



HAL
open science

Étude d'un résonateur piézoélectrique à ondes acoustiques de volume en technologie film mince

Olivier Mareschal

► **To cite this version:**

Olivier Mareschal. Étude d'un résonateur piézoélectrique à ondes acoustiques de volume en technologie film mince. Autre. Université Paris-Est, 2011. Français. NNT : 2011PEST1035 . tel-00789852v2

HAL Id: tel-00789852

<https://theses.hal.science/tel-00789852v2>

Submitted on 28 Feb 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITE PARIS-EST
ECOLE DOCTORALE MSTIC

Thèse de doctorat

Champ disciplinaire : Electronique, optronique et systèmes

présentée par

OLIVIER MARESCHAL

Étude d'un résonateur
piézoélectrique à ondes acoustiques
de volume en technologie film mince

Thèse codirigée par GAËLLE LISSORGUES et CHRISTOPHE DOLABDJIAN

Soutenue le : 22 mars 2011

Jury :

GAËLLE LISSORGUES (codirectrice)

Professeur à l'ESIEE, Noisy-le-Grand

CHRISTOPHE DOLABDJIAN (codirecteur)

Professeur à l'Université de Caen

SYLVAIN BALLANDRAS (rapporteur)

Professeur à l'ENSMM, Besançon

CLAUDE PELLET (rapporteur)

Professeur à l'Université Bordeaux 1

CLAUDE RICHARD (examineur)

Professeur à l'INSA de Lyon

DANIEL ROYER (examineur)

Professeur à l'Université Denis Diderot, Paris 7

SÉBASTIEN SAEZ (examineur)

Maître de Conférence à l'Université de Caen

LAURIE VALBIN (examineur)

Professeur assistant à l'ESIEE, Noisy-le-Grand

PATRICE GAMAND (invité)

Ingénieur à NXP Semiconductors, Caen

*A mes parents,
à mes soeurs Rose-Marie et Juliette,
à Carine.*

Remerciements

Cette thèse a été réalisée en co-direction avec le laboratoire ESYCOM (rattaché à l'école d'ingénieurs ESIEE), le laboratoire GREYC et la société NXP SEMICONDUCTORS. Ces travaux ont débuté au sein de l'équipe SiP d'NXP SEMICONDUCTORS sur le site de Caen Côte de Nacre. La fermeture du site, intervenue suite à un plan social au terme de la première année, a marqué la fin du projet industriel. Les deux années suivantes se sont déroulées au sein de l'équipe électronique du GREYC, en collaboration avec l'ESYCOM. Malgré ces conjonctures, la qualité de l'encadrement ainsi que la disponibilité des laboratoires d'accueil m'ont permis d'accomplir cette thèse dans d'excellentes conditions.

Je tiens tout d'abord à remercier mes directeurs de thèse, GAËLLE LISSORGUES (ESYCOM) et CHRISTOPHE DOLABDJIAN (GREYC), de m'avoir accueilli dans leurs laboratoires respectifs et d'avoir accepté de diriger ma thèse. Je tiens également à leur exprimer ma gratitude pour m'avoir accompagné tout en me laissant l'indépendance de mes choix. Merci également à mes encadrants, LAURIE VALBIN (ESYCOM), pour son suivi régulier, malgré les distances, et ses nombreux éclairages, ainsi que SÉBASTIEN SAEZ (GREYC), pour son regard critique ainsi que ses conseils pertinents sans lesquels ma thèse n'aurait pas la même dimension. Merci également à ALAIN CAMPBELL (LMNO) d'avoir bien voulu consacrer du temps à répondre à mes questions.

J'exprime toute ma gratitude à PATRICE GAMAND (NXP SEMICONDUCTORS) d'avoir accepté de m'intégrer dans l'équipe de l'IC-RF. Mes plus sincères remerciements à FABRICE VERJUS (ex-ingénieur développement à NXP SEMICONDUCTORS), historiquement initiateur du projet à NXP, et qui n'a malheureusement pas pu continuer l'aventure, suite aux plans sociaux de l'entreprise. Merci également aux membres des différentes équipes avec qui j'ai travaillé sur le projet. En particulier SÉBASTIEN LOISEAU, JULIEN ROUESARD, AURÉLIEN FOUGERAT et JEAN-MARIE DALLET.

Enfin merci à tous les collègues et amis avec lesquels j'ai partagé une partie de cette thèse. Dans le désordre : BASILE D., HUGO D., GUILLAUME B., NICOLE D., JEAN-BAPTISTE G., BRUNO G., DALAL F., XIN Z., THOMAS D., SÉBASTIEN I., NICOLAS N., RÉGIS C., NICOLAS R., STÉPHANE F., NATHALIE B., CHANTAL G., BOGDAN C., HÉLOÏSE C., VINCENT G., GILLES A., JEAN-MARC R., SYLVAIN L., JULIEN G., LAURENCE M., AMMAR A., MARC L., CHRISTOPHE C., MATTHIEU D., PIERRE L., DIDIER R., MARIA T., SHUANG L., RACHIDA T., CORENTIN. J, ALICE G., SHENG W., CEDRIC F., RIMOND H., ainsi que tous ceux que je n'ai pas pu noter, faute de place. . .

Introduction générale

L'industrie des semi-conducteurs représente, outre un important potentiel de production, une forte activité en recherche et développement. Ces activités participent de manière fondamentale, à la conception des nouvelles technologies de l'information et de la communication. Actuellement, l'un des enjeux majeurs est la conception de circuits électroniques, intégrant un maximum de fonctionnalités dans un minimum d'espace. En 1965, la prédiction de GORDON MOORE, alors ingénieur à FAIRCHILD SEMICONDUCTOR et qui fondera en 1968, avec ROBERT NOYCE, la société INTEL, prévoyait que la densité d'intégration de composants sur silicium doublerait tous les 18 mois (loi de MOORE). La capacité de l'industrie à suivre cette progression a été rendue possible par le progrès technique et le degré de confiance élevé des investisseurs. Cela s'est traduit par l'augmentation du rapport performance sur coût des produits fabriqués, induisant une croissance exponentielle du marché.

Bien que cette loi serve encore de feuille de route aujourd'hui, des études montrent que les limites physiques des systèmes électroniques miniaturisés seront atteintes dans une dizaine d'années [1]. Depuis 2005, de nouvelles tendances ont émergé pour poursuivre l'intégration des systèmes. Parmi celles-ci, le concept nommé « *More Than Moore* » vise à diversifier les dispositifs à base de semi-conducteurs [2]. Le principe de ces technologies consiste en l'intégration de fonctionnalités hétérogènes, numériques ou non, dans des systèmes compacts. Ces fonctions peuvent impliquer le traitement des signaux analogiques et mixtes, l'intégration de composants passifs, des composants à haute tension, des dispositifs micromécaniques, des capteurs et des actionneurs ainsi que des dispositifs microfluidiques.

Dans ce contexte, les progrès technologiques de fabrication ont donné naissance à des composants innovants tels que les MEMS (*Micro Electro Mechanical Systems*). Ces dispositifs de taille micrométrique associent au sein d'un même substrat, par des technologies de microfabrication, des éléments mécaniques et électriques. Ils constituent l'une des approches possibles permettant d'améliorer la miniaturisation et l'intégration des dispositifs réalisés. Depuis une quinzaine d'années, de nombreux microsystèmes électromécaniques ont été développés. Leurs domaines d'applications concernent les secteurs grand public, industriel, médical ou encore militaire. Par exemple, certains composants MEMS sont actuellement utilisés dans la réalisation de têtes d'imprimante, de filtres radio fréquence (RF), d'accéléromètres ou encore de gyroscopes. Il existe un bon nombre d'autres applications les utilisant, tels que les résonateurs, les capteurs de champ magnétique, des

générateurs d'énergie ou bien des micropiles à combustible. Ces dernières font l'objet d'importantes investigations dans les laboratoires de recherche.

La société NXP SEMICONDUCTORS a développé une technologie d'intégration dite SiP (*System-in-Package*). Elle consiste en la réalisation de systèmes complexes à partir de l'assemblage de plusieurs puces sur un substrat hôte en silicium, incorporant déjà des composants passifs intégrés. Ces puces, issues de différentes technologies, peuvent contenir des circuits intégrés analogiques, numériques, de puissance, de communication RF, ou bien des composants MEMS. Un des objectifs stratégiques adoptés par NXP est l'intégration de ces systèmes dans des équipements nomades tels que les clés USB (*Universal Serial Bus*), les puces RFID (*Radio Frequency IDentification*) ou encore les téléphones portables. Les performances de ces dispositifs sont principalement limitées par la taille des circuits, imposée par le fabricant. Or, certaines fonctions, nécessaires au bon fonctionnement de ces appareils, utilisent des technologies ne permettant pas leur intégration. C'est notamment le cas des circuits d'horloges, dites de référence, et de filtrage. Le quartz est actuellement l'un des principaux composants utilisé pour la réalisation de ces fonctions. Malgré ses excellentes caractéristiques (stabilité en fréquence et en température), ce crystal n'est pas compatible avec les principales technologies de fabrication CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*), permettant son intégration. De plus, ce composant est relativement encombrant (quelques millimètres cubes). Une solution, alors envisagée par NXP, est de substituer les quartz par des MEMS, lorsque l'application le permet.

L'objectif du projet industriel, dans lequel mes travaux de recherche s'inscrivent, est la conception d'un résonateur MEMS piézoélectrique à ondes acoustiques¹ destiné aux applications RF, dont la réalisation est compatible avec les équipements industriels disponibles à NXP SEMICONDUCTORS. Ce composant est nommé TFEAR (*Thin Film Elongation Acoustic Resonator*) en raison de son mode de vibration en élongation. Sa conception nécessite la mise en œuvre de compétences très diversifiées.

Ainsi, cette étude a donné lieu à deux thèses CIFRE complémentaires. La bonne réalisation d'un tel projet a nécessité des interactions régulières entre elles, afin d'améliorer la fabrication de ces nouveaux composants et d'optimiser leurs performances. La première thèse concerne spécifiquement l'adaptation du procédé de fabrication du TFEAR, développé préalablement aux laboratoires de l'ESIEE, aux équipements industriels classiques (Thèse de S. LOISEAU [3]).

La seconde thèse fait l'objet du travail présenté dans ce manuscrit. Elle s'intéresse au développement d'outils de caractérisation électrique du TFEAR et à l'étude de ses performances au regard d'un modèle théorique. Deux axes fondamentaux ont été suivis :

1. Dans cette thèse, l'expression « ondes acoustiques » sera généralement utilisée, mais de manière abusive. En effet, on a affaire ici à des ondes dont le support est le réseau cristallin du solide piézoélectrique. L'expression appropriée est « ondes élastiques ». Pour respecter la dénomination du résonateur et afin de s'accorder à la terminologie usuellement pratiquée dans la littérature, le choix a été fait de garder malgré tout l'expression « ondes acoustiques » tout au long de ce manuscrit.

- un axe théorique, dont l’objectif est de proposer un outil simple, permettant de décrire le fonctionnement du résonateur et de prévoir son comportement. Cette étude est réalisée par une méthode de simulation numérique et par un développement analytique ;
- un axe expérimental, dont les objectifs sont, d’une part, de valider la théorie par des mesures et, d’autre part, de mettre en œuvre les résultats théoriques dans un plan d’expérience. Ceci permettra d’évaluer les principales caractéristiques des résonateurs fabriqués afin d’estimer les propriétés physiques des matériaux déposés (coefficients piézoélectriques, coefficient de permittivité électrique) et électriques (fréquence de résonance, résistance motionnelle, facteur de qualité).

L’analyse des tests, réalisés sur les premiers lots d’échantillons, a révélé de nombreux problèmes de fabrication. Des solutions ont été envisagées mais n’ont malheureusement pas été mises en œuvre, suite à l’arrêt prématuré de ce projet par NXP en décembre 2008. En effet, un plan social, intervenu au terme de ma première année de thèse, a marqué la fermeture du site de production caennais de la société. Dans ce contexte, les mesures réalisées au cours de cette étude correspondent aux premières itérations du processus d’amélioration technologique engagé. Par conséquent, les résultats présentés dans ce document ne correspondent pas pleinement aux objectifs initiaux (réaliser des TFEAR optimisés). Néanmoins, les résultats obtenus n’en demeurent pas moins encourageants. Ce manuscrit s’articule autour de trois chapitres.

Dans un premier temps, le contexte industriel ainsi que les différentes technologies MEMS utilisées pour la réalisation de résonateurs intégrables sont abordés. Cette étude permet notamment de fixer un cahier des charges, résumant les principales caractéristiques du TFEAR à réaliser. L’intérêt de développer de tels résonateurs est révélé à travers une étude bibliographique détaillée.

La piézoélectricité et l’élasticité linéaire sont présentées dans le second chapitre. La compréhension des principes physiques mis en jeu permet d’établir un modèle théorique du TFEAR. Un travail analytique conduit à un schéma électrique équivalent décrivant le comportement du dispositif.

Le dernier chapitre est consacré à l’analyse des résultats de mesures des résonateurs fabriqués. Les principaux paramètres physiques et électriques des TFEAR caractérisés sont évalués à travers différentes démarches expérimentales. Une analyse statistique des résultats de mesures automatisées des deux meilleurs lots d’échantillons fabriqués est présentée. Cette étude de caractérisation est complétée par des résultats de mesures en température ainsi que par la mise en œuvre d’un oscillateur simple à l’aide d’un TFEAR.

Ce manuscrit s’achève par une conclusion du travail effectué. Elle est l’occasion d’établir un bilan des différents thèmes abordés. Des investigations complémentaires sont proposées afin de donner des voies d’amélioration. Enfin, les perspectives envisagées à plus long terme sont présentées.

Table des matières

Introduction générale	7
1 Analyse de la problématique de la réalisation d'un résonateur MEMS dans un contexte industriel	15
1.1 Le contexte industriel en microélectronique et en contrôle de la fréquence .	15
1.1.1 Les nouveaux enjeux pour la miniaturisation des composants	15
1.1.2 Des résonateurs MEMS comme alternative au quartz	16
1.1.3 Applications visées	18
1.2 État de l'art des résonateurs MEMS	20
1.2.1 Les résonateurs MEMS à couplage capacitif (ou électromécanique) .	23
1.2.1.1 Principe de fonctionnement	23
1.2.1.2 État de l'art des résonateurs MEMS à couplage capacitif	25
1.2.2 Les résonateurs MEMS piézoélectriques	27
1.2.2.1 Présentation de la piézoélectricité et des principaux réso-	
nateurs	27
1.2.2.2 Matériaux utilisés	32
1.2.2.3 État de l'art de résonateur MEMS à ondes acoustiques de	
volume	34
1.2.3 Synthèse et comparaison avec les applications visées	36
1.3 Présentation du résonateur TFEAR	38
1.3.1 Principe de fonctionnement	38
1.3.2 Procédé de fabrication	38
1.3.2.1 Choix du procédé technologique	40
1.3.2.2 Résumé des étapes technologiques de fabrication	41
1.4 Conclusion du premier chapitre	42
2 Modélisation du résonateur TFEAR	45
2.1 Mise en équation de la piézoélectricité linéaire	45
2.1.1 Equations mécaniques d'un milieu linéaire	45
2.1.1.1 Déformations	45
2.1.1.2 Contraintes	47
2.1.1.3 Elasticité linéaire	47

2.1.1.4	Équation d'équilibre	49
2.1.2	Equations électriques d'un milieu linéaire	49
2.1.3	Piézoélectricité	50
2.1.3.1	Conditions aux limites	51
2.2	Modèle tridimensionnel du TFEAR	52
2.2.1	La méthode des éléments finis	52
2.2.2	Description du modèle	53
2.2.3	Résultats des calculs par la méthode des éléments finis	56
2.2.3.1	Evaluation de la fréquence de résonance par le calcul des modes propres des déplacements	56
2.2.3.2	Evaluation du comportement fréquentiel de l'impédance électrique du résonateur avec pertes	58
2.2.4	Conclusions du modèle tridimensionnel	59
2.3	Modèle bi-dimensionnel du TFEAR	62
2.3.1	Hypothèses de départ	62
2.3.2	Expression du champ électrique	64
2.3.3	Equation en régime dynamique - Matériau équivalent	64
2.3.4	Conclusion du modèle bi-dimensionnel	66
2.4	Modèle unidimensionnel du TFEAR	66
2.4.1	Hypothèses de départ	67
2.4.2	Expression des déplacements mécaniques en régime harmonique	68
2.4.2.1	Amplitude des déplacements suivant l'axe x du barreau équivalent en régime dynamique	68
2.4.2.2	Amplitude des déplacements suivant l'axe z du barreau équivalent en régime dynamique	70
2.4.2.3	Comparaison avec la simulation par éléments finis	71
2.4.3	Expression de l'impédance électrique	75
2.4.4	Intégration des pertes dans le modèle unidimensionnel	78
2.4.4.1	Expression des déplacements mécaniques et de la fréquence de résonance avec pertes	79
2.4.4.2	Expression de l'impédance électrique avec pertes	82
2.4.4.3	Simplification du schéma électrique équivalent avec pertes	84
2.5	Conclusion du deuxième chapitre	90
3	Caractérisation électrique du TFEAR	93
3.1	Description des échantillons	94
3.1.1	Présentation des wafers de test	94
3.1.2	Les cellules PCM	95
3.1.3	Les cellules de test	97

3.1.4	Évaluation de la dérive en fréquence de résonance induite par les incertitudes de la technologie de fabrication	100
3.1.4.1	Évaluation de la dérive en fréquence en fonction du désalignement entre les masques de photolithographie	101
3.1.4.2	Évaluation de la dérive en fréquence en fonction des incertitudes sur les dimensions latérales des masques de photolithographie	103
3.1.4.3	Évaluation de la dérive en fréquence en fonction des incertitudes sur les épaisseurs des couches déposées	103
3.2	Extraction des paramètres physiques de la couche piézoélectrique	104
3.2.1	Mesures du coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ de l'AlN	104
3.2.2	Mesures du coefficient de permittivité diélectrique $\epsilon_{33,f}$ de l'AlN	109
3.2.3	Conclusion sur les mesures des paramètres physiques	111
3.3	Extraction des paramètres électriques des résonateurs	112
3.3.1	Principe de la mesure	113
3.3.2	Schéma électrique équivalent des dispositifs mesurés	114
3.3.3	Extraction des paramètres électriques	116
3.3.3.1	Principe de l'extraction des paramètres électriques d'un échantillon dans la configuration de mesure	116
3.3.3.2	Traitement en nombre et extraction des paramètres électriques des mesures automatisées	119
3.4	Rendement et cartographie en fonction de la technologie	121
3.4.1	Analyse du rendement des TFEAR fonctionnels mesurés sur deux wafers	121
3.4.2	Représentation cartographique	122
3.5	Comparaisons statistiques des paramètres électriques obtenus sur différents échantillons	128
3.5.1	Mesures de la fréquence de résonances f_r	129
3.5.2	Résultats des mesures des résistances motiionnelles R_m	130
3.5.3	Résultats des mesures du facteur de qualité Q	130
3.5.4	Conclusion des résultats obtenus	136
3.6	Dépendance en température de la fréquence de résonance	137
3.7	Perspectives pour la réalisation d'un oscillateur à base de TFEAR	142
3.8	Conclusion du troisième chapitre	144
	Conclusion générale	145
	Liste des symboles	149

Table des matières

Annexe 1

Pulvérisation cathodique 167

Annexe 2

Paramètres physiques des matériaux utilisés 171

1 Analyse de la problématique de la réalisation d'un résonateur MEMS dans un contexte industriel

Dans ce premier chapitre, la problématique de la réalisation d'un résonateur MEMS est exposée. Dans un premier temps, les enjeux actuels entraînant les fabricants de semi-conducteurs à concevoir des systèmes miniaturisés afin d'y intégrer un maximum de fonctionnalités, sont énoncés. Il est montré, à travers un exemple concret (le téléphone mobile), que les dispositifs MEMS sont de plus en plus utilisés comme alternatives miniatures aux quartz. En se limitant à certaines applications visées, un cahier des charges sera établi, résumant ainsi les caractéristiques attendues pour la réalisation d'un résonateur.

Dans un deuxième temps, un état de l'art des résonateurs MEMS répondant aux exigences d'intégrabilité (dont le procédé de fabrication est compatible avec le standard CMOS), est présenté. Les principaux dispositifs illustrant les différents modes de fonctionnement des résonateurs seront exposés. Une synthèse de cette étude permet de comparer l'état de l'art avec les spécifications établies dans la première partie.

Enfin, la troisième section de ce chapitre est consacrée à une présentation du résonateur étudié durant cette thèse. Son principe de fonctionnement ainsi que le procédé employé pour sa fabrication y sont exposés.

1.1 Le contexte industriel en microélectronique et en contrôle de la fréquence

1.1.1 Les nouveaux enjeux pour la miniaturisation des composants

Le marché des hautes technologies, et plus particulièrement celui des semi-conducteurs, est en perpétuelle recherche d'innovations dont les tendances principales sont la miniaturisation, la connectivité et le contrôle des coûts. La loi empirique de MOORE [4], énoncée en 1965 par GORDON E. MOORE, co-fondateur de la société INTEL, prédit que le nombre de transistors des microprocesseurs sur une puce de silicium doit doubler tous les deux

ans. Dans cette conjoncture, les industriels se sont surtout basés sur la diminution de la taille des circuits intégrés monolithiques. Or, cette évolution touche à son terme. En effet, la miniaturisation des composants provoque des problèmes de dissipation thermique et de bruits parasites dans les circuits. Aussi, les limites physiques théoriques de la taille des circuits CMOS devraient être atteintes en 2020, lorsque la taille des grilles de transistor atteindra 5 nm [1] (*beyond CMOS*). Seule, la miniaturisation des composants au sein d'un même substrat, ne peut donc plus suffire. Afin d'anticiper ces difficultés, deux nouvelles technologies de fabrication ont émergé :

- La technologie SoC (*System-on-Chip*) [5] : évolution des étapes de fabrication *front-end*, dont l'objectif est d'augmenter l'intégration de composants et de fonctions sur un même substrat. Cette technologie suit directement la loi de Moore (*more MOORE*) et permet de concevoir des systèmes complets pouvant embarquer mémoire, processeurs et périphériques d'interface de façon monolithique.
- La technologie SiP (*System-in-Package*) [6] : évolution de l'étape de fabrication *back-end*, dont l'objectif est de développer des systèmes combinant différents composants électroniques hétérogènes (composants passifs, MEMS, composants optiques) dans un boîtier standard (*More than MOORE*).

L'association de ces deux technologies permet un accroissement des performances ainsi qu'une augmentation de la polyvalence des systèmes [7]. De nouvelles tendances sont ainsi créées, comme représenté par le graphique de la figure 1.1. Les SoC et les SiP fournissent une voie d'amélioration des performances, de la puissance, du coût et de la taille des systèmes électroniques. En combinant ces deux technologies dans leurs systèmes, les industriels continuent à accroître le nombre de fonctionnalités des circuits électroniques. Cette augmentation n'est plus simplement limitée par la taille des composants, prévue par la loi de MOORE. En conséquence, l'association des deux tendances « *more Moore* » et « *more than Moore* », induit une forte demande de composants innovants tels que les MEMS.

1.1.2 Des résonateurs MEMS comme alternative au quartz

Par leur fort facteur de qualité et leur grande stabilité en fréquence, les résonateurs à quartz sont des composants de référence pour la réalisation d'oscillateurs et de filtres dans les secteurs grand public, industriel et militaire. Le marché des quartz et des oscillateurs n'a cessé d'augmenter de 4 % à 10 % chaque année depuis 2000. Le tableau 1.1 présente les caractéristiques typiques d'un résonateur à quartz en comparaison avec celles d'un résonateur céramique de moins bonne qualité (ce dernier sera plutôt utilisé pour des applications moins contraignantes en termes de performances). Les défauts majeurs des quartz (et des céramiques) sont leurs dimensions macroscopiques ainsi que leur incompatibilité avec les procédés de fabrication CMOS standards. Ce point les rend difficilement intégrables sans

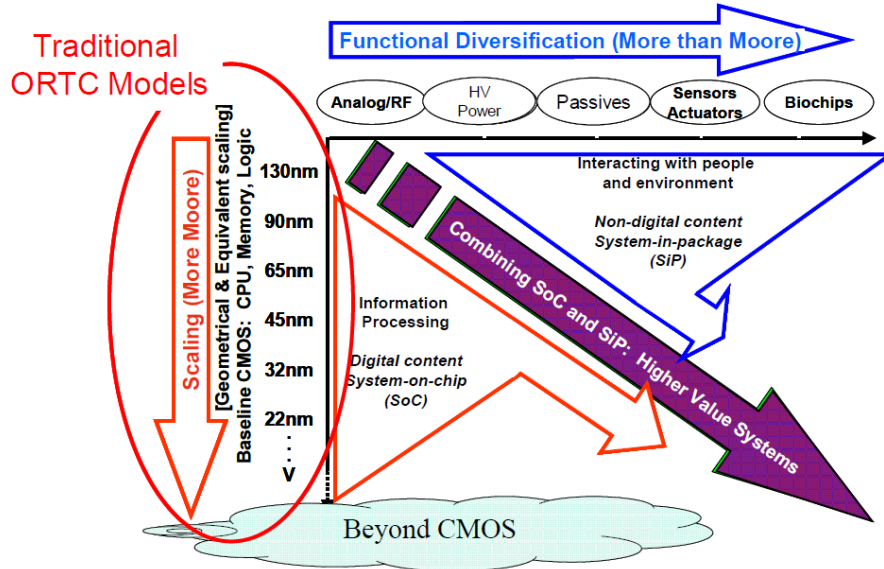


FIGURE 1.1: Loi « More than Moore ». [2]

	Quartz	Céramiques
Tolérance en fréquence	50 ppm	2000 ppm ~ 5000 ppm
Dérive en température	$\pm 0,5$ ppm/°C	± 20 ppm/°C ~ ± 50 ppm/°C
Capacité statique	10 pF max	10 pF ~ 50 pF
Facteur de qualité Q	$10^4 \sim 10^5$	$10^2 \sim 10^3$
Ajustement de la fréquence (Δf)	$0,002 \times f_{osc}$	$0,05 \times f_{osc}$
Temps de démarrage	10^{-3} s ~ 10^{-2} s	10^{-5} s ~ 10^{-4} s
Encombrement (hauteur)	13,5 mm	7,5 mm

TABLE 1.1: Comparaison des caractéristiques des résonateurs à quartz et en céramique.

surcoût prohibitif. Il est possible de fabriquer des microstructures inductances-capacités (L-C) pour la réalisation de résonateurs intégrés, mais ces derniers présentent de piètres caractéristiques. Il ne sont alors compatibles qu'avec certaines applications ne nécessitant pas une grande précision en fréquence. Par exemple, l'oscillateur interne d'un microcontrôleur MICROSHIP PIC18F4550 fonctionne grâce à un résonateur L-C intégré, donné pour une précision à ± 20000 ppm à 8 MHz. L'avantage des circuits L-C est l'utilisation d'inductances variables [8, 9, 10] et de capacités variables [11]. Leur inconvénient principal est leur faible facteur de qualité Q , limité par les méthodes de fabrication des inductances, dont les valeurs dépassent rarement 50 (en comparaison, une corde de guitare en alliage de nickel-acier de 63,5 cm de longueur réglée au « La » à 440 Hz présente un facteur de qualité de 350).

Récemment, les nouvelles technologies de fabrication de microsystèmes ont permis de réaliser des dispositifs MEMS, notamment pour l'élaboration de résonateurs, de filtres et de capteurs. En effet, la précision et la stabilité de leur fréquence de résonance per-

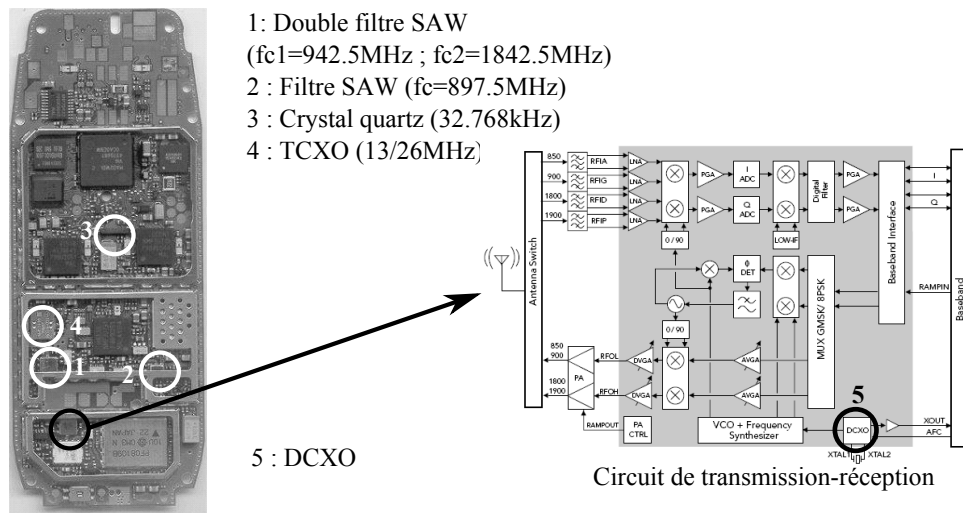


FIGURE 1.2: Oscillateurs présents dans un téléphone GSM classique. [13]

mettent de concevoir des oscillateurs stables à faible bruit de phase ainsi que des filtres suffisamment sélectifs dans des applications grand public. Un exemple typique d'application compatible avec ce type d'oscillateur est le téléphone portable GSM, comme celui représenté en figure 1.2. Il est notamment composé de filtres SAW (*Surface Acoustic Wave*) piézoélectriques sur substrat de tantalate de lithium ou de niobate de lithium, fonctionnant entre 900 MHz et 2 GHz pour le filtrage du signal entre l'antenne et le circuit de réception-transmission. La présence de résonateurs à quartz permet la réalisation d'horloge de référence à 32,768 kHz et des oscillateurs à quartz compensés en température (TCXO) assurent la sélection du canal du synthétiseur émetteur-récepteur (13 et 26 MHz). De plus en plus, les fabricants de téléphones mobiles se tournent vers des solutions tout intégré : des oscillateurs à quartz compensés numériquement (DCXO) sont apparus dans les circuits de réception-transmission des téléphones (composant numéro 5 de la figure 1.2). Toutefois, beaucoup d'oscillateurs de ce type nécessitent encore la présence d'un résonateur externe pour fonctionner (comme dans l'exemple illustré). On remarque que l'oscillateur à quartz reste de rigueur ici, comme dans de nombreuses applications, dont la fréquence de fonctionnement est inférieure à la centaine de mégahertz.

Les microstructures résonantes MEMS constituent aujourd'hui la meilleure solution d'intégration dans le secteur du contrôle de la fréquence [12]. Le premier fabricant à proposer des résonateurs MEMS discrets en silicium sur le marché a été la société DISCERA en 2001. La société SiTIME a ensuite proposé ses propres solutions à partir de 2004.

1.1.3 Applications visées

Cette thèse porte sur l'étude et la caractérisation d'un résonateur MEMS intégrable dans des circuits RF et des SiP. Ce résonateur permettra notamment la réalisation d'oscillateurs et de filtres dans certains dispositifs présents dans le secteur du grand public.

	Gammes de fréquence	Températures de fonctionnement	Stabilité en fréquence
USB 2.0 Low speed	1,5 MHz	-40 °C ~ 85 °C	±15000 ppm
USB 2.0 Full speed	12 MHz	-40 °C ~ 85 °C	±2500 ppm
USB 2.0 High speed	48 MHz	-40 °C ~ 85 °C	±500 ppm
Wifi / Bluetooth	10/26/40/52 MHz	-40 °C ~ 85 °C	±500 ppm
GSM	26 MHz	-30 °C ~ 75 °C	±50 ~ ±200 ppm
GPS	32,768 kHz	-40 °C ~ 85 °C	n.c.
Automobile	3/7, 3/8, 4/10 MHz	-40 °C ~ 85 °C	±100 ppm
Vidéo	27 MHz	-10 °C ~ 70 °C	±20 ~ ±100 ppm

TABLE 1.2: Principales caractéristiques d'oscillateurs de quelques applications visées.

Parmi les applications de ce domaine, se trouvent, par exemple, l'USB, les périphériques informatiques, les tuners TV, le bluetooth, les encodeurs vidéo, les dispositifs ZigBee, les dispositifs T-DMB/DAB, les cameras CCD, les dispositifs sans fils WLAN ou encore l'UMTS. Le tableau 1.2 présente les principales caractéristiques de quelques unes des applications visées. L'objectif étant la fabrication d'un résonateur intégrable à faible coût, il doit être entièrement compatible avec les procédés de fabrication standards CMOS. Ainsi, un tel résonateur pourra être réalisé par la société NXP SEMICONDUCTORS de Caen, dont les équipements disponibles sont dédiés à la fabrication de ce type de composant.

L'analyse du tableau 1.2 permet de fixer un cahier des charges pour la réalisation d'un résonateur fonctionnant entre 1 MHz et 60 MHz. La stabilité en fréquence est une des caractéristiques les plus contraignantes pour la réalisation d'un résonateur. Les applications nécessitant une stabilité inférieure à 500 ppm sur la fréquence de résonance ne sont pas concernées dans cette étude. La réalisation de résonateurs ultra-stables (<500 ppm) pourra faire l'objet d'études complémentaires dans le futur, mais ne sera pas traitée dans cette thèse.

Le tableau 1.3 résume les principales caractéristiques attendues du résonateur désiré. Les principaux paramètres le caractérisant y sont indiqués, dont les valeurs proviennent d'une étude de marché réalisée en interne à NXP SEMICONDUCTORS. La gamme de fréquence, la température, ainsi que la précision en fréquence, sont directement issues des

Fréquences de fonctionnement (mode fondamental)	1 ~ 60 MHz
Température de fonctionnement	-40 ~ 85 °C
Précision en fréquence	±500 ppm
Facteur de qualité	1500 ~ 5000
Résistance série équivalente (Résistance motionnelle)	10 ~ 25 MHz : 200 Ω max 25 ~ 40 MHz : 100 Ω max 40 ~ 80 MHz : 60 Ω max
Consommation	Typ.10 μW (100 max)
Encombrement (Surface du substrat)	0,5 ~ 0,1 mm ²

TABLE 1.3: Cahier des charges du résonateur pour les applications visées.

données du tableau 1.2. Le coefficient de qualité est choisi pour correspondre à un bruit de phase convenable pour la plupart des applications citées. Par exemple, les oscillateurs des circuits de réception-transmission des téléphones GSM fonctionnant à 26 MHz nécessitent un bruit de phase de -130 dBc/Hz à 1 KHz de la porteuse. La résistance série doit également être conforme pour permettre l'adaptation du résonateur avec les circuits RF. Enfin, la consommation et l'encombrement doivent être minimisés, afin d'intégrer le résonateur dans les SiP ou les SoC.

1.2 État de l'art des résonateurs MEMS

Un dispositif MEMS consiste en l'association d'éléments mécaniques et électriques au sein d'un même substrat par des technologies de microfabrication. La plupart de ces technologies ont été empruntées au secteur des circuits intégrés. Il existe, par exemple, les techniques de photolithographie, d'oxydation thermique, de dépôt chimique en phase vapeur (CVD), de pulvérisation et de gravure sèche ou humide pour mettre en forme des matériaux tels que le silicium, le dioxyde de silicium et l'aluminium servant à établir les connections. Néanmoins, le développement des MEMS a apporté de nouveaux procédés dans la fabrication, entre autres : la gravure humide anisotrope du silicium, la gravure ionique réactive profonde, la lithographie à rayons X... D'autre part, de nouveaux matériaux sont apparus dans la fabrication de couches minces piézoélectriques (AlN, PZT, ZnO) et magnétiques (Ni, Fe, Co), ainsi que ceux déposés à haute température (carbure de silicium et céramiques), l'or et le platine [14]. Un MEMS exploite ainsi les propriétés

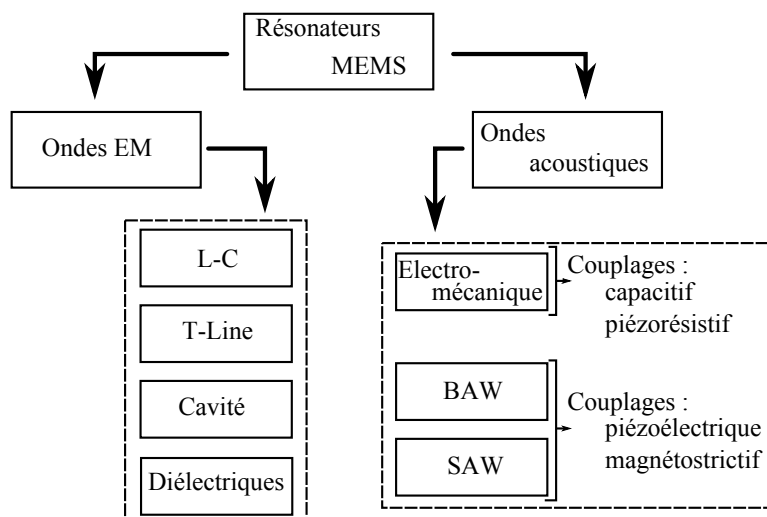


FIGURE 1.3: Classement des résonateurs MEMS

de ces matériaux pour la réalisation des actionneurs ou des capteurs à travers différents modes de transduction. Ces derniers convertissent l'énergie d'une grandeur physique en une autre. Les modes de transduction les plus couramment utilisés en technologie MEMS, sont rassemblés dans le tableau 1.4, ceux utilisés dans les microrésonateurs y sont indiqués en rouge.

La figure 1.3 présente un classement schématique des différents types de résonateurs MEMS existants. Il se décrivent en deux principales catégories : les résonateurs à ondes électromagnétiques (EM) et les résonateurs à ondes acoustiques [15]. La première catégorie inclut les résonateurs à inductances-capacités (L-C) et les résonateurs à ligne de transmission (T-line) pour les fréquences supérieures à 10 GHz. Lorsque le facteur de qualité requis est supérieur à 500, les résonateurs à cavité et à grande permittivité diélectrique sont utilisés. Les premiers présentent l'inconvénient d'être volumineux (quelques centaines de mm^3 pour 10 GHz) et leur poids est relativement élevé. De plus, le coût de fabrication de ces résonateurs est élevé. Les résonateurs diélectriques sont, quant à eux, moins volumineux. La plupart des résonateurs à ondes EM sont utilisés, soit pour des configurations ne nécessitant pas un grand facteur de qualité, soit pour des applications dans la gamme de fréquence très supérieure à 1 GHz.

La deuxième catégorie de résonateurs, utilisant les ondes acoustiques, présente certains avantages par rapport à leurs homologues électromagnétiques, notamment leur facteur de qualité plus élevé et leur taille moins imposante. De manière générale, un résonateur à ondes acoustiques est un système qui convertit une énergie électrique en énergie mécanique et réciproquement. Ces dispositifs sont composés de deux sous-ensembles, l'un mécanique et l'autre électrique, tous deux liés par transduction électromécanique. La partie mécanique possède des modes de vibration en résonance à certaines fréquences pour lesquelles l'énergie du signal électrique résultant est maximale. Les ondes acoustiques peuvent être générées par plusieurs modes de transduction : par couplage capacitif, piézoélectrique,

	Vers →					
De ↓	Électrique	Magnétique	Mécanique	Thermique	Chimique	Radiatif
Électrique		Maxwell-Ampère	Electrostriction Piézoélectricité	Résistance chauffante	Electrolyse Ionisation	Transmission EM
Magnétique	Effet Hall GMR, GMI		Magnétostatique Magnétostriction	Courants de Foucault Pertes d'hystérésis	Changement de phase	Magnéto-optique
Mécanique	Capacité variable Piézoélectricité Piézorésistivité	Magnétostriction		Friction	Vitesse de réaction d'ignition	Triboluminescence
Thermique	Thermoélectricité	Point de Curie	Expansion thermique		Radiation thermique	
Chimique	Potentiel électrochimique	Magnétochimie	Changement de phase	Combustion	Chimiluminescence	
Radiatif	Photoconduction Réception EM	Magnéto-optique	Durcissement radiatif	Photothermie	Photochimie	

TABLE 1.4: Mécanismes de transduction couramment utilisés en technologie MEMS. Ceux utilisés dans les microrésonateurs sont indiqués en rouge. [14]

magnétostrictif etc... Les ondes acoustiques générées par ces deux derniers peuvent être de surface (SAW, pour *Surface acoustic Wave*) ou de volume (BAW, pour *Bulk Acoustic Wave*). Les transducteurs piézorésistifs et magnétostrictifs sont plus généralement choisis pour réaliser des capteurs. Les transducteurs piézorésistifs permettent notamment leur intégration dans des jauges de contraintes couplées avec un pont de WHEATSTONE [16, 17]. Des études ont montré leur possible utilisation comme résonateur dans la gamme de fréquence entre 10 MHz et 60 MHz [18, 19]. Dans ce cas, la résonance mécanique est obtenue par couplage capacitif. Ces résonateurs présentent alors les mêmes inconvénients que les résonateurs électromécaniques, notamment pour leur tension de polarisation nécessaire (de l'ordre de la dizaine de volts) ainsi que leur résistance motionnelle élevée (quelques kilohms à quelques kilohertz). Aussi, ils couvrent une bande de fréquence moins large. Les transducteurs à couplage capacitif sont donc privilégiés pour réaliser des résonateurs à fort facteur de qualité. Les transducteurs magnétostrictifs ont, quant à eux, de faibles coefficients de qualité et présentent des difficultés d'intégration à cause des matériaux employés [20]. D.VIEHLAND et coll. a récemment démontré leur aptitude dans la réalisation de capteurs magnétiques à haute sensibilité en couplant des éléments magnétostrictifs et piézoélectriques [21].

Les résonateurs présentés dans les deux sections suivantes concernent les résonateurs à ondes acoustiques. En raison de leur fort potentiel d'intégration pour les applications visées, seuls ceux fonctionnant par transduction capacitive et piézoélectrique seront exposés. La première partie est consacrée aux résonateurs à couplage capacitif, appelés également résonateurs *électromécaniques* dans la littérature, bien que ce terme puisse désigner l'ensemble des résonateurs piézoélectriques. La deuxième partie présente les résonateurs piézoélectriques. Un bref descriptif de leur fonctionnement sera présenté.

1.2.1 Les résonateurs MEMS à couplage capacitif (ou électromécanique)

1.2.1.1 Principe de fonctionnement

Afin d'illustrer la transduction à couplage capacitif, l'exemple le plus simple est celui de la capacité plane. Dans le schéma de la figure 1.4, la capacité comporte une armature solidaire du substrat et une autre mobile. L'application d'un signal d'excitation aux bornes de la partie mobile engendre une variation de cette dernière, par un phénomène de force électrostatique. Ceci induit alors une variation de la capacité et donc, du comportement électrique du système.

L'expression de la capacité de ce condensateur est donnée par :

$$C = \varepsilon \frac{S}{d_0 - z} \quad (1.1)$$

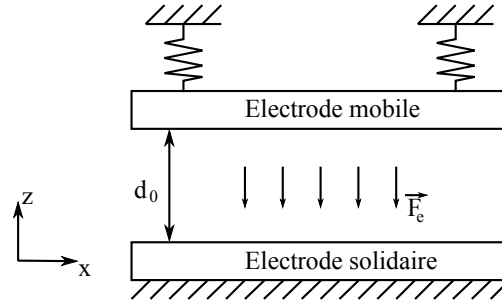


FIGURE 1.4: Schéma de principe du fonctionnement d'un résonateur à couplage capacitif.

où \mathcal{S} est la surface d'une électrode, d_0 est la distance au repos entre les deux armatures et ε est la permittivité diélectrique du milieu (en général, de l'air). L'application d'une différence de potentiel entre les deux armatures fait apparaître une force électrostatique de la forme :

$$F_e(z) = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{2} C(z) V^2 \right) = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon \mathcal{S} V^2}{(d_0 - z)^2} \quad (1.2)$$

avec V , la différence de potentiel appliquée. L'équation mécanique régissant le mouvement du système est donnée par :

$$m_e \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} + \eta \frac{\partial z}{\partial t} + k_e z = F_e \quad (1.3)$$

où m_e représente la masse de la structure, η est le coefficient d'amortissement et k_e est la constante de raideur du système. En régime dynamique, la tension d'excitation peut se mettre sous la forme :

$$V = A \sin(\omega t) + V_0 \quad (1.4)$$

où A et ω sont respectivement l'amplitude et la pulsation du petit signal et V_0 est la tension de polarisation. Finalement, les solutions de l'équation 1.3, permettent d'écrire l'admittance électrique définie par [22] :

$$Y(\omega) = \frac{\varepsilon \mathcal{S} V^2}{2d_0^2 \sqrt{(k_e - m_e \omega^2)^2 + \eta^2 \omega^2}}. \quad (1.5)$$

La fréquence de résonance de ce résonateur est donnée par :

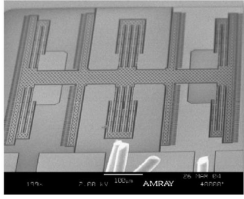
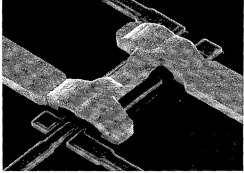
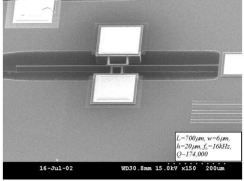
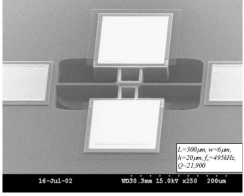
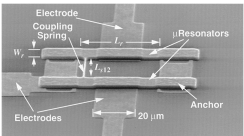
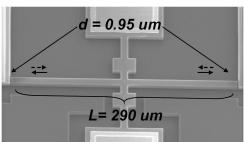
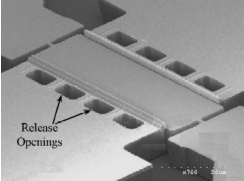
$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_e}{m_e}}. \quad (1.6)$$

Les matériaux utilisés pour réaliser ces résonateurs sont en général le silicium et le polysilicium. Cette technologie est tout à fait compatible avec les procédés de fabrication CMOS standard.

1.2.1.2 État de l'art des résonateurs MEMS à couplage capacitif

Le tableau 1.5 établit un résumé de l'état de l'art des résonateurs électromécaniques. Les principaux dispositifs présents dans la littérature y sont reportés et ordonnés selon le mode de résonance utilisé.

TABLE 1.5: État de l'art des résonateurs électromécaniques.

N°	Modes	Technologie	Performances	Illustration	Réf.
1	Masse suspendue	SOI/Si	$f_r = 32,768 \text{ kHz}$ $Q = 60000$ (vide) $R_m = 400 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 2,5 \text{ V}$		[23]
2	Poutre en flexion Libre-Libre	HARPSS Si/PolySi	$f_r = 70 \text{ MHz}$ $Q = 14000$ (vide) $R_m = 15,9 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 13,5 \text{ V}$		[24]
3	Poutre en flexion Encastrée-Libre	HARPSS Si/PolySi	$f_r = 15,94 \text{ kHz}$ $Q = 173800$ (vide) $R_m = \text{n.c}$ $V_{bias} = \text{n.c.}$		[25]
4	Poutre en flexion Encastrée-Encastrée	HARPSS Si/PolySi	$f_r = 911 \text{ kHz}$ $Q = 10000$ (vide) $R_m = \text{n.c}$ $V_{bias} = \text{n.c}$		[25]
5	Poutre en flexion Encastrée-Encastrée (Application : filtre)	Si/PolySi	$f_r = 8,76 \text{ kHz}$ $Q = 20000$ (vide) $R_m = 3,17 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 1,5 \text{ V}$		[26]
6	Poutre en élongation	DRIE SOI/Si	$f_r = 14,7 \text{ MHz}$ $Q = 170000$ (vide) $R_m = 590 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 100 \text{ V}$		[27]
7	Poutre en élongation (largeur)	HARPSS SOI/Si	$f_r = 762,5 \text{ MHz}$ $Q = 17300$ (vide) $R_m = 23,7 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 60 \text{ V}$		[28]

N°	Modes	Technologie	Performances	Illustration	Réf.
8	Plaque carrée (élongation)	DRIE SOI / Si	$f_r = 13,1 \text{ MHz}$ $Q = 130000 \text{ (vide)}$ $R_m = 4,47 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 60 \text{ V}$		[29]
9	Plaque carrée en mode de Lamé (extension en diagonale)	SiC/PolySi	$f_r = 173 \text{ MHz}$ $Q = 9300 \text{ (vide)}$ $R_m = 18 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = \text{n.c.}$		[30]
10	Plaque circulaire (contour radial)	RIE Si/Diamant	$f_r = 1,51 \text{ MHz}$ $Q = 11500 \text{ (vide)}$ $Q = 10000 \text{ (air)}$ $R_m = 1,21 \text{ M}\Omega$ $V_{bias} = 2,5 \text{ V}$		[31]
11	Plaque circulaire (elliptique)	Wine-Glass/PolySi	$f_r = 60 \text{ MHz}$ $Q = 161000 \text{ (vide)}$ $R_m = 11,73 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 10 \text{ V}$		[32]
12	Anneau oscillant (élongation)	Si/PolySi	$f_r = 72,07 \text{ MHz}$ $Q = 48000 \text{ (vide)}$ $R_m = 12,8 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 7 \text{ V}$		[33]
13	Anneau oscillant (extension)	Si/PolySi	$f_r = 1,21 \text{ GHz}$ $Q = 3700 \text{ (vide)}$ $R_m = 280 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 20 \text{ V}$		[34]
14	Plaque circulaire avec diélectrique solide (elliptique)	Si/PolySi	$f_r = 164,4 \text{ MHz}$ $Q = 20200 \text{ (vide)}$ $R_m = 4,99 \text{ k}\Omega$ $V_{bias} = 10 \text{ V}$		[35]

Les résonateurs électromécaniques présentent l'avantage de couvrir une large bande de fréquence allant de quelques dizaines de kilohertz à quelques gigahertz. Le facteur de qualité est généralement élevé (supérieur à 10000), d'où leur grande précision en fréquence.

En revanche, ils présentent un certain nombre d'inconvénients. Leur fort facteur de qualité est en général obtenu sous vide, ce qui rend leur technologie d'encapsulation complexe.

De plus, ils nécessitent une tension de polarisation pouvant atteindre 100 V. Leur impédance motionnelle élevée (supérieure au kilohm) n'est pas adaptée aux circuits 50 Ω , ce qui les rend incompatibles avec les applications haute-fréquence. La technologie de fabrication est parfois difficile à réaliser, notamment à cause des petits espaces inter-armature (~ 20 nm) nécessaires pour optimiser leur facteur de qualité. Ce dernier point augmente notablement leur coût de fabrication.

1.2.2 Les résonateurs MEMS piézoélectriques

Les résonateurs présentés dans cette section exploitent les propriétés piézoélectriques de certains matériaux comme mode de transduction. Les matériaux piézoélectriques ont la faculté de générer des ondes acoustiques par excitation électrique. Ces ondes viennent modifier les propriétés électriques du matériau. L'impédance électrique d'un matériau piézoélectrique présente des pics de résonance (et d'antirésonance) dus à l'excitation de l'onde acoustique par une tension électrique. Le couplage électro-mécanique se produit par des interactions atomiques dans le matériau. Ces résonateurs présentent certains avantages par rapport à leurs homologues à couplage capacitif, notamment l'absence de tension de polarisation et des valeurs de résistances motionnelles plus faibles. Ce dernier point permet d'assurer plus facilement une compatibilité avec les dispositifs 50 Ω . La technologie de fabrication est moins complexe, étant donné que la problématique liée à la distance inter-électrode disparaît.

Cette section s'articule selon trois axes. Dans un premier temps, l'effet piézoélectrique et les principaux différents types de propagation d'ondes seront présentés. Dans un deuxième temps, les matériaux, généralement employés pour la fabrication de résonateurs MEMS piézoélectriques, ainsi que leurs propriétés physiques, seront exposés. Finalement, un tableau résumera leurs performances.

1.2.2.1 Présentation de la piézoélectricité et des principaux résonateurs

L'effet piézoélectrique (*piézo* vient du grec *piézein* signifiant *presser, appuyer*) fut découvert par les frères PIERRE et JACQUES CURIE en 1880. En combinant leurs observations et leurs connaissances de la pyroélectricité et de la structure cristalline, ils révélèrent la propriété qu'ont certains matériaux (quartz, tourmaline, topaze, sucre et sel de Rochelle,...) de se polariser électriquement sous l'action d'une action (tension) mécanique (effet direct). En exploitant les principes reliant symétrie et dissymétrie des causes et des effets, ils démontrèrent ainsi que l'effet piézoélectrique direct n'est présent que dans des solides ne possédant pas de centre de symétrie [36]. L'effet piézoélectrique inverse, propriété qu'ont certains matériaux de se déformer lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique, fut prédit en 1881 par GABRIEL LIPPMAN sur la base de calculs thermodynamiques et validé ensuite par les frères CURIE. Les premières applications furent les

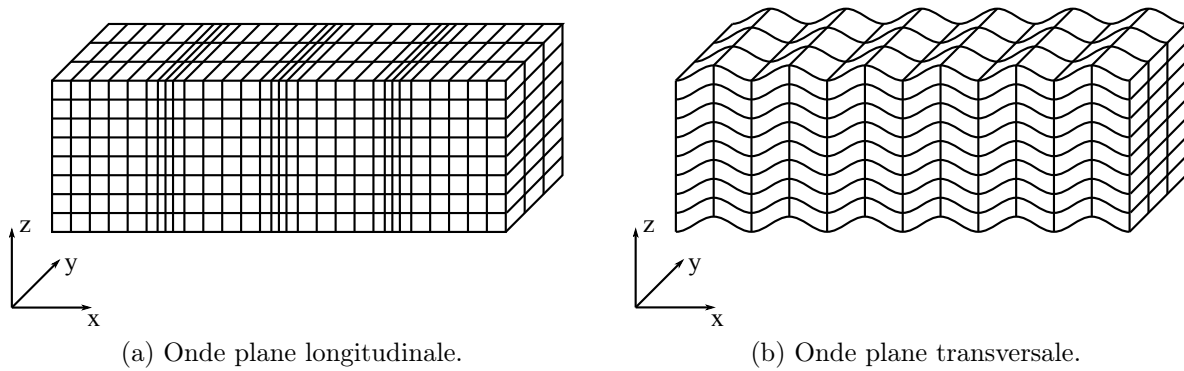


FIGURE 1.5: Propagation d'ondes planes dans un solide anisotrope.

sonars (*sound navigation and ranging*), réalisés grâce à des cristaux de quartz pendant la première guerre mondiale pour détecter des objets sous-marins. Sont ensuite apparues les céramiques piézoélectriques dans les années 1950, qui présentent un plus fort couplage électromécanique. En dépit de ses moins bonnes propriétés piézoélectriques, le quartz présente de faibles pertes acoustiques et une bonne stabilité en température. Finalement, le quartz reste le matériau de choix.

Il est possible de générer deux types d'ondes acoustiques dans un solide isotrope :

- soit la direction de polarisation est parallèle à la direction de propagation. Ce sont les ondes longitudinales (figure 1.5a).
- soit la direction de polarisation est perpendiculaire à la direction de propagation, Ce sont les ondes transversales ou de cisaillement (figure 1.5b).

Dans le cas d'un solide anisotrope, les ondes sont appelées quasi-longitudinales, transversales quasi-horizontales (transversales lentes) et transversales quasi-verticales (transversales rapides). Comme cela a été introduit dans la section 1.2, ces ondes peuvent être générées par des transducteurs piézoélectriques à ondes de surface (SAW) et à ondes de volume (BAW).

Les résonateurs SAW : découverts par LORD RAYLEIGH en 1885, les ondes de surface (ou ondes de RAYLEIGH) sont guidées le long de la surface du matériau et leur amplitude décroît fortement avec la distance à la surface (figure 1.6 [37]).

Les premiers transducteurs SAW ont été fabriqués par WHITE et VOLTMER en 1965 [38]. Un champ électrique est généré grâce à deux électrodes en peigne interdigité (IDT, *Interdist transducer*) déposées sur le matériau piézoélectrique comme indiqué sur la figure 1.7. On obtient une résonance fondamentale lorsque l'espacement entre les doigts des peignes d est égale à $\frac{\lambda}{2}$ où λ correspond à la longueur d'onde du signal injecté [39].

D'autres ondes de surface peuvent ainsi être générées telles que les ondes de BLEUSTEIN-GULYAEV, dont l'amplitude décroît exponentiellement à l'intérieur du volume. Les ondes de STONELEY (propagation à l'interface de deux matériaux) et les ondes de LOVE (ondes

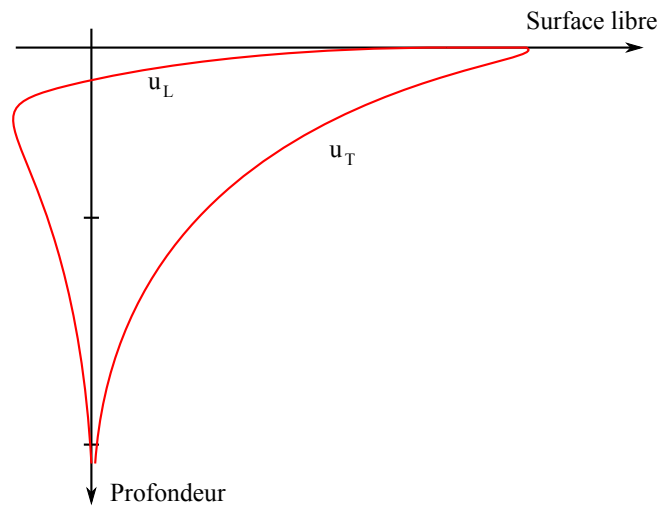


FIGURE 1.6: Allure de la décroissance des amplitudes des composantes longitudinales (u_L) et transversales (u_T) des ondes de RAYLEIGH en fonction de la profondeur dans un solide isotrope.

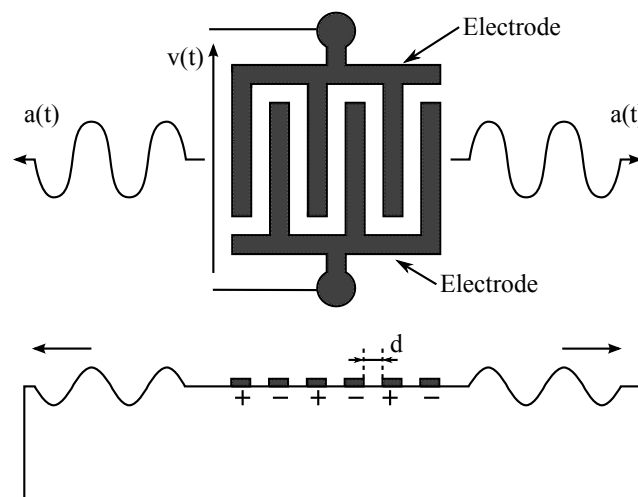


FIGURE 1.7: Génération d'ondes de Rayleigh à l'aide d'électrodes interdigitées à la surface d'un solide piézoélectrique.

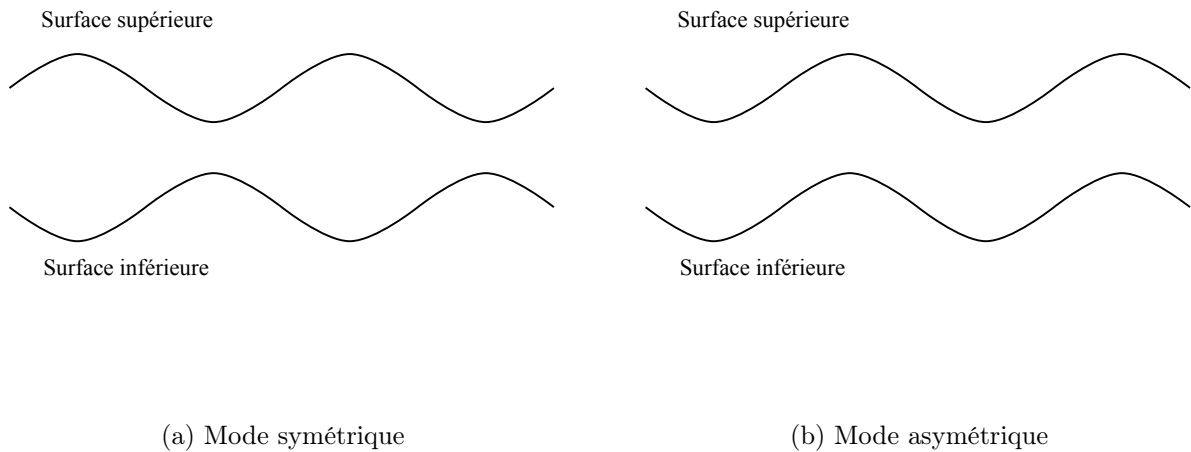


FIGURE 1.8: Onde de Lamb (déformation d'une plaque).

transverses horizontales piégées dans une couche déposée sur un matériau) peuvent être générées dans un milieu inhomogène. Lorsque l'épaisseur du matériau est inférieure à la longueur d'onde, l'onde générée est une onde de plaque (par exemple, les ondes de LAMB) pouvant se propager en mode symétrique et asymétrique (les composantes transversales sont opposées) (figure 1.8).

L'inconvénient majeur des résonateurs SAW est leur taille, relativement imposante par rapport aux BAW. Par conséquent, leur intégration dans un circuit monolithique compatible CMOS est limitée [40, 41]. Ainsi, les résonateurs SAW sont généralement réalisés sous forme de composants discrets (capteurs, filtres ou résonateurs).

Les résonateurs BAW : l'application d'un champ électrique entre des électrodes confinant un matériau piézoélectrique, engendre des compressions et des dilatations dans le matériau à travers différents modes de vibration en fonction de la fréquence d'excitation, des propriétés et des dimensions du résonateur. Le tableau 1.6 présente les principaux modes de vibration rencontrés dans les résonateurs à quartz. L'orientation cristalline nécessaire à la propagation des ondes acoustiques de volume des résonateurs BAW est compatible avec un dépôt sur un substrat silicium. De plus, la taille des résonateurs BAW est relativement faible. Ces caractéristiques autorisent ainsi une intégration sur circuit monolithique [42].

Lorsque le champ électrique, appliqué suivant l'épaisseur, entraîne une déformation dans cette même direction, le mode de fonctionnement fondamental du résonateur est appelé *mode d'épaisseur*. Ces résonateurs sont généralement appelés résonateurs BAW, ce qui induit des confusions dans la terminologie. En effet, ce mode de vibration est le plus couramment utilisé en ondes de volume pour les applications hautes fréquences. On distingue alors les résonateurs BAW à structure suspendue et ceux à structure solidaire

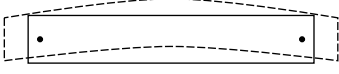
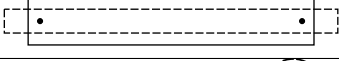
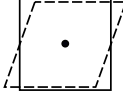
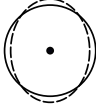
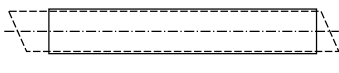
Flexion	
Élongation	
Cisaillement de surface	 
Cisaillement d'épaisseur	

TABLE 1.6: Principaux modes de vibration de résonateurs BAW (vue de côté).

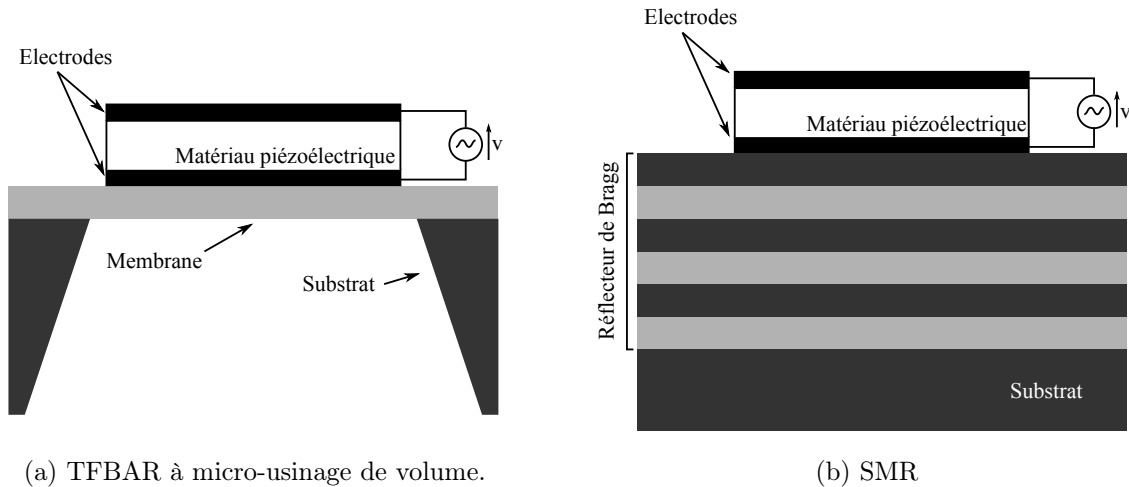


FIGURE 1.9: Exemples de résonateurs BAW pour les applications hautes fréquences.

du substrat. Ces deux aspects sont illustrés dans la figure 1.9 à travers deux exemples.

Dans le cas des TFBAR (*Thin Film Bulk Acoustic Wave*), le substrat (Silicium) est gravé localement par gravure humide (TMAH, KOH) ou sèche (RIE). La membrane est en général du dioxyde de silicium (SiO_2), le micro-usinage peut se faire en face arrière ou en face avant du substrat. L'onde acoustique générée dans la couche piézoélectrique se propage dans les électrodes et la membrane, puis se réfléchit aux interfaces matériau-air. A la fréquence de résonance, l'onde réfléchi se recombine en phase et donne naissance à une onde stationnaire dont le déplacement est maximal. A la fréquence d'antirésonance, les ondes réfléchies se recombinent en opposition de phase. Le matériau résonne dans son mode fondamental lorsque l'épaisseur du résonateur correspond à une demi-longueur d'onde acoustique. En dehors des fréquences de résonance, le résonateur se comporte comme une capacité.

La figure 1.9b correspond à un résonateur à structure solidaire du substrat à réflecteur de Bragg appelé résonateur SMR (*Solidly Mounted Resonator*). Le réflecteur de Bragg est composé d'un empilement de couches alternant haute impédance acoustique (tungstène, molybdène, oxyde de tantalate) et basse impédance acoustique (dioxyde de silicium,

aluminium). Son rôle est d'isoler le résonateur du substrat, l'onde acoustique est alors réfléchi de la même manière qu'un TFBAR. L'intérêt de cette structure est d'éviter les étapes de microusinage des résonateurs à structure suspendue, la membrane constituant un gros point faible, sa fabrication étant délicate. Les résonateurs à structure solidaire peuvent être déposés directement sur un substrat, sans réflecteur de Bragg. On parle alors de HBAR (*Harmonic BAW Resonator*). Dans ce cas, l'onde générée se propage dans le substrat, ce dernier servant de cavité acoustique. Les matériaux utilisés pour réaliser le réflecteur de Bragg doivent présenter de faibles pertes acoustiques. Par exemple, c'est le cas du diamant, du saphir, du niobate de lithium et du LiTaO_3 . La plupart de ces matériaux sont difficilement intégrables dans des procédés de fabrication standards CMOS.

1.2.2.2 Matériaux utilisés

Les nombreux matériaux piézoélectriques existant peuvent être divisés en deux catégories : les monocristaux et les polycristaux qui possèdent une polarisation spontanée, et les céramiques et les polymères qui nécessitent l'application d'un champ électrique pour que l'effet piézoélectrique apparaisse. Parmi ces matériaux, certains sont utilisés en volume et d'autres sont déposés en couches minces. Pour les premiers, les plus courants sont : le quartz (SiO_2), le niobate de lithium (LiNbO_3), le sulfate de lithium (Li_2SO_4), le sulfate de cadmium (CdS), le titanate de barium (BaTiO_3) ainsi que la tourmaline. La majorité des matériaux piézoélectriques connus sont des céramiques. Il existe également des polymères piézoélectriques tels que le polyvinylidène fluoride. Cependant, parmi ces matériaux, seulement quelques uns ont montré une aptitude à être déposés en couches minces tout en conservant des propriétés piézoélectriques intéressantes. C'est le cas pour le CdS , ZnS , le ZnO , le PZT et l' AlN . Ces trois derniers font l'objet d'un développement important dans des applications de microsystèmes.

- Le PZT (titano-zirconate de plomb) : l'alliage de Zirconate Titanate, $\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$, appelé communément PZT, est le matériau piézoélectrique le plus étudié actuellement. Il possède le plus fort coefficient de couplage électromécanique. Il est utilisé dans des applications telles que les micromoteurs, les microaccéléromètres et les microtransducteurs ultrasonores. Par ses propriétés ferroélectriques, il est également étudié pour son utilisation dans les mémoires. Malgré ses caractéristiques piézoélectriques supérieures, le PZT, contenant du plomb (agent contaminant), n'est pas utilisé dans l'industrie électronique.
- Le ZnO (oxyde de zinc) : l'oxyde de Zinc (ZnO) est un des matériaux les plus utilisés en couche mince. Il est utilisé pour diverses applications telles que les filtres à ondes acoustiques de surface, les résonateurs à ondes acoustiques de volume, les capteurs pour les microscopes à force atomique, les micro-accéléromètres et les microtransducteurs ultrasonores. Malgré ses bonnes propriétés, ce matériau présente cer-

Propriétés	AlN	ZnO	PZT
Densité (en g.cm^{-3})	3,26	5,68	7,5~7,6
ε_{33}^T	10,5	8,8	420
Vitesse acoustique (mode longitudinal) (en m.s^{-1})	11350	6070	2700
k_{33}^2 (en %)	6,5	9	7~15
$d_{33,f}$ (en pm.V^{-1})	3,9	5,9	60~130
Compatibilité avec la technologie CMOS	Oui	Non	Non

TABLE 1.7: Comparaison des principales propriétés des matériaux piézoélectriques utilisés en technologie MEMS.

taines difficultés de fabrication et d'adhérence. Le processus de dépôt n'est pas encore rendu totalement fiable pour une chaîne de fabrication industrielle ce qui le rend incompatible avec les procédés de fabrication CMOS standards.

- L'AlN (nitrure d'aluminium) : l'AlN est un matériau piézoélectrique de la classe cristalline hexagonale 6mm et dont la structure est de type wurtzite. Tout comme le ZnO, il est utilisé pour la réalisation de filtres à ondes acoustiques de surface et à ondes acoustiques de volume (quelques gigahertz). La vitesse de propagation de l'onde acoustique dans l'AlN est supérieure à celle du PZT et du ZnO. Contrairement au PZT, l'AlN n'est pas contaminant. Le dépôt s'effectue à basse température et est compatible avec la technologie CMOS.

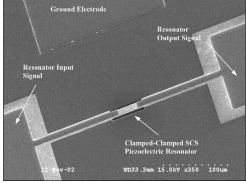
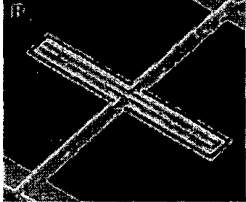
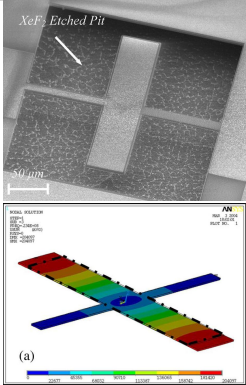
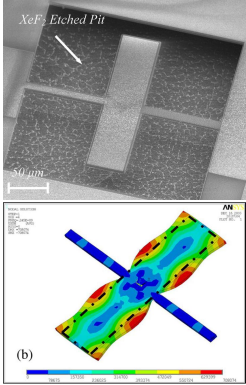
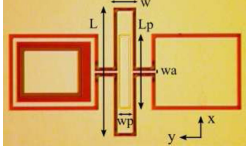
Le tableau 1.7 présente un comparatif des principales propriétés typiques de ces matériaux [43]. Le coefficient de couplage électromécanique représente le rapport de l'énergie mécanique (ou électrique) stockée sur l'énergie électrique (ou mécanique) fournie. Dans le cas où le matériau est encastré latéralement et où le champ électrique est appliqué suivant l'épaisseur, le coefficient de couplage électromécanique est celui du *mode barre* (ou *mode 33*) appelé k_{33}^2 . $d_{33,f}$ représente le coefficient piézoélectrique d'un matériau solidaire du substrat. Sa valeur traduit la capacité du matériau à transformer un champ électrique en contrainte mécanique (et inversement).

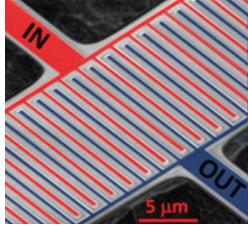
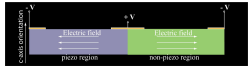
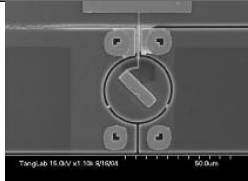
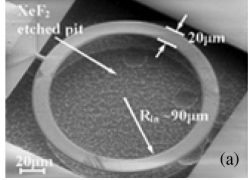
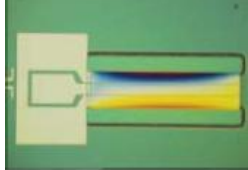
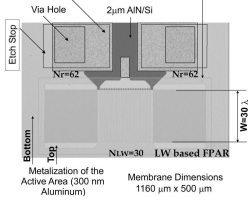
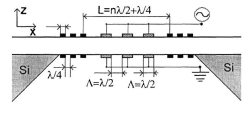
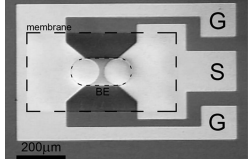
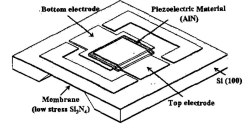
Finalement, l'AlN est le seul matériau piézoélectrique adapté pour une utilisation dans un environnement de fabrication de circuits intégrés, compatible avec les procédés standards CMOS. C'est donc l'AlN qui a été choisi par la société NXP SEMICONDUCTORS pour la fabrication des résonateurs TFEAR.

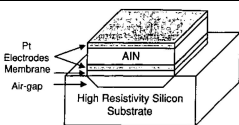
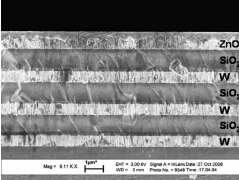
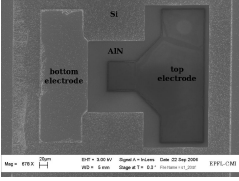
1.2.2.3 État de l'art de résonateur MEMS à ondes acoustiques de volume

L'intégrabilité des résonateurs SAW dans les circuits compatibles CMOS étant limitée, l'état de l'art des résonateurs MEMS piézoélectriques est réduit aux BAW. Le tableau 1.8 résume les principaux résonateurs de ce type de technologie présents dans la littérature.

TABLE 1.8: État de l'art des résonateurs piézoélectriques.

N°	Type	Matériau	Caractéristiques	Illustration	Réf.
A	Poutre en flexion	ZnO (0.3 μm)/SOI	$f_r = 1,72 \text{ MHz}$ $Q = 6200$ (vide) $R_m = \text{n.c.}$		[44]
B	Poutre en élévation	ZnO (0.3 μm)/SOI	$f_r = 35 \text{ MHz}$ $Q = 2600$ (vide) $R_m = 9,5 \text{ k}\Omega$ TCF = 40 ppm/°C		[45]
C	Poutre en élévation (Longueur)	Al/AlN/Pt (2 μm)	$f_r = 19,96 \text{ MHz}$ $Q = 2700$ $R_m = 700 \Omega$ TCF = -26 ppm/°C		[46]
D	Poutre en élévation (Largeur)	Al/AlN/Pt (2 μm)	$f_r = 85.,4 \text{ MHz}$ $Q = 2100$ $R_m = 125 \Omega$ TCF = -25 ppm/°C		[46]
E	Poutre en élévation	AlN/Mo	$f_r = 1,5 \text{ GHz}$ $Q = 55000$ (vide) $R_m = 2 \text{ k}\Omega$ (max)		[47]

N°	Type	Matériau	Caractéristiques	Illustration	Réf.
F	Barreau en mode contour (IDT)	Al/AlN/Pt (0.25 μm)	$f_r = 3,459 \text{ MHz}$ $Q = 501$ $R_m = 56 \Omega$ $\text{TCF} = -43,7 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$		[48]
G	Cisaillement	AlN	$f_r = 2 \text{ GHz}$ $Q = 1100$ $R_m = \text{n.c.}$		[49]
H	Disque en mode de contour	ZnO/SOI	$f_r = 1,14 \text{ GHz}$ $Q = 215$ $R_m = 50 \Omega$		[50]
I	Anneau en mode de contour	Al/AlN/Pt (2 μm)	$f_r = 229,9 \text{ MHz}$ $Q = 2400$ $R_m = 56 \Omega$ $\text{TCF} = -25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$		[46]
J	Ondes de Lamb	AlN (0.55 μm)	$f_r = 92 \text{ MHz}$ $Q = 2000$ $R_m = \text{n.c.}$		[51]
K	Ondes de Lamb	AlN (2 μm)	$f_r = 885 \text{ MHz}$ $Q = 3000$ $R_m = \text{n.c.}$		[52]
L	Ondes de Lamb (IDT)	AlN (2 μm)	$f_r = 570 \text{ MHz}$ $Q = 880$ $R_m = \text{n.c.}$		[53]
M	TFBAR	Al/SiO2/AlN/SiO2 /Pt/Ti (1.2 μm)	$f_r = 1,5 \text{ GHz}$ $Q = 2000$ $R_m = 100 \Omega (\text{max})$		[54]
N	FBAR (épaisseur)	AlN (1.1 μm)	$f_r = 1,9 \text{ GHz}$ $Q = 1530$ $R_m = \text{n.c.}$		[55]

N°	Type	Matériau	Caractéristiques	Illustration	Réf.
O	TFBAR	Al/AlN/Pt	$f_r = 2,0787 \text{ GHz}$ $Q = 577,18$ $R_m = 56 \Omega$		[56]
P	SMR	ZnO (0.8 μm)	$f_r = 2 \text{ GHz}$ $Q = 550$ $R_m = \text{n.c.}$		[57]
Q	HBAR	Pt/AlN/Pt/Si	$f_r = 2,45 \text{ GHz}$ $Q = 2000$ $R_m = \text{n.c.}$ $\text{TCF} = -26 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$		[58]

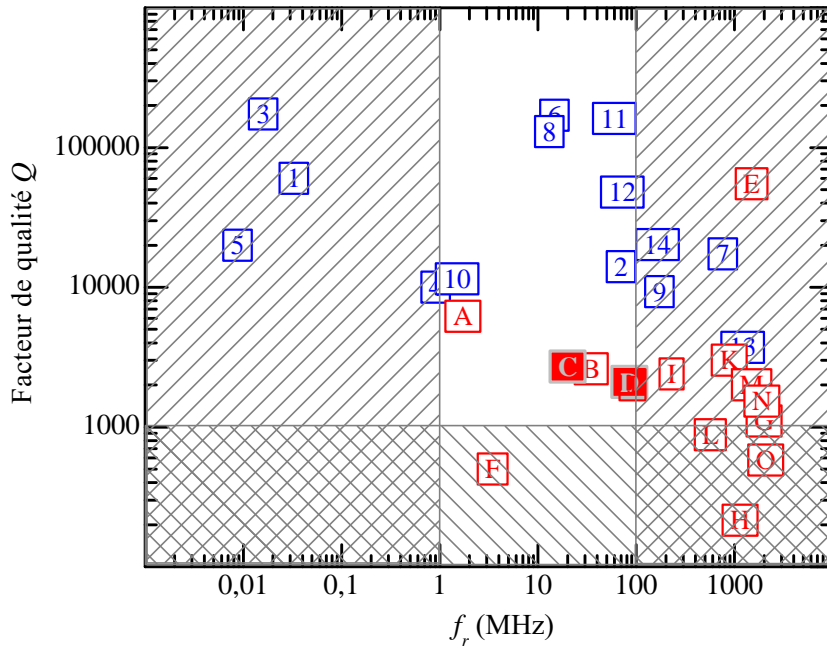
La plupart des résonateurs étudiés sont des résonateurs BAW fonctionnant en mode d'épaisseur. L'inconvénient majeur de ces résonateurs est leur fréquence de fonctionnement. Fixée par l'épaisseur de la couche, elle est donc limitée par les possibilités technologiques de dépôt. En conséquence, ces résonateurs sont utilisés pour des résonances supérieures au gigahertz. De plus, le dépôt s'effectuant sur la totalité du wafer, il est impossible de produire des résonateurs provenant du même substrat à différentes fréquences. Une solution consiste à utiliser d'autres modes de résonances. A part les solutions proposées par PIAZZA et coll. [46], peu de résonateurs, à base d'AlN, fonctionnent dans ces modes entre 1 et 100 MHz.

1.2.3 Synthèse et comparaison avec les applications visées

Les figures 1.10a et 1.10b représentent les facteurs de qualité et les résistances motionnelles, collectées dans l'état de l'art des résonateurs à couplage capacitif (section 1.2.1.2) et dans celui des résonateurs piézoélectriques (section 1.2.2.3) en fonction de leur fréquence de résonance. Les points sont identifiés par leur numéro de référence respectif, issus des tableaux 1.5 et 1.8. Dans ces graphiques, les parties non hachurées correspondent aux valeurs de Q et de R_m en accord avec le cahier des charges établi dans le tableau 1.3 de la section 1.1.3.

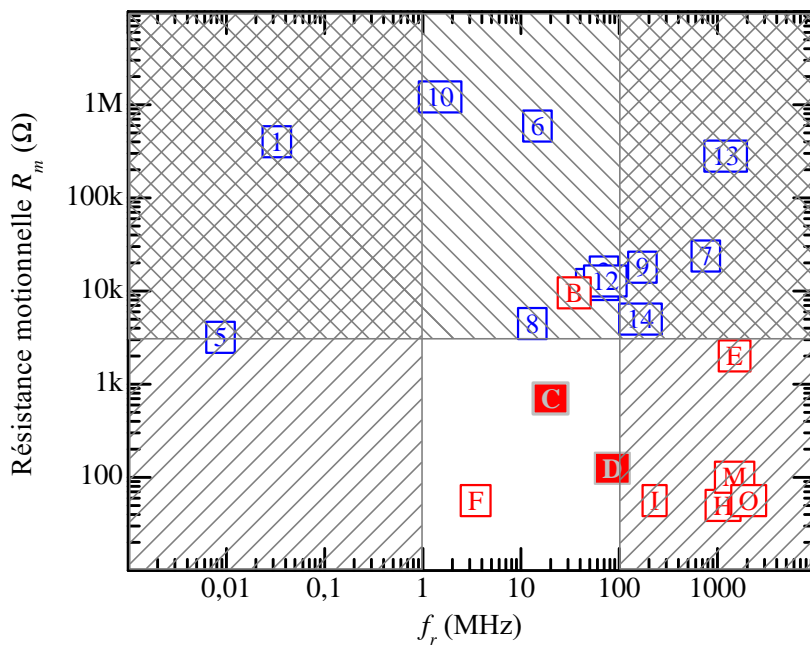
Une première analyse de la figure 1.10b révèle qu'aucun résonateur à couplage capacitif n'est compatible avec le cahier des charges. En effet, leur résistance motionnelle est trop élevée. Finalement, les résonateurs piézoélectriques restants, correspondant aux valeurs de facteur de qualité et de résistance motionnelle fixées par le cahier des charges, sont peu nombreux. Il s'agit de ceux réalisés par PIAZZA et coll. [46] (« C » et « D » dans le graphique). Ces résonateurs fonctionnent par couplage transverse : l'application d'un champ

1 2 3 : résonateurs électromécaniques A B C : résonateurs piézoélectriques



(a)

1 2 3 : résonateurs électromécaniques A B C : résonateurs piézoélectriques



(b)

FIGURE 1.10: Facteurs de qualité (1.10a) et résistances motionnelles (1.10b) des résonateurs piézoélectriques et électromécaniques issus de l'état de l'art. Les zones non hachurées correspondent aux valeurs de Q et de R_m en accord avec le cahier des charges.

électrique provoque une déformation du matériau dans une direction perpendiculaire au champ. Les modes de vibration étudiés permettent d'obtenir des fréquences de résonances comprises entre 1 et 100 MHz. L'électrode inférieure des résonateurs réalisés par PIAZZA et coll. est constituée de platine (Pt). Par ses bonnes propriétés surfaciques, ce matériau permet notamment d'optimiser la qualité cristalline du dépôt, et donc de maximiser le coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ [59]. Or, la résistivité du platine est relativement élevée ($17 \mu\Omega.cm$ pour une épaisseur de 60 nm [60]), ce qui peut dégrader les performances du résonateur, en particulier pour sa compatibilité avec les circuits RF (augmentation de la résistance série).

Le résonateur étudié dans cette thèse est constitué d'une couche piézoélectrique d'AlN déposée sur une électrode inférieure en aluminium (Al). La résistivité de cette dernière est plus faible que celle du platine ($4,5 \mu\Omega.cm$ pour une épaisseur de 60 nm [60]). Ceci permet d'envisager l'intégration du résonateur dans des circuits RF. De plus, le procédé de fabrication, entièrement compatible avec les standards CMOS, ne nécessite qu'une cible pour le dépôt des électrodes, ce qui réduit le coût de production.

1.3 Présentation du résonateur TFEAR

1.3.1 Principe de fonctionnement

Le résonateur étudié au cours de cette thèse fonctionne par couplage transverse. Le mode de vibration excité est le mode d'élongation (ou mode 31) : l'application d'un champ électrique dans l'épaisseur provoque une dilatation de la poutre suivant la longueur. Ce mode d'excitation n'est possible que pour les matériaux piézoélectriques ayant un coefficient d_{31} non nul. Le résonateur, appelé TFEAR (*Thin Film Elongation Acoustic Resonator*), est formé d'une poutre, libre à ses extrémités et accrochée en son centre. Le TFEAR est constitué d'une couche de nitrure d'aluminium confinée entre deux électrodes d'aluminium. Une sous-couche de dioxyde de silicium assure, en théorie, la compensation en température. Une représentation du résonateur est donnée en figure 1.11.

La fréquence de résonance pour ce mode de fonctionnement est fixée par la longueur du résonateur. Deux configurations sont réalisées : le résonateur est relié au substrat par un ou deux bras d'accroche (respectivement, la forme en « T » ou la forme en « X »), comme représenté en figure 1.12. La figure 1.13 présente deux images du résonateur TFEAR obtenues par microscopie électronique à balayage (MEB) dans les deux configurations précitées.

1.3.2 Procédé de fabrication

L'objet de cette section est de présenter succinctement la technique de dépôt utilisé pour la couche mince d'AlN et de faire une description sommaire de chaque étape de

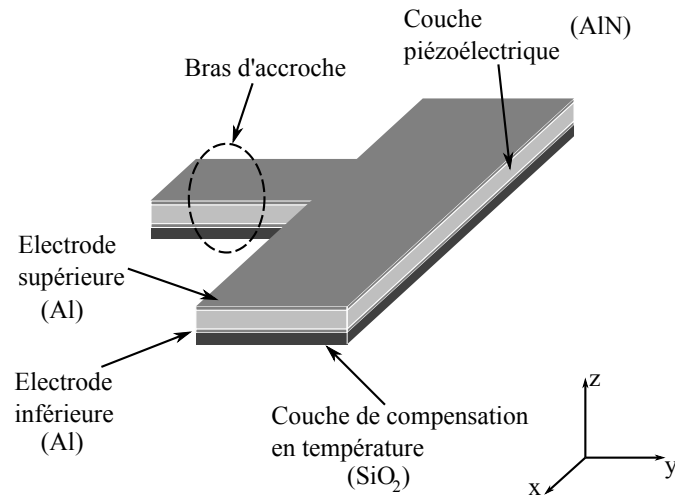


FIGURE 1.11: Représentation en 3D du TFEAR avec un bras d'accroche.

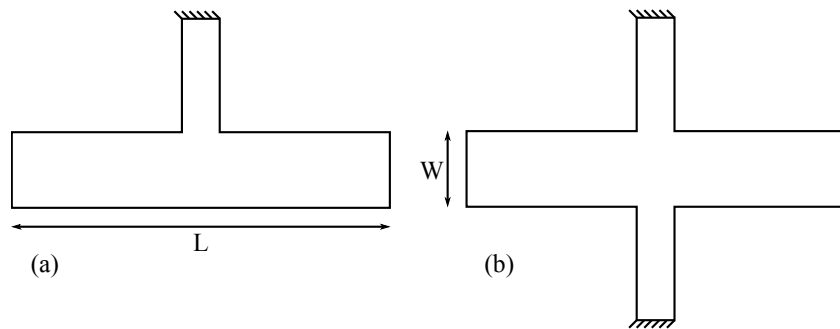
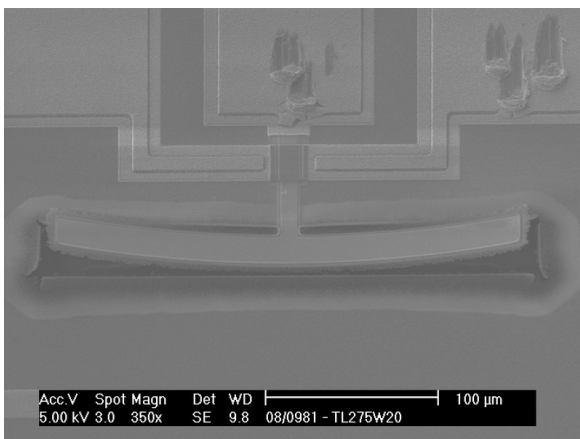
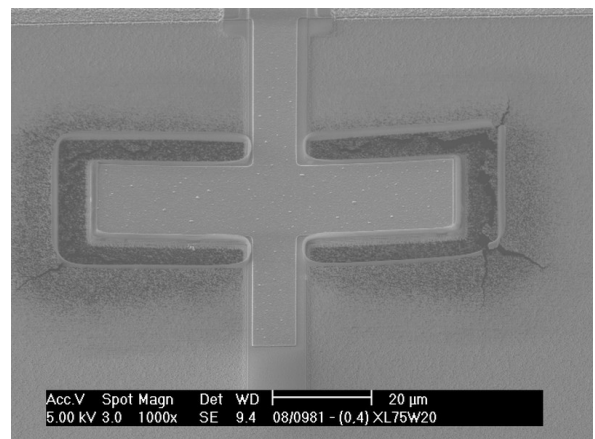


FIGURE 1.12: Vues schématiques en « T » (a) et « X » (b) d'un TFEAR.



(a) Configuration en « T » ($275 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$)



(b) Configuration en « X » ($75 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$)

FIGURE 1.13: Images obtenues par microscopie électronique à balayage de deux résonateurs TFEAR.

fabrication d'un résonateur TFEAR.

1.3.2.1 Choix du procédé technologique

Pour obtenir le meilleur coefficient de couplage électromécanique, la couche d'AlN doit être parfaitement épitaxiée et monocristalline. En effet, ce coefficient diminue lorsque la désorientation cristalline de la couche d'AlN augmente [61]. La principale technique employée pour le dépôt de couches minces d'AlN est celle du dépôt par évaporation de la matière sous vide. Deux principales techniques de réalisation de ces dépôts sont utilisées. Soit la matière est vaporisée (création d'un plasma) par réaction chimique, on parle alors de dépôt chimique en phase vapeur (*CVD pour Chemical Vapor Deposition*) ; soit la matière est vaporisée par un phénomène physique, on parle alors de dépôt par voie physique en phase vapeur ou PVD pour (*Physical Vapor Deposition*). La figure 1.14 présente les différentes méthodes de dépôts de couches minces.

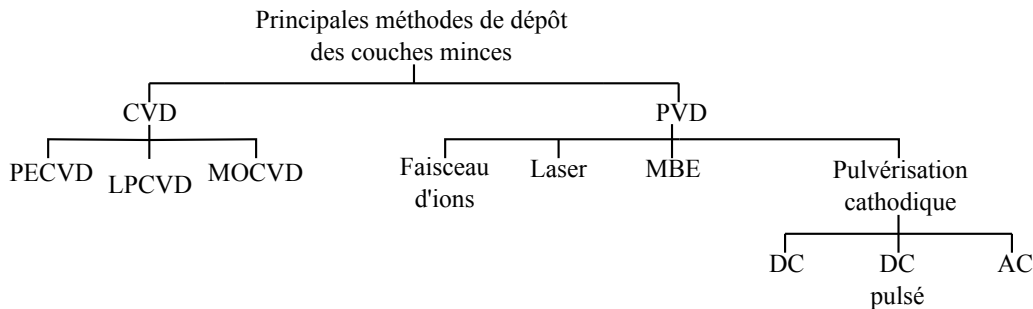


FIGURE 1.14: Classification des principales méthodes de dépôts de couches minces.

Les dépôts chimiques en phase vapeur permettent de déposer des couches minces sur un substrat chauffé, en faisant réagir un ou plusieurs gaz précurseurs (par exemple de l'aluminium et de l'azote dans le cas de l'AlN). La réaction chimique est parfois assistée par un plasma. Il permet d'augmenter le taux de réactions des précurseurs : il s'agit de dépôt PECVD (*Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition*). D'autres applications nécessitent que la réaction soit réalisée à pression sous-atmosphérique afin de réduire les réactions en phase gazeuse non désirées et aussi d'augmenter l'uniformité des films le long des substrats : c'est le dépôt LPCVD (« *Low-pressure Chemical Vapor Deposition* »). Ces deux techniques sont notamment utilisées pour déposer des couches minces d'oxyde de silicium et le polysilicium [62]. Enfin, le dépôt chimique en phase vapeur d'AlN peut être réalisé par la technique MOCVD (*Metalorganic Chemical Vapor Deposition*) où les précurseurs sont de type métal-organique tels que l'ammoniaque (NH_3) et le DMEA (DiMethylEthy-lAmineAlane). L'inconvénient majeur de ces types de dépôt est la température élevée ($> 700^\circ\text{C}$) nécessaire et non compatible pour le dépôt de métaux comme l'aluminium lors de la réalisation des électrodes. De plus, ces techniques de dépôt sont assez lourdes et comportent des risques de contamination non négligeables.

Le dépôt physique en phase vapeur consiste à vaporiser ou à pulvériser des matériaux en les chauffant ou non, puis de les déposer sur un substrat solide par condensation, la réaction s'effectuant sous vide. Plusieurs techniques sont utilisées pour chauffer les matériaux, on retiendra surtout les techniques de dépôt par ablation laser et par pulvérisation cathodique, utilisées dans le cas de l'AlN. Ces techniques, plus facilement contrôlables que les dépôts CVD, permettent notamment d'obtenir des couches denses avec peu de risques de contamination. La technique par ablation laser consiste à irradier sous vide une cible constituée du matériau à déposer par laser pulsé : cette technique n'est pas encore industrialisée et ne permet pas le dépôt sur de grandes surfaces. La pulvérisation cathodique est une technique relativement simple et industrialisée, permettant le dépôt de couches minces sur différents substrats à des températures relativement basses ($< 400\text{ }^\circ\text{C}$) et donc compatible CMOS.

A défaut de bénéficier d'une machine à alimentation DC pulsée ou AC dans la salle blanche pour la fabrication des échantillons, la technique de dépôt par pulvérisation cathodique réactive DC est choisie pour la réalisation de la couche piézoélectrique des TFEAR : une cible d'aluminium est placée dans une atmosphère constituée d'un gaz inerte (l'argon) et réactif (le diazote N_2). Les molécules de diazote sont scindées et les atomes d'azote (N) réagissent avec la cible d'aluminium pour former l'AlN. L'argon est ensuite pulvérisé sur l'AlN créé en surface de la cible pour former la couche mince sur le substrat fixé à l'anode. Un résumé du principe de la pulvérisation cathodique est donné en annexe 1.

1.3.2.2 Résumé des étapes technologiques de fabrication

Le résonateur est réalisé sur un substrat de silicium à haute résistivité orienté suivant le plan (100). Toutes les étapes technologiques décrites dans le tableau 1.9 utilisent des procédés standard de fabrication CMOS. Le TFEAR ne nécessite que cinq étapes de masquage (connecteurs, électrode inférieure, AlN, électrode supérieure et libération de la poutre) réduisant ainsi son coût de fabrication.




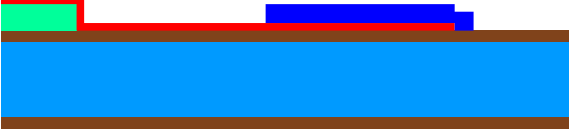


Vue en coupe	Description de l'étape
	Oxydation thermique du substrat
	Connecteurs (« pads ») en AlSi(1%)Cu(0.04%) déposés par pulvérisation cathodique DC à magnétron puis photolithographie et gravure humide anisotrope
	Electrode inférieure en AlSiCu déposée par pulvérisation cathodique DC à magnétron puis photolithographie et gravure sèche anisotrope
	Dépôt de la couche mince piézoélectrique d'AlN par pulvérisation cathodique réactive DC à magnétron puis photolithographie et gravure humide anisotrope
	Electrode supérieure en AlSiCu déposée par pulvérisation cathodique DC à magnétron puis photolithographie et gravure sèche anisotrope
	Libération de la poutre par gravure sèche anisotrope (SiO ₂) et isotrope (Si)

TABLE 1.9: Description des étapes de fabrication du résonateur TFEAR.

1.4 Conclusion du premier chapitre

Cette étude préliminaire, réalisée en considérant les enjeux industriels, a permis de constater un fort potentiel dans la conception d'un nouveau résonateur intégrable dont les caractéristiques approchent celles du quartz. Les caractéristiques de certaines applications utilisant ce composant ont permis d'établir un cahier des charges répondant aux spécifications attendues. Une étude de l'état de l'art des résonateurs MEMS, a montré qu'il existe peu de résonateurs piézoélectriques compatibles avec les applications visées, fonctionnant entre 1 MHz et 100 MHz et permettant une intégration et une fabrication à bas coût. Le résonateur est choisi de telle sorte que sa méthode de fabrication soit entièrement compatible avec les outils disponibles dans les salles blanches de NXP Semiconductor à Caen, dédiées à la fabrication de composants électroniques.

La partie suivante est consacrée au développement du modèle théorique décrivant le

résonateur. L'objectif est de donner un outil, basé sur des règles simples, pour appréhender la caractérisation du TFEAR. Cette étude permettra par la suite de prédire le comportement et d'évaluer les performances des résonateur réalisés. La bonne compréhension des phénomènes mis en jeux, doit permettre d'apprécier les résultats du plan d'expérience exposé dans le troisième chapitre de cette thèse.

2 Modélisation du résonateur TFEAR

Ce chapitre commence par exposer les principes de la piézoélectricité et de l'élasticité linéaire. Ces rappels sont nécessaires afin d'appréhender la modélisation du TFEAR. Celle-ci s'effectue de façon progressive.

Dans un premier temps, une modélisation en trois dimensions est développée. Les équations sont résolues numériquement par la méthode des éléments finis. Les valeurs numériques, utilisées pour les calculs, correspondent à un résonateur de référence dont les paramètres physiques sont issus de la littérature. Dans un deuxième temps, des simplifications géométriques sont appliquées à ce modèle. Celles-ci conduisent à une modélisation du résonateur en deux dimensions. Cette première approche analytique permet de présenter les équations de propagation d'ondes acoustiques régissant le comportement du TFEAR. Dans un troisième temps, cette démarche analytique est appliquée sur un modèle unidimensionnel. La résolution de ce dernier aboutit à un schéma équivalent et les résultats des calculs sont comparés avec le modèle 3D.

2.1 Mise en équation de la piézoélectricité linéaire

L'objectif de cette section est d'établir les équations mécaniques, électriques et piézo-électriques qui serviront, par la suite, à constituer les modèles analytiques du résonateur TFEAR et d'étudier son comportement. Les bases de la mécanique du solide seront rappelées, ainsi que celles de l'électricité des milieux linéaires, pour conduire progressivement aux équations régissant le comportement dynamique du résonateur. Les définitions qui suivent sont connues. La plupart d'entre elles sont issues d'ouvrages et de thèses traitant de la propagation des ondes acoustiques dans les solides [63, 64, 65], principalement basés sur les travaux de D. ROYER et coll. [36, 37].

2.1.1 Equations mécaniques d'un milieu linéaire

2.1.1.1 Déformations

Soit deux points M et N d'un solide, proches voisins distants de la quantité \vec{dx} de coordonnées dx_i ($i = 1, 2, 3$). Un solide est déformé si, après un effort extérieur, le petit

segment MN subit une variation de longueur ainsi qu'une rotation (contrairement au cas d'une translation ou d'une rotation rigide). Les deux points passent respectivement en M' et N' distants de la quantité \vec{dx}' et de coordonnées dx'_i (figure 2.1). Les coordonnées dx_i correspondent à l'état naturel, tandis que les coordonnées dx'_i correspondent à l'état déformé.

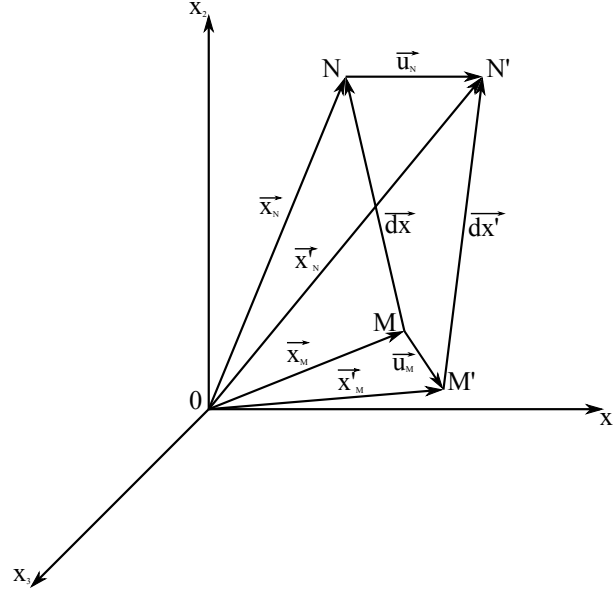


FIGURE 2.1: Déformation d'un solide.

La variation de longueur de l'élément \vec{dx} s'écrit :

$$\vec{dx}' = \vec{dx} + \vec{du} \Rightarrow (dx'_i)^2 = (dx_i)^2 + 2dx_i du_i + (du_i)^2 \quad (i = 1, 2, 3) \quad (2.1)$$

où le vecteur \vec{du} définit le déplacement dont les coordonnées sont :

$$du_i = \frac{\partial u_i}{\partial x_j} dx_j \quad (j = 1, 2, 3) \quad (2.2)$$

où l'indice muet j correspond à une sommation de 1 à 3 implicite (notation d'EINSTEIN). D'après l'équation 2.1, on a :

$$\begin{aligned} \|\vec{dx}'_i\|^2 - \|\vec{dx}_i\|^2 &= (dx'_i)^2 - (dx_i)^2 \\ &= 2dx_i du_i + (du_i)^2 \\ &\simeq 2 \frac{\partial u_i}{\partial x_j} dx_i dx_j \end{aligned} \quad (2.3)$$

en négligeant le terme $(du_i)^2$ qui est infiniment petit dans le cas des petites déformations.

En permutant les indices muets i et j (ce qui ne change pas la somme), on obtient :

$$(dx'_i)^2 - (dx_i)^2 = \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) dx_i dx_j = 2S_{ij} dx_i dx_j \quad (2.4)$$

où S_{ij} est un tenseur de rang 2 qui définit les *déformations* et est noté :

$$S_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right). \quad (2.5)$$

2.1.1.2 Contraintes

Il apparaît à l'intérieur d'un matériau soumis à des forces extérieures (matériau déformé) des *tensions mécaniques* (contraintes internes) qui tendent à le ramener à son état initial. On considère un élément de surface à l'intérieur du solide défini par le vecteur \vec{ds} dont les coordonnées sont :

$$ds_j = n_j ds \quad (2.6)$$

où n_j sont les coordonnées du vecteur unitaire normal à la surface.

En appliquant une force \vec{dF} sur cette surface, il apparaît des efforts T_{ij} qui agissent sur chacune des composantes de l'élément de surface :

$$T_{ij} = \frac{dF_i}{ds_j}. \quad (2.7)$$

La figure 2.2 présente les composantes du tenseur, T_{ij} , de rang deux. Dans le cas où $i = j$, les contraintes T_{ii} correspondent à une compression ou une dilatation axiale du solide. Si $i \neq j$, les contraintes T_{ij} correspondent à un cisaillement.

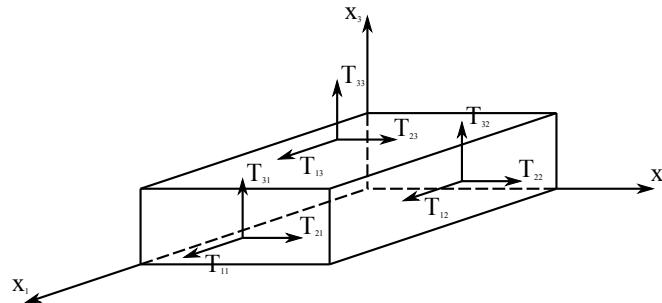


FIGURE 2.2: Représentation des composantes du tenseur des contraintes T_{ij} .

2.1.1.3 Elasticité linéaire

Lors de petites déformations d'un solide élastique, il existe une relation linéaire entre les contraintes et la déformation donnée par la loi de HOOKE :

$$T_{ij} = c_{ijkl} S_{kl} \quad (2.8)$$

où le tenseur de rang 4, composé des coefficients c_{ijkl} (exprimé en N.m^{-2}), traduit la relation linéaire entre le tenseur des contraintes et celui des déformations, tous deux de rang deux. Il est appelé *tenseur des rigidités élastiques*. Les tenseurs T_{ij} et S_{kl} étant

2 Modélisation du résonateur TFEAR

symétriques ($T_{ij} = T_{ji}$ et $S_{kl} = S_{lk}$), on obtient alors $c_{ijkl} = c_{jikl}$ et $c_{ijkl} = c_{ijlk}$. Les 81 composantes indépendantes du tenseur des rigidités se réduisent alors à 36 composantes indépendantes. Ils seront plus aisément définis par des indices *compressés*, leurs correspondances étant indiquées dans le tableau 2.1.

ij ou kl	α ou β
11	1
22	2
33	3
23 ou 32	4
13 ou 31	5
12 ou 21	6

TABLE 2.1: Compression des indices.

En utilisant la notation compressée, l'équation 2.8 peut alors s'écrire :

$$T_\alpha = c_{\alpha\beta} S_\beta \quad (2.9)$$

ou encore par inversion :

$$S_\alpha = s_{\alpha\beta} T_\beta \quad (2.10)$$

où $s_{\alpha\beta}$ représente le *tenseur des souplesses* (rang 4) ou *constantes de flexibilités*, exprimé en $N^{-1}.m^2$. Il est égal à l'inverse du tenseur des rigidités, c'est-à-dire :

$$s_{\alpha\beta} c_{\beta\gamma} = \delta_{\alpha\gamma} \quad (2.11)$$

où $\delta_{\alpha\beta}$ est le symbole de KRONECKER.

On montre, par des considérations énergétiques, que l'on peut réduire le nombre de constantes élastiques indépendantes [36]. Ainsi, $c_{\alpha\beta} = c_{\beta\alpha}$ et le nombre de composantes indépendantes se réduit à 21. De plus, certains éléments peuvent s'annuler selon le système de symétrie du matériau considéré. Par exemple, pour un cristal piézoélectrique tel que le nitrure d'aluminium, appartenant à la classe de symétrie 6mm du système hexagonal, le tenseur des rigidités $c_{\alpha\beta}$ s'écrit de la façon suivante [36] :

$$c_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{c_{11}-c_{12}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Du fait de la symétrie des tenseurs, on doit alors poser :

$$S_1 = S_{11} ; S_2 = S_{22} ; S_3 = S_{33} ; S_4 = 2S_{23} = 2S_{32} ; S_5 = 2S_{13} = 2S_{31} ; S_6 = 2S_{12} = 2S_{21}. \quad (2.13)$$

2.1.1.4 Équation d'équilibre

En appliquant le principe fondamental de la dynamique, il est possible d'exprimer les conditions d'équilibre dynamique en fonction du tenseur des contraintes T_{ij} et du déplacement u_i . Dans un solide, le bilan des forces exercées correspond à la somme des tensions mécaniques T_{ij} exercées en surface \mathcal{S} et des forces f_i exercées en volume \mathcal{V} , on obtient alors :

$$\iint_{\mathcal{S}} T_{ij} n_j ds + \iiint_{\mathcal{V}} f_i dv = \iiint_{\mathcal{V}} \rho \frac{d^2 u_i}{dt^2} dv \quad (2.14)$$

où ρ est la masse volumique du solide (en kg.m^3). En appliquant le théorème de GREEN, l'intégrale de surface devient :

$$\iint_{\mathcal{S}} T_{ij} n_j ds = \iiint_{\mathcal{V}} \frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j} dv. \quad (2.15)$$

L'équation 2.14 devient alors :

$$\frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j} + f_i = \rho \frac{d^2 u_i}{dt^2} \quad (2.16)$$

Cette équation représente la relation fondamentale de l'*élastodynamique* des milieux solides continus.

2.1.2 Equations électriques d'un milieu linéaire

L'effet piézoélectrique traduit un couplage électromécanique. La vitesse de propagation des ondes acoustiques ($< 10^4$ m/s) étant très inférieure devant la vitesse des ondes électromagnétiques ($\leq 3.10^8$ m/s), on se place dans l'approximation quasi-statique des équations électromagnétiques de MAXWELL et le problème est traité comme en électrostatique [36]. Dans un solide homogène linéaire anisotrope, l'induction électrique, exprimée en C.m^{-2} , est définie par :

$$D_i = \varepsilon_{ij} E_j \quad (2.17)$$

où ε_{ij} est le tenseur de permittivité électrique. E_i est le champ électrique (en V.m^{-1}), il dérive d'un potentiel scalaire V , soit :

$$E_i = -\overrightarrow{\text{grad}}(V) = -\frac{\partial V}{\partial x_i}. \quad (2.18)$$

L'induction électrique obéit à la loi de POISSON :

$$\operatorname{div}(\vec{D}) = \rho_e \quad (2.19)$$

où ρ_e est la densité de charges électriques libres par unité de volume. ρ_e est nul pour un matériau isolant.

2.1.3 Piézoélectricité

Le couplage électromécanique d'un solide piézoélectrique anisotrope linéaire se traduit par une combinaison des propriétés mécaniques (équation 2.8) et électriques (équation 2.17). L'effet piézoélectrique direct correspond à la faculté qu'ont certains matériaux de se polariser sous l'action d'une tension mécanique. L'induction électrique est :

$$D_i = e_{ikl}S_{kl} + \varepsilon_{jk}^S E_k \quad (2.20)$$

où e_{ijk} (en C.m⁻²) et ε_{ij}^S (en F.m⁻¹) sont respectivement, le tenseur des constantes piézoélectriques et le tenseur de permittivité électrique à déformation S constante. Les constantes piézoélectriques e_{ijk} relient la variation d'induction D_i aux déformations S_{jk} subies par le solide.

L'effet piézoélectrique inverse, qui est une conséquence thermodynamique de l'effet direct [36], correspond à une déformation du matériau sous l'effet d'un champ électrique. Les contraintes mécaniques s'expriment par :

$$T_{ij} = c_{ijkl}^E S_{kl} - e_{kij} E_k \quad (2.21)$$

où c_{ijkl}^E est le tenseur des rigidités élastiques vu dans la section 2.1.1.3 à champ électrique constant.

D'après le principe de la conservation de l'énergie, résultant directement de la première loi de la thermodynamique, et des conditions aux limites, la piézoélectricité peut être écrite sous plusieurs formes tensorielles en utilisant la notation d'indices compressés :

$$\begin{cases} T_\alpha = c_{\alpha\beta}^E S_\beta - e_{i\alpha} E_i \\ D_i = e_{i\alpha} S_\alpha + \varepsilon_{ij}^S E_j \end{cases} \quad (2.22)$$

$$\begin{cases} S_\alpha = s_{\alpha\beta}^E T_\beta + d_{i\alpha} E_i \\ D_i = d_{i\alpha} T_\alpha + \varepsilon_{ij}^T E_j \end{cases} \quad (2.23)$$

où $s_{\alpha\beta}^E$ et $d_{i\alpha}$ sont, respectivement, le tenseur des souplesses (section 2.1.1.3) à champ électrique constant (en N⁻¹.m²) et le tenseur des coefficients piézoélectriques (en m.V⁻¹). Ce dernier traduit la relation de proportionnalité entre les déformations et le champ élec-

trique ou encore entre le déplacement mécanique et la différence de potentiel appliquée entre les électrodes. Il est, en général, de l'ordre de quelques pm.V⁻¹. Le nitrure d'aluminium, matériau piézoélectrique utilisé pour la réalisation du TFEAR, appartient à la classe de symétrie 6mm du système hexagonal. Dans ce cas, les tenseurs des souplesses à champ électrique constant $s_{\alpha\beta}^E$, des coefficients piézoélectriques $d_{i\alpha}$ et des permittivités électriques à contrainte constante ε_{ij}^T sont, respectivement, de la forme [36] :

$$s_{\alpha\beta}^E = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{12}^E & s_{22}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

$$d_{i\alpha} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$\varepsilon_{ij}^T = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{22}^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Il est également possible d'exprimer deux autres couples d'équations traduisant l'effet piézoélectrique dans lesquelles la variable indépendante est l'induction électrique D_i en considérant l'énergie interne et l'enthalpie du système [36]. Ces expressions ne sont pas utilisées ici et il est inutile de les présenter pour cette étude.

Le tenseur $c_{\alpha\beta}^E$ est l'inverse de $s_{\alpha\beta}^E$ (relation 2.11). En combinant les équations 2.22 et 2.23, on obtient les équations reliant les différents coefficients, soit :

$$e_{i\alpha} = d_{i\beta} c_{\beta\alpha}^E, \quad (2.27)$$

$$d_{i\beta} = e_{i\alpha} s_{\alpha\beta}^E. \quad (2.28)$$

De plus, il existe une relation entre le tenseur des permittivités à contrainte constante ε_{ij}^T et celui à déformation constante ε_{ij}^S donnée par :

$$\varepsilon_{ij}^T - \varepsilon_{ij}^S = d_{i\alpha} e_{j\alpha} = d_{i\alpha} c_{\alpha\beta}^E d_{j\beta}. \quad (2.29)$$

2.1.3.1 Conditions aux limites

Les équations d'état piézoélectrique 2.22 et 2.23 précédentes doivent satisfaire les conditions aux limites mécaniques et électriques aux interfaces entre le milieu considéré M

(solide fini) et le milieu extérieur M' .

Conditions mécaniques : dans le cas de solides rigidement liés (par exemple, dans le cas des couches minces), il y a continuité des déplacements u_i aux frontières, soit $u_i = u'_i$. De même, en l'absence de force extérieure agissant sur la frontière, il y a continuité des contraintes aux interfaces, soit $T_{ij}n_j = T'_{ij}n'_j$. Dans le cas où le milieu extérieur est le vide (poutre libre), les contraintes en surface sont nulles.

Conditions électriques : en électrostatique, il y a continuité des composantes tangentes du champ électrique ($E_t = E'_t$) et du potentiel électrique aux interfaces ($V = V'$). La composante normale D_t de l'induction électrique est discontinue sur une surface chargée. Soit, $D'_t - D_t = \sigma$ où σ est la densité surfacique de charge.

2.2 Modèle tridimensionnel du TFEAR

Les principes théoriques gouvernant les propriétés mécaniques et électriques des matériaux constituant le TFEAR sont maintenant établies. Ce travail préliminaire permet d'appréhender la modélisation du résonateur TFEAR, traité dans cette section. L'objectif de cette étude est de résoudre les équations tridimensionnelles régissant le comportement du TFEAR. Pour ce faire, la méthode des éléments finis est utilisée. Cette technique d'analyse, réalisée par traitement informatique, permet d'obtenir les solutions numériques des équations mises en jeu. La convergence des résultats dépend du nombre de degrés de libertés du problème et de l'algorithme utilisé.

Dans un premier temps, le principe de la méthode ainsi qu'une description du modèle considéré sont présentés. Dans un deuxième temps, les résultats des calculs pour un résonateur de référence dont les paramètres physiques sont issus de la littérature seront exposés. Ce modèle servira de référence dans la suite de cette étude théorique.

2.2.1 La méthode des éléments finis

L'apparition des ordinateurs et les besoins de l'industrie ont provoqué une accélération du développement de la mécanique des structures entre 1950 et 1960. C'est en 1956 que le concept d'éléments finis a été introduit par TURNER, CLOUGH, MARTIN et TOPP [66]. Depuis 1960, de nombreux progrès ont été accomplis et la méthode des éléments finis subit un développement rapide [67]. C'est une méthode très générale qui s'applique à la majorité des problèmes de physique et d'ingénierie rencontrés dans la pratique : problèmes stationnaires ou non, linéaires ou non, définis dans une géométrie quelconque à une, deux ou trois dimensions. De plus, cette méthode est particulièrement bien adaptée dans le cas des milieux hétérogènes souvent rencontrés en ingénierie. Cette méthode permet de

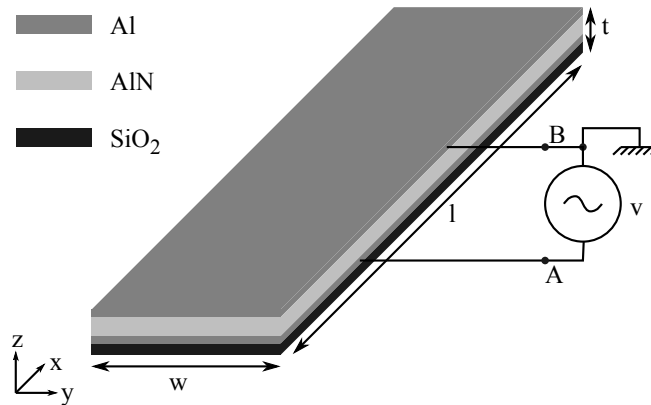


FIGURE 2.3: Présentation du modèle du TFEAR étudié pour la résolution numérique en trois dimensions. La poutre est composée des couches Al/AlN/Al/SiO₂ et vibre dans le vide sans contrainte.

résoudre numériquement des systèmes d'équations différentielles aux dérivées partielles décrivant les lois physiques et le comportement des matériaux. Dans un système tel que le résonateur TFEAR, le nombre d'équations à résoudre simultanément devient vite important, dès lors que l'on veut prendre en compte tout le système réel (multicouche, pertes, environnement). Tout d'abord, chaque domaine du système est divisé en éléments de dimensions finies, reliés les uns aux autres par l'intermédiaire de noeuds : c'est l'étape du maillage. Les expressions sont alors discrétisées et résolues localement, puis les résultats sont interpolés sur tout le domaine. Les degrés de liberté du problème représentent le nombre d'inconnues du système d'équations associé à tous les noeuds. La précision du résultat dépend de la qualité du maillage (forme et nombre des éléments). Afin que ce système ait une solution non triviale, les conditions aux limites sont ajoutées au problème indiquant le comportement du système à certains points caractéristiques.

De nombreux logiciels existent pour la résolution de système par la méthode des éléments finis. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans le domaine des MEMS, afin de prédire leur comportement. Le logiciel utilisé lors de cette étude est COMSOL[®] MULTIPHYSICS (version 3.5), le module MEMS intégrant la résolution de dispositifs piézoélectriques rend cet outil particulièrement adapté au problème.

2.2.2 Description du modèle

Le comportement du TFEAR est fondé sur les équations présentées dans la section 2.1. Pour simplifier le problème, l'effet des bras d'accroche est négligé. Le résonateur est considéré sans pertes, libre sur toutes ses faces et vibre dans le vide. La figure 2.3 présente la géométrie étudiée. Les quatre couches formant la poutre résonante sont prises en compte.

2 Modélisation du résonateur TFEAR

Elles sont composées de, en partant de la couche inférieure, la couche de compensation en température (en SiO_2), l'électrode inférieure (en Al), la couche piézoélectrique (en AlN) et l'électrode supérieure (en Al). Pour correspondre avec la configuration de mesure, le potentiel est appliqué entre A et B sur l'électrode inférieure. L'électrode supérieure est connectée à la masse.

Suivant les choix établis dans le cahier des charges de la section 1.1.3, les résonateurs simulés ont une longueur l comprise entre $75 \mu\text{m}$ et $350 \mu\text{m}$, correspondant, respectivement, à une fréquences de résonance comprise entre 11 MHz et 53 MHz. De plus, afin de conserver un mode de propagation longitudinal suivant l'axe x , la longueur doit rester supérieure à la largeur w . La largeur est donc confinée entre l et la largeur minimale d'une piste compatible avec les équipements de fabrication disponibles en salle blanche. De plus, une largeur trop petite a tendance à augmenter la résistance du circuit. Cet effet a pour conséquence de détériorer les performances électriques du résonateur.

L'épaisseur des électrodes a fait l'objet d'un choix technologique, en vue de la compatibilité du procédé de fabrication avec les standards CMOS utilisés en industrie. De ce fait, les électrodes ont une épaisseur fixée à $0,2 \mu\text{m}$. L'épaisseur de la couche de dioxyde de silicium est fixée à $0,6 \mu\text{m}$, suite à une étude menée durant un stage ingénieur portant sur la dépendance en température de la fréquence de résonance [68]. D'autres études expérimentales sur la température ont été entreprises au cours de cette thèse et les résultats seront présentés dans le chapitre 3. Enfin, l'épaisseur de la couche piézoélectrique de $1 \mu\text{m}$ est issue des travaux de L. VALBIN [65] et de S. LOISEAU [3] effectués, respectivement, à l'ESIEE et à NXP SEMICONDUCTORS dont le sujet porte sur le dépôt de nitrure d'aluminium en couche mince. Finalement, au regard des choix technologiques, le dimensionnement du résonateur étudié est résumé dans le tableau 2.2.

	SiO_2	Electrode (Al)	Piézoélectrique (AlN)
Longueur (μm)	$75 \leq l \leq 350$		
Largeur (μm)	$20 \leq w \leq 50$		
Epaisseur (μm)	$0,6 \mu\text{m}$	$0,2 \mu\text{m}$	$1 \mu\text{m}$

TABLE 2.2: Résumé des dimensions du résonateur étudié.

Les équations d'état 2.23, régissant le comportement de la couche piézoélectrique, peuvent s'écrire de façon matricielle dans l'espace à trois dimensions :

$$\begin{bmatrix} S_{1,P} \\ S_{2,P} \\ S_{3,P} \\ S_{4,P} \\ S_{5,P} \\ S_{6,P} \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{12}^E & s_{22}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{22}^T & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{1,P} \\ T_{2,P} \\ T_{3,P} \\ T_{4,P} \\ T_{5,P} \\ T_{6,P} \\ E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

où l'indice « P » indique qu'il s'agit d'une grandeur appartenant à la couche piézoélectrique.

L'aluminium appartient à la classe cristalline $m\bar{3}m$ du système cubique. Dans le cas étudié, la cristallinité de ce matériau n'est pas particulièrement recherchée lors du dépôt et est, par conséquent, faible. Par la suite, l'Al sera alors considéré comme un matériau élastique isotrope. Le dioxyde de silicium étant également isotrope, le comportement mécanique des couches d'Al et de SiO_2 est régi par la loi de HOOKE 2.10, soit :

$$\begin{bmatrix} S_{1,n} \\ S_{2,n} \\ S_{3,n} \\ S_{4,n} \\ S_{5,n} \\ S_{6,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_n}{E_n} & \frac{1}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_n}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & \frac{1}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{1,n} \\ T_{2,n} \\ T_{3,n} \\ T_{4,n} \\ T_{5,n} \\ T_{6,n} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

où l'indice « n » indique le type de couche élastique considéré en suivant la correspondance suivante : $n = "el"$ pour les électrodes et $n = "ox"$ pour la couche de compensation en température. E_n et ν_n correspondent respectivement au module d'YOUNG et au coefficient de POISSON de la n -ième couche élastique.

Les valeurs numériques des coefficients utilisés pour le calcul, correspondent aux propriétés physiques des matériaux. Elles sont données en annexe 2. Le maillage est choisi afin d'obtenir un bon compromis entre le temps de calcul nécessaire et la convergence sur l'évaluation des grandeurs. Le maillage quadratique (les éléments de maillage sont des hexaèdres) est utilisé, car il est bien adapté pour traiter le cas des couches minces. De plus, cette méthode de maillage permet un contrôle fin de l'utilisateur. La figure 2.4 présente le maillage d'un résonateur simulé sous COMSOL[®]. Les dimensions du résonateur sont $l = 350 \mu\text{m}$ pour la longueur et $w = 50 \mu\text{m}$ pour la largeur. Les épaisseurs des couches

sont, respectivement, $1\ \mu\text{m}$ pour la couche piézoélectrique, $0,2\ \mu\text{m}$ pour les électrodes en aluminium et $0,6\ \mu\text{m}$ pour la couche de SiO_2 .

Un décalage de 10 ppm sur la fréquence de résonance, calculée entre un modèle comportant 500 000 degrés de liberté et un autre comportant 130 000, a été relevé lors des premiers tests de simulation. La station de travail mise à disposition au laboratoire du GREYC supporte un « quad-core » Intel Xeon X5472 à 3 GHz avec 64 Go de mémoire RAM. Plusieurs heures de calcul modal sont requises pour résoudre le cas à 500 000 degrés de liberté contre quelques dizaines de minutes pour le modèle à 150 000 degrés de liberté. Finalement, le nombre de degrés de liberté des problèmes étudiés dans cette étude est limité à 150 000. La convergence des résultats du calcul de la fréquence de résonance fera l'objet de commentaires détaillés au cours de l'étude du modèle analytique unidimensionnelle de la section 2.4.

2.2.3 Résultats des calculs par la méthode des éléments finis

2.2.3.1 Evaluation de la fréquence de résonance par le calcul des modes propres des déplacements

La figure 2.5 présente les résultats des calculs des modes propres (ou calcul modal) du résonateur présenté précédemment. Les pertes (mécaniques, électriques ou piézoélectriques) ne sont pas prises en compte dans ce calcul. Les couleurs sur les faces des trois sous-figures correspondent aux déplacements suivant les trois axes respectivement. La sous-figure 2.5a montre que les déplacements longitudinaux u_x sont prépondérants devant les autres directions. Le mode de vibration observé est donc l'élongation de la poutre. La fréquence de résonance associée à ce résonateur calculée pour ce mode est $f_r = 11,29\ \text{MHz}$.

Le calcul modal est effectué pour différentes longueurs de résonateur. Les résultats sont reportés dans la figure 2.6. Les simulations sont effectuées dans les conditions géométriques imposées dans le tableau 2.2. La droite obtenue pour un résonateur de largeur $w = 50\ \mu\text{m}$ et celle pour $w = 20\ \mu\text{m}$ sont sensiblement les mêmes. Une relation linéaire entre la fréquence de résonance f_r et l'inverse de la longueur l est obtenue dans la limite des dimensions utilisables. Elle permet de prédire le comportement de la fréquence de résonance par la relation :

$$f_r = 0,54 + \frac{3838}{l} \quad (\text{avec } f_r \text{ en MHz et } l \text{ en } \mu\text{m}). \quad (2.32)$$

Les ondulations de la couche suivant z , observées dans la figure 2.5, traduisent un mouvement de flexion, engendré par l'asymétrie de la structure (effet bilame asymétrique). Ceci est vérifié en comparant les résultats du calcul du résonateur précédent avec ceux sans la couche de SiO_2 . Les résultats du profil du déplacement suivant z à la surface supérieure du TFEAR, en fonction de la position sur x , sont reportés dans la figure

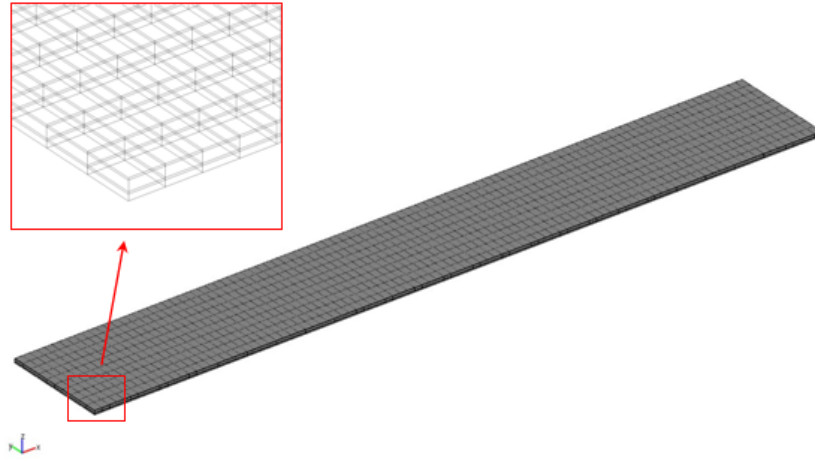
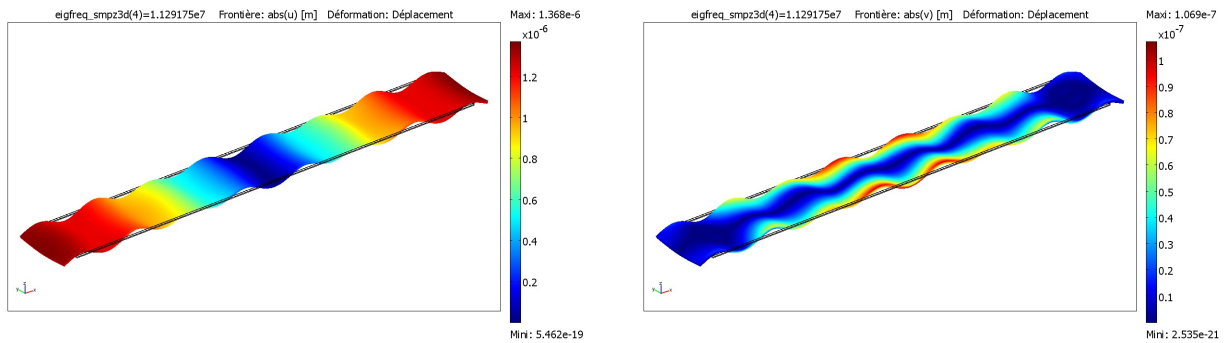
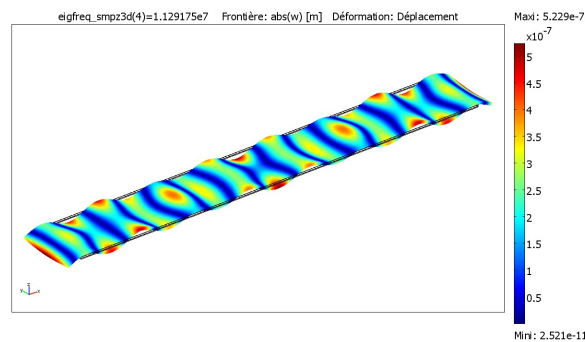


FIGURE 2.4: Présentation du maillage quadratique utilisé pour la simulation par éléments finis sous COMSOL[®] en 3D ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$). Le modèle étudié comporte 126 630 degrés de liberté.



(a) Amplitude des déplacements suivant la longueur, u_x , à la surface du TFEAR. (b) Amplitude des déplacements suivant la largeur, u_y , à la surface du TFEAR.



(c) Amplitude des déplacements suivant l'épaisseur, u_z , à la surface du TFEAR.

FIGURE 2.5: Présentation de résultats du calcul des déplacements par la méthode des éléments finis en 3D du résonateur TFEAR sans pertes ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$) à la fréquence de résonance du mode d'élongation.

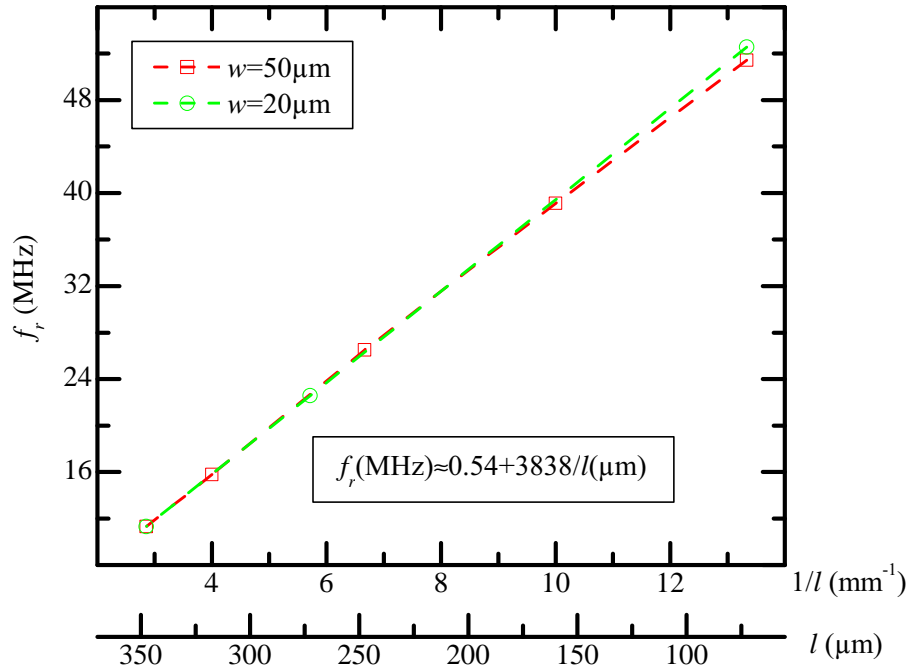


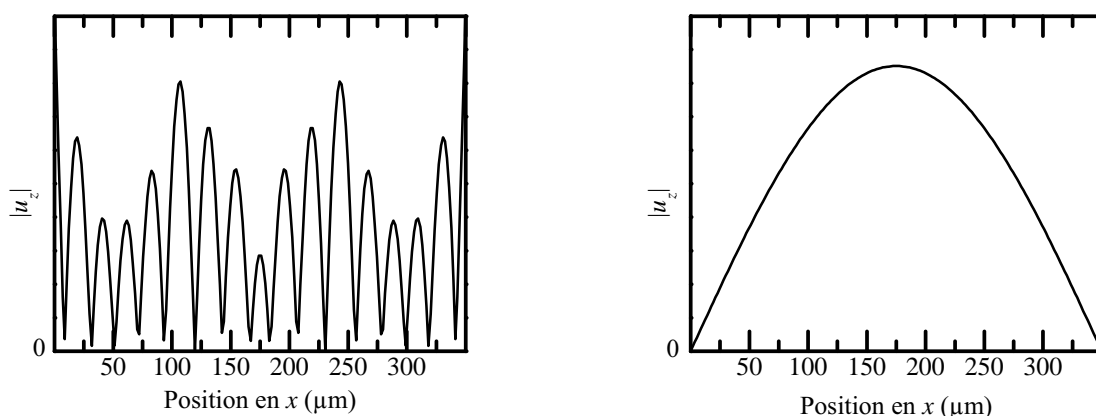
FIGURE 2.6: Présentation de résultats du calcul modal en 3D de la fréquence de résonance du mode d'élongation en fonction de l'inverse de la longueur de la poutre.

2.7. En effet, les ondulations ne sont présentes que pour la structure Al/AlN/Al/SiO₂. La flexion disparaît totalement lorsque la couche de SiO₂ est retirée. Les variations de $|u_z|$ de la structure Al/AlN/Al (figure 2.7b) sont engendrées lors du rétrécissement de la poutre via le coefficient de POISSON des matériaux. Afin de vérifier si la flexion a un effet sur la réponse électrique, il est nécessaire de calculer l'impédance vue aux électrodes du résonateur. Ce point fait l'objet de la section suivante.

2.2.3.2 Evaluation du comportement fréquentiel de l'impédance électrique du résonateur avec pertes

Les simulations en régime harmonique permettent d'étudier le comportement fréquentiel du résonateur. En faisant varier la fréquence d'excitation autour de la résonance, la réponse électrique du résonateur est obtenue en intégrant la densité de courant sur la surface de l'électrode où est appliqué le champ électrique. Les figures 2.8a et 2.8c présentent les résultats du calcul, respectivement, du module et de la phase, autour de la fréquence de résonance d'un résonateur TFEAR de référence idéal. Les matériaux constituant ce résonateur sont exempts de perte. Des résonances apparaissent au voisinage de la fréquence fondamentale du mode d'élongation. Ces résonances parasites correspondent aux harmoniques du mode de flexion, précédemment observé dans la section 2.2.3.1.

Dans le cas réel, les couches constituant le TFEAR comportent des pertes. Celles-ci



(a) Profil de $|u_z|$ à la surface du TFEAR avec la couche de SiO_2 . (b) Profil de $|u_z|$ à la surface du TFEAR sans la couche de SiO_2 .

FIGURE 2.7: Amplitude des déplacements suivant z du TFEAR avec et sans couche de compensation en température (SiO_2). Etant donné qu'il s'agit d'un TFEAR sans pertes, les valeurs maximales de l'amplitude ne sont pas précisées (valeurs arbitraires).

peuvent provenir des propriétés mécaniques, électriques et piézoélectriques des différents matériaux utilisés pour réaliser le résonateur. Les figures 2.8b et 2.8d présentent les résultats du calcul de l'impédance du TFEAR de référence en tenant compte des pertes de chaque couche. Etant donné que les pertes de la couche piézoélectrique du TFEAR n'ont pas été évaluées, les valeurs prises comme références correspondent à celle obtenues pour du PZT, soit $\eta = 1.10^{-3}$ [69]. Cette valeur est utilisée pour les pertes mécaniques, électriques et piézoélectriques de toutes les couches constituant le TFEAR.

La comparaison des résultats de ces deux simulations montre que les résonances parasites sont fortement atténuées lorsque les pertes sont considérées dans le modèle. En conclusion, l'effet du mouvement de flexion sur la réponse électrique du résonateur fabriqué peut être négligé. Il ne sera donc pas nécessaire d'approfondir l'étude des mouvements de flexion du TFEAR par la suite.

2.2.4 Conclusions du modèle tridimensionnel

La simulation par la méthode des éléments finis permet d'obtenir des résultats rapides et de prédire le comportement du résonateur en fonction des paramètres physiques. Pour obtenir une meilleure compréhension des phénomènes mis en jeu et caractériser le système, il est nécessaire de procéder à un développement mathématique modélisant le comportement du TFEAR. HILL et col. a proposé une solution exacte des modes de vibration des éléments parallélépipédiques en 1985 [70]. L'objectif du modèle analytique est d'obtenir des règles générales de conception et de développer un outil d'optimisation. Or, ces modèles sont compliqués à mettre en oeuvre et difficiles à exploiter [71]. Il est donc néces-

2 Modélisation du résonateur TFEAR

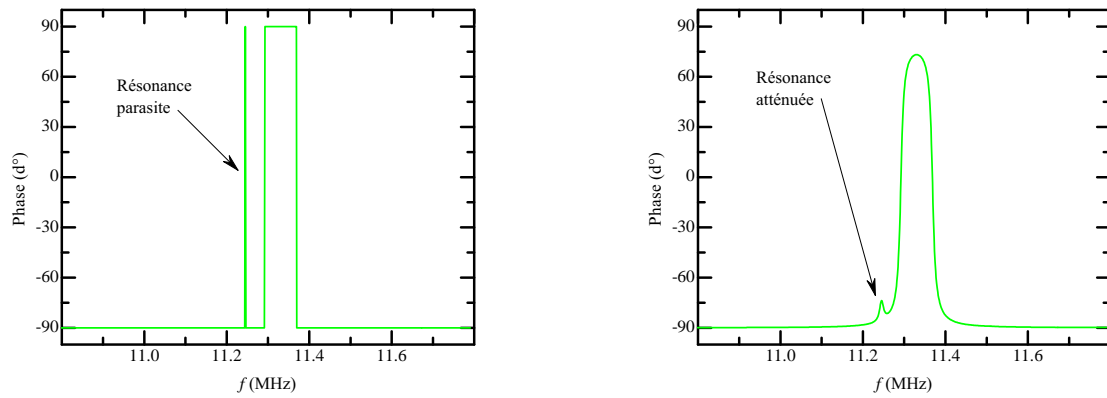
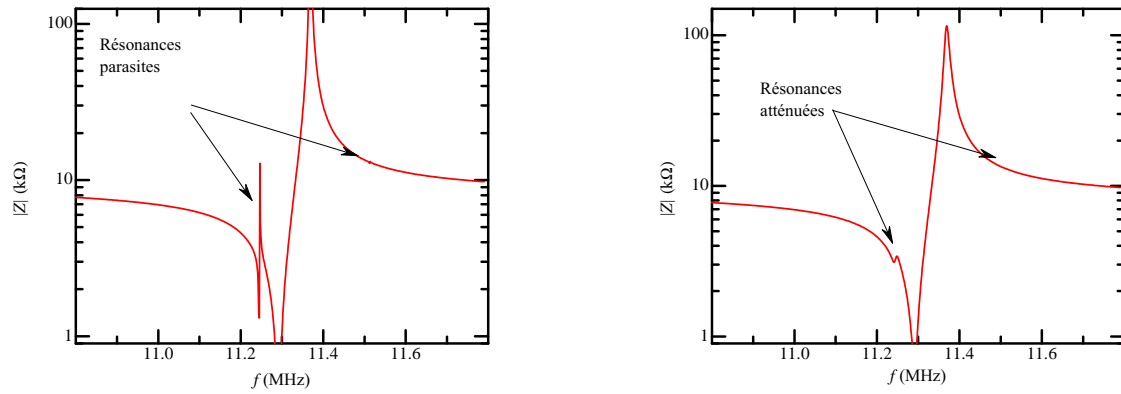


FIGURE 2.8: Résultats des simulations 3D sous COMSOL[®] de l'impédance électrique (module et phase) du résonateur ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$) autour de la fréquence de résonance du mode d'élongation.

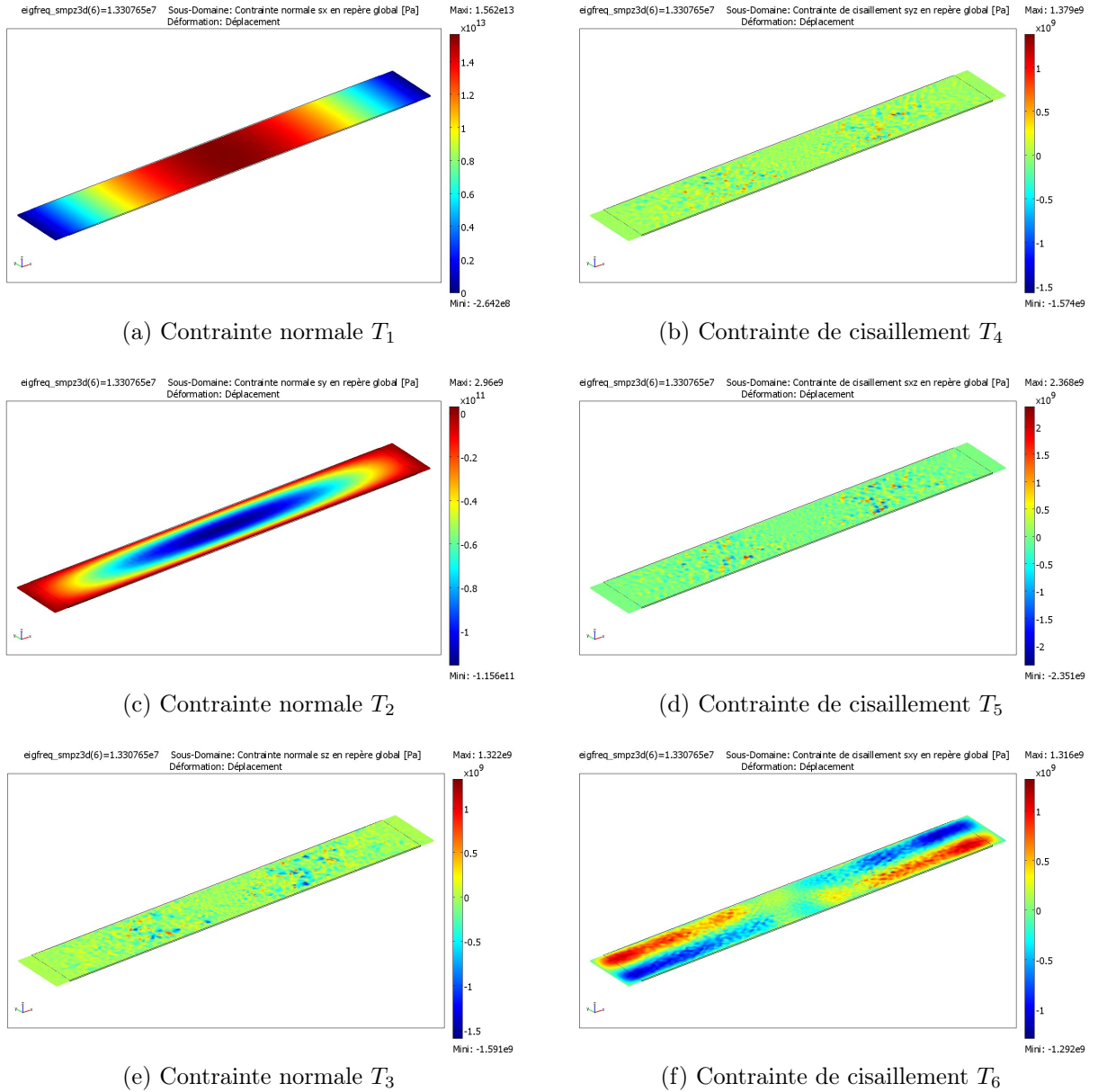


FIGURE 2.9: Valeurs calculées sous COMSOL[®] des différentes composantes du tenseur des contraintes T_α dans une couche piézoélectrique ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$) à la fréquence de résonance du mode d'élongation.

saire de faire des simplifications, afin de réduire progressivement le système à un problème simple. La poutre étant libre à ses extrémités, les conditions aux limites sont données par les contraintes mécaniques, nulles aux extrémités.

La figure 2.9 présente les contraintes engendrées dans une couche piézoélectrique seule, à la fréquence fondamentale du mode d'élongation. Les valeurs maximales des contraintes T_3 , T_4 et T_5 sont noyées dans le bruit de calcul et leur valeur moyenne est pratiquement nulle. Dans la plupart des problèmes traitant des couches minces, ce qui est le cas du résonateur TFEAR étudié, les grandeurs caractérisant le système sont considérées comme invariantes suivant l'épaisseur. Dans un premier temps, les contraintes T_3 , T_4 et T_5 sont négligées. Le système est alors simplifié à deux dimensions. Les contraintes T_6 traduisent le couplage entre les grandeurs suivant x et celles suivant y . L'objet de la section suivante est d'étudier la propagation de l'onde mécanique dans le plan x, y .

D'autre part, la figure 2.9a montre que la valeur maximale de la contrainte T_1 , caractérisant le mode d'élongation, est plus grande d'un facteur 5000 par rapport à T_2 et T_6 . Dans un deuxième temps, les contraintes T_2 et T_6 sont négligées. Le système est alors simplifié à une dimension. Ceci est l'objet de la section 2.4, consacrée à l'étude du modèle 1D.

2.3 Modèle bi-dimensionnel du TFEAR

2.3.1 Hypothèses de départ

L'épaisseur totale t suivant l'axe z du résonateur est très petite devant les deux autres dimensions :

$$l > w \gg t. \quad (2.33)$$

Le résonateur peut donc se simplifier en un modèle en deux dimensions et les composantes du tenseur des contraintes sont considérées comme invariantes suivant z . Les couches étant rigidement liées, d'après les conditions aux limites énoncées dans la section 2.1.3.1, on a continuité des déformations et des contraintes aux interfaces. De plus, la poutre est libre aux extrémités et les contraintes sont nulles sur toutes ses faces ($T_{ij} = 0$ aux extrémités). Finalement, le modèle en deux dimensions conduit à dire que les composantes des contraintes suivant z sont nulles dans les matériaux, soit :

$$\forall \{i, j\} \in ((\{1, 2, 3\} \times \{3\}) \cup (\{3\} \times \{1, 2, 3\})), T_{ij} = 0 \Rightarrow T_3 = T_4 = T_5 = 0. \quad (2.34)$$

On retrouve ici les résultats observés en section 2.2.4. En négligeant les effets de bord du champ électrique, la couche piézoélectrique étant soumise à un potentiel V , le champ

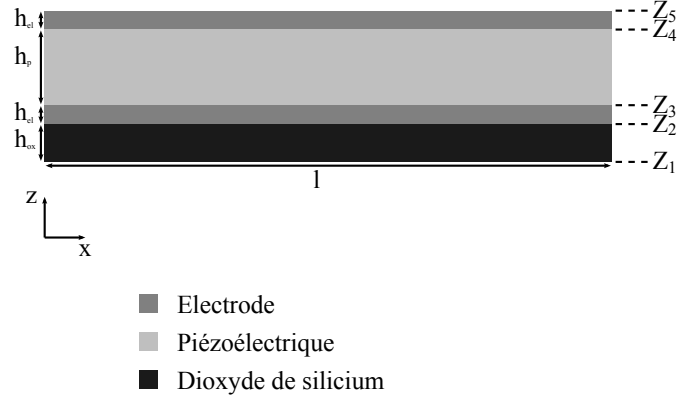


FIGURE 2.10: Vue en coupe du résonateur dans le plan x, z identifiant la position des couches sur l'épaisseur.

électrique devient :

$$\begin{cases} E_1 = E_2 = 0 \\ E_3 = -\frac{\partial V}{\partial z} \end{cases} \quad (2.35)$$

D'après les hypothèses qui viennent d'être émises, les équations 2.30 et 2.31 deviennent, respectivement, pour les éléments piézoélectriques et les éléments élastiques :

$$\begin{bmatrix} S_{1,P} \\ S_{2,P} \\ S_{3,P} \\ S_{4,P} \\ S_{5,P} \\ S_{6,P} \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{12}^E & s_{22}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{22}^T & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{1,P} \\ T_{2,P} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ T_{6,P} \\ 0 \\ 0 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} S_{1,n} \\ S_{2,n} \\ S_{3,n} \\ S_{4,n} \\ S_{5,n} \\ S_{6,sn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_n}{E_n} & \frac{1}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_n}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & \frac{1}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{1,n} \\ T_{2,n} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ T_{6,n} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

La vue en coupe dans le plan x, z de la figure 2.10 permet d'identifier la position de

chaque couche sur toute l'épaisseur du barreau. Pour chacune des couches, les tenseurs des contraintes ne dépendent que de x et y (modèle 2D). Il y a continuité des contraintes et des déformations aux interfaces (conditions aux limites). Les épaisseurs sont $h_{ox} = Z_2 - Z_1$ pour la couche de compensation en température, $h_{el} = Z_3 - Z_2 = Z_5 - Z_4$ pour les électrodes inférieure et supérieure et $h_P = Z_4 - Z_3$ pour la couche piézoélectrique.

2.3.2 Expression du champ électrique

Le nitrure d'aluminium est isolant, l'équation de POISSON 2.19 appliquée sur la couche piézoélectrique (matrice 2.36) donne :

$$\operatorname{div}(\vec{D}) = 0 \Rightarrow \frac{\partial T_1}{\partial z} + \frac{\partial T_2}{\partial z} = \frac{\varepsilon_{33}^T}{d_{31}} \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}. \quad (2.38)$$

Les composantes du tenseur des contraintes étant invariantes sur z , le potentiel V s'exprime directement alors par :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \Rightarrow V = V_0 + zV_1. \quad (2.39)$$

Les conditions aux limites sur V sont les mêmes que dans la section 2.2.2 du modèle tridimensionnel : le potentiel, d'amplitude V_e , est appliqué sur la face inférieure de la couche piézoélectrique et la face inférieure est connectée à la masse. Soit, $V(Z_3) = V_e$ et $V(Z_4) = 0$. On obtient ainsi $V_0 = \frac{Z_4}{h_P} V_e$ et $V_1 = -\frac{V_e}{h_P}$ avec $h_P = Z_4 - Z_3$, l'épaisseur de la couche piézoélectrique. Le potentiel électrique dans la couche piézoélectrique donne alors, pour $z \in [Z_3, Z_4]$:

$$V(z) = (Z_4 - z) \frac{V_e}{h_P}. \quad (2.40)$$

Finalement, le champ électrique dans la couche piézoélectrique a pour expression :

$$E_3 = -\frac{\partial V}{\partial z} = \frac{V_e}{h_P}. \quad (2.41)$$

2.3.3 Equation en régime dynamique - Matériau équivalent

Du fait de la continuité des déformations et des contraintes aux interfaces, la poutre multicouche peut-être considérée comme un matériau équivalent monocouche dont les paramètres (densité et module d'YOUNG) sont déduits en intégrant l'expression de l'élastodynamique 2.16 sur l'épaisseur. En régime harmonique et en l'absence de force extérieure, on a alors :

$$\begin{cases} -\omega^2 \sigma_{eq} u_x = \frac{\partial F_{1,eq}}{\partial x} + \frac{\partial F_{6,eq}}{\partial y} \\ -\omega^2 \sigma_{eq} u_y = \frac{\partial F_{6,eq}}{\partial x} + \frac{\partial F_{2,eq}}{\partial y} \end{cases} \quad (2.42)$$

où σ_{eq} est la densité surfacique du matériau équivalent exprimée en kg.m^{-2} . Elle est définie par :

$$\sigma_{eq} = \int_{Z_1}^{Z_5} \rho dz = 2h_{el}\rho_{el} + h_{ox}\rho_{ox} + h_P\rho_P \quad (2.43)$$

où, $F_{1,eq}$, $F_{2,eq}$ et $F_{6,eq}$ sont, respectivement, les forces linéiques d'élongation longitudinale, d'élongation transversale et de cisaillement. Leurs expressions respectives sont données par :

$$F_{1,eq} = \int_{Z_1}^{Z_5} T_{1,eq} dz = 2h_{el}T_{1,el} + h_{ox}T_{1,ox} + h_P T_{1,P} \quad (2.44)$$

$$F_{2,eq} = \int_{Z_1}^{Z_5} T_{2,eq} dz = 2h_{el}T_{2,el} + h_{ox}T_{2,ox} + h_P T_{2,P} \quad (2.45)$$

$$F_{6,eq} = \int_{Z_1}^{Z_5} T_{6,eq} dz = 2h_{el}T_{6,el} + h_{ox}T_{6,ox} + h_P T_{6,P}. \quad (2.46)$$

Les expressions des contraintes de chaque couche sont données par les équations 2.36 et 2.37. On a alors, pour la couche piézoélectrique :

$$\begin{cases} S_{1,P} = \frac{\partial u_x}{\partial x} = s_{11}^E T_{1,P} + s_{12}^E T_{2,P} + d_{31} E_3 \\ S_{2,P} = \frac{\partial u_y}{\partial y} = s_{12}^E T_{1,P} + s_{11}^E T_{2,P} + d_{31} E_3 \\ S_{6,P} = \frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x} = s_{66}^E T_{6,P} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_{1,P} = A_P \frac{\partial u_x}{\partial x} - B_P \frac{\partial u_y}{\partial y} - C_P \frac{V_e}{h_P} \\ T_{2,P} = A_P \frac{\partial u_y}{\partial y} - B_P \frac{\partial u_x}{\partial x} - C_P \frac{V_e}{h_P} \\ T_{6,P} = \frac{1}{s_{66}^E} \left(\frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x} \right) \end{cases} \quad (2.47)$$

avec $A_P = \frac{s_{11}^E}{(s_{11}^E)^2 - (s_{12}^E)^2}$, $B_P = \frac{s_{12}^E}{(s_{11}^E)^2 - (s_{12}^E)^2}$ et $C_P = \frac{d_{31}}{s_{11}^E + s_{12}^E}$. Les équations des couches élastiques sont :

$$\begin{cases} S_{1,n} = \frac{\partial u_x}{\partial x} = \frac{1}{E_n} T_{1,n} - \frac{\nu_n}{E_n} T_{2,n} \\ S_{2,n} = \frac{\partial u_y}{\partial y} = -\frac{\nu_n}{E_n} T_{1,n} + \frac{1}{E_n} T_{2,n} \\ S_{6,n} = \frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x} = \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} T_{6,n} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_{1,n} = A_n \frac{\partial u_x}{\partial x} + B_n \frac{\partial u_y}{\partial y} \\ T_{2,n} = A_n \frac{\partial u_y}{\partial y} + B_n \frac{\partial u_x}{\partial x} \\ T_{6,n} = C_n \left(\frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x} \right) \end{cases} \quad (2.48)$$

avec $A_n = \frac{E_n}{1-\nu_n^2}$, $B_n = \frac{E_n}{1-\nu_n^2} \nu_n$ et $C_n = \frac{E_n}{2(1+\nu_n)}$. On obtient finalement :

$$F_{1,eq} = A_{eq} \frac{\partial u_x}{\partial x} + B_{eq} \frac{\partial u_y}{\partial y} - C_{eq} V_e \quad (2.49)$$

$$F_{2,eq} = A_{eq} \frac{\partial u_y}{\partial y} + B_{eq} \frac{\partial u_x}{\partial x} - C_{eq} V_e \quad (2.50)$$

$$F_{6,eq} = C_{eq} \left(\frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x} \right) \quad (2.51)$$

2 Modélisation du résonateur TFEAR

avec $A_{eq} = 2h_{el}A_{el} + h_{ox}A_{ox} + h_P A_P$, $B_{eq} = 2h_{el}B_{el} + h_{ox}B_{ox} - h_P B_P$ et $C_{eq} = 2h_{el}C_{el} + h_{ox}C_{ox} + \frac{h_P}{s_{66}^E}$.

En injectant les expressions 2.49, 2.50 et 2.51 dans le couple d'équation 2.42, il est possible d'obtenir les équations différentielles couplées régissant le mouvement du résonateur. Soit :

$$\begin{cases} -\omega^2 \rho_{eq} u_x = A_{eq} \frac{\partial^2 u_x}{\partial x^2} + C_{eq} \frac{\partial^2 u_x}{\partial y^2} + (B_{eq} + C_{eq}) \frac{\partial^2 u_y}{\partial x \partial y} \\ -\omega^2 \rho_{eq} u_y = A_{eq} \frac{\partial^2 u_y}{\partial y^2} + C_{eq} \frac{\partial^2 u_y}{\partial x^2} + (B_{eq} + C_{eq}) \frac{\partial^2 u_x}{\partial x \partial y} \end{cases} \quad (2.52)$$

Le système d'équations différentielles couplées 2.52 peut être résolu en exprimant les conditions aux limites couplées, associées au modèle. Cette résolution a déjà fait l'objet d'études dans le cas de barreaux piézoélectriques monocouches. On trouve, par exemple, des solutions approchées dans le cas d'une propagation d'ondes acoustiques planes suivant une direction [72]. D'autres études se basent sur des méthodes aux éléments limites [73], ou encore sur des développements en série de Fourier [74]. Ces résolutions nécessitent, tout comme pour un modèle analytique tridimensionnel, un développement analytique relativement lourd et ne permettent pas d'aboutir à des règles simples de conception et d'optimisation du résonateur. La résolution numérique de ces équations par la méthode des éléments finis est également possible. Or, pour cette étude, il paraît plus judicieux de réserver cette méthode pour le système en trois dimensions.

2.3.4 Conclusion du modèle bi-dimensionnel

Les équations 2.52 ainsi posées montrent que l'onde acoustique se propage dans le plan x, y , par un couplage entre les composantes des déplacements suivant la longueur et la largeur. La simplification du problème en un système en deux dimensions permet d'obtenir un système d'équations différentielles plus simple, mais les solutions restent complexes à exploiter et leur étude sort du contexte de cette thèse. A ce point, il ne nous est pas apparu nécessaire de résoudre le modèle en 2D.

Au vu du résultat des calculs sur les contraintes obtenues dans la section 2.2.4, pour un résonateur dont la longueur est grande devant la largeur (typiquement $l = 350 \mu\text{m}$ et $w = 50 \mu\text{m}$), la contrainte T_1 est prépondérante devant T_2 et T_6 . Dans ce cas, le problème peut donc être réduit à un modèle à une dimension. La section suivante concerne la modélisation unidimensionnelle du TFEAR et utilisera certains résultats obtenus dans la section 2.3.

2.4 Modèle unidimensionnel du TFEAR

Il existe plusieurs modèles reposant sur les équations unidimensionnelles de la piézoélectricité. C'est en 1928 que VAN DYKE [75] a été le premier à montrer qu'un élément piézoélectrique pouvait être décrit par un schéma électrique équivalent autour de la fré-

quence de résonance. MASON a repris ce modèle en 1948 [76] et a étendu ses possibilités en y explicitant les impédances acoustiques des faces ainsi que le couplage électromécanique par un transformateur. Ce modèle est notamment très utilisé dans le cas des résonateurs libres ou chargés par une masse, pour déterminer les réponses temporelles et dans d'autres applications [77]. Un autre modèle est apparu dans les années 1960 par REDWOOD, dans lequel la partie acoustique est traitée comme une portion de ligne acoustique de transmission [78]. Ce modèle a ensuite été repris par KRIMHOLTZ, LEEDOM et MATTHAEI (modèle KLM) en 1970 [79] en retirant les éléments de circuit entre le transformateur et la ligne acoustique de transmission. Ce modèle est utilisé pour traiter les transducteurs à large bande présents notamment en imagerie médicale.

Le modèle exposé ici repose sur les équations unidimensionnelles de la piézoélectricité déjà présentées dans certains ouvrages, tels que celui de BRISSAUD [63]. La plupart des modèles unidimensionnels décrits traitent le cas où la couche piézoélectrique seule est considérée. Ceux-ci permettent notamment de déterminer les coefficients de couplage du mode considéré, ainsi que certaines constantes élastiques, piézoélectriques et diélectriques des échantillons. L'objectif de cette section est de décrire le comportement du TFEAR et d'aboutir à un schéma électrique équivalent simplifié, permettant l'extraction de ses éléments caractéristiques à partir des mesures. Pour cette raison, les modèles de MASON et de KLM ne seront pas traités dans ce chapitre. Nous verrons également quelles sont les limites de validité de ce modèle en comparant les résultats avec ceux obtenus numériquement en 3D. L'approche se fait de la même manière que pour le modèle bidimensionnel, à savoir que le résonateur est équivalent à un matériau dont les paramètres seront déterminés à partir des équations d'état et des hypothèses émises.

2.4.1 Hypothèses de départ

L'étude qui suit concerne la poutre résonante de la figure 2.3 dont les couches piézoélectriques et élastiques sont repérées dans la figure 2.10. L'objectif est d'établir, puis de résoudre les équations régissant le mouvement mécanique du résonateur. Les dimensions sont telles que :

$$l \gg w \gg t. \quad (2.53)$$

Les composantes du tenseur des contraintes et des déformations ne dépendent que de x . Tout comme le modèle 2D, il y a continuité des contraintes aux interfaces et la poutre est supposée libre aux extrémités ($T_{ij} = 0$ aux extrémités). Soit :

$$\forall \{i, j\} \in ((\{1, 2, 3\} \times \{2, 3\}) \cup (\{2, 3\} \times \{1, 2, 3\})), T_{ij} = 0 \Rightarrow T_2 = T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = 0. \quad (2.54)$$

Les hypothèses sur le champ électrique sont les mêmes que dans la section 2.3.1. Les équations d'état des couches sont, respectivement, pour les éléments piézoélectriques et

pour les éléments élastiques :

$$\begin{bmatrix} S_{1,P} \\ S_{2,P} \\ S_{3,P} \\ S_{4,P} \\ S_{5,P} \\ S_{6,P} \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{12}^E & s_{22}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{22}^T & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{1,P} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\begin{bmatrix} S_{1,n} \\ S_{2,n} \\ S_{3,n} \\ S_{4,n} \\ S_{5,n} \\ S_{6,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_n}{E_n} & \frac{1}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_n}{E_n} & -\frac{\nu_n}{E_n} & \frac{1}{E_n} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2(1+\nu_n)}{E_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{1,n} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.56)$$

Dans le cas des déplacements longitudinaux du mode d'élongation, les particules se déplacent en phase sur une section de poutre. Le champ électrique se déduit de la même façon que dans la section 2.3.2. Ceci amène à la même expression 2.41, soit $E_3 = \frac{V_e}{h_P}$.

2.4.2 Expression des déplacements mécaniques en régime harmonique

2.4.2.1 Amplitude des déplacements suivant l'axe x du barreau équivalent en régime dynamique

L'expression de l'élastodynamique 2.16, en régime harmonique et en l'absence de force extérieure, devient :

$$-\omega^2 \sigma_{eq} u_x = \frac{\partial F_{1,eq}}{\partial x} \quad (2.57)$$

où σ_{eq} est la densité surfacique du matériau équivalent donné par l'équation 2.43 et $F_{1,eq}$, la force linéique longitudinale. Dans le cas des déplacements longitudinaux, les déformations $S_{1,i}$ sont les mêmes pour chaque couche et $S_{1,i} = S_1$. D'après les équations d'état 2.55 et 2.56, les déformations sont, respectivement, pour la couche piézoélectrique et pour les couches élastiques :

$$S_1 = s_{11}^E T_{1,P} + d_{31} E_3 \quad (2.58)$$

$$S_1 = \frac{1}{E_n} T_{1,n}. \quad (2.59)$$

L'expression de la force linéique $F_{1,eq}$ est alors :

$$F_{1,eq} = \int_{Z_1}^{Z_5} T_{1,i} dz = 2h_{el}T_{1,el} + h_{ox}T_{1,ox} + h_P T_{1,P} = \frac{\partial u_x}{\partial x} D_{eq} - \frac{d_{31}}{s_{11}^E} V_e \quad (2.60)$$

où $D_{eq} = 2h_{el}E_{el} + h_{ox}E_{ox} + h_P \frac{1}{s_{11}^E}$ représente le module des rigidités du matériau équivalent.

En injectant l'expression 2.60 dans l'équation de l'élastodynamique 2.57, on obtient l'équation différentielle régissant l'amplitude des déplacements du résonateur suivant x , soit :

$$-\omega^2 u_x = \frac{D_{eq}}{\sigma_{eq}} \frac{\partial^2 u_x}{\partial x^2}. \quad (2.61)$$

La solution générale est la superposition de deux ondes acoustiques se propageant en sens opposé suivant x à la vitesse $v = \sqrt{\frac{D_{eq}}{\sigma_{eq}}}$, soit :

$$u_x(x) = U_1 \exp(-jkx) + U_2 \exp(jkx) \quad (2.62)$$

où $k = \frac{\omega}{v} = \omega \sqrt{\frac{\sigma_{eq}}{D_{eq}}} = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le vecteur d'onde (λ est la longueur d'onde).

Les constantes U_1 et U_2 sont déterminées par les conditions aux limites. La poutre étant libre à toutes ses faces, les contraintes sont nulles aux extrémités, donc $F_{1,eq}(-\frac{l}{2}) = F_{1,eq}(\frac{l}{2}) = 0$. Finalement, l'équation du déplacement suivant x du TFEAR est :

$$u_x(x) = -\frac{V_e}{D_{eq}s_{11}^E} \frac{d_{31}}{k} \frac{\sin(kx)}{\cos(\frac{kl}{2})}. \quad (2.63)$$

La figure 2.11 représente l'amplitude du déplacement suivant l'axe x du point situé à l'extrémité de la poutre $|u_x(x = \frac{l}{2})|$ en fonction de la fréquence. Dans cet exemple, la longueur du résonateur considéré est $l = 350 \mu\text{m}$. Le résultat du calcul 1D, obtenu à partir de l'équation 2.63, est comparé avec celui issu de la simulation 3D sous COMSOL[®]. Le calcul numérique 3D considère un barreau multicouche, décrit dans la section 2.2.2, sans pertes, de longueur $l = 350 \mu\text{m}$ et de largeur $w = 50 \mu\text{m}$. Les épaisseurs des couches sont : $1 \mu\text{m}$ pour la couche piézoélectrique, $0,2 \mu\text{m}$ pour les couches élastiques et $0,6 \mu\text{m}$ pour la couche de dioxyde. Le point considéré pour le calcul en 3D est celui situé au centre de la face à l'extrémité du barreau. La flexion n'est pas prise en compte dans le modèle 1D.

Les fréquences de résonances du mode d'élongation du résonateur apparaissent lorsque le déplacement est maximal ($\cos(\frac{kl}{2}) = 0$), soit :

$$\forall n \in \mathbb{Z}, f_{r,n} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{D_{eq}}{\sigma_{eq}}} + \frac{n}{l} \sqrt{\frac{D_{eq}}{\sigma_{eq}}} \quad (2.64)$$

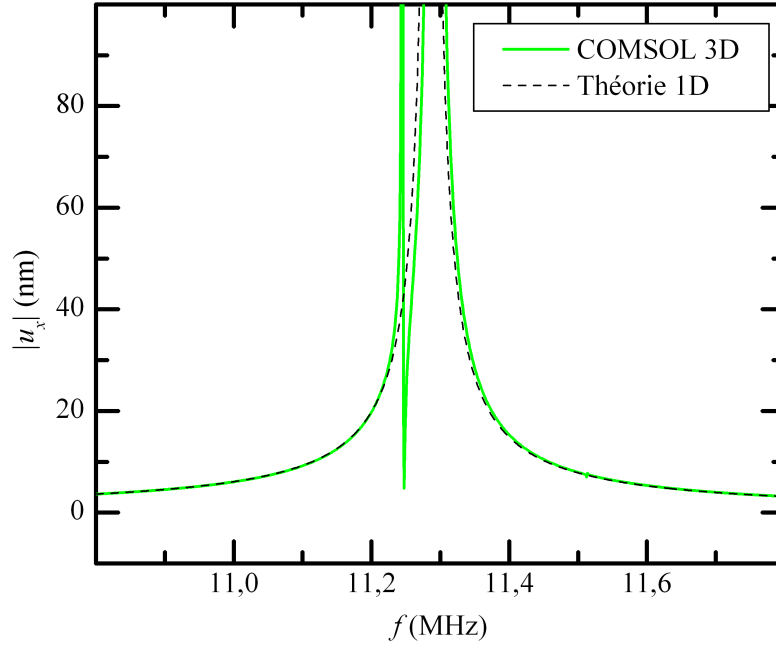


FIGURE 2.11: Représentation de l'amplitude $|u_x|$ en fonction de la fréquence d'excitation d'un TFEAR de longueur $l = 350 \mu\text{m}$. Le modèle 1D est comparé avec le modèle 3D.

et la fréquence de résonance du mode fondamental est donnée, pour $n = 0$ par :

$$f_{r,0} = f_r = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{D_{eq}}{\sigma_{eq}}}. \quad (2.65)$$

2.4.2.2 Amplitude des déplacements suivant l'axe z du barreau équivalent en régime dynamique

La mesure des déplacements suivant x est difficile à mettre en oeuvre expérimentalement. En revanche, les dispositifs expérimentaux disponibles lors de cette étude (interféromètre à laser), permettent de mesurer les déformations des épaisseurs des couches. L'objectif de cette section est de déterminer les déplacements u_z suivant l'épaisseur. Ces déformations sont engendrées par les contraintes T_1 , via les coefficients d_{33} et s_{13}^E de la couche piézoélectrique, et les coefficients de POISSON des couches élastiques. D'après les équations d'états 2.55 et 2.56, les expressions des déformations sur z sont, respectivement, pour la couche piézoélectrique et pour les couches élastiques :

$$S_{3,P} = s_{13}^E T_{1,P} + d_{33} E_3 \quad (2.66)$$

$$S_{3,n} = -\frac{\nu_n}{E_n} T_{1,n}. \quad (2.67)$$

En combinant les expressions 2.66 et 2.67 avec 2.58 et 2.59, on peut exprimer les déformations $S_{3,i}$ de chaque couche en fonction de la déformation longitudinale et des coefficients de POISSON des matériaux, soit, pour la couche piézoélectrique :

$$S_{3,P} = \frac{s_{13}^E}{s_{11}^E} S_1 + \left(d_{33} - \frac{s_{13}^E}{s_{11}^E} d_{31} \right) E_3 \quad (2.68)$$

et pour les couches élastiques :

$$S_{3,n} = -\nu_n S_1. \quad (2.69)$$

Le déplacement total des particules suivant z est calculé en intégrant les déformations sur l'épaisseur, soit :

$$u_{z,total}(x) = \int_{Z_1}^{Z_5} S_{3,i} dz = 2h_{el}S_{3,el} + h_{ox}S_{3,ox} + h_P S_{3,P}. \quad (2.70)$$

En injectant 2.68 et 2.69 ainsi que l'expression du champ électrique 2.41 dans 2.70, on obtient finalement :

$$u_{z,total}(x) = \nu_{eq} \frac{\partial u_x}{\partial x} + \left(d_{33} - \frac{s_{13}^E}{s_{11}^E} d_{31} \right) V_e \quad (2.71)$$

avec $\nu_{eq} = - \left(2h_{el}\nu_{el} + h_{ox}\nu_{ox} - h_P \frac{s_{13}^E}{s_{11}^E} \right)$. L'expression du déplacement total en épaisseur s'obtient en dérivant 2.63 dans l'équation 2.71 :

$$u_{z,total}(x) = -V_e d_{33} \left[\frac{s_{13}^E}{s_{11}^E} \frac{d_{31}}{d_{33}} \left(1 + \frac{\nu_{eq}}{D_{eq} s_{13}^E} \frac{\cos(kx)}{\cos\left(\frac{kl}{2}\right)} \right) - 1 \right]. \quad (2.72)$$

La figure 2.12 représente l'amplitude du déplacement total suivant l'axe z du point situé au centre du barreau $|u_{z,total}(x=0)|$ en fonction de la fréquence. Le résultat du calcul 1D, obtenu à partir de l'équation 2.72, est comparé avec celui issu de la simulation 3D sous COMSOL[®]. Les dimensions du barreau sont les mêmes que pour les déplacements suivant l'axe x de la figure 2.11. Sous COMSOL, le déplacement total est déterminé en calculant la différence entre les déplacements des points situés au centre de la face supérieure et de la face inférieure. Ceci permet d'éliminer les déplacements dus à la flexion qui viennent s'ajouter au résultat.

2.4.2.3 Comparaison avec la simulation par éléments finis

La remarque sur les contraintes, vue en conclusion de l'étude du modèle 3D dans la section 2.2.4, à savoir que les contraintes T_2 et T_6 sont non nulles et engendrent des vibrations dans la direction y venant interférer avec la résonance du mode longitudinal, a directement mené à l'écriture des équations en deux dimensions (2.3). Afin de montrer

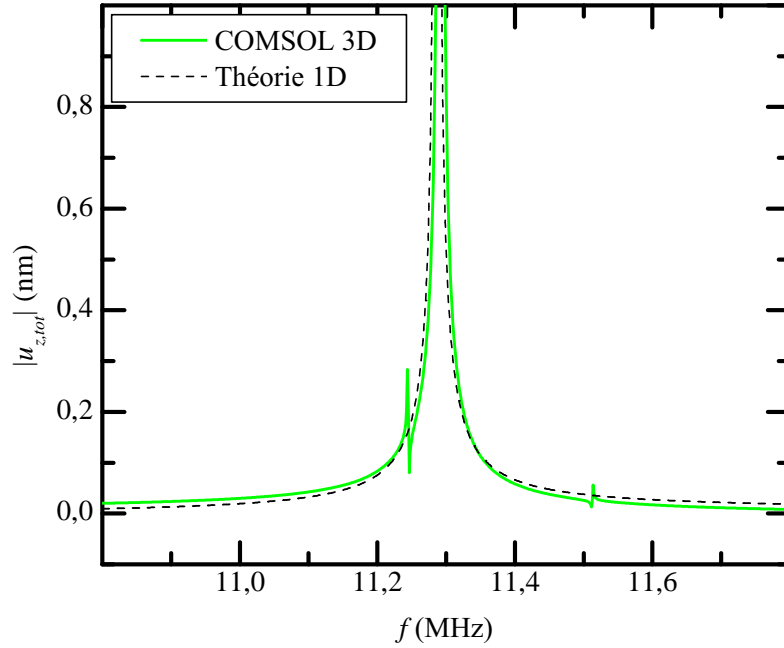


FIGURE 2.12: Représentation de l'amplitude du déplacement $|u_{z,total}|$ en fonction de la fréquence d'excitation d'un TFEAR de longueur $l = 350 \mu\text{m}$. Le modèle 1D est comparé avec le modèle numérique 3D.

l'effet de la largeur du résonateur sur le comportement du résonateur, il est intéressant de représenter l'écart entre les fréquences de résonance déterminées par le modèle 1D et celles simulées sous COMSOL[®] en fonction du rapport $\frac{\text{longueur}}{\text{largeur}}$ de la poutre résonante donné par :

$$\Delta\varepsilon(\text{ppm}) = \left| \frac{f_r^{1D} - f_r^{3D}}{f_r^{3D}} \right| \times 10^6. \quad (2.73)$$

Les résultats du calcul sont reportés dans la figure 2.13. Dans un premier temps, il est intéressant de constater que, lorsque le modèle considéré est une couche piézoélectrique seule, les résultats du calcul numérique de la fréquence de résonance en 3D sous COMSOL[®] convergent vers ceux du modèle analytique 1D, issus de l'équation 2.65, lorsque le rapport $\frac{l}{w}$ augmente. Ceci correspond bien au comportement attendu. Dans un deuxième temps, lorsque le modèle considéré est le TFEAR multicouche, on constate que les fréquences de résonances du modèle 3D convergent vers celles du modèle analytique 1D pour un rapport $\frac{l}{w}$ inférieur à 10. Au-delà de cette valeur limite, l'écart relatif entre la simulation 3D et le modèle 1D est constant et égal à 500 ppm environ.

Afin de vérifier si cette limite de convergence est fixée par le maillage, plusieurs simulations ont été effectuées sous COMSOL[®] en 3D. Les spécifications des maillages sont résumées dans le tableau 2.3 et les points sont reportés sur la figure 2.13. On remarque que, quelle que soit la finesse des éléments finis du modèle 3D, le comportement reste

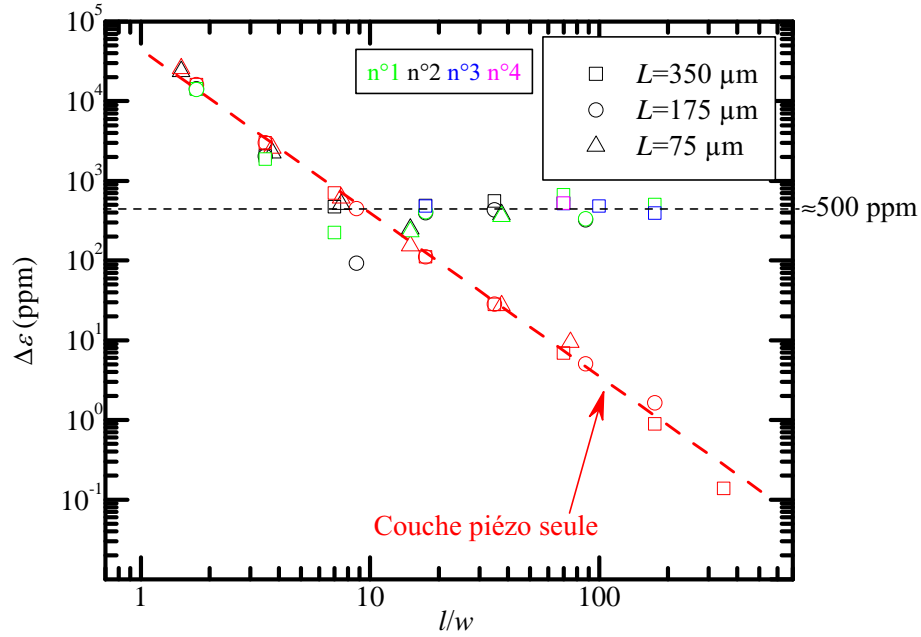


FIGURE 2.13: Ecarts relatifs des fréquences de résonance entre le modèle 3D et le modèle 1D en fonction du rapport $\frac{\text{longueur}}{\text{largeur}}$ du TFEAR. Les symboles en rouges correspondent à un modèle monocouche ne considérant que le matériau piézoélectrique. Les autres couleurs correspondent à différents modèles multicouches du TFEAR, détaillées dans le tableau 2.3. Le modèle 3D du TFEAR multicouche ne converge plus vers le modèle 1D à partir d'un rapport $\frac{l}{w} \simeq 10$, ce qui correspond à un écart relatif de 500 ppm sur la fréquence de résonance.

N° du modèle	Nombre de noeuds sur la longueur	Nombre de noeuds sur la largeur	Nombre de noeuds sur l'épaisseur	Nombre de degrés de liberté	Temps de calcul
1	50	5	4 (aux interfaces)	33 330	qqes secondes
2	100	10	4 (aux interfaces)	126 630	qqes minutes
3	175	10	4/Piézo, 2/électrode, 3/SiO ₂	574 938	1h30
4	100	10	10/couche	1 114 344	6h

TABLE 2.3: Spécification des différents types de maillages utilisés pour les simulations.

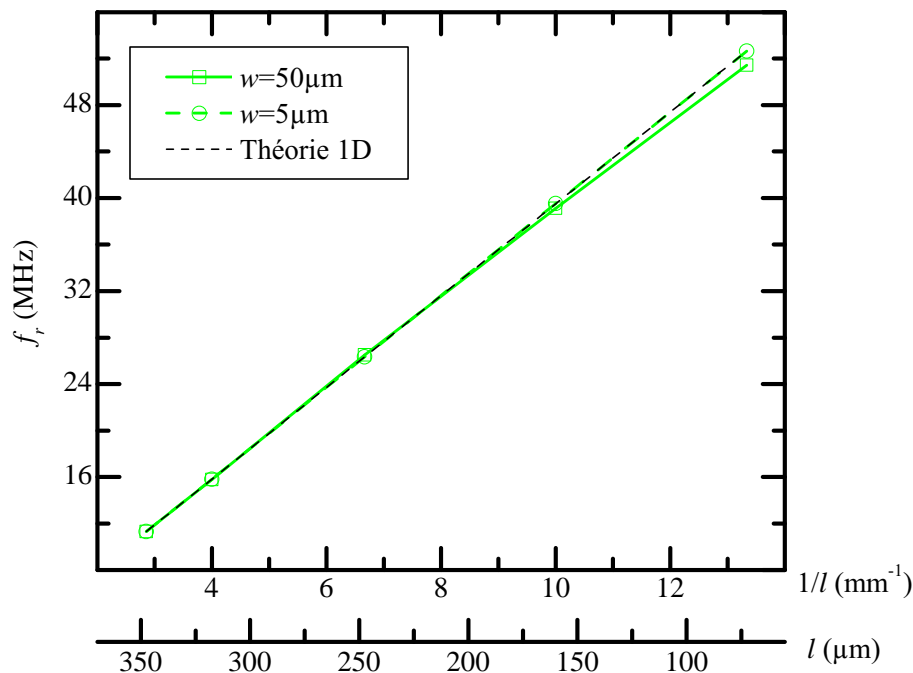


FIGURE 2.14: Résultats du calcul analytique 1D (équation 2.65) de la fréquence de résonance du TFEAR en fonction de l'inverse de la longueur. Les résultats sont comparés avec ceux du calcul modal en 3D sous COMSOL[®] des deux poutres de largeurs $w = 50 \mu\text{m}$ et $w = 5 \mu\text{m}$.

globalement le même. D'autres simulations ont également montré que le résultat est identique pour un modèle dont les éléments finis sont tétraédriques. Le maillage n'a donc pas d'effet sur la convergence des résultats. Par conséquent, l'analyse de ce phénomène de limite nécessite un travail complémentaire qui n'a pas pu être accompli dans le temps imparti de cette thèse. Néanmoins, dans la pratique, les résonateurs fabriqués ont un rapport $\frac{\text{longueur}}{\text{largeur}}$ maximum de 17,5 ($l = 350 \mu\text{m}$ et $w = 20 \mu\text{m}$). La plupart des TFEAR étudiés se situent donc dans la partie de la courbe dont les résultats correspondent au comportement attendu ($\frac{l}{w} < 10$). Pour ceux-là, il est donc possible d'extrapoler les résultats de leur fréquence de résonance, calculés à partir du modèle analytique 1D, vers celui du modèle 3D, en considérant la largeur.

En pratique, les résonateurs fabriqués ont, dans le cas où le rapport $\frac{l}{w}$ est le plus faible (cas le plus défavorable), une longueur minimale de $75 \mu\text{m}$ et une largeur maximale de $50 \mu\text{m}$. Ceci correspond à un écart sur la fréquence de résonance de 23 700 ppm (2.37 %) entre le modèle 3D et le modèle 1D. Finalement, la courbe de la figure 2.6 de la section 2.2.3.1 est complétée en y incluant les résultats du modèle 1D analytique. Il en résulte la courbe de la figure 2.14.

2.4.3 Expression de l'impédance électrique

La charge électrique totale Q à la surface inférieure de la couche piézoélectrique s'obtient en intégrant l'expression du déplacement électrique sur cette surface :

$$Q = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \int_{-\frac{w}{2}}^{\frac{w}{2}} D_3 \, dx dy. \quad (2.74)$$

A partir des équations d'état 2.55 et 2.56, D_3 s'écrit :

$$D_3 = \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \frac{\partial u(x)}{\partial x} + \left(d_{31} - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) E_3. \quad (2.75)$$

L'expression de la charge électrique totale devient alors :

$$Q = V_e C_0 \left(\frac{h_P}{D_{eq} s_{11}^E} k_{31}^2 \frac{\tan\left(\frac{kl}{2}\right)}{\frac{kl}{2}} + 1 - k_{31}^2 \right) \quad (2.76)$$

où C_0 et k_{31}^2 sont, respectivement, la capacité statique de la couche piézoélectrique libre et le coefficient de couplage du mode latéral en élévation. Leurs expressions sont, respectivement :

$$C_0 = \frac{lw}{h_P} \varepsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2) \quad (2.77)$$

$$k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E \varepsilon_{33}^T}. \quad (2.78)$$

En régime harmonique, le courant électrique est relié à la charge par l'expression complexe $I = j\omega Q$. L'admittance électrique $Y = \frac{1}{Z}$ (où Z est l'impédance électrique) du mode latéral en élévation est alors :

$$Y = \frac{I}{V_e} = j\omega C_0 \left(\frac{h_P}{D_{eq} s_{11}^E} K^2 \frac{\tan\left(\frac{kl}{2}\right)}{\frac{kl}{2}} + 1 \right) \quad (2.79)$$

où $K^2 = \frac{k_{31}^2}{1 - k_{31}^2}$ représente le facteur de couplage électromécanique.

L'admittance est infinie ($|Z|$ nulle) pour tous les multiples impairs de la fréquence de résonance fondamentale $f_r = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{D_{eq}}{\sigma_{eq}}}$. On retrouve ainsi l'expression 2.64 de $f_{r,n}$, déterminée pour des déplacements u_x maximum, dans la section 2.4.2.1. $|Y|$ est nulle aux fréquences d'antirésonances (impédance infinie) $f_{a,n}$. A la fréquence d'antirésonance $f_{a,0} = f_a$, $Y = 0$ conduit à :

$$\frac{h_P}{D_{eq} s_{11}^E} K^2 \frac{\tan\left(f_a \pi l \sqrt{\frac{\sigma_{eq}}{D_{eq}}}\right)}{\left(f_a \pi l \sqrt{\frac{\sigma_{eq}}{D_{eq}}}\right)} + 1 = 0. \quad (2.80)$$

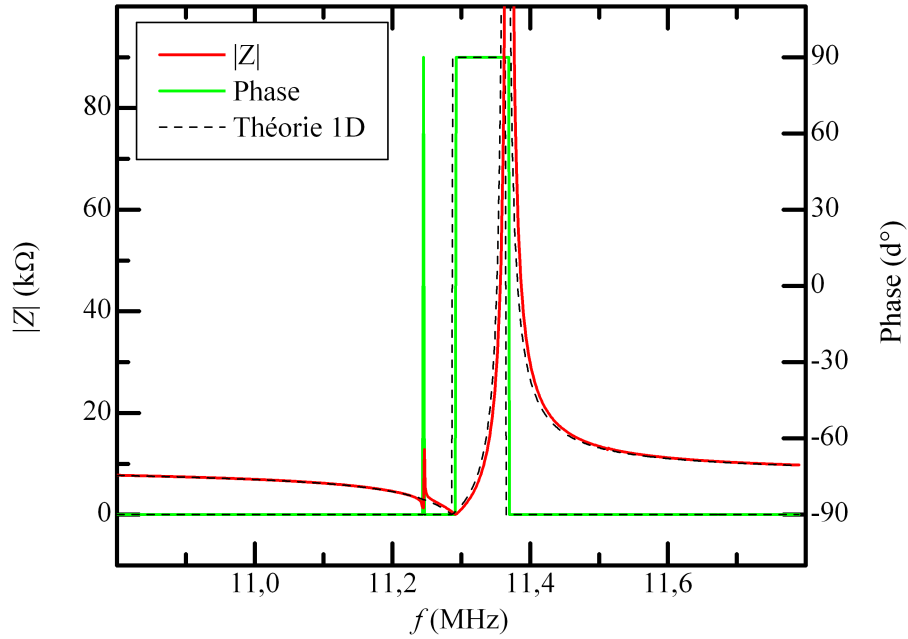


FIGURE 2.15: Représentation de l'amplitude et de la phase de l'impédance électrique $Z = \frac{1}{Y}$ (équation 2.79) en fonction de la fréquence d'excitation. Les résultats analytiques 1D sont comparés avec ceux issus du calcul numérique 3D d'un résonateur de $350 \mu\text{m}$ de longueur et de $50 \mu\text{m}$ de largeur.

Cette relation fait apparaître la fréquence de résonance fondamentale, f_r . Celle-ci permet notamment de déterminer le facteur de couplage électromécanique, en connaissant les épaisseurs et le module d'YOUNG de chaque matériau¹ :

$$\frac{h_P}{D_{eq} s_{11}^E} K^2 = \frac{\pi f_a}{2 f_r} \tan \left(\frac{\pi f_a - f_r}{2 f_r} \right). \quad (2.81)$$

La figure 2.15 représente le résultat du calcul analytique de l'amplitude $|Z|$ et de la phase $\arg(Z)$ de l'impédance électrique autour de la fréquence fondamentale. Les résultats sont obtenus à partir de l'équation de l'admittance 2.79. Le modèle analytique 1D mène à des résultats semblables à ceux du modèle numérique 3D calculés sous COMSOL[®]. On note la présence d'une résonance du mode de flexion déterminée par le modèle numérique sans pertes.

Le développement du terme en tangente de l'équation 2.79 en série de fractions continues conduit à [36] :

$$\frac{\tan \Phi}{\Phi} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2}{\left[(2n+1) \frac{\pi}{2} \right]^2 - \Phi^2}. \quad (2.82)$$

1. $\tan(\alpha) = \cot\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)$

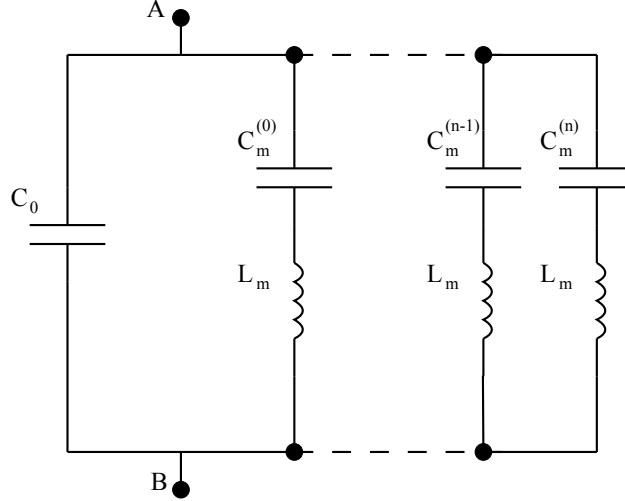


FIGURE 2.16: Schéma électrique équivalent du résonateur.

Ce développement met en évidence des pôles pour $\Phi = (2n + 1) \frac{\pi}{2}$ qui représentent les fréquences de résonance. En injectant 2.82 dans l'expression de l'admittance 2.79, on obtient :

$$Y = j\omega C_0 \left(1 + \frac{h_P}{D_{eq} s_{11}^E} K^2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2}{[(2n + 1) \frac{\pi}{2}]^2 - (\frac{kl}{2})^2} \right). \quad (2.83)$$

En posant $L_m = \frac{s_{11}^E \sigma_{eq} l^2}{8K^2 h_P C_0}$ et $C_m^{(n)} = \frac{h_P}{D_{eq} s_{11}^E} \frac{2K^2}{[(2n+1)\frac{\pi}{2}]^2} C_0$ avec $n = 0, 1, 2, \dots$ L'expression finale de l'admittance devient alors :

$$Y = j\omega C_0 \left(1 + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\frac{C_m^{(n)}}{C_0}}{1 - L_m C_m^{(n)} \omega^2} \right). \quad (2.84)$$

D'après l'équation 2.84, le résonateur peut être représenté par le schéma électrique équivalent de la figure 2.16 qui correspond au schéma de VAN DYKE BUTTERWORTH [75] sans perte. La branche contenant C_0 est appelée la *branche statique* et la branche contenant L_m et C_m est appelée la *branche motionnelle*. Les fréquences de résonance et d'antirésonance peuvent finalement être exprimées en fonction des paramètres du schéma équivalent, soit, respectivement :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \quad (2.85)$$

$$f_a = f_r \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}}. \quad (2.86)$$

Pour les fréquences comprises entre f_r et f_a , le résonateur présente un comportement inductif. En dehors de ces fréquences, le comportement du résonateur se résume à celui de la simple capacité C_0 .

La figure 2.17 présente le résultat du calcul de l'amplitude de l'impédance électrique du schéma équivalent de la figure 2.16 en fonction de la fréquence. Ce résultat est calculé à partir de l'équation 2.84 pour les deux premières harmoniques ($n = 0$ à 1). L'amplitude de l'impédance électrique du schéma équivalent est comparée avec celle issue de l'expression analytique complète 2.79 autour des quatre premières harmoniques. Le résonateur simulé a pour longueur $l = 350 \mu\text{m}$ et pour largeur $w = 50 \mu\text{m}$. Les valeurs numériques des éléments le caractérisant sont alors : $C_0 = 1,64 \text{ pF}$, $L_m = 8,8 \text{ mH}$, $C_m^{(0)} = 22,63 \text{ fF}$ et $C_m^{(1)} = 2,51 \text{ fF}$.

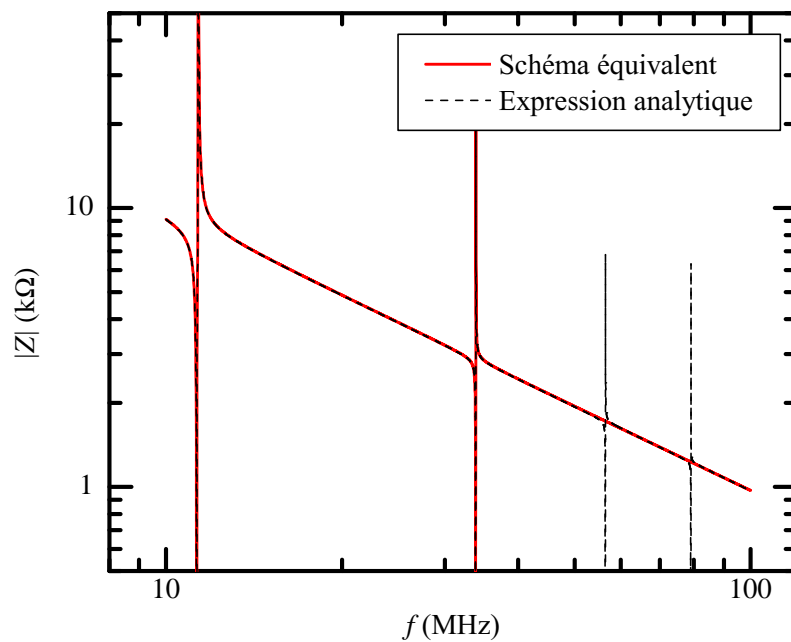


FIGURE 2.17: Impédance électrique du schéma équivalent 2.16 (équation 2.84) comparé à l'expression analytique 2.79, autour des quatre premières harmoniques. Seules les deux premières harmoniques sont calculées pour le schéma équivalent ($n = 0, 1$).

2.4.4 Intégration des pertes dans le modèle unidimensionnel

L'étude des pertes a déjà fait l'objet de publications [80, 69, 81]. Leur modélisation s'opère en considérant certains coefficients comme des nombres complexes dont la partie réelle correspond au matériau sans pertes. Les pertes sont classées selon leur origine :

- les *pertes mécaniques* : l'amortissement des vibrations est exprimé en introduisant un terme de retard de phase dans les constantes de rigidité ou de souplesse reliant les contraintes aux déformations [36]. Ceci revient à réécrire ces coefficients comme un nombre complexe [80] dont la partie imaginaire caractérise les pertes viscoélastiques

du matériau. On a alors, pour un matériau piézoélectrique :

$$\widetilde{s}_{11}^E = s_{11}^E (1 - j\eta_P) \quad (2.87)$$

et pour un matériau élastique :

$$\widetilde{E}_i = E_i (1 + j\eta_i) \quad (2.88)$$

où les termes, η_P et η_i représentent, respectivement, les pertes viscoélastiques (ou pertes mécaniques) des couches piézoélectriques et des couches élastiques du TFEAR.

- les *pertes électriques* : elles proviennent des matériaux dont le diélectrique n'est pas parfaitement isolant. Les pertes diélectriques sont modélisées en introduisant un terme complexe dans l'expression de la permittivité, soit :

$$\widetilde{\varepsilon}_{33}^T = \varepsilon_{33}^T (1 - j\eta_\varepsilon). \quad (2.89)$$

- les *pertes piézoélectriques* : elles représentent le retard de phase (ou l'amortissement) entre l'excitation électrique (ou mécanique) et la réponse mécanique (ou électrique). Elles sont modélisées en utilisant des constantes piézoélectriques complexes, soit :

$$\widetilde{d}_{31} = d_{31} (1 - j\eta_d). \quad (2.90)$$

2.4.4.1 Expression des déplacements mécaniques et de la fréquence de résonance avec pertes

En considérant $\eta_P \ll 1$, le terme D_{eq} défini dans la section 2.4.2.1 devient :

$$\widetilde{D}_{eq} \simeq D_{eq} (1 + j\eta_{eq}) \quad (2.91)$$

avec $\eta_{eq} \simeq \frac{2E_{el}h_{el}\eta_{el} + E_{ox}h_{ox}\eta_{ox} + h_P \frac{1}{s_{11}^E} \eta_P}{D_{eq}}$. η_{el} et η_{ox} représentent, respectivement, les pertes élastiques des électrodes et de la couche de dioxyde. Le nombre d'onde k devient alors complexe ($\widetilde{k} = k' + jk''$). En considérant que les pertes élastiques, dans chaque couche, sont faibles, le développement limité au premier ordre du nombre d'onde, donne :

$$\widetilde{k} \simeq k \left(1 - j\frac{1}{2}\eta_{eq} \right). \quad (2.92)$$

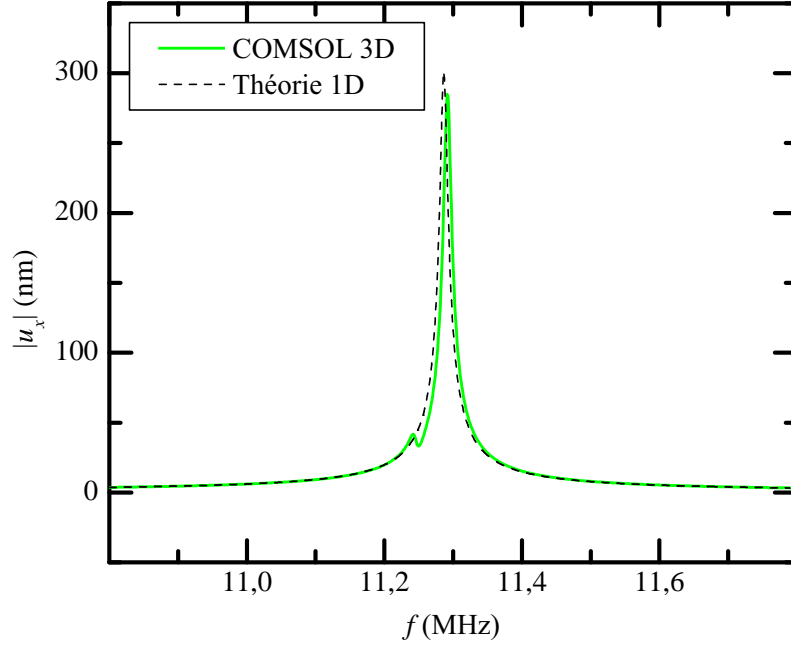


FIGURE 2.18: Représentation de l'amplitude $|u_x|$ des déplacements suivant x en fonction de la fréquence d'excitation. Les couches constituant le résonateur, de longueur $l = 350 \mu\text{m}$, comportent des pertes dont les coefficients sont fixés à $\eta = 10^{-3}$. Le modèle 1D est comparé avec le modèle 3D.

L'expression des déplacements suivant x 2.63 avec pertes s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 \tilde{u}_x(x) &= -\frac{V_e}{\widetilde{D_{eq}} \widetilde{s_{11}^E}} \frac{\widetilde{d_{31}}}{k} \frac{\sin(\tilde{k}x)}{\cos\left(\frac{\tilde{k}l}{2}\right)}. \\
 &\simeq -\frac{V_e}{D_{eq} s_{11}^E} \frac{d_{31}}{k} \frac{\sin(\tilde{k}x)}{\cos\left(\frac{\tilde{k}l}{2}\right)} \frac{(1 - j\eta_d)}{(1 + j\eta_{eq})(1 - j\eta_P)(1 - j\frac{1}{2}\eta_{eq})} \\
 &\simeq u_x(x) \frac{\cosh\left(\frac{kx}{2}\eta_{eq}\right) - j \cot(kx) \sinh\left(\frac{kx}{2}\eta_{eq}\right)}{\cosh\left(\frac{kl}{4}\eta_{eq}\right) + j \tan\left(\frac{kl}{2}\right) \sinh\left(\frac{kl}{4}\eta_{eq}\right)} \\
 &\quad \times \left[1 - j \left(\frac{1}{2}\eta_{eq} - \eta_P + \eta_d \right) \right]. \tag{2.93}
 \end{aligned}$$

La figure 2.18 représente l'amplitude du déplacement suivant l'axe x du point situé à l'extrémité de la poutre $|u_x(x = \frac{l}{2})|$ en fonction de la fréquence. Le résonateur, de longueur $l = 350 \mu\text{m}$ comporte des pertes. Pour simplifier le problème, seules les pertes isotropes seront prises en compte. Par la suite, toutes les pertes seront fixées à $\eta = 10^{-3}$ pour chaque type (élastique, diélectrique et piézoélectrique) et dans chaque couche (SiO₂, Al et AlN). Cette valeur correspond à celle issue de la littérature pour un matériau de

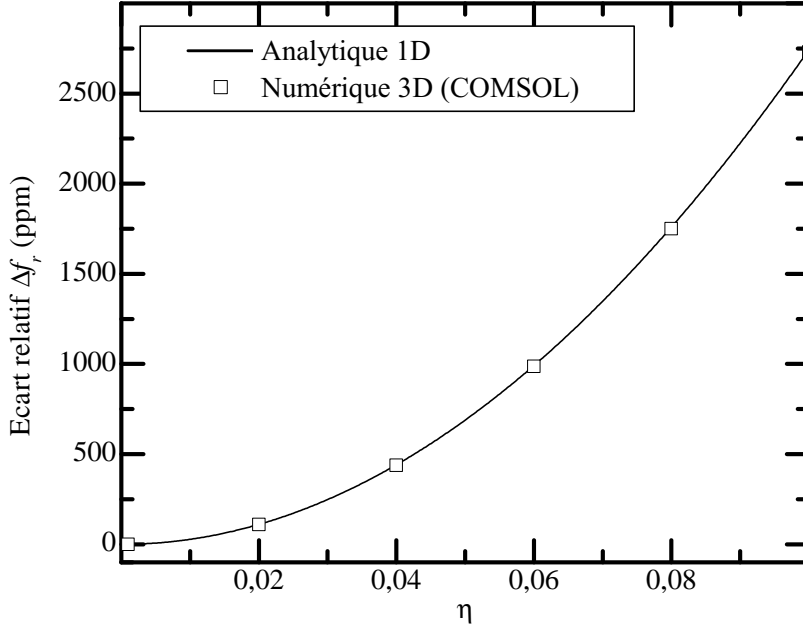


FIGURE 2.19: Ecart relatif entre la fréquence de résonance sans pertes et avec pertes du modèle 1D (équation 2.94) en fonction des pertes. Le calcul est obtenu pour un résonateur de longueur $l = 350 \mu\text{m}$. Les résultats du modèle 1D sont comparés avec ceux du modèle 3D (avec $w = 50 \mu\text{m}$). Les pertes sont considérées isotropes et égales dans toutes les couches. Pour des valeurs de pertes faibles ($< 10 \cdot 10^{-3}$), l'écart est négligeable.

type PZT [69]. Le résultat du calcul 1D, obtenu à partir de l'équation 2.93, est comparé avec celui issu de la simulation 3D sous COMSOL[®]. La prise en compte de ces pertes conduit à une valeur de déplacement maximale, à la fréquence de résonance, de 300 nm pour le model 1D et de 285 nm pour le modèle 3D.

La fréquence de résonance du mode fondamental du résonateur est obtenue par le calcul de la partie réelle de son expression complexe, soit :

$$\tilde{f}_r = \text{Re} \left(\frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\widetilde{D_{eq}}}{\sigma_{eq}}} \right). \quad (2.94)$$

La figure 2.19 représente l'écart relatif entre la fréquence de résonance sans pertes et avec pertes du modèle 1D, calculé à partir de l'équation 2.94. Les résultats sont comparés avec ceux issus de la simulation numérique du modèle 3D, calculés sous COMSOL[®]. De la même manière que pour l'application numérique de l'amplitude des déplacements présentée précédemment, les pertes dans chaque couche constituant le résonateur sont isotropes et leurs valeurs sont égales. L'écart relatif des fréquences de résonance est donné

par la relation :

$$\Delta f_r \text{ (ppm)} = \frac{f_r - \tilde{f}_r}{\tilde{f}_r} \times 10^6 \quad (2.95)$$

où f_r est la fréquence de résonance fondamentale sans pertes donnée par l'équation 2.65. Pour des valeurs de pertes faibles ($\eta_{eq} \leq 10 \cdot 10^{-3}$, ce qui correspond à $\Delta f_r \leq 15$ ppm), le développement limité de l'équation 2.94 donne :

$$\begin{aligned} \tilde{f}_r &\simeq \text{Re} \left[f_r \left(1 + j \frac{1}{2} \eta_{eq} \right) \right] \\ &\simeq f_r. \end{aligned} \quad (2.96)$$

En conclusion, la fréquence de résonance du résonateur à faibles pertes correspond à celle du modèle sans pertes. Ceci permet notamment de vérifier l'hypothèse émise précédemment dans la section 2.4.4.1 permettant d'effectuer le calcul des déplacements $\tilde{u}_x(x)$.

2.4.4.2 Expression de l'impédance électrique avec pertes

Afin d'améliorer le schéma de la figure 2.16 en prenant en compte les pertes dans les matériaux constituant le résonateur, l'équation 2.84 conduit à une expression de l'admittance donnée par :

$$Y = j\omega \tilde{C}_0 \left(1 + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\frac{\tilde{C}_m^{(n)}}{C_0}}{1 - \tilde{L}_m \tilde{C}_m^{(n)} \omega^2} \right). \quad (2.97)$$

Les paramètres équivalents s'expriment en effectuant le développement limité du 1er ordre de chaque terme. On obtient finalement :

$$\tilde{C}_0 \simeq C_0 [1 - j (K^2 (\eta_P + \eta_\varepsilon - 2\eta_d) + \eta_\varepsilon)] \quad (2.98)$$

$$\tilde{L}_m \simeq L_m [1 - j2 (\eta_P - \eta_d)] \quad (2.99)$$

$$\tilde{C}_m^{(n)} \simeq C_m^{(n)} \left[1 + j \left(\left(2 - \frac{h_P}{D_{eq} S_{11}^E} \right) \eta_P - 2\eta_d - 2 \frac{h_{el} E_{el}}{D_{eq}} \eta_{el} - \frac{h_{ox} E_{ox}}{D_{eq}} \eta_{ox} \right) \right]. \quad (2.100)$$

Le schéma équivalent du résonateur autour de la fréquence de résonance fondamentale avec pertes est présenté dans la figure 2.20. Chaque résistance permet de distinguer l'effet des différents types de pertes de chaque couche sur l'impédance du résonateur. Leurs expressions, normalisées par la pulsation et les pertes, sont réunies dans le tableau 2.4. La valeur théorique des coefficients de chaque terme y est indiquée.

La figure 2.21 présente les résultats du calcul de l'impédance (amplitude et phase) du modèle 1D analytique intégrant les pertes. Le calcul est obtenu à partir de l'équation 2.97 du schéma électrique équivalent et les résultats sont présentés autour de la fréquence de résonance fondamentale. Les résultats sont comparés avec ceux du modèle 3D. De même que précédemment (voir la section 2.4.4.1), les pertes sont isotropes et égales à $\eta = 10^{-3}$

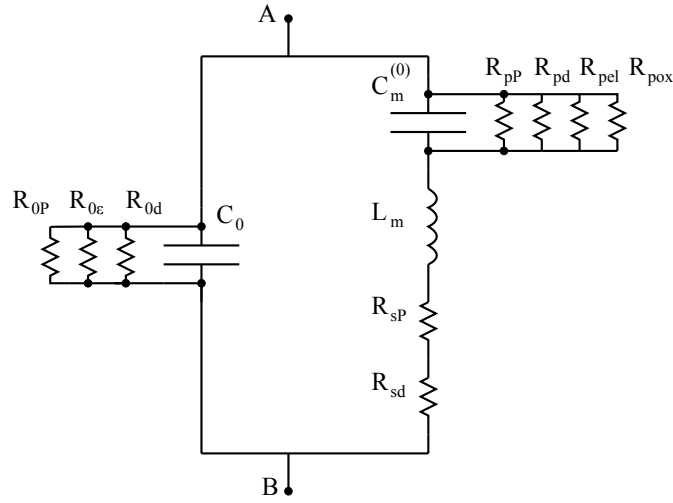


FIGURE 2.20: Schéma électrique équivalent du résonateur autour de la fréquence de résonance fondamentale.

Résistance normalisée	Expression	Application numérique
$R_{0P}\omega\eta_P$	$\frac{1}{C_0 K^2} =$	$28,7 \times 10^{12}$
$R_{0\varepsilon}\omega\eta_\varepsilon$	$\frac{1-k_{31}^2}{C_0} =$	$0,597 \times 10^{12}$
$R_{0d}\omega\eta_d$	$-\frac{1}{2C_0 K^2} =$	$-14,4 \times 10^{12}$
$R_{pP}\omega\eta_P$	$-\frac{1}{C_m^{(0)} \left(2 - \frac{h_P}{D_{eqs} E_{11}}\right)} =$	$-36,9 \times 10^{12}$
$R_{pd}\omega\eta_d$	$\frac{1}{2C_m^{(0)}} =$	$22,1 \times 10^{12}$
$R_{pel}\omega\eta_{el}$	$\frac{D_{eq}}{2C_m^{(0)} h_{el} E_{el}} =$	$557,6 \times 10^{12}$
$R_{poX}\omega\eta_{ox}$	$\frac{D_{eq}}{C_m^{(0)} h_{ox} E_{ox}} =$	$371,7 \times 10^{12}$
$\frac{R_{sP}}{\omega\eta_P}$	$2L_m =$	$17,6 \times 10^{-9}$
$\frac{R_{sd}}{\omega\eta_d}$	$-2L_m =$	$-17,6 \times 10^{-9}$

TABLE 2.4: Expression des résistances normalisées modélisant les pertes dans le schéma équivalent de la figure 2.20. Le calcul est effectué à partir des valeurs numériques données en annexe 2.

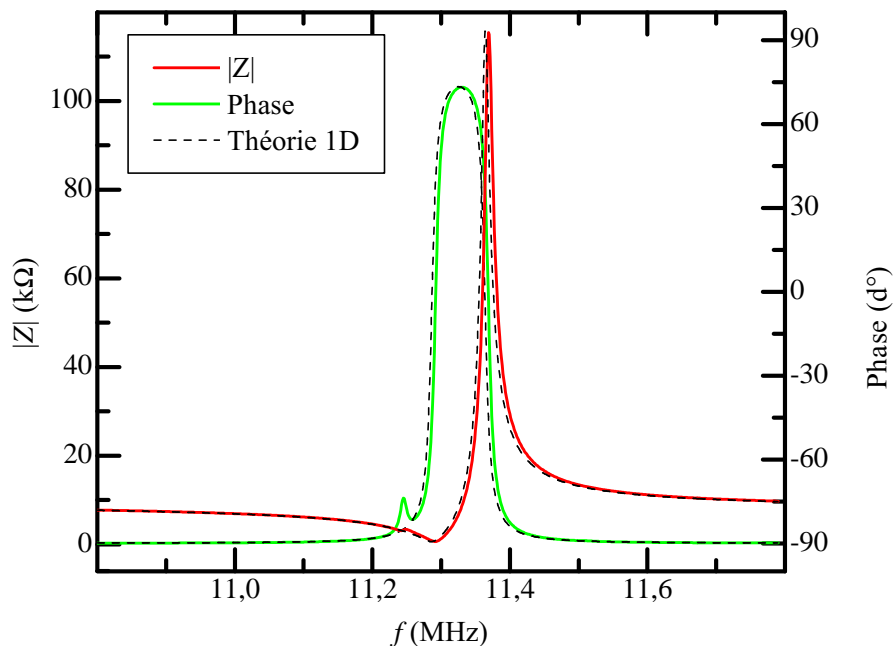


FIGURE 2.21: Amplitude et phase de l'impédance électrique calculées à partir de l'équation 2.97 du modèle 1D avec pertes ($\eta = 10^{-3}$) et comparées avec le modèle 3D simulé sous COMSOL[®].

pour chaque type (élastique, diélectrique et piézoélectrique) et dans chaque couche. Dans le cas de la figure 2.21, les valeurs maximales de l'amplitude du modèle 1D et du modèle 3D sont, respectivement, $|Z|_{max}^{1D} = 115,8 \text{ k}\Omega$ et $|Z|_{max}^{3D} = 115,4 \text{ k}\Omega$. De même, les valeurs minimales sont, respectivement, $|Z|_{min}^{1D} = 620,4 \Omega$ et $|Z|_{min}^{3D} = 642,8 \Omega$.

2.4.4.3 Simplification du schéma électrique équivalent avec pertes

Les pertes, représentées séparément par des résistances dans le schéma de la figure 2.20, peuvent être regroupées par des résistances équivalentes. Le schéma se simplifie alors en celui de la figure 2.22. Ce schéma sera très utile lors des mesures de caractérisation des échantillons (objet du chapitre 3). En effet, nous verrons qu'un algorithme simple permet d'extraire, des mesures électriques, les paramètres équivalents de ce schéma électrique modifié avec une bonne précision. Les expressions de C_0 et de L_m restent inchangées. Les valeurs des nouveaux paramètres (R_0 , R_m et C_m) peuvent être exprimées en fonction des éléments du tableau 2.4. R_0 correspond à une résistance équivalente en parallèle à C_0 et

est égale à :

$$\begin{aligned} R_0(\omega) &= \frac{R_{0P}R_{0\varepsilon}R_{0d}}{R_{0P}R_{0\varepsilon} + R_{0P}R_{0d} + R_{0\varepsilon}R_{0d}} \\ &= \frac{1}{K^2 C_0 \left(\eta_P + \frac{\eta_\varepsilon}{k_{31}^2} - 2\eta_d \right) \omega}. \end{aligned} \quad (2.101)$$

Soit R_p la résistance équivalente parallèle à $C_m^{(0)}$, elle est égale à :

$$\begin{aligned} R_p(\omega) &= \frac{R_{pP}R_{pd}R_{pel}R_{pox}}{R_{pP}R_{pd}R_{pel} + R_{pP}R_{pd}R_{pox} + R_{pP}R_{pel}R_{pox} + R_{pd}R_{pel}R_{pox}} \\ &= \frac{D_{eq}S_{11}^E}{C_m^{(0)} [2E_{el}h_{el}S_{11}^E\eta_{el} + E_{ox}h_{ox}S_{11}^E\eta_{ox} + 2D_{eq}S_{11}^E(\eta_d - \eta_P) + h_P\eta_P] \omega}. \end{aligned} \quad (2.102)$$

La capacité et la résistance motionnelle sont données, respectivement, par :

$$\begin{aligned} C_m(\omega) &= \frac{1 + C_m^{(0)2}R_p^2\omega^2}{C_m^{(0)}R_p^2\omega^2} \\ &= \frac{1}{D_{eq}^2S_{11}^{E2}} C_m^{(0)} (D_{eq}^2S_{11}^{E2}(1 + 4(\eta_d - \eta_P)^2) \\ &\quad + 4D_{eq}S_{11}^E(\eta_d - \eta_P)(2E_{el}h_{el}S_{11}^E\eta_{el} + E_{ox}h_{ox}S_{11}^E\eta_{ox} + h_P\eta_P) \\ &\quad + (2E_{el}h_{el}S_{11}^E\eta_{el} + E_{ox}h_{ox}S_{11}^E\eta_{ox} + h_P\eta_P)^2) \end{aligned} \quad (2.103)$$

$$\begin{aligned} R_m(\omega) &= R_{sP} + R_{sd} + \frac{R_p}{1 + R_p^2 C_m^{(0)2} \omega^2} \\ &= (D_{eq}S_{11}^E(2E_{el}h_{el}S_{11}^E\eta_{el} + E_{ox}h_{ox}S_{11}^E\eta_{ox} + 2D_{eq}S_{11}^E(\eta_d - \eta_P) + h_P\eta_P))/ \\ &\quad (C_m^{(0)}(D_{eq}^2S_{11}^{E2}(1 + 4(\eta_d - \eta_P)^2) \\ &\quad + 4D_{eq}S_{11}^E(\eta_d - \eta_P)(2E_{el}h_{el}S_{11}^E\eta_{el} + E_{ox}h_{ox}S_{11}^E\eta_{ox} + h_P\eta_P) \\ &\quad + (2E_{el}h_{el}S_{11}^E\eta_{el} + E_{ox}h_{ox}S_{11}^E\eta_{ox} + h_P\eta_P)^2)\omega) \\ &\quad + 2L_m(\eta_P - \eta_d)\omega. \end{aligned} \quad (2.104)$$

En reprenant l'hypothèse de départ qui correspond au cas de pertes faibles, les expressions des différents termes du schéma équivalent peuvent être simplifiées. En effet, en effectuant le développement limité du premier ordre à l'expression 2.103 de la capacité motionnelle, celle-ci devient équivalente à la capacité du schéma sans pertes 2.16 autour de la fréquence fondamentale. Soit :

$$C_m \simeq C_m^{(0)}. \quad (2.105)$$

De même, l'expression 2.104 de la résistance motionnelle se simplifie et s'exprime alors

par :

$$R_m(\omega) \simeq \frac{\eta_{eq} - 2(\eta_P - \eta_d)}{C_m \omega} + 2L_m(\eta_P - \eta_d)\omega. \quad (2.106)$$

Les tests expérimentaux présentés dans [69] montrent que les pertes varient faiblement (comprises entre $50 \cdot 10^{-3}$ et $115 \cdot 10^{-3}$ dans le cas du PZT), quelle que soit leur origine (élastique, diélectrique ou piézoélectrique). Dans ce cas, l'observation du tableau 2.4, précédemment présenté dans la section 2.4.4.2, montre que, à une fréquence donnée, la résistance $R_{0\varepsilon}$ est prépondérante devant R_{0P} et R_{0d} dans le schéma 2.20. Par la suite, les pertes diélectriques η_ε seront considérées prédominantes dans le calcul de la capacité C_0 et donc $R_0 = R_{0\varepsilon}$, ce qui donne :

$$R_0(\omega) \simeq \frac{1 - k_{31}^2}{C_0 \eta_\varepsilon \omega}. \quad (2.107)$$

La figure 2.23 présente l'impédance électrique (module et phase) calculée à partir des éléments du schéma de la figure 2.22, ainsi que ceux de l'expression analytique complète 2.97 du modèle 1D. Les résultats sont également comparés avec ceux obtenus par la simulation en 3D sous COMSOL[®]. La perte mécanique de la couche piézoélectrique est fixée à $\eta_P = 10 \cdot 10^{-3}$ et les autres pertes sont égales à 10^{-3} . D'autres résultats ont montré que les pertes mécaniques de la couche piézoélectrique sont prépondérantes sur la réponse électrique du résonateur.

Dans le cas où les pertes sont toutes égales à 10^{-3} (valeurs correspondant aux résultats de la figure 2.21), l'évolution des résistances R_0 et R_m en fonction de la fréquence est représentée dans la figure 2.24. La valeur de R_m à la fréquence de résonance correspond à la valeur minimale de l'impédance électrique calculée précédemment.

Autour de la fréquence de résonance, on peut considérer que ces résistances sont quasiment constantes avec la fréquence et égales à celle donnée à la fréquence de résonance. Ceci est vérifié par les figures 2.25a et 2.25b représentant l'impédance électrique calculée pour des résistances de pertes telles que $R_0(f = f_r)$ et $R_m(f = f_r)$.

Le facteur de qualité du schéma de la figure 2.22, fixé par la branche motionnelle, est égal à :

$$Q_{tot} = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}. \quad (2.108)$$

Celui-ci peut-être écrit en fonction des contributions de chacune des pertes. Soit :

$$\frac{1}{Q_{tot}} = \frac{1}{Q_P} + \frac{1}{Q_{el}} + \frac{1}{Q_{ox}} + \frac{1}{Q_d}$$

où Q_p (respectivement Q_{el} , Q_{ox} et Q_d) est le facteur de qualité dû aux pertes mécaniques η_P de la couche piézoélectrique seule (et, respectivement, celui dû aux pertes mécaniques des électrodes η_{el} , de la couche de SiO_2 η_{ox} et celui dû aux pertes piézoélectriques η_d). La figure 2.26 montre les contributions de chacune des pertes à la fréquence de résonance.

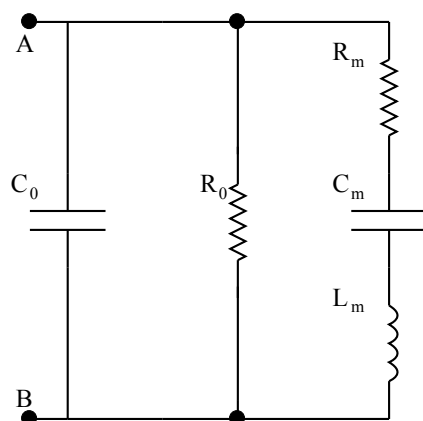


FIGURE 2.22: Schéma électrique équivalent modifié du résonateur autour de la fréquence de résonance fondamentale, utilisé pour le TFEAR.

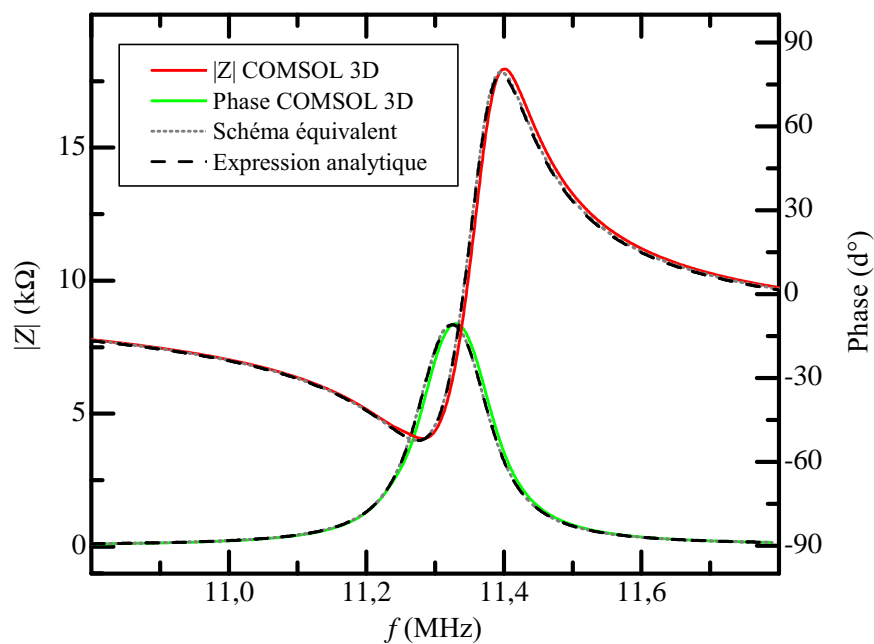
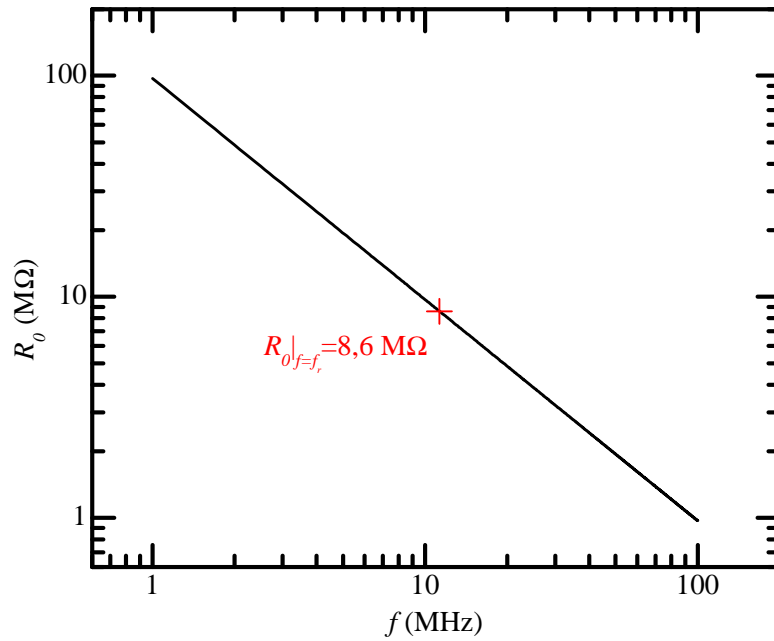
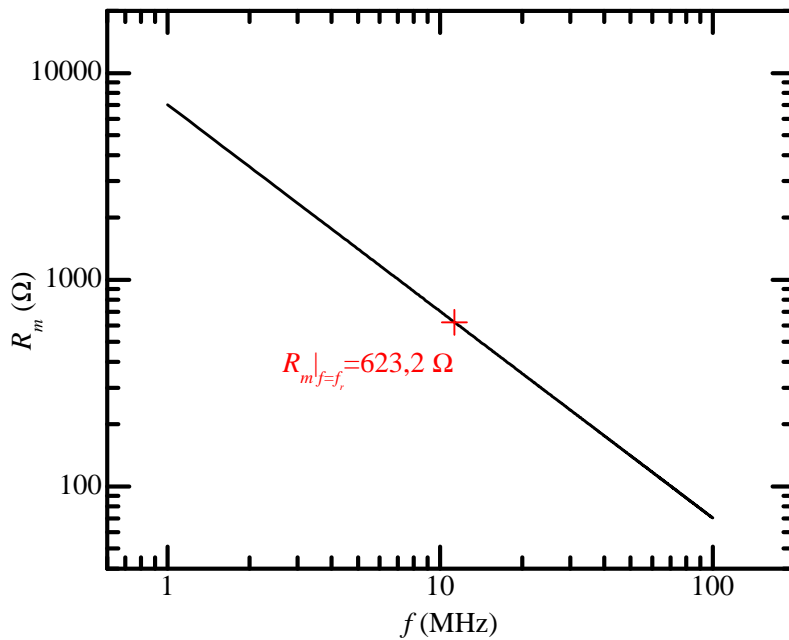


FIGURE 2.23: Impédances électriques calculées à partir des éléments du schéma de la figure 2.22 ainsi que ceux de l'expression analytique complète 2.97 du modèle 1D ($\eta_P = 10 \cdot 10^{-3}$ pour la couche piézoélectrique et $\eta = 10^{-3}$ pour les autres pertes). Les résultats sont comparés avec ceux issus de l'expression analytique 2.97 ainsi que ceux issus des simulations 3D sous COMSOL.



(a) Variation de $R_0(f)$ avec la fréquence lorsque les pertes diélectriques sont égales à $\eta_\varepsilon = 10^{-3}$.



(b) Variation de $R_m(f)$ avec la fréquence lorsque les pertes élastiques sont égales à $\eta = 10^{-3}$.

FIGURE 2.24: Evolution des résistances modélisant les pertes du schéma électrique équivalent simplifié de la figure 2.22 ($\eta = 10^{-3}$), en fonction de la fréquence de fonctionnement, en échelle logarithmique. Leur valeur à la fréquence de résonance fondamentale est indiquée par une croix.

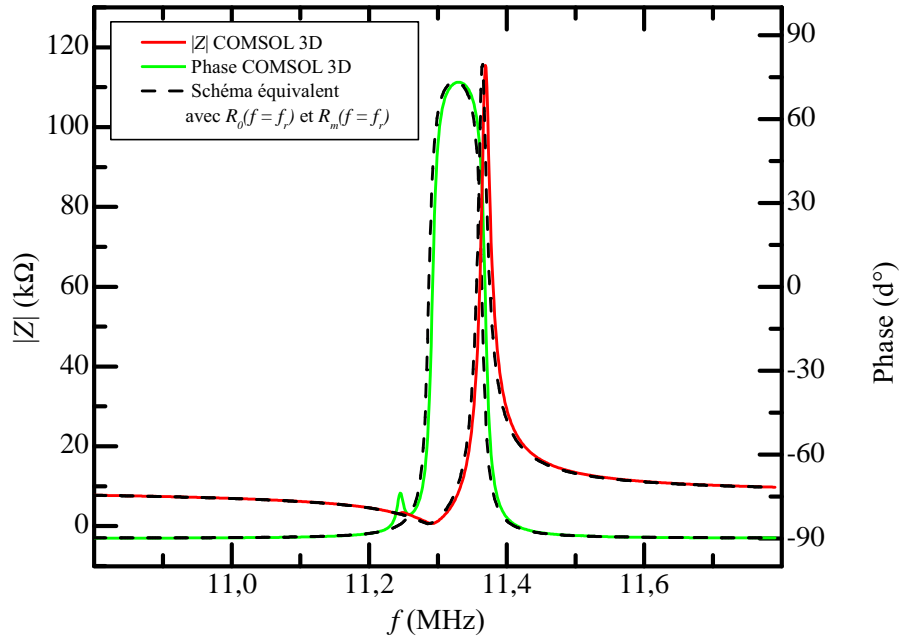
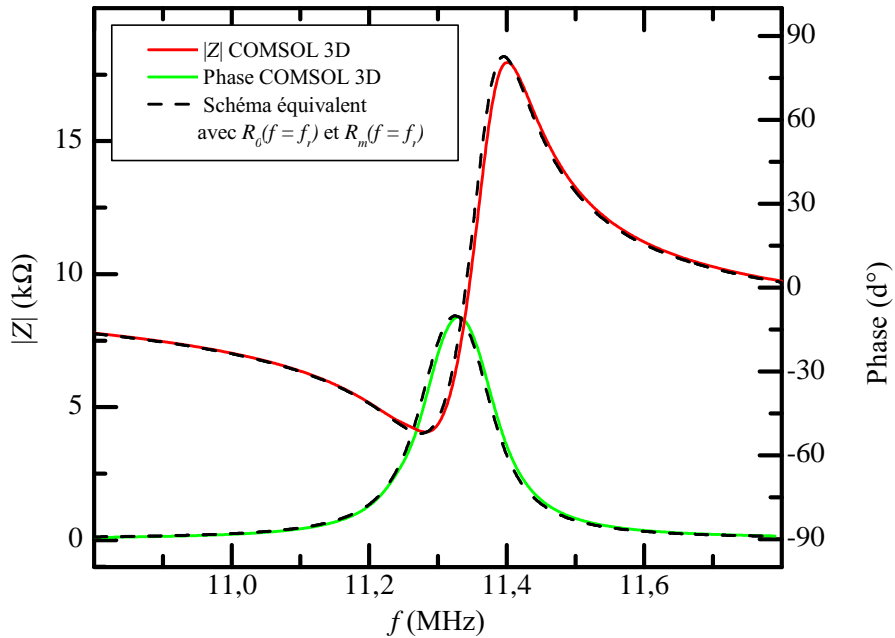
(a) Impédance pour $\eta = 10^{-3}$ dans toutes les couches.(b) Impédance pour $\eta_P = 10.10^{-3}$ dans la couche piézoélectrique et $\eta = 10^{-3}$ dans les autres couches.

FIGURE 2.25: Impédance électrique calculée à partir des éléments du schéma électrique de la figure 2.22. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus par simulation 3D sous COMSOL[®]. Les résistances modélisant les pertes sont fixées à leur valeur à la fréquence de résonance.

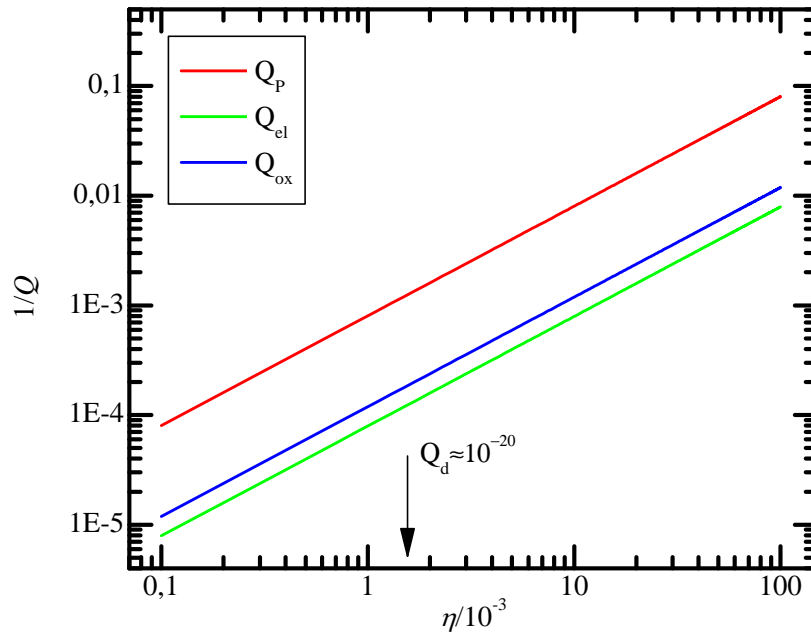


FIGURE 2.26: Variation du facteur de qualité en fonction des différentes pertes. Q est normalisé par rapport à sa valeur évaluée dans le cas où toutes les pertes sont égales à 10^{-3} .

Les pertes piézoélectriques peuvent être négligées dans le calcul du facteur de qualité de la structure. Celui-ci est principalement dominé par les pertes mécaniques de la couche piézoélectrique.

2.5 Conclusion du deuxième chapitre

L'étude des principes physiques mis en jeu dans le résonateur, a permis de décrire le comportement mécanique et électrique du TFEAR. Les hypothèses de départ sont posées de façon progressive, permettant d'abord une modélisation numérique en trois dimensions, pour finir vers un modèle analytique en une dimension dont les limites sont identifiées. La modélisation en deux dimensions nécessite un développement mathématique détaillé. Sa résolution présente peu d'intérêt pour cette étude, bien que les équations montrent le phénomène de couplage entre les différentes contraintes, révélé par les résultats du calcul 3D. Au final, le développement analytique 1D aboutit à un schéma électrique équivalent dont les paramètres sont exprimés en fonction des propriétés des matériaux et des pertes dans chacune des couches constituant le résonateur. La pertinence des résultats est vérifiée et comparée avec ceux issus de la modélisation par éléments finis. Une synthèse des expressions des paramètres électriques du schéma équivalent est représentée dans le

Paramètre électrique	Expression
L_m	$\frac{s_{11}^E \sigma_{eq} l^2}{8K^2 h_P C_0}$
C_m	$\frac{h_P}{D_{eq} s_{11}^E} \frac{2K^2}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2} C_0$
R_m	$\frac{\eta_{eq} - 2(\eta_P - \eta_d)}{C_m \omega} + 2L_m (\eta_P - \eta_d) \omega$
C_0	$\frac{lw}{h_P} \varepsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2)$
R_0	$\frac{1 - k_{31}^2}{C_0 \eta_\varepsilon \omega}$

TABLE 2.5: Synthèse des expressions des paramètres du schéma électrique équivalent issus du modèle analytique autour de la fréquence de résonance fondamentale.

tableau 2.5.

Par conséquent, le modèle analytique présenté permet d'interpréter et de prévoir le comportement du résonateur. L'intégration des pertes dans le calcul montre que le facteur de qualité est principalement dominé par les pertes viscoélastiques de la couche piézoélectrique. De plus, en considérant que les pertes du modèle sont relativement faibles, il a été démontré que la fréquence de résonance du mode d'élongation n'est quasiment pas modifiée par rapport à celle d'un TFEAR sans pertes.

L'objet du chapitre suivant concerne la caractérisation des échantillons. Le schéma équivalent dérivant du modèle analytique sera utilisé pour extraire les paramètres caractéristiques, et notamment le facteur de qualité du résonateur. L'évaluation des performances permettra donc d'orienter les choix vers les applications visées.

3 Caractérisation électrique du TFEAR

Dans ce chapitre, les résultats expérimentaux des mesures effectuées au cours de cette thèse sur certains échantillons, sont présentés. Ce travail a été réalisé en association avec une étude portant sur le développement du procédé industriel de fabrication (thèse réalisée par S. LOISEAU [3]). La démarche consiste, dans un premier temps, à caractériser un premier lot d'échantillons afin d'en estimer les performances (paramètres physiques de la couche piézoélectrique et paramètres électriques des résonateurs). L'analyse des résultats conduit ensuite à des pistes d'amélioration, permettant de fixer de nouvelles conditions de dépôt des couches minces. Un nouveau lot est alors réalisé. La caractérisation électrique est effectuée sur ces nouveaux échantillons, entraînant ainsi un processus itératif dont l'objectif est l'optimisation des résonateurs fabriqués.

L'arrêt du projet dans l'entreprise a interrompu prématurément la fabrication des échantillons. En conséquence, le nombre de lots de wafers réalisés s'est avéré insuffisant pour obtenir des dispositifs optimaux. En effet, de nombreuses difficultés rencontrées lors de la fabrication, n'ont pas été résolues au cours de cette thèse. Ainsi, certaines mesures ont été impossible à réaliser au vu des problèmes technologiques rencontrés.

Toutefois, les grandeurs mesurées ont permis d'évaluer les performances des résonateurs fabriqués (coefficient piézoélectrique, permittivité, facteur de qualité, etc. . .). Les résultats obtenus sont comparés à des valeurs de référence attendues. Ces dernières correspondent aux valeurs calculées pour un échantillon idéal. En effet, les grandeurs physiques de cet échantillon, utilisées pour les calculs, sont issues de la littérature et correspondent à l'état de l'art (annexe 2). Ce travail expérimental s'avère suffisant afin de valider le modèle théorique, développé dans le chapitre 2.

Tout d'abord, les échantillons réalisés ainsi que les masques utilisés pour leur fabrication sont décrits. Les problèmes technologiques rencontrés sont exposés et l'effet des incertitudes liées à la technologie de fabrication sur la fréquence de résonance des TFEAR sera présenté. La section suivante concerne ensuite l'extraction des paramètres physiques de la couche piézoélectrique. Une première étude du coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ relevé sur plusieurs wafers permettra d'en sélectionner deux d'entre eux. Ces derniers serviront de références dans la suite de l'étude. Les résultats des mesures de permittivités diélectriques du nitrure d'aluminium $\varepsilon_{33,f}$ sur ces deux wafers sont également présentés. Les valeurs ob-

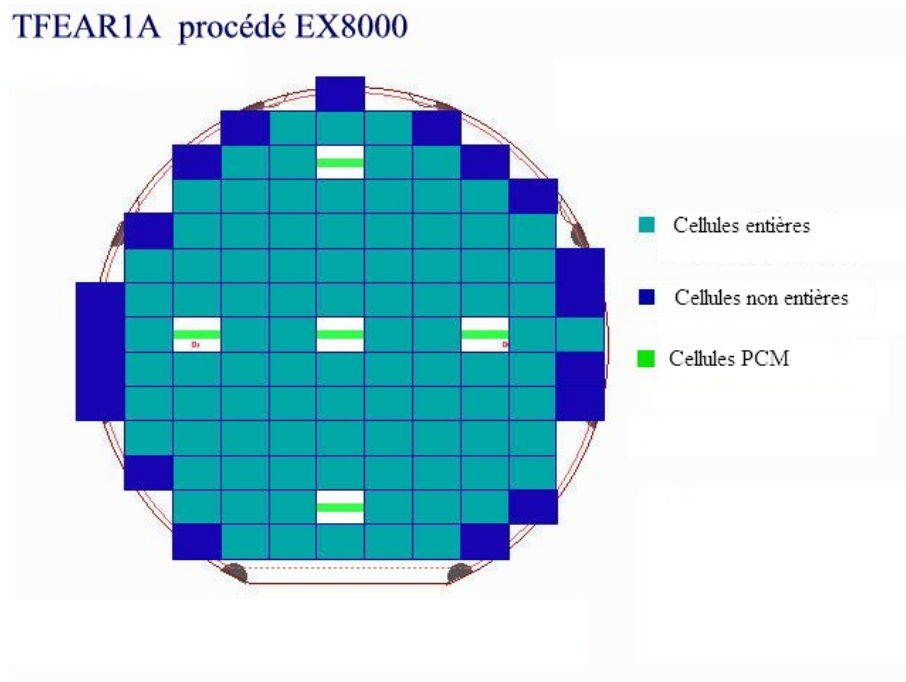


FIGURE 3.1: Organisation et distribution des cellules d'un wafer de test.

tenues sont comparées avec les valeurs de référence attendues, issues de la littérature. La troisième section présente la méthode d'extraction des paramètres électriques du schéma équivalent des TFEAR mesurés. Cette méthode permettra, par la suite, d'effectuer des mesures automatisées de wafers complets afin d'obtenir des résultats statistiques. Ces derniers seront analysés dans la quatrième et la cinquième section. Enfin, les deux dernières sections concerneront respectivement, les résultats des mesures en température et la réalisation d'un oscillateur à base de TFEAR.

3.1 Description des échantillons

3.1.1 Présentation des wafers de test

Le masque de référence *EX8000*, développé pour un wafer 6", est composé d'une matrice de cellules rectangulaires, comme illustré dans la figure 3.1. Deux catégories de cellules sont présentes : celles comportant les dispositifs TFEAR de test (au nombre de 88) et celles permettant de caractériser les matériaux déposés à différentes étapes de fabrication (au nombre de 5). Ces dernières sont appelées cellules PCM (*Process Control Monitoring*) et sont réparties de façon à représenter la surface du wafer. Le choix de design des cellules a été effectué lors d'une étude préliminaire par un ingénieur à NXP SEMICONDUCTORS. Leur description est présentée dans les deux sections suivantes.

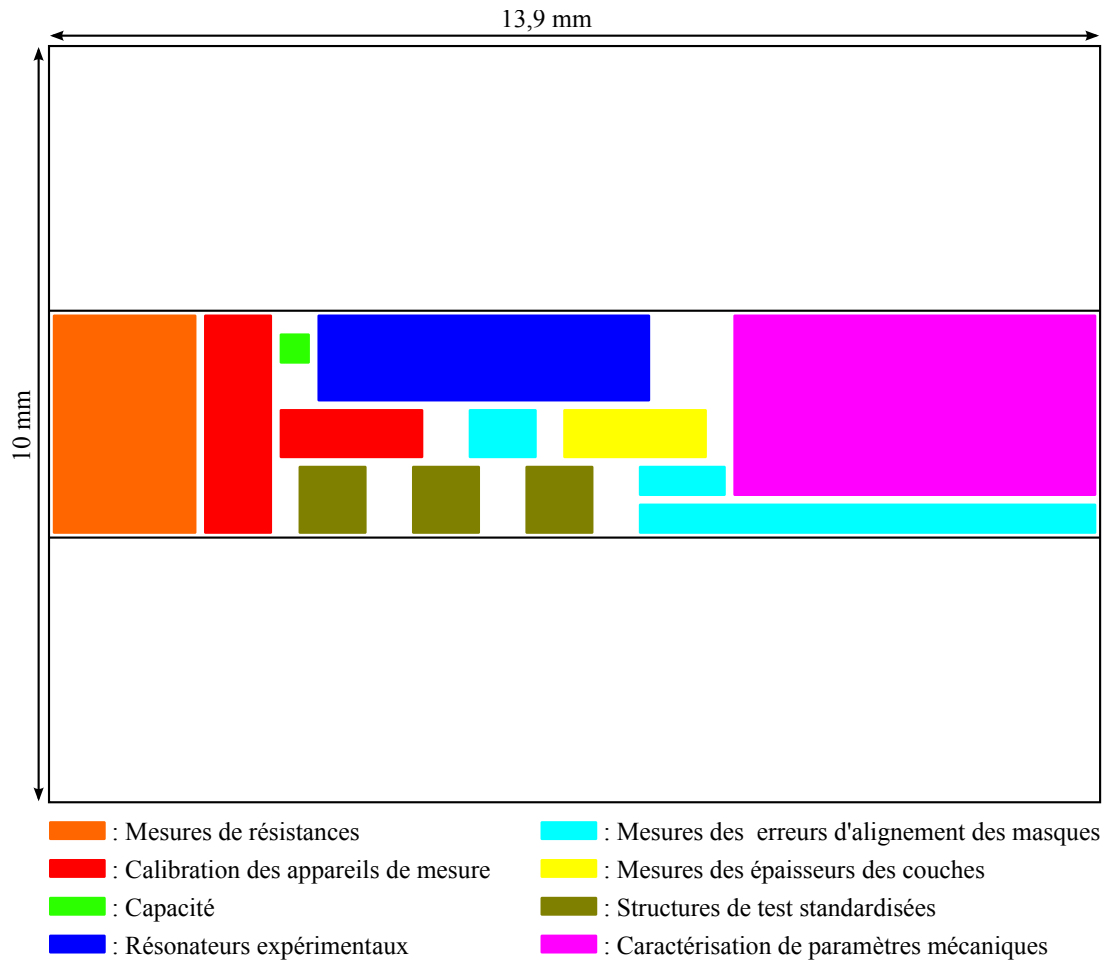


FIGURE 3.2: Présentation et disposition des différentes fonctionnalités présentes sur la surface d'une cellule PCM.

3.1.2 Les cellules PCM

Dans les procédés de production industrielle de composants CMOS, les cellules PCM permettent d'effectuer des procédures de contrôle afin d'obtenir des informations détaillées, relatives aux technologies de fabrication. Dans le cas étudié, le principal objectif des cellules PCM est de caractériser les différentes couches utilisées pour la fabrication des TFEAR. Par exemple, des mesures géométriques permettront d'estimer les erreurs produites, lors du procédé de fabrication. D'autre part, certaines grandeurs physiques des matériaux mesurés pourront être mises en oeuvre dans des outils de simulations numériques. Enfin, des mesures électriques permettront d'améliorer le schéma équivalent, établi lors de l'étude analytique dans le chapitre 2.

La figure 3.2 présente les fonctionnalités des principales structures disponibles dans les cellules PCM, ainsi que leur disposition sur la surface de la puce. Les paragraphes suivants décrivent les différents dispositifs disponibles.

Les dispositifs de mesures de résistances : leur objectif est d'estimer la résistivité des différents matériaux déposés lors de la fabrication des TFEAR. Ces structures sont constituées de différentes pistes, de longueurs connues, reliées à des plots de connections permettant la mesure de leur résistance. Les pistes sont composées de différents empilements de couches de matériaux (Al, AlN, SiO₂). Les résultats obtenus lors de l'extraction des paramètres électriques, présentés dans la section 3.3.3, montrent qu'il n'a pas été nécessaire de compléter le schéma équivalent par des mesures de résistivité des pistes. En revanche, ces mesures seront à prendre en compte afin d'améliorer la modélisation des résonateurs encapsulés.

Les dispositifs de calibrage des appareils de mesures : ils sont utilisés afin de calibrer certains appareils de mesures, tels que les analyseurs d'impédance ou les analyseurs de réseau. Les structures disponibles correspondent aux TFEAR de test avec leurs pistes d'accès et leurs plots de connection dont le résonateur est remplacé, soit par un court-circuit, soit par un circuit ouvert. Etant donné l'hétérogénéité des résultats obtenus (discuté dans la section 3.4), ces dispositifs ont été remplacés par un substrat de calibrage externe. Ce choix a notamment permis de mesurer les TFEAR fabriqués en tenant compte des pistes et des plots de connection (section 3.3.3).

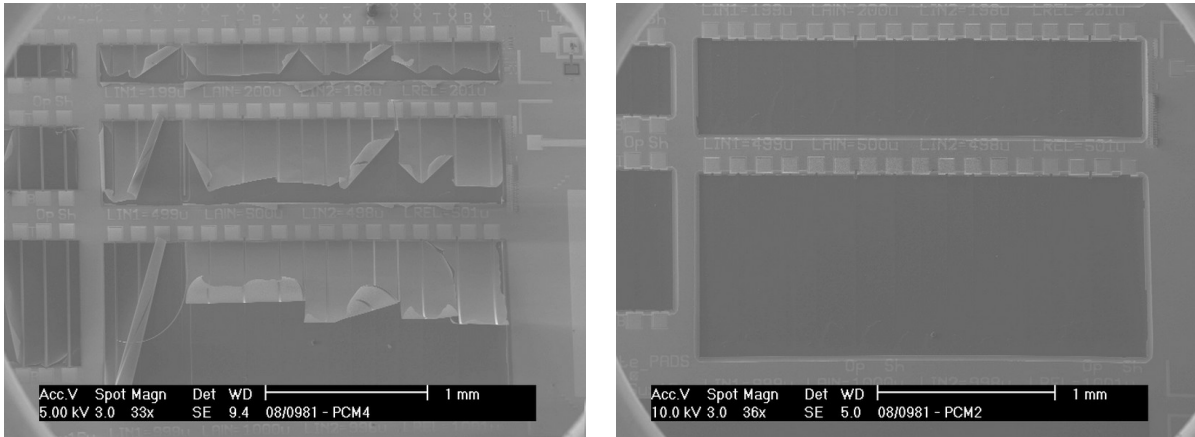
La capacité : son objectif est de mesurer le coefficient piézoélectriques $d_{33,f}$ ainsi que la permittivité de la couche de nitrure d'aluminium. Cette étude fait l'objet de la section 3.2.2. Le diélectrique de ces capacités planaires est constitué de nitrure d'aluminium.

Les résonateurs expérimentaux : ces structures permettent la mesure, en réflexion et en transmission, des coefficients des paramètres S grâce à un analyseur de réseau. Les dispositifs sont des TFEAR de type T ou X, seuls ou connectés en parallèle afin de constituer des filtres. L'objectif de ces mesures est de déterminer le gain, les pertes en réflexion, le rapport d'ondes stationnaires ou encore le coefficient de réflexion de ces structures. Ces dispositifs n'ont pas été étudiés lors de cette thèse.

Les dispositifs de mesures des erreurs d'alignement des masques : ils permettent de déterminer les erreurs d'alignement induites par la photolithographie.

Les dispositifs de mesures des épaisseurs des couches : l'objectif est de déterminer les épaisseurs des différentes couches déposées par des mesures au profilomètre.

Les structures de test standardisées : ces dispositifs permettent d'effectuer une série de tests (résistivité, capacité et géométrie) avec les équipements de mesures standardisés de NXP SEMICONDUCTORS en vue de l'éventuelle industrialisation des résonateurs TFEAR. Ces dispositifs n'ont pas été utilisés lors de cette étude.



- (a) Poutres suspendues situées à la cellule PCM centrale d'un wafer. Un résidu d'AlN non gravé lie les poutres entre elles. La courbure des poutres montre que de fortes contraintes sont appliquées sur celles-ci.
- (b) Poutres suspendues situées à la cellule PCM supérieure d'un wafer. La totalité de l'AlN a été gravée mais les fortes contraintes ont fragilisé les poutres qui ont fini par se rompre.

FIGURE 3.3: Exemple de problèmes rencontrés lors du procédé de fabrication.

Les dispositifs pour la caractérisation de paramètres mécaniques : ce sont essentiellement des poutres suspendues et des ponts, constitués de différents empilements de couches. L'objectif de ces structures est de mesurer certains paramètres mécaniques des matériaux utilisés pour la fabrication des résonateurs (modules d'YOUNG, contraintes et déformations initiales). Ces paramètres mécaniques n'ont pas pu être déterminés. En effet, les vues prises par microscopie électronique à balayage de la figure 3.3 montrent que les poutres sont, selon l'endroit du wafer où elles se trouvent, soit liées entre elles par un résidu caractérisé comme étant de l'AlN, soit inexistantes car fragilisées par de fortes contraintes.

Les difficultés rencontrées lors du procédé de fabrication, notamment lors de l'étape de gravure de la couche de nitrure d'aluminium, n'ont pas permis d'exploiter tous les dispositifs réalisés dans les cellules PCM. En effet, la sélectivité de l'aluminium n'est pas suffisante pour marquer la fin de gravure de l'AlN. Il en résulte un résidu de nitrure d'aluminium sur toute la surface en cas de sous-gravure, ce qui peut provoquer des problèmes de résistivité ou de circuits ouverts lors des mesures. En outre, cette étape a été réalisée manuellement, ce qui rend le résultat aléatoire et difficilement reproductible. Il en résulte une forte hétérogénéité des dispositifs fonctionnels fabriqués.

3.1.3 Les cellules de test

Les cellules de tests occupent pratiquement toute la surface du wafer. Les résonateurs TFEAR fabriqués sont présents dans ces cellules. Les fonctionnalités des principales structures disponibles dans les cellules de test, ainsi que leur disposition sur la surface de la puce sont représentées dans la figure 3.4. Les différents dispositifs sont décrits dans les

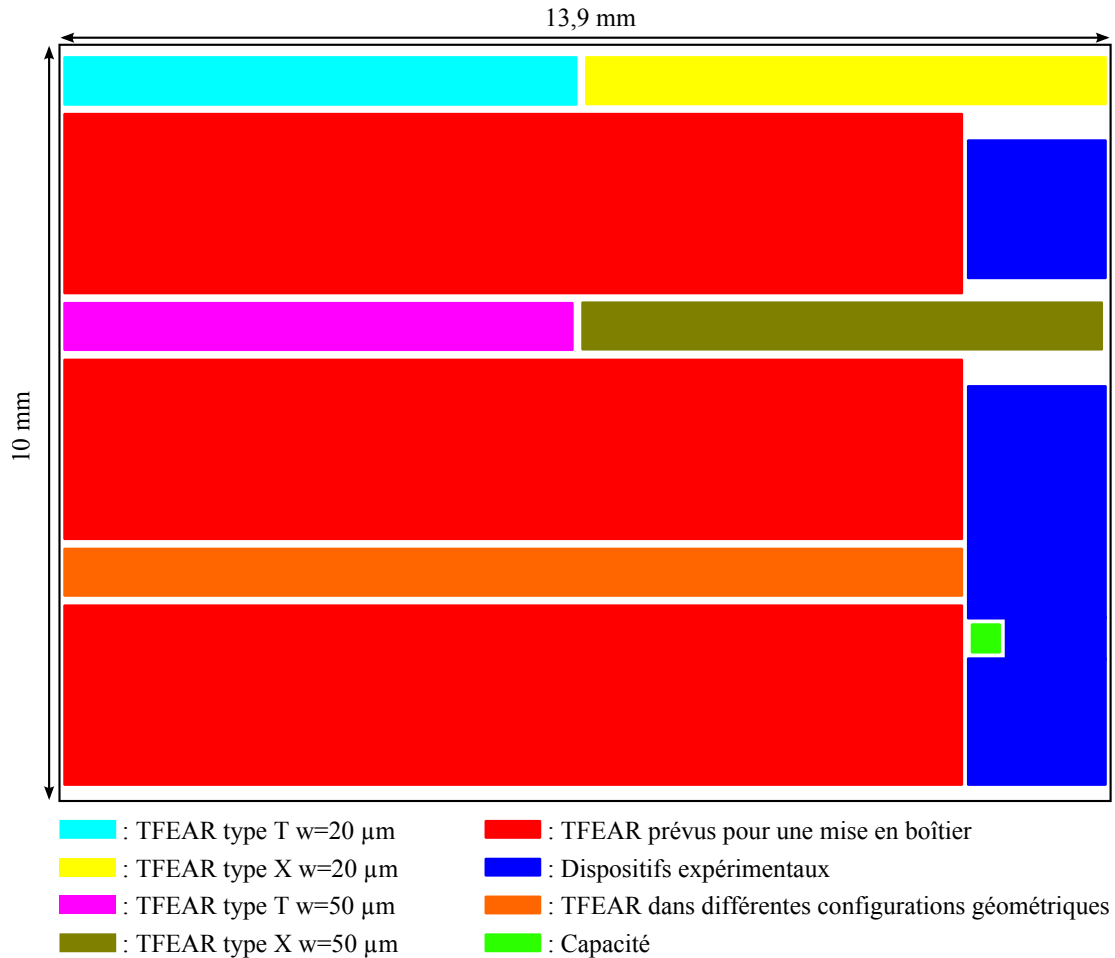


FIGURE 3.4: Présentation et disposition des différentes fonctionnalités présentes sur la surface d'une cellule de test.

paragraphes suivants.

Les TFEAR de type T ou X avec $w = 20\ \mu\text{m}$ ou $50\ \mu\text{m}$: ils représentent l'essentiel des dispositifs utilisés pour caractériser les résonateurs TFEAR. Pour chaque catégorie de résonateurs disponibles (type T- $w = 20\ \mu\text{m}$, type X- $w = 20\ \mu\text{m}$, type T- $w = 50\ \mu\text{m}$ ou encore type X- $w = 50\ \mu\text{m}$), les différentes longueurs l des poutres fabriquées vont de $75\ \mu\text{m}$ à $350\ \mu\text{m}$ par pas de $25\ \mu\text{m}$. Ceci permet de mesurer des TFEAR dont la fréquence de résonance est comprise entre $10\ \text{MHz}$ et $55\ \text{MHz}$ environ. Un dessin technique des 5 masques représentant un TFEAR de longueur $l = 350\ \mu\text{m}$ et de largeur $w = 50\ \mu\text{m}$ est donné dans la figure 3.5. Cette configuration permet d'effectuer des mesures électriques sur plusieurs types de résonateurs à l'aide d'un banc de test sous pointes coplanaires GSG (*Ground-Signal-Ground*). Pour éviter tout court-circuit entre les deux électrodes, les cotes du masque d'AlN sont supérieures de $1\ \mu\text{m}$ à celles de l'électrode inférieure. De plus, les dimensions de cette dernière sont également supérieures de $1\ \mu\text{m}$ à celles de l'électrode supérieure.

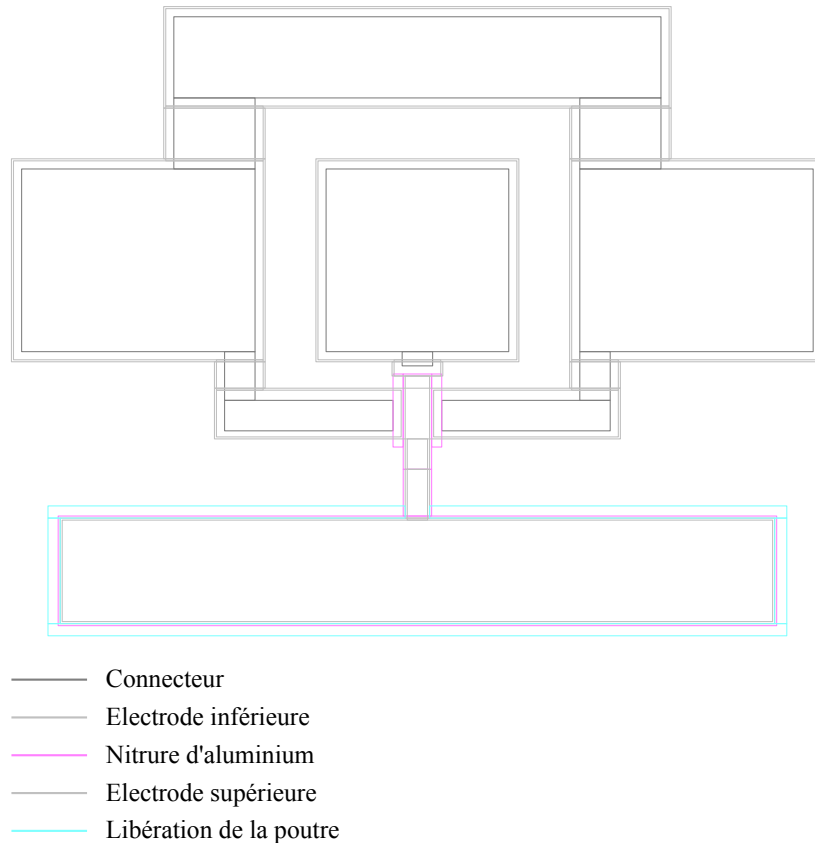


FIGURE 3.5: Dessin technique des masques utilisés en photolithographie pour la fabrication d'un résonateur TFEAR utilisé lors des mesures ($l = 350 \mu\text{m}$, $w = 50 \mu\text{m}$).

Les TFEAR prévus pour une mise en boîtier : ces résonateurs sont moins nombreux que les précédents (15 contre 40 sur une même cellule). Leur motif a été choisi afin de permettre de procéder à un capotage nécessaire pour protéger les poutres lors de leur mise en boîtier. Ils se distinguent des autres par la présence de contreforts entourant les TFEAR pour diminuer l'impact de l'écrasement de la colle utilisée lors du capotage. De plus, leurs plots de connection sont éloignés du dispositif pour assurer l'accès électrique au résonateur. Ceci leur impose d'occuper une surface importante sur la cellule de test. Le capotage, la découpe et la mise en boîtier, constituant les principales étapes de « *back-end* », ont été réalisés sur très peu d'échantillons. Cette thèse n'a pas pour objectif de caractériser ces échantillons.

Les dispositifs expérimentaux : de la même manière que pour les cellules PCM, ces résonateurs présentent des règles de dessin modifiées. Certains TFEAR sont connectés en parallèle pour former des filtres. D'autres dispositifs ont été réalisés afin de tester la validité du procédé de fabrication dans d'autres applications telles que des microphones. Leur étude sort du contexte de cette thèse.

Les TFEAR dans différentes configurations géométriques : l'objectif de ces résonateurs est de mesurer les variations sur la fréquence de résonance en fonction de la longueur et de la largeur du (ou des) bras d'accroches des résonateurs. D'autres TFEAR, présentant des désalignements entre les différentes couches les constituant, ont été réalisés afin d'évaluer la dérive de la fréquence de résonance. En raison du faible rendement obtenu, discuté dans la section 3.4.1, ainsi que pour gagner du temps lors des mesures, ces résonateurs n'ont pas été mesurés. L'étude des erreurs dues au désalignement se limitera donc aux valeurs obtenues par des simulations numériques, présentées dans la section suivante.

La capacité : ce sont les mêmes que celles disponibles dans les cellules PCM présentées dans la section 3.1.2.

En conclusion, parmi tous les dispositifs présents dans les différentes cellules, les mesures ont été effectuées essentiellement sur les résonateurs de type « T » et « X » ainsi que sur les capacités. Les autres dispositifs présents ne sont pas nécessaires pour la caractérisation électrique des TFEAR. En effet, ils concernent plus particulièrement des études se rapportant à des étapes de conception et d'industrialisation futures qui n'ont pas abouti, suite à la fin des activités sur le site de l'entreprise.

3.1.4 Évaluation de la dérive en fréquence de résonance induite par les incertitudes de la technologie de fabrication

L'objectif de cette section est d'évaluer la dérive de la fréquence de résonance des TFEAR, induite par la technologie de fabrication. Cette dérive provient de trois principales sources :

- les équipements d'alignement des masques de photolithographie utilisés. En effet, ces équipements sont livrés avec une certaine tolérance. Les 5 masques utilisés pour le TFEAR, exposés dans la section précédente, peuvent alors présenter des désalignements entre eux. Un décalage entre les couches déposées peut alors apparaître.
- les masques utilisés en photolithographie. Ceux-ci sont, en effet, donnés avec une certaine tolérance sur leurs dimensions. Au final, il peut donc apparaître de petites variations de longueur et de largeur des couches minces.
- la technologie de dépôt des couches minces. Cette fois-ci, la tolérance sur les appareils de dépôt de couches minces utilisés peut induire des variations sur les épaisseurs. Ces variations dépendent notamment du matériau considéré.

Dans le cas d'un dépôt non homogène sur toute la surface d'un wafer, la fréquence de résonance des TFEAR fabriqués peut dépendre également des éventuelles variations des paramètres physiques (module d'YOUNG et coefficients de souplesse) des matériaux déposés. Ces termes n'ayant pas été évalués (voir section 3.1.2), les incertitudes induites par les paramètres physiques ne seront pas traitées.

	Couches		
	Piézoélectrique (AlN)	Electrode (Al)	Compensation de la température (SiO ₂)
Désalignement maximal	1 μm		
Incertitudes latérales	50 nm		
Variations des épaisseurs maximales	$\pm 5\%$	$\pm 1\%$	$\pm 1\%$

TABLE 3.1: Résumé des incertitudes latérales et des erreurs en épaisseurs de chaque couche constituant le TFEAR, induites par le procédé de fabrication.

Les valeurs maximales des incertitudes induites par la technologie utilisée à NXP pour réaliser les TFEAR sont résumées dans le tableau 3.1. La dérive de la fréquence de résonance en fonction des différentes sources d'erreurs peut alors être calculée en mettant en oeuvre ces valeurs numériques dans le modèle analytique, présenté dans le chapitre 2. Les résultats sont présentés dans les trois sections suivantes.

3.1.4.1 Évaluation de la dérive en fréquence en fonction du désalignement entre les masques de photolithographie

L'étude de l'effet du désalignement entre les masques de photolithographie sur la fréquence de résonance des TFEAR a fait l'objet d'un stage ingénieur, réalisé à NXP SEMICONDUCTORS [82]. Afin de prendre en compte les deux dimensions latérales et les différentes couches, cette étude a été réalisée par la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel ANSYS®. Les simulations ont été effectuées pour un résonateur de longueur $l = 75 \mu\text{m}$ et de largeur $w = 50 \mu\text{m}$. Ces dimensions correspondent à la taille minimale des résonateurs réalisés, soit les plus sensibles aux erreurs d'alignement. Les bras d'accroche (en « T » ou en « X ») sont pris en compte dans le modèle.

Les figures 3.6 et 3.7 présentent les résultats de la dérive de la fréquence de résonance en fonction du désalignement, respectivement suivant x et y , entre les différentes couches. La dérive (donnée en ppm) est calculée relativement à la fréquence de résonance obtenue dans le cas où les masques sont parfaitement alignés. Les résultats montrent que, du fait de la symétrie de la structure, le comportement fréquentiel du résonateur est le même lorsque le désalignement entre les masques se produit dans le sens des x positifs ou négatifs. D'autre part, ces résultats montrent que le désalignement des masques suivant l'axe y induit une dérive de la fréquence de résonance plus importante que la dérive provoquée par un désalignement suivant la longueur x .

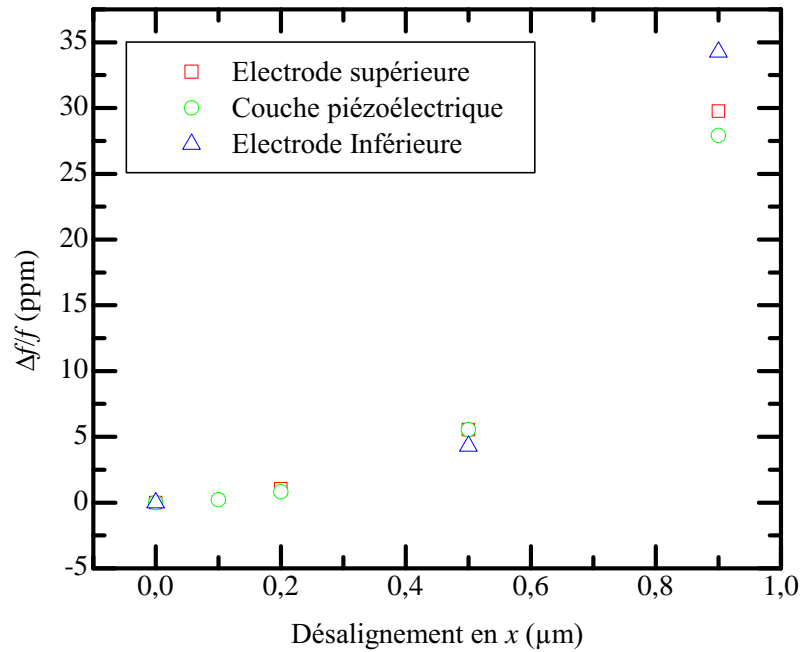


FIGURE 3.6: Dérive de la fréquence de résonance en fonction du désalignement en x (sens positif) du masque de la couche considérée. Les résultats sont issus des simulations par éléments finis pour un TFEAR de longueur $l = 75 \mu\text{m}$ et de largeur $w = 50 \mu\text{m}$ avec bras d'accroche de type « T ».

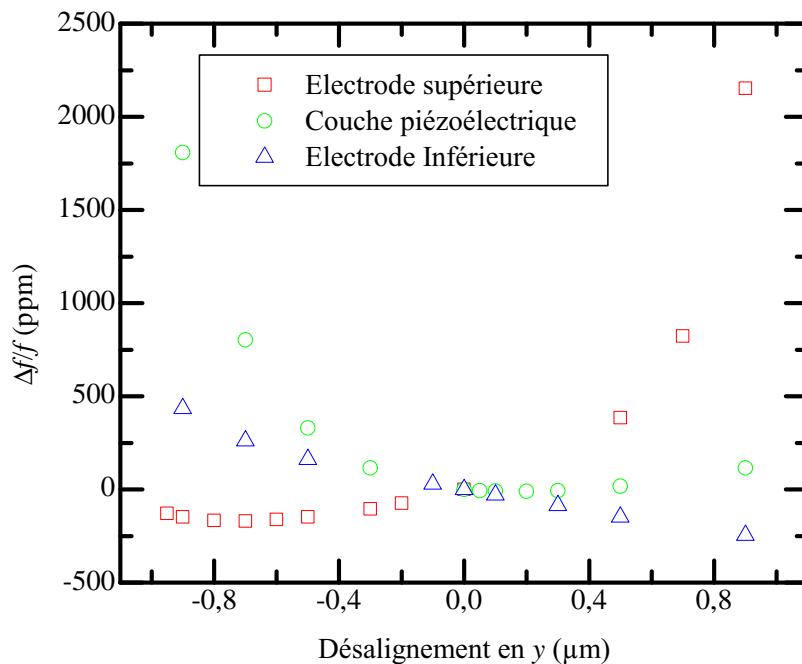


FIGURE 3.7: Dérive de la fréquence de résonance en fonction du désalignement en y du masque de la couche considérée. Les résultats sont issus des simulations par éléments finis pour un TFEAR de longueur $l = 75 \mu\text{m}$ et de largeur $w = 50 \mu\text{m}$ avec bras d'accroche de type « T ».

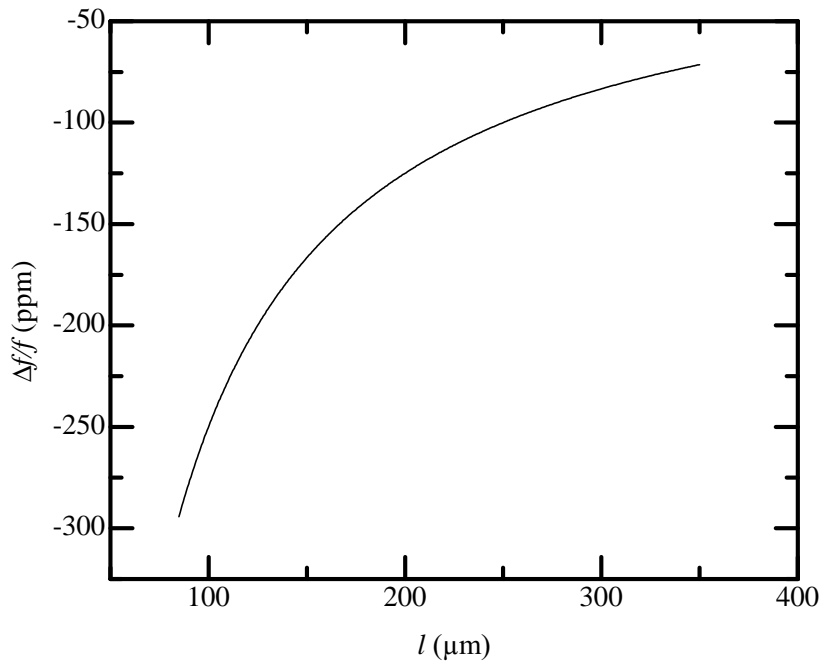


FIGURE 3.8: Dérive de la fréquence de résonance induite par l'incertitude suivant la longueur maximale (+50 nm) des masques de photolithographie, en fonction de la longueur du résonateur. Les résultats sont calculés à partir de l'équation 2.65 du modèle 1D.

3.1.4.2 Évaluation de la dérive en fréquence en fonction des incertitudes sur les dimensions latérales des masques de photolithographie

L'étude de l'effet des incertitudes des dimensions latérales sur la fréquence de résonance rejoint le travail précédemment effectué lors de la modélisation du TFEAR dans le chapitre 2 (figure 2.14). La figure 3.8 représente la dérive en fréquence, en fonction de la longueur du TFEAR, calculée d'après le modèle 1D (équation 2.65). La courbe correspond à une augmentation de 50 nm de la longueur l pour toutes les couches constituant le TFEAR (cas le plus défavorable).

3.1.4.3 Évaluation de la dérive en fréquence en fonction des incertitudes sur les épaisseurs des couches déposées

En exprimant D_{eq} en fonction des épaisseurs des couches (équation 2.60) dans l'expression de la fréquence de résonance 2.65, le modèle analytique prévoit une dérive maximale de la fréquence de résonance de $\pm 0,5\%$ induite par les erreurs en épaisseur lors du dépôt des couches. Les variations de la fréquence de résonance observables sur les différents échantillons dépendent donc principalement des incertitudes des épaisseurs des couches déposées.

Afin de réduire ces incertitudes et de garantir de meilleures performances en fréquence des TFEAR, la solution envisagée est de tronquer les poutres par ablation laser. Certains échantillons ont notamment fait l'objet d'études menées par une société spécialisée en micro-usinage laser (ALPHANOV). La faisabilité de la découpe a été démontrée, mais cette étude n'a pas été approfondie, suite à l'arrêt du projet par NXP.

3.2 Extraction des paramètres physiques de la couche piézoélectrique

Cette section concerne les résultats des mesures effectuées à l'ESIEE, caractérisant les couches piézoélectriques d'AlN. L'intérêt de cette étude est d'une part, de s'assurer du bon fonctionnement des couches piézoélectriques, et d'autre part, de caractériser les couches piézoélectriques déposées. Les paramètres physiques concernés sont :

- le coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$, déterminé par des mesures optiques,
- le coefficient de permittivité diélectrique $\varepsilon_{33,f}$, déterminé par des mesures électriques.

Ces coefficients sont mesurés à partir des structures capacitatives présentes dans les cellules PCM et les cellules de test (voir section 3.1). Les résultats obtenus sont comparés avec les valeurs de référence attendues, définies en introduction de ce chapitre. Cette confrontation des résultats permet notamment, d'estimer la qualité de la couche piézoélectrique réalisée pour le TFEAR avec l'état de l'art. Par ailleurs, les résultats expérimentaux peuvent être utilisés dans des logiciels de calculs par éléments finis afin de prédire le comportement des résonateurs.

La première section présente les résultats des mesures des coefficients $d_{33,f}$ relevés sur différents wafers. Un calcul théorique préliminaire permettra d'évaluer une valeur de référence attendue. Les meilleurs résultats obtenus permettront de sélectionner deux wafers parmi les différents lots mesurés. Les mesures des coefficients $\varepsilon_{33,f}$ sur ces deux wafers seront présentées et comparées avec une valeur de référence dans la deuxième section.

3.2.1 Mesures du coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ de l'AlN

La détermination des coefficients piézoélectriques de la couche d'AlN permet à la fois de montrer le bon fonctionnement piézoélectrique de la couche et, en remontant au facteur de couplage électromécanique (chapitre 2 section 2.4.3), d'évaluer l'aptitude du matériau à convertir l'énergie mécanique en énergie électrique et réciproquement. La comparaison des valeurs de ces coefficients avec les conditions de dépôt de la couche d'AlN, ont également permis de donner des pistes afin d'optimiser la réalisation des résonateurs.

Plusieurs méthodes de caractérisation existent [83]. La méthode optique par vibromètre laser [84] disponible dans les laboratoires de l'ESIEE est utilisée pour effectuer ces mesures. L'interféromètre laser, dont le schéma de principe est rappelé sur la figure 3.9, utilise le

3.2 Extraction des paramètres physiques de la couche piézoélectrique

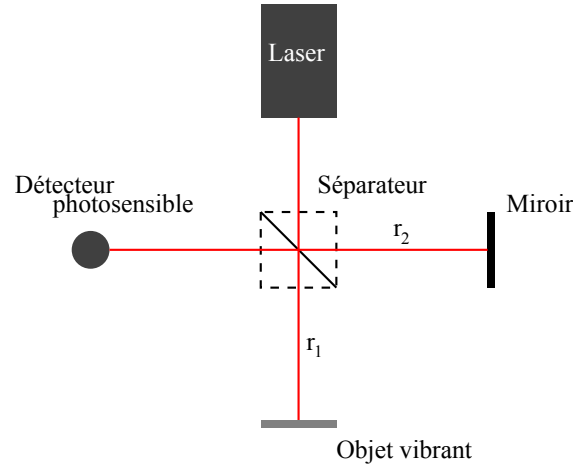


FIGURE 3.9: Principe de la mesure par interférométrie laser.

principe de l'effet Doppler et fonctionne sans contact. Un faisceau laser est divisé en deux faisceaux lumineux cohérents par un séparateur : un faisceau de référence et un faisceau de mesure. Ces deux faisceaux sont réfléchis, puis fusionnés sur un détecteur. L'intensité lumineuse résultante est alors donnée par :

$$I_R = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos\left(\frac{2\pi(r_1 - r_2)}{\lambda}\right) \quad (3.1)$$

avec I_1 et I_2 les intensités, respectivement, du faisceau de mesure et du faisceau de référence sur le détecteur. r_1 et r_2 sont, respectivement, les distances entre le séparateur et l'objet vibrant d'une part, et le séparateur et le miroir d'autre part. La vibration de l'objet mesuré fait varier r_1 . r_2 étant constante, des franges d'interférence apparaissent sur le détecteur. Elles correspondent à un déplacement d'une demi-longueur d'onde de l'objet (typiquement, 316 nm pour un laser Hélium-Néon). Un signal modulé est ainsi récupéré en sortie du détecteur. Sa fréquence de modulation est directement proportionnelle à la vitesse de déplacement de l'objet (effet Doppler).

La figure 3.10 présente le banc de mesure utilisé dans les laboratoires de l'ESIEE. Les mesures sont effectuées sur les structures capacitives représentées dans la figure 3.11. Le diélectrique, constitué de nitrure d'aluminium est confiné entre deux électrodes d'aluminium. La capacité planaire, de forme carrée (et de surface $\mathcal{S}_{capa} = 400 \mu\text{m} \times 400 \mu\text{m} = 0,16 \text{mm}^2$), est solidaire du substrat. Un signal électrique appliqué sur les électrodes crée un champ électrique \vec{E}_3 suivant l'épaisseur dans la couche piézoélectrique. Étant donné que les mesures sont effectuées en dehors des modes de résonances, l'effet des électrodes sera négligé par la suite.

Afin de déterminer l'expression analytique du coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ de la couche d'AlN, les calculs sont basés sur les équations d'état, introduites dans la section 2.1.3. La capacité étant rigidement liée au substrat, il n'y a pas de déformation suivant x

3 Caractérisation électrique du TFEAR

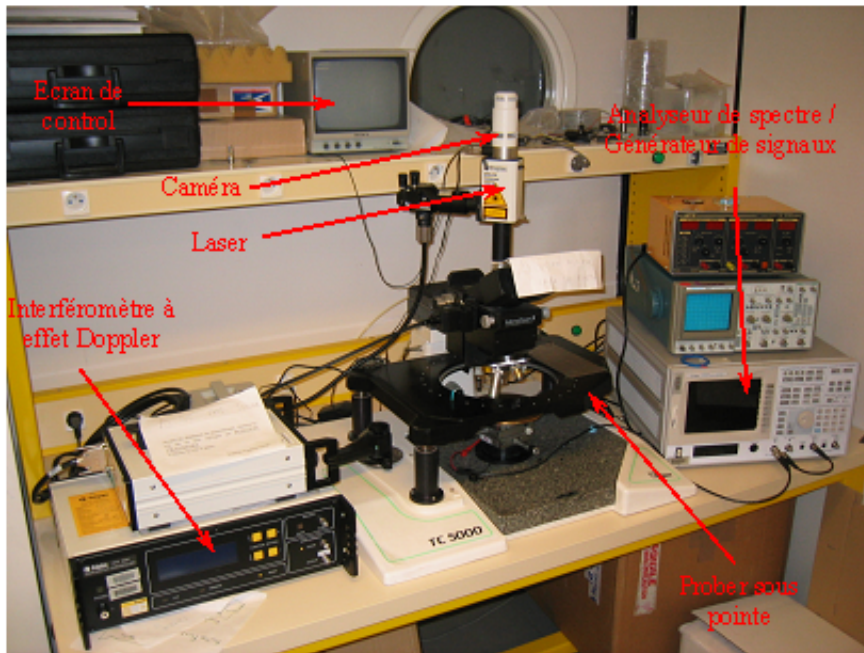


FIGURE 3.10: Banc de mesure optique par interférométrie laser utilisé pour la détermination du coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$.

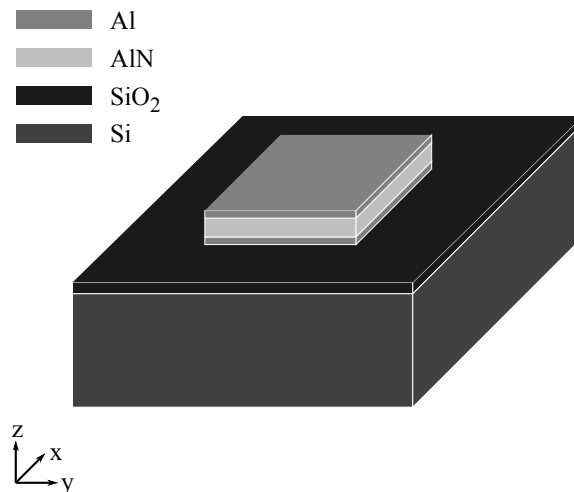


FIGURE 3.11: Représentation d'une capacité planaire de test dont le diélectrique est constitué d'AIN ($400 \mu\text{m} \times 400 \mu\text{m}$).

3.2 Extraction des paramètres physiques de la couche piézoélectrique

et y et les contraintes suivant z sont nulles, soit :

$$S_1 = S_2 = 0 \quad (3.2)$$

$$T_3 = 0. \quad (3.3)$$

En partant des équations d'état de la piézoélectricité vues dans le chapitre 2, on peut écrire :

$$s_{11}^E T_1 + s_{12}^E T_2 + d_{31} E_3 = 0 \quad (3.4)$$

$$s_{12}^E T_1 + s_{11}^E T_2 + d_{31} E_3 = 0. \quad (3.5)$$

En additionnant 3.4 et 3.5, on obtient :

$$T_1 + T_2 = -2 \frac{d_{31}}{s_{11}^E + s_{12}^E} E_3. \quad (3.6)$$

Le film étant rigidement lié sur le substrat, les déformations suivant z sont alors données par :

$$S_3 = s_{13}^E T_1 + s_{13}^E T_2 + d_{33} E_3. \quad (3.7)$$

En injectant la relation 3.6 dans 3.7, on obtient finalement :

$$S_3 = d_{33,f} E_3 \quad (3.8)$$

où $d_{33,f} \left(= d_{33} - 2 \frac{s_{13}^E}{s_{11}^E + s_{12}^E} d_{31} \right)$ est le coefficient piézoélectrique de la couche d'AlN, solidaire du substrat. L'application numérique avec les valeurs issues de la littérature données dans l'annexe 2 conduit la valeur de référence attendue suivante :

$$d_{33,f} = 3,93 \text{ pm.V}^{-1}. \quad (3.9)$$

La résolution en vitesse de l'appareil (POLYTEC) est de l'ordre de $v = 1 \mu\text{m.s}^{-1}$ et la fréquence utilisée pour la mesure d'un échantillon est de 150 KHz. La résolution sur l'amplitude du déplacement u_z suivant z pouvant être mesurée est donnée par :

$$u_z = \int v dt = \frac{v}{2\pi f} = 1,06 \text{ pm}. \quad (3.10)$$

Le tableau 3.2 reporte les plus grandes valeurs de $d_{33,f}$ mesurées sur les différents wafers livrés. Les conditions de dépôt de la couche d'AlN (Puissance / Pression / Température / Débit / Concentration de diazote) y sont également indiquées. Le meilleur résultat ($d_{33,f} = 2,6 \text{ pm.V}^{-1}$) a été obtenu sur un échantillon provenant d'un wafer (464A-11) dont la couche piézoélectrique a été déposée par un équipementier extérieur, pourvu d'un appareil dédié au dépôt de nitrure d'aluminium. Une différence de $1,33 \text{ pm.V}^{-1}$ est obser-

3 Caractérisation électrique du TFEAR

N° du wafer	Conditions de dépôt d'AlN (P/Pr/T°/d/N ₂)	Coefficient $d_{33,f}$
447A-12	2 kW/5 mTorr/200 °C/100 sccm/60 %	0,486 pm/V
457K-03	8 kW/5 mTorr/350 °C/80 sccm/62.5 % Structure de l'électrode inférieure modifiée	0,370 pm/V
457K-06	8 kW/5 mTorr/350 °C/80 sccm/62.5 %	0,932 pm/V
498F-06	4 kW/5 mTorr/350 °C/80 sccm/62.5 %	2 pm/V
498F-09	4 kW/5 mTorr/350 °C/80 sccm/62.5 %	1,73 pm/V
464A-10	Équipementier extérieur	1,47 pm/V
464A-11	Équipementier extérieur	2,6 pm/V
523M-08	8 kW/5 mTorr/350 °C/80 sccm/62.5 %	0,700 pm/V

TABLE 3.2: Synthèse des plus grandes valeurs de $d_{33,f}$ obtenues sur les différents lots de wafers livrés. Les conditions de dépôt de la couche d'AlN sont indiquées. Le tableau est ordonné chronologiquement en partant du haut (premier wafer testé) vers le bas.

vée entre la valeur maximale mesurée et la valeur de référence attendue (équation 3.9). En effet, sur les dispositifs testés, l'AlN est directement déposé sur l'électrode inférieure composée d'aluminium. Or la valeur de référence attendue correspond à celle obtenue pour de l'AlN déposé sur un substrat de saphir [85], ce qui favorise la croissance épitaxiale de la couche piézoélectrique.

D'autre part, les études effectuées sur les conditions de dépôt du nitrure d'aluminium (thèse de S. LOISEAU [3]) ont permis de déterminer un bon compromis entre rendement et performance pour un réglage de 4 kW lors de la pulvérisation cathodique. De bons résultats ($\simeq 2$ pm/V) ont été mesurés sur le wafer ENG498F-06, dont la couche d'AlN a été déposée par NXP SEMICONDUCTORS.

Enfin, le wafer n°498F-06 et le wafer n°464A-11 serviront par la suite d'exemples, afin d'illustrer les résultats expérimentaux au cours de cette étude. En effet, les valeurs des coefficients piézoélectriques mesurées sur ces deux wafers sont les plus élevées. Le premier (498F-06), noté par la suite wafer n°1, est réalisé à partir d'une couche d'AlN déposée par NXP SEMICONDUCTORS. Le deuxième (464A-11), appelé wafer n°2, comporte une couche d'AlN déposée chez un équipementier extérieur muni d'un appareil dédié au dépôt de ce matériau. Les autres couches de ces deux échantillons ont été déposées dans les mêmes conditions. Enfin, ces deux wafers correspondent aux derniers échantillons réalisés avant la fin du projet au sein de l'entreprise. Ceci permettra de faire une étude comparative des différents paramètres mesurés.

3.2.2 Mesures du coefficient de permittivité diélectrique $\varepsilon_{33,f}$ de l'AIN

Cette section présente les résultats des mesures de coefficients de permittivité diélectrique $\varepsilon_{33,f}$ du nitrure d'aluminium et les compare avec une valeur de référence attendue. Les mesures sont effectuées sur les mêmes structures capacitives que dans la section précédente (figure 3.11). A partir des équations d'état de la piézoélectricité vues dans le chapitre 2, l'expression du déplacement électrique de la capacité est donnée par :

$$D_3 = d_{31}T_1 + d_{31}T_2 + \varepsilon_{33}^T E_3. \quad (3.11)$$

En injectant l'expression 3.6 dans 3.12, on obtient :

$$D_3 = \varepsilon_{33,f} E_3 \quad (3.12)$$

où $\varepsilon_{33,f}$ ($= \varepsilon_{33}^T - 2 \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E + s_{12}^E}$) est la permittivité diélectrique effective de la couche piézoélectrique solidaire du substrat. L'application numérique avec les valeurs issues de la littérature dans l'annexe 2 conduit à la valeur de référence attendue suivante :

$$\frac{\varepsilon_{33,f}}{\varepsilon_0} = 10, 17 \quad (3.13)$$

où ε_0 est la permittivité du vide.

Les charges sont calculées en intégrant l'expression 3.12 sur la surface, le calcul de l'admittance électrique donne :

$$Y_{\text{capa}} = j\omega \varepsilon_{33,f} \frac{\mathcal{S}_{\text{capa}}}{h_P} \quad (3.14)$$

où $\mathcal{S}_{\text{capa}}$ et h_P sont, respectivement, la surface des électrodes et l'épaisseur de la couche piézoélectrique. En considérant que les pertes viscoélastiques sont isotropes, et que les pertes totales sont faibles, l'expression de la permittivité effective équivalente est :

$$\begin{aligned} \tilde{\varepsilon}_{33,f} &= \varepsilon_{33,f} - j \left[\varepsilon_{33}^T \eta_\varepsilon - 2 \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E + s_{12}^E} (2\eta_d - \eta_P) \right] \\ &= \varepsilon_{33,f} \left(1 - j \frac{\varepsilon_{33}^T \eta_\varepsilon - 2 \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E + s_{12}^E} (2\eta_d - \eta_P)}{\varepsilon_{33,f}} \right). \end{aligned} \quad (3.15)$$

L'admittance de la capacité avec perte est :

$$\tilde{Y}_{\text{capa}} = G_{\text{capa}} + jB_{\text{capa}} \quad (3.16)$$

où G_{capa} ($= \omega \frac{\mathcal{S}_{\text{capa}}}{h_P} \left[\varepsilon_{33}^T \eta_\varepsilon - 2 \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E + s_{12}^E} (2\eta_d - \eta_s) \right]$) est la conductance, modélisant les pertes

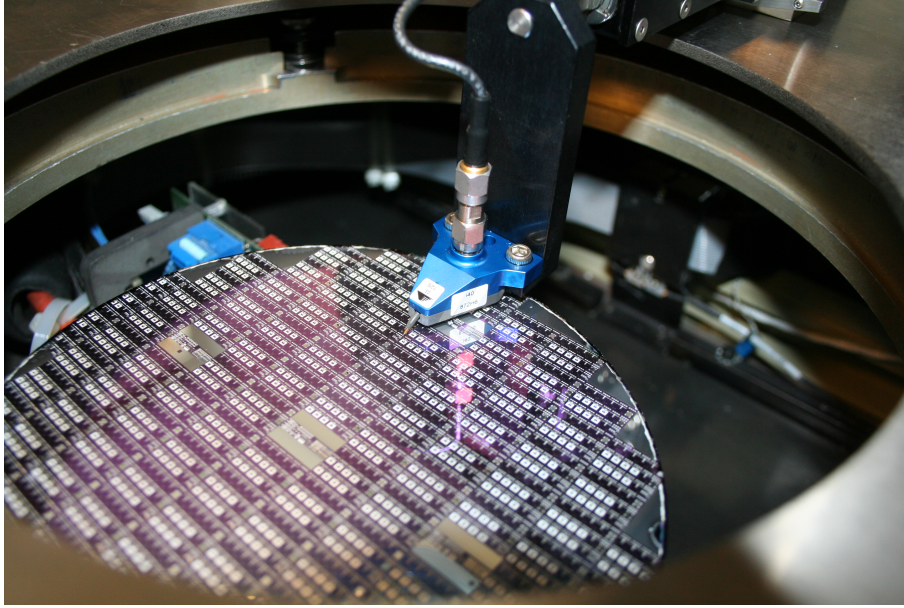


FIGURE 3.12: Sonde coplanaire servant à la mesure de l'impédance des capacités planaires (CASCADE MICROTECH[®] Infinity Probe i40 GS)

et $B_{\text{capa}} \left(= \omega \varepsilon_{33,f} \frac{S_{\text{capa}}}{h_P} \right)$ est la susceptance du condensateur réel. Le schéma équivalent de la capacité planaire se résume donc à un simple circuit R-C en parallèle où la résistance est $R_{\text{capa}} \left(= \frac{1}{G_{\text{capa}}} \right)$ et la capacité est $C_{\text{capa}} \left(= \frac{B_{\text{capa}}}{\omega} \right)$. Finalement, le coefficient de permittivité diélectrique est exprimé à partir de la capacité par :

$$\varepsilon_{33,f} = \frac{h_P}{S_{\text{capa}}} C_{\text{capa}} \quad (3.17)$$

Les mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur d'impédance AGILENT 4294A, associé à une sonde d'impédance 42941A. L'analyseur est relié aux plots de connection des capacités planaires via une sonde à pointes coplanaires CASCADE MICROTECH[®] Infinity Probe i40 (40 GHz) GS (*Ground Signal*). Une illustration de la sonde utilisée dans sa configuration de mesure est présentée dans la figure 3.12.

L'analyseur d'impédance fournit les valeurs de la partie réelle et imaginaire de l'impédance Z_{mes} des dispositifs testés. La capacité extraite des mesures C_{mes} est alors déduite en identifiant Z_{mes} avec l'admittance 3.16 du modèle R-C parallèle défini précédemment. La capacité C_{mes} est donnée par l'équation :

$$C_{\text{mes}} = -\frac{1}{\omega} \frac{\text{Im}(Z_{\text{mes}})}{\text{Re}(Z_{\text{mes}})^2 + \text{Im}(Z_{\text{mes}})^2} \quad (3.18)$$

où $\text{Re}(Z_{\text{mes}})$ et $\text{Im}(Z_{\text{mes}})$ représentent, respectivement, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance électrique mesurée Z_{mes} . En injectant C_{mes} dans l'équation 3.17,

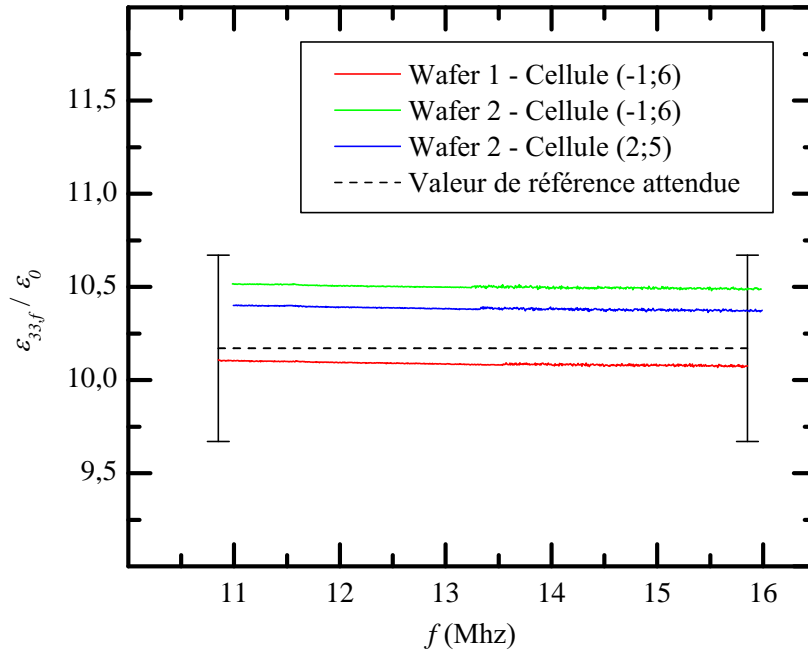


FIGURE 3.13: Permittivités diélectriques mesurées en fonction de la fréquence du signal d'excitation. Les coordonnées de la position des puces considérées sont indiquées. Les barres d'erreurs correspondent aux incertitudes sur les dimensions géométriques des capacités fabriquées.

l'expression de la permittivité diélectrique mesurée est alors donnée par :

$$\epsilon_{33,f} = -\frac{1}{\omega} \frac{h_P}{S_{\text{capa}}} \frac{\text{Im}(Z_{\text{mes}})}{\text{Re}(Z_{\text{mes}})^2 + \text{Im}(Z_{\text{mes}})^2}. \quad (3.19)$$

La figure 3.13 reporte les résultats pour des mesures effectuées sur les deux wafers sélectionnés dans la section précédente. Les résultats des mesures de permittivité sont représentés en fonction de la fréquence, afin de valider le calcul théorique modélisant la capacité planaire. On observe une augmentation du bruit de mesure pour les fréquences supérieures à 13,5 MHz, ce qui semble correspondre à un changement de calibre de l'analyseur à cette fréquence. Les résultats sont comparés à la valeur de référence attendue 3.13. Le coefficient de permittivité diélectrique $\epsilon_{33,f}$ de l'AlN déposé pour la fabrication des TFEAR concorde avec la valeur de référence attendue correspondant à l'état de l'art [85].

3.2.3 Conclusion sur les mesures des paramètres physiques

L'étude expérimentale sur les structures capacitives a permis de déterminer, par des mesures optiques, le coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ de la couche de nitrure d'aluminium. La

synthèse des valeurs relevées a permis de sélectionner deux wafers présentant les meilleurs résultats obtenus. Ils serviront d'exemples afin d'illustrer la suite de cette étude. Les mesures de l'impédance électrique des structures capacitives sur ces deux wafers ont montré que le coefficient de permittivité $\varepsilon_{33,f}$ correspond aux valeurs de référence attendues issues de la littérature.

Les performances des résonateurs fabriqués dépendent de la qualité de la couche piézoélectrique déposée. Ainsi, la mesure de ces paramètres physiques a permis de caractériser la couche d'AlN fabriquée et de comparer les résultats à l'état de l'art.

3.3 Extraction des paramètres électriques des résonateurs

Cette section présente la démarche suivie afin d'extraire les paramètres électriques des résonateurs TFEAR mesurés. Ces derniers sont fabriqués à partir des couches piézoélectriques décrites lors de l'étude expérimentale des paramètres physiques de la section 3.2. L'objectif de ces mesures est de décrire le comportement électrique des résonateurs et d'en estimer leurs performances. En effet, parmi les principaux paramètres caractérisant les résonateurs, ces mesures permettent d'évaluer :

- la fréquence de résonance f_r ,
- la capacité statique C_0 ,
- la résistance motionnelle R_m ,
- le facteur de qualité Q ,
- le coefficient de dérive en température TFC (*Temperature Coefficient of Frequency*).

Les mesures ont été effectuées dans les laboratoires de NXP SEMICONDUCTOR. Les échantillons mesurés correspondent aux résonateurs TFEAR de type « T » et « X » (avec $w = 20 \mu\text{m}$ et $w = 50 \mu\text{m}$), dont la disposition sur le wafer et le masque ont été présentés dans la section 3.1. Chaque lot de wafers, livré en sortie de salle blanche (tableau 3.2), a été mesuré dans leur totalité grâce à un banc de mesure semi-automatisé.

Cette section présente, tout d'abord, le principe des mesures effectuées afin de mesurer l'impédance électrique des résonateurs TFEAR. Dans un deuxième temps, le schéma équivalent des échantillons mesurés sera présenté. Enfin, la démarche suivie afin d'extraire les paramètres électriques pour un échantillon sera décrite dans un troisième temps. Les résultats seront commentés dans la section suivante.

Ces mesures ont permis de cartographier la répartition des performances sur la surface du wafer et d'analyser statistiquement les résultats obtenus. Ces deux derniers points feront l'objet des sections 3.5 et 3.4. Les coefficients piézoélectriques de certains échantillons seront présentés dans la section 3.6.

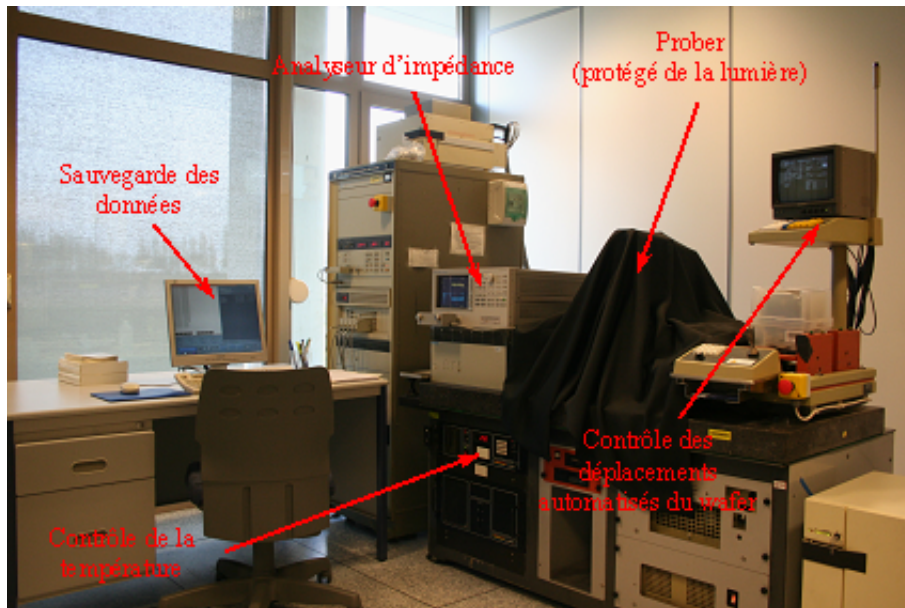


FIGURE 3.14: Banc de mesure de l'impédance électrique des échantillons.

3.3.1 Principe de la mesure

La figure 3.14 présente une image du banc de mesure mis à disposition chez NXP. Un voile occultant recouvrant la manip permet de s'affranchir des éventuels effets de la lumière lors des mesures. Tous les dispositifs d'un même wafer ont pu être mesurés de façon automatisée grâce à un prober semi-automatique ELECTROGLASS 2001X. En effet, cette machine sous pointe comprend un support de wafer articulé, dont les déplacements dans les trois axes sont programmables. La pointe utilisée est la même que pour les mesures de capacité, présentée dans la figure 3.12.

Avant chaque mesure, l'analyseur d'impédance AGILENT HP4294 est calibré à l'aide d'un substrat de calibrage. Afin d'automatiser les mesures, l'analyseur et le prober sont contrôlés par un ordinateur via le bus GPIB. Un schéma du principe de la mesure est présenté dans la figure 3.15.

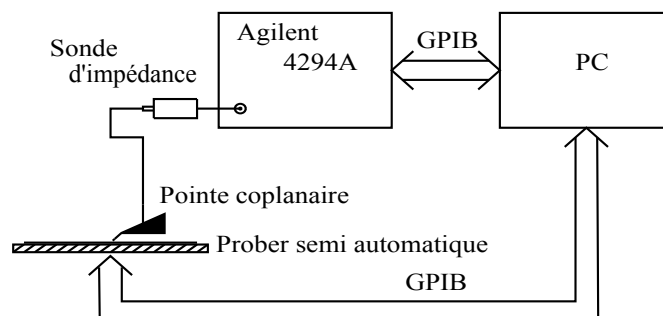


FIGURE 3.15: Schéma de principe de la mesure de l'impédance électrique des échantillons.

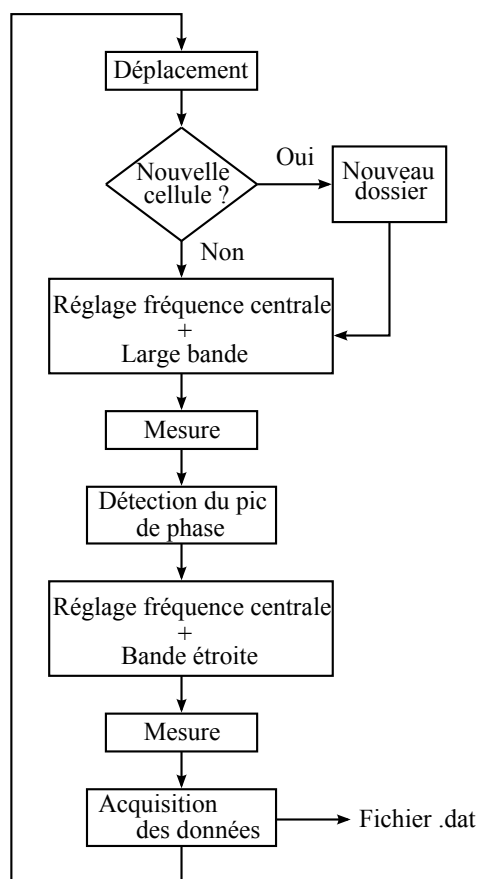


FIGURE 3.16: Synoptique de l'acquisition de l'impédance électrique des échantillons.

La programmation HP BASIC des déplacements a été effectuée par un ingénieur, responsable de la machine sous pointe. Le synoptique de l'acquisition des mesures de la figure 3.16 résume l'algorithme du programme régissant le déplacement du support. Pour chaque résonateur mesuré, un fichier de sortie contenant les données lui correspondant est créé. Ces données correspondent :

- aux conditions de mesures (amplitude d'excitation, bande de fréquence, résolution, etc...),
- à la fréquence f du signal d'excitation (générée par l'analyseur d'impédance),
- à la partie réelle de l'impédance $\text{Re}(Z_{mes})$,
- à la partie imaginaire de l'impédance $\text{Im}(Z_{mes})$.

Les fichiers sont ensuite sauvegardés afin d'effectuer un traitement des données et d'extraire les paramètres électriques de chaque résonateur.

3.3.2 Schéma électrique équivalent des dispositifs mesurés

L'analyseur d'impédance est calibré à l'aide d'un substrat de calibrage. Le point de référence des mesures correspond donc aux extrémités des sondes coplanaires utilisées

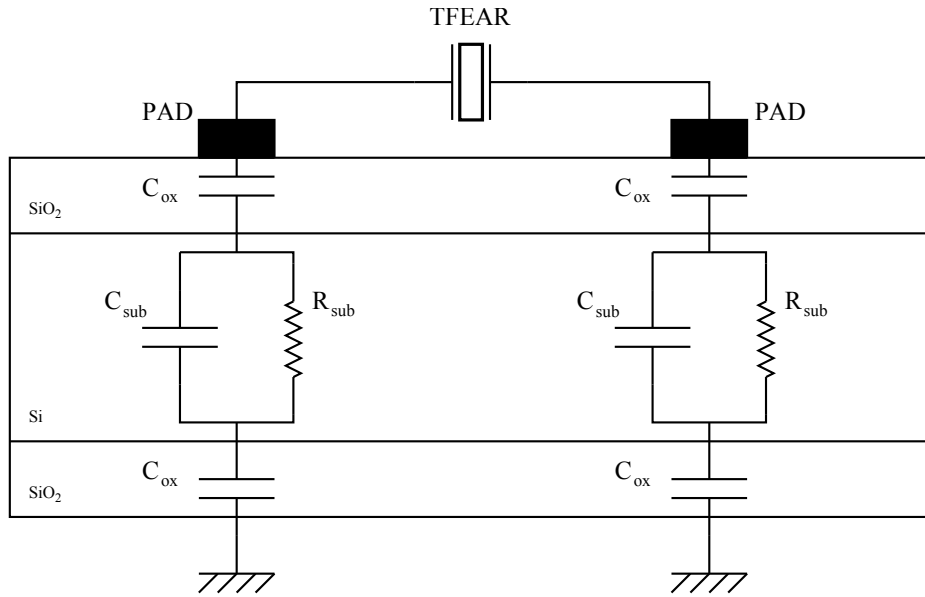


FIGURE 3.17: Vue schématique du dispositif de mesure. C_{ox} représente la capacité formée par le dioxyde de silicium. R_{sub} et C_{sub} correspondent respectivement, à la résistance et à la capacité du substrat en silicium. Les « PAD » correspondent aux connecteurs permettant la pose des pointes pour les mesures.

pour les mesures. Le TFEAR n'étant pas isolé du substrat, il est nécessaire de considérer les paramètres électriques du substrat pour les mesures. Une vue schématique du dispositif de mesure, représentant les paramètres électriques du substrat ainsi que le résonateur, est présentée dans la figure 3.17.

Les wafers utilisés pour la fabrication des TFEAR sont de type haute résistivité. La capacité ainsi que la résistivité du silicium sont modélisées par un condensateur C_{sub} et une résistance R_{sub} en parallèle. La capacité du dioxyde de silicium est modélisée par un condensateur C_{ox} . Le résonateur TFEAR est relié au substrat à travers les connecteurs « PAD » permettant la pose des pointes pour les mesures. La face arrière du substrat est connectée à la masse.

Lors des mesures, une des deux pointes de la sonde coplanaire est reliée à la masse. En remplaçant le TFEAR par son schéma équivalent, déterminé lors de l'étude analytique du chapitre 2 (figure 2.22 de la page 87), le schéma électrique de l'échantillon en configuration de mesure correspond à celui de la figure 3.18. Ce schéma peut être amélioré en ajoutant une résistance modélisant les pistes d'accès [86]. Néanmoins, les dispositifs mesurés, dont le masque est présenté dans la section figure 3.5, comportent des longueurs de pistes relativement courtes (de l'ordre de $90\ \mu\text{m}$). Leur résistance associée peut donc être négligée devant celle du TFEAR. De plus, l'objectif final est d'obtenir, à partir de l'impédance mesurée, les paramètres d'un schéma électrique équivalent simple. L'effet des pistes ne sera donc pas pris en compte et nous verrons, au regard des résultats, que cette simplification est suffisante pour décrire le comportement des résonateurs.

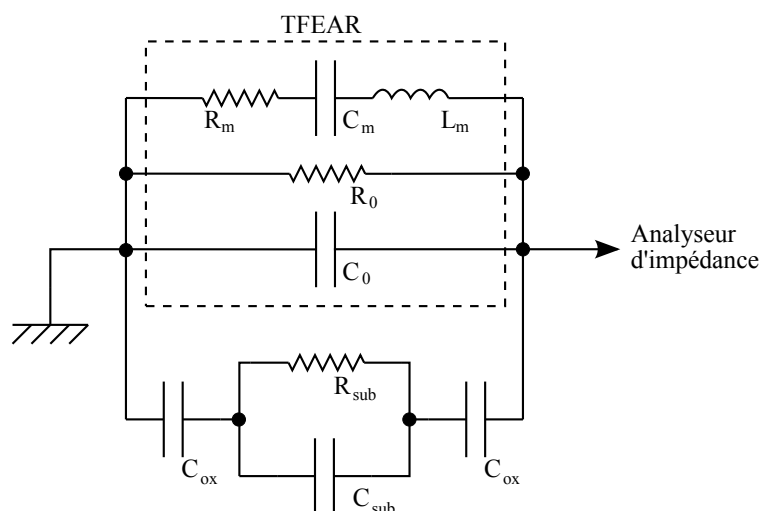


FIGURE 3.18: Schéma électrique équivalent du TFEAR dans la configuration de mesure.

Le silicium étant beaucoup plus épais que la couche de dioxyde de silicium (environ 1000 fois supérieur), la capacité planaire, formée par le SiO_2 est beaucoup plus grande que celle du Si. La capacité C_{ox} du schéma de la figure 3.18 est donc négligeable devant l'impédance série formée par R_{sub} et C_{sub} . Finalement, le schéma électrique modélisant le dispositif effectivement mesuré par l'analyseur d'impédance est présenté dans la figure 3.19. Ce schéma sera utilisé par la suite pour l'extraction des paramètres électriques équivalents.

3.3.3 Extraction des paramètres électriques

Cette section décrit la démarche permettant d'extraire les paramètres électriques des échantillons issus des mesures automatisées. Dans un premier temps, le principe de l'extraction des paramètres d'un échantillon sera présenté, en se basant sur le schéma électrique établi dans la section précédente. Les résultats seront comparés avec ceux obtenus à partir des valeurs de référence attendues. Dans un deuxième temps, une description de la méthode utilisée afin de traiter les données de façon automatisée, sera exposée.

3.3.3.1 Principe de l'extraction des paramètres électriques d'un échantillon dans la configuration de mesure

La méthode d'extraction des paramètres équivalents respecte le standard IEEE de la piézoélectricité [87]. La fréquence de résonance f_r est déterminée au minimum du module de l'impédance mesurée $|Z|$. Tout d'abord, R'_p et C'_0 sont extraits, respectivement, des mesures de la partie réelle et de la partie imaginaire de $|Z|$ pour des fréquences hors résonance. Ensuite, les éléments de la branche motionnelle (R_m , L_m et C_m) sont évalués. La partie réelle de celle-ci correspond à la résistance motionnelle R_m . La capacité C_m et

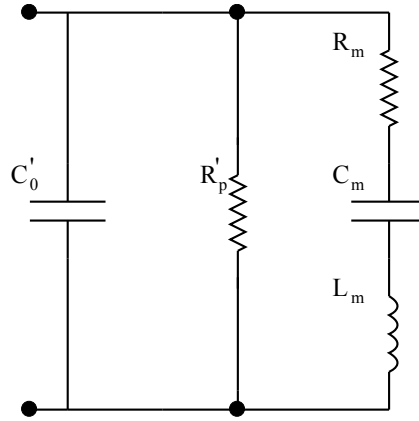


FIGURE 3.19: Schéma électrique équivalent du TFEAR dans la configuration de mesure après simplification. Il est utilisé pour l'extraction des paramètres électriques. C'_0 correspond aux capacités C_{sub} et C_0 en parallèle. R'_p correspond aux résistances R_{sub} et R_0 en parallèle. R_m , L_m et C_m représentent la branche motrice du résonateur TFEAR. Leurs expressions sont données dans le tableau 2.5 de la page 91.

l'inductance L_m sont déterminées par [87] :

$$C_m = \frac{1}{\frac{\partial X_m}{\partial f} |_{f=f_r} \pi f_s^2} \quad (3.20)$$

$$L_m = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_m}. \quad (3.21)$$

où X_m représente la partie imaginaire de l'impédance de la branche motrice et f_s correspond à la fréquence pour laquelle $X_m = 0$.

A titre d'exemple, la figure 3.20 présente les résultats obtenus avec cette méthode sur un TFEAR de type « T » et de dimensions $l = 250 \mu\text{m}$ et $w = 50 \mu\text{m}$. L'erreur relative entre les mesures électriques de l'échantillon mesuré et l'impédance du modèle équivalent extrait est, en moyenne de l'ordre de 1%. Une excellente estimation des caractéristiques électriques est donc atteinte.

Le tableau 3.3 présente la fréquence de résonance ainsi que les paramètres électriques équivalents de la branche motrice extraits de la mesure. Ces résultats sont comparés avec les valeurs de référence attendues, calculées à partir du modèle analytique 1D. Les valeurs numériques, utilisées pour le calcul (annexe 2), correspondent à l'état de l'art des coefficients physiques des matériaux.

Les valeurs de références attendues de la résistance motrice R_m , de la résistance parallèle R_0 et du facteur de qualité, correspondent à des pertes dans le matériau égales à $\eta = 10^{-3}$ (figure 2.24b de la section 2.4.4.3). Les valeurs de la résistance et de la capacité du substrat, respectivement, R_{sub} et C_{sub} , n'ayant pas été déterminées, le tableau présente les mesures de la résistance et de la capacité parallèles équivalentes (respectivement, R'_0 et C'_0) et les compare avec les valeurs du résonateur de référence attendues (soit R_0 et C_0).

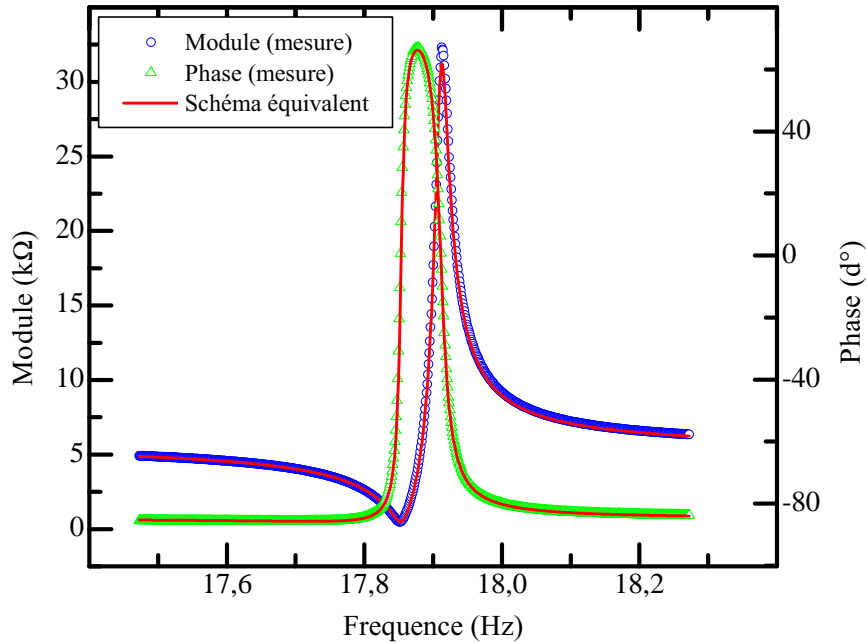


FIGURE 3.20: Impédance électrique d'un TFEAR mesurée et comparaison avec l'impédance calculée à partir du schéma équivalent extrait (TFEAR de type « T », de 250 μm de longueur et de 50 μm de largeur).

Les écarts entre les résultats des mesures et le calcul analytique du résonateur de référence traduisent, en partie, l'effet du bras d'accroche. En effet, ce dernier n'est pas pris en compte dans le modèle analytique. Or, il n'y a pas (ou peu) de déformations dans la partie de la poutre reliée au bras d'accroche. Cet effet se traduit par la réduction de la longueur effective du résonateur de 10 μm , correspondant à la largeur du bras d'accroche. Dans l'exemple du tableau 3.3, la fréquence de résonance obtenue par le calcul analytique pour le même TFEAR réduit de 10 μm est de 16,46 MHz. Cette valeur se rapproche de la valeur mesurée. Cet effet a également été vérifié sur les résonateurs de type « X ».

Enfin, le modèle analytique ne prend pas en compte la capacité, ainsi que les éventuelles pertes électriques du substrat. Néanmoins, ces paramètres ne sont pas pris en compte dans le calcul du facteur de qualité. Dans l'exemple présenté (figure 3.20), le facteur de qualité obtenu est :

$$Q = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} = 1755 \quad (3.22)$$

En conclusion, le bon accord entre les résultats mesurés et les valeurs de référence attendues, montre l'efficacité de cette méthode d'extraction. Cette dernière sera utilisée par la suite pour le traitement automatisé des mesures.

	Paramètres équivalents extraits de la mesure	Valeurs de référence attendues pour une longueur $l = 250 \mu\text{m}$	Valeurs de référence attendues pour une longueur effective $l = 240 \mu\text{m}$
f_r	17,852 MHz	15,801 MHz	16,46 MHz
R_m	482 Ω	623 Ω (calculé pour $\eta = 10^{-3}$)	623 Ω (calculé pour $\eta = 10^{-3}$)
L_m	7,54 mH	6,28 mH	6,03 mH
C_m	10,54 fF	16,16 fF	15,52 fF
Capacité parallèle	$C'_0 = 1,61 \text{ pF}$	$C_0 = 1,17 \text{ pF}$	$C_0 = 1,12 \text{ pF}$
Résistance parallèle	$R'_0 = 60,45 \text{ k}\Omega$	$R_0 = 8,4 \text{ M}\Omega$ (calculé $\eta = 10^{-3}$)	$R_0 = 8,4 \text{ M}\Omega$ (calculé pour $\eta = 10^{-3}$)
Q	1755	1000	1000

TABLE 3.3: Exemple de paramètres électriques extraits des mesures (type « T », de $250 \mu\text{m}$ de longueur et de $50 \mu\text{m}$ de largeur) et comparaison avec les résultats du calcul analytique 1D.

3.3.3.2 Traitement en nombre et extraction des paramètres électriques des mesures automatisées

Cette section présente la méthode d'automatisation des calculs, utilisée afin de traiter la totalité des résonateurs présents sur les wafers de test. L'objectif de ce traitement est de trier les résonateurs mesurés afin de permettre une analyse statistique des paramètres extraits.

Dans un premier temps, un programme, développé sous MATLAB[®], calcule les paramètres électriques des TFEAR mesurés. L'algorithme de traitement est présenté dans la figure 3.21. La méthode d'extraction, présentée précédemment, est directement utilisée dans ce programme.

Dans un deuxième temps, un autre programme (dont l'algorithme est présenté dans la figure 3.22) utilise les résultats du traitement précédent afin d'effectuer le tri des résonateurs mesurés. La méthode choisie est de ne garder que les TFEAR présentant un facteur de qualité significatif. Les critères de sélection sont :

- une résistance statique positive ($R'_p < 0$ est le résultat de l'extraction d'une mesure erronée),
- une résistance motionnelle inférieure à $5 \text{ k}\Omega$,
- un facteur de qualité supérieur à 500,
- un saut de phase à la résonance de 80° minimum.

Les résonateurs correspondant à ces critères sont considérés comme fonctionnels. Les résultats obtenus serviront à effectuer des analyses statistiques des résonateurs mesurés (rendements et cartographie des TFEAR fonctionnels, comparaison des paramètres électriques obtenus) . Cette étude fait l'objet des deux sections suivantes.

3 Caractérisation électrique du TFEAR

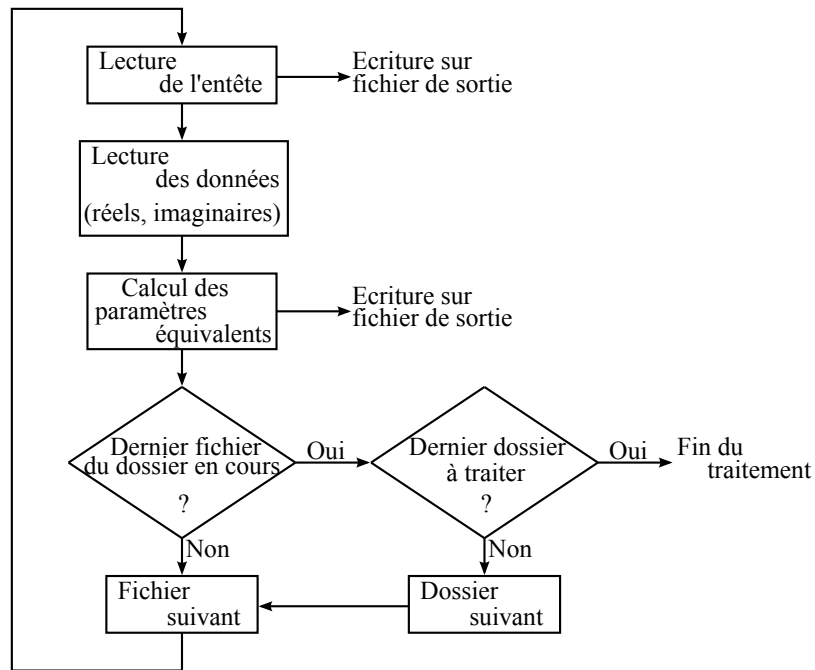


FIGURE 3.21: Algorithme de calcul des paramètres électriques des TFEAR mesurés.

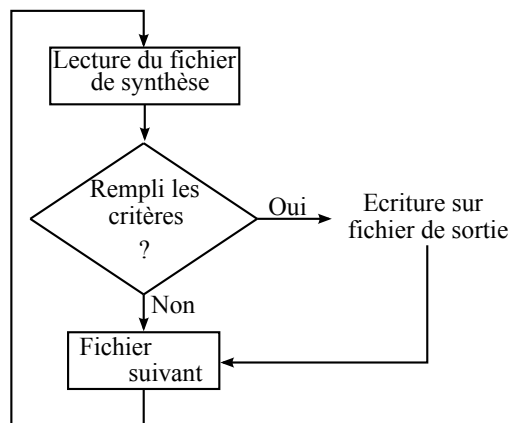


FIGURE 3.22: Algorithme permettant le tri des TFEAR mesurés.

3.4 Rendement et cartographie en fonction de la technologie

L'objectif de cette section est d'analyser les résultats issus des mesures automatisées. Afin d'illustrer ces dernières, seuls les échantillons présents sur les wafers ENG498F-09 (noté wafer n°1) et ENG464A-11 (noté wafer n°2) seront présentés. En effet, l'analyse des coefficients piézoélectriques, présentée dans la section 3.2.1, a permis de sélectionner ces deux échantillons présentant les meilleures caractéristiques physiques. De plus, les seules différences entre les deux wafers concernent les conditions de dépôt de la couche de nitrure d'aluminium. Dans le premier cas, le dépôt d'AlN a été effectué par NXP SEMICONDUCTOR et, dans le deuxième cas, le dépôt a été réalisé chez un équipementier extérieur.

Les TFEAR analysés correspondent à ceux sélectionnés par les critères de sélection présentés dans la section précédente. Dans un premier temps, le rendement des résonateurs fonctionnels sera présenté, puis dans un deuxième temps, une cartographie de ces échantillons sera proposée.

3.4.1 Analyse du rendement des TFEAR fonctionnels mesurés sur deux wafers

Les TFEAR fonctionnels (ceux remplissant les critères de sélection décrits dans la section 3.3.3.2) obtenus sur les wafer n°1 et 2, sont représentés dans le tableau 3.4. Ils sont classés selon leur type d'accroche et leur largeur de poutre. Le rendement total, correspondant au pourcentage du nombre de TFEAR fonctionnels, est indiqué pour chaque wafer.

	Wafer n°1		Wafer n°2	
	Type « T »	Type « X »	Type « T »	Type « X »
$w = 20 \mu\text{m}$	17	19	135	234
$w = 50 \mu\text{m}$	11	14	218	146
Rendement total	1,44 %		17,35 %	

TABLE 3.4: Comparaison du nombre de TFEAR fonctionnels de type « T » et « X » pour deux wafers mesurés.

Globalement, le rendement des deux wafers est relativement faible ($< 20\%$). Ceci est le résultat de certaines difficultés rencontrées lors de la réalisation des TFEAR. La figure 3.23 présente une vue détaillée des masques de photolithographie autour du connecteur central. Elle permet d'illustrer un problème récurrent, rencontré lors de la gravure de l'AlN. En effet, l'épaisseur de la couche d'aluminium est très faible autour de la zone dite zone sensible. Une surgravure de l'AlN aurait pour conséquence de détériorer cette portion

3 Caractérisation électrique du TFEAR

de piste, rendant le TFEAR inopérant (circuit ouvert). De plus, l'électrode inférieure en aluminium, ne favorise pas la sélectivité de la gravure. En outre, cette étape de fabrication étant réalisée manuellement, sa maîtrise s'est révélée délicate (thèse de S. LOISEAU [3]).

Le wafer n°2 présente un rendement 12 fois plus élevé que le n°1. Cette différence résulte de la fabrication de la couche piézoélectrique, réalisée par un équipement dédié au dépôt de nitrure d'aluminium dans le cas du wafer n°2.

En raison du faible nombre de résonateurs fonctionnels, il s'avère difficile d'évaluer une tendance au regard des résultats du wafer n°1. Néanmoins, l'analyse du deuxième wafer montre que l'accroche de type « T » est plus favorable à faire fonctionner des TFEAR d'une largeur de 50 μm , tandis que l'accroche de type « X » favorise les résonateurs de 20 μm de largeur. Ce résultat n'est pas expliqué à l'heure actuelle. Des mesures complémentaires, notamment en reliant ces résultats avec le procédé de fabrication, ont été envisagées. Mais l'arrêt du projet par la société a interrompu prématurément la production de nouveaux échantillons.

Les figures 3.25 et 3.26 présentent la distribution, par type et par largeur, du taux de résonateurs fonctionnels mesurés sur les deux wafers étudiés, en fonction de la longueur de la poutre. Ces résultats montrent que le taux de résonateurs fonctionnels est plus faible pour les TFEAR de petite longueur. Certaines zones du wafer contiennent un résidu de nitrure d'aluminium. Cette observation rejoint la remarque déjà évoquée dans la section 3.1.2. Des mesures optiques telles que celles représentées en figure 3.24, ont montré qu'un grand nombre de résonateurs de longueur inférieure à 100 μm , n'avaient pas été libérés à cause de ce résidu les rendant inopérables.

De plus, ces figures montrent que la distribution du taux de TFEAR fonctionnels de type « X » est moins dispersée que celle des TFEAR de type « T ». En effet, le bras d'accroche de type « X » semble défavoriser la réalisation de TFEAR fonctionnels de longueur inférieure à 200 μm . En outre, le taux de résonateurs de type « T » et de largeur 20 μm est caractérisé par deux distributions : l'une autour des longueurs de 200 μm et l'autre autour des longueurs de 300 μm . De nouvelles mesures sur d'autres wafers, contenant notamment un plus grand nombre de résonateurs fonctionnels sont nécessaires afin d'approfondir cette analyse. L'arrêt de production de nouveaux lots n'a pas permis d'approfondir cette étude.

3.4.2 Représentation cartographique

Afin d'analyser la répartition des performances des TFEAR fabriqués, une cartographie est effectuée après chaque mesure. Les figures 3.27 et 3.28 présentent les cartographies des deux wafers considérés en exemple dans cette étude. Les résultats montrent la disposition des résonateurs fonctionnels (figures 3.27a et 3.28a) et des valeurs des coefficients piézoélectriques $d_{33,f}$ (figures 3.27b et 3.28b). Ces dernières valeurs sont extraites par des mesures manuelles. Dans ces conditions, mesurer la totalité d'un wafer avec cette méthode

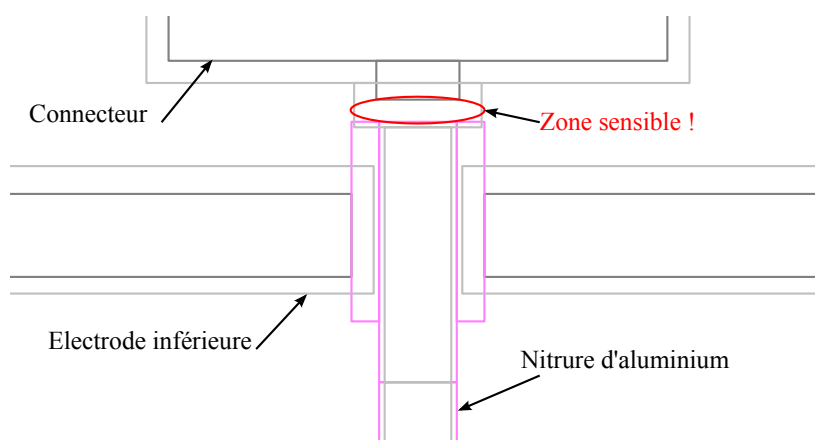


FIGURE 3.23: Vue détaillé des trois premiers masques (connecteur, électrode inférieure et AlN) d'un résonateur TFEAR ($l = 350 \mu\text{m}$, $w = 50 \mu\text{m}$). Une surgravure de l'AlN peut provoquer des circuits ouverts dans la zone sensible entourée.

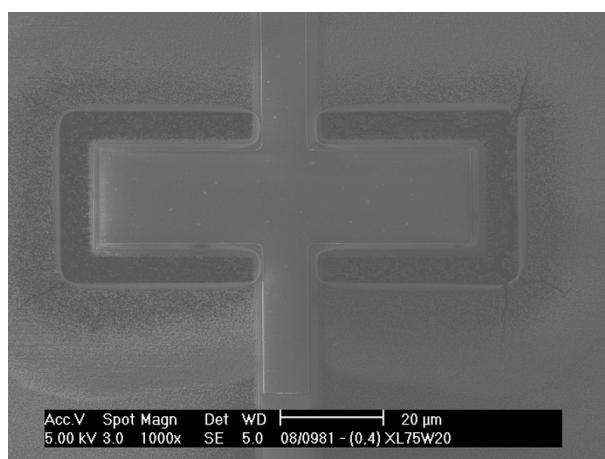
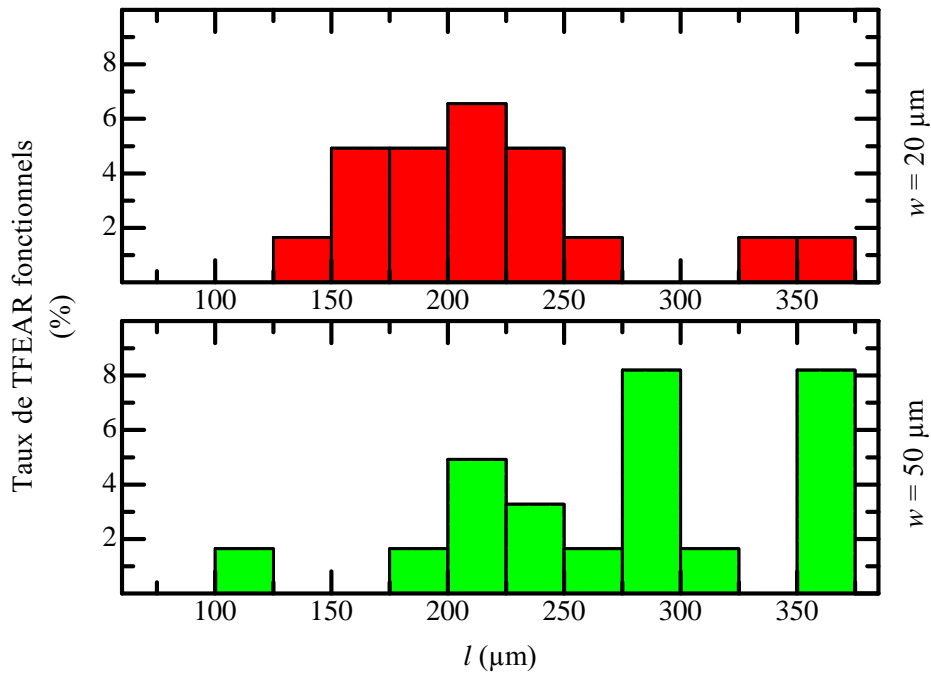
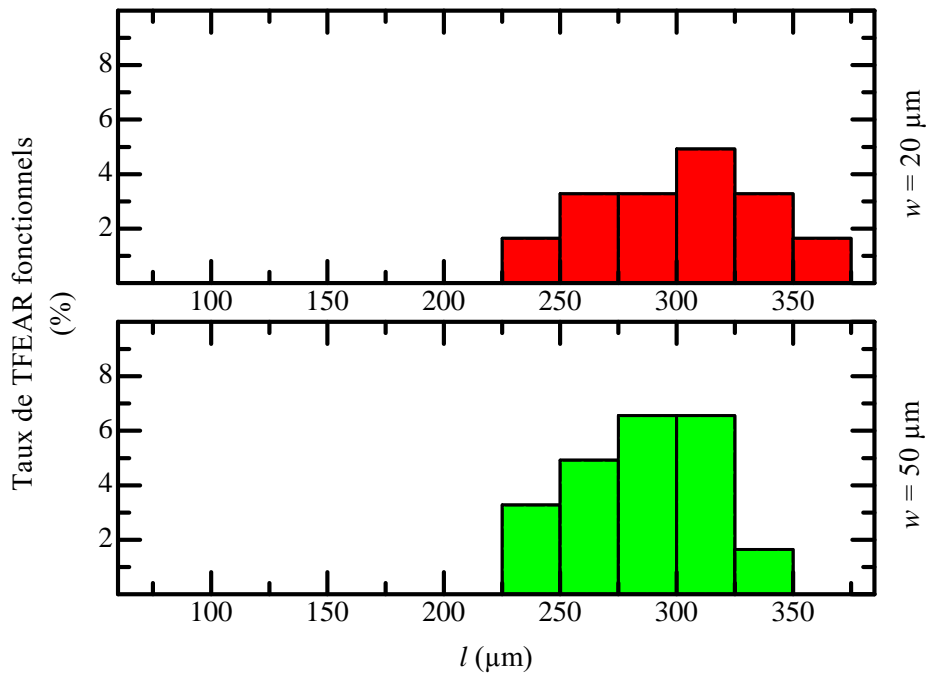


FIGURE 3.24: Vue au MEB d'un résonateur de type « X » non libéré lors de l'étape de gravure profonde ($l = 75 \mu\text{m}$ et $w = 20 \mu\text{m}$).

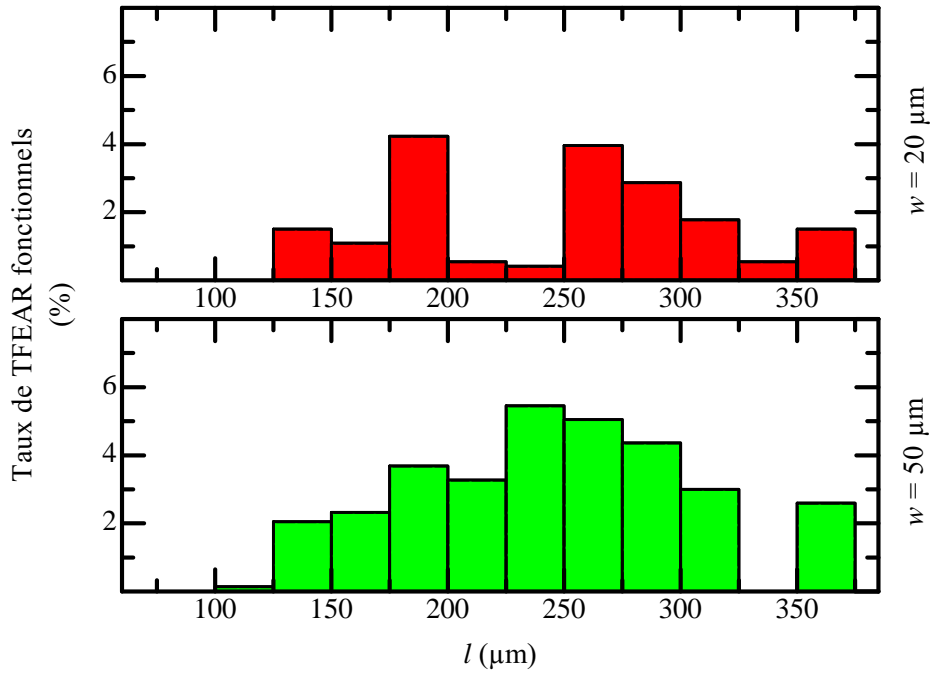


(a) TFEAR de type « T ».

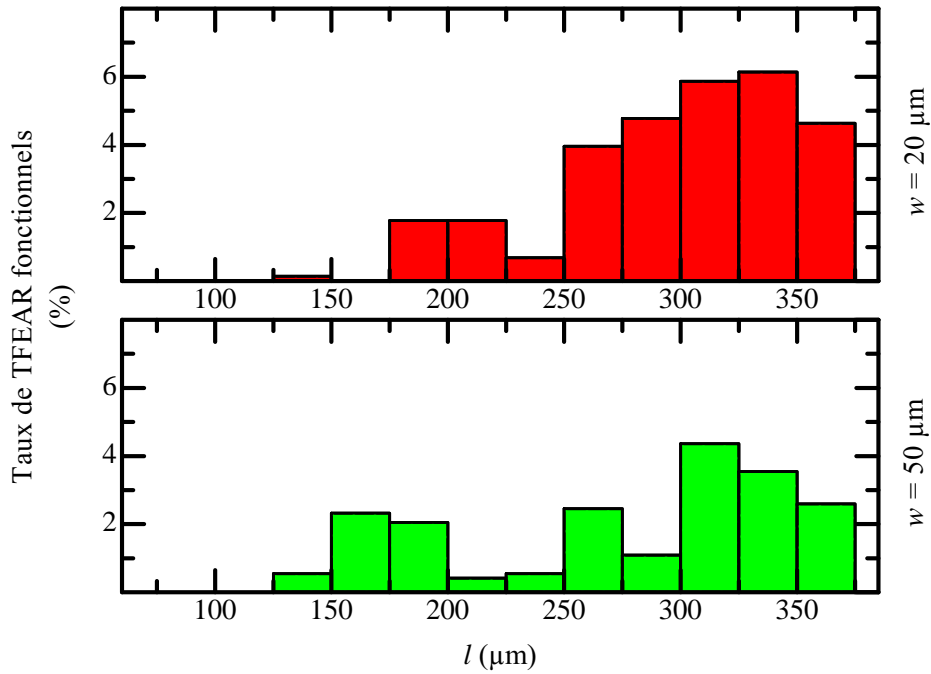


(b) TFEAR de type « X ».

FIGURE 3.25: Distribution, par type et par largeur, du taux de résonateurs fonctionnels mesurés sur le wafer n°1, en fonction de la longueur.



(a) TFEAR de type « T ».



(b) TFEAR de type « X ».

FIGURE 3.26: Distribution, par type et par largeur, du taux de résonateurs fonctionnels mesurés sur le wafer n°2, en fonction de la longueur.

3 Caractérisation électrique du TFEAR

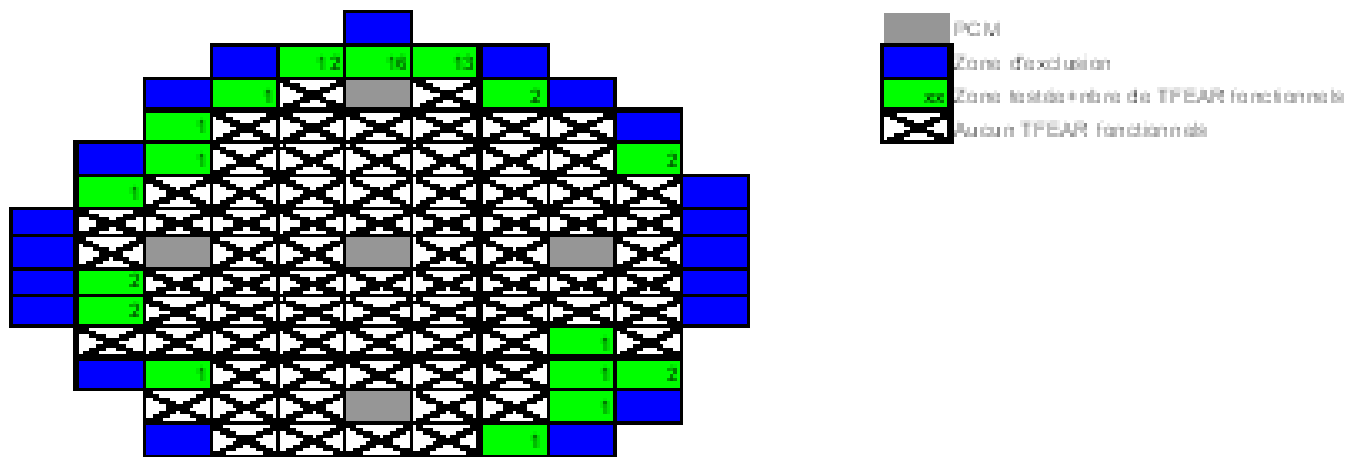


FIGURE 3.27: Cartographie du wafer n°1 dont la couche d'AlN a été déposée par NXP SEMICONDUCTORS.

3.4 Rendement et cartographie en fonction de la technologie

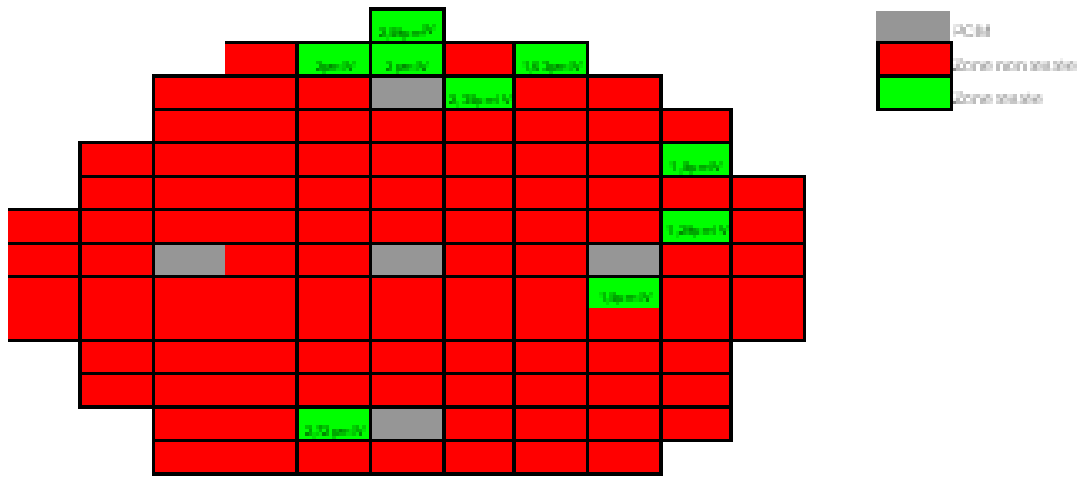
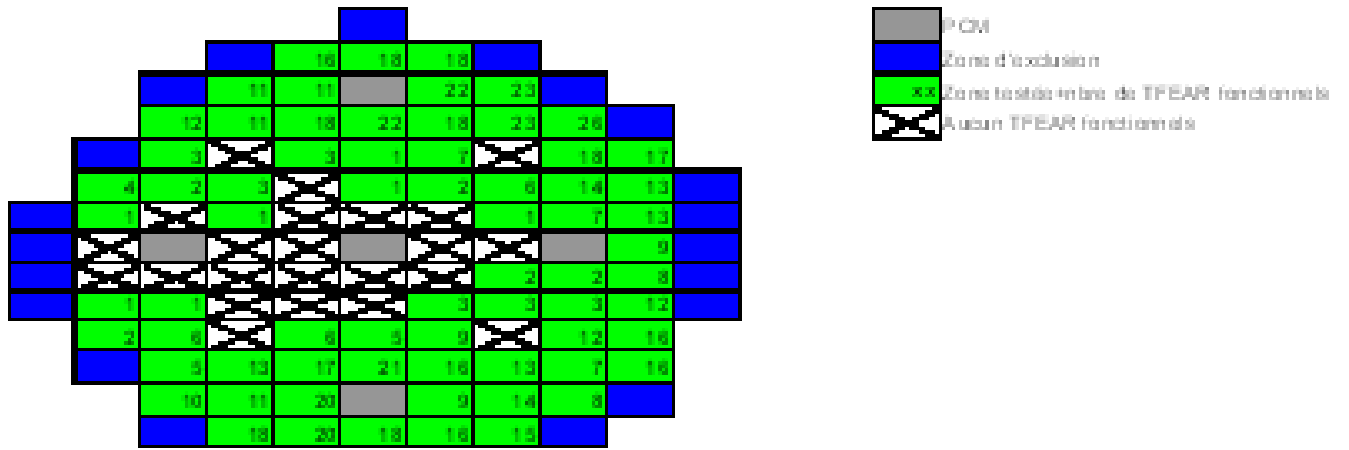


FIGURE 3.28: Cartographie du wafer n°2 dont la couche d'AlN a été déposée par un équipementier extérieur.

prendrait beaucoup trop de temps. De plus, les mesures de coefficients piézoélectriques ont été effectuées avant la cartographie des résonateurs fonctionnels, c'est pourquoi certaines cellules ne coïncident pas entre les différentes mesures.

Le nombre de résonateurs fonctionnels augmente avec la distance par rapport au centre des wafers testés. En effet, la majorité des résonateurs, remplissant les conditions de sélection, occupe la zone périphérique des wafers des figures 3.27a et 3.28a. A l'inverse, les résonateurs exclus par les critères de sélection sont situés autour de la cellule PCM centrale. De même que pour les valeurs des coefficients piézoélectriques $d_{33,f}$ mesurées, leur valeur est d'autant plus grande que les dispositifs se rapprochent des bords. Ce comportement a été observé de façon systématique sur tous les wafers testés.

Cet effet se traduit par une hétérogénéité des performances globales des résonateurs selon leur position sur les plaques de test. Le dépôt d'AlN du wafer n°2 étant optimisé par des appareils garantissant une couche homogène sur toute la surface, l'hypothèse émise pouvant expliquer la cause de cette hétérogénéité, est l'étape de gravure de l'AlN effectuée manuellement. Afin de valider cette hypothèse, d'autres tests comme l'ajout d'une couche tampon permettant d'augmenter la sélectivité de la gravure, ont été envisagés pour de futures expérimentations. Or, l'arrêt de la production de wafers n'a pas permis d'obtenir ces échantillons.

Le faible nombre d'échantillons fonctionnels ainsi que l'absence de nouveaux dépôts, n'ont pas permis d'approfondir cette étude statistique. Néanmoins, l'analyse des meilleurs résultats permet d'avoir une première estimation des performances atteignables. Ce sera notamment l'objet de la section suivante, qui concerne l'étude statistique des paramètres électriques obtenus.

3.5 Comparaisons statistiques des paramètres électriques obtenus sur différents échantillons

Les principaux paramètres électriques mesurés, caractérisant les performances des résonateurs TFEAR réalisés, sont présentés dans cette section. L'objectif de cette étude est d'une part, de valider le modèle théorique présenté dans le chapitre 2 et d'autre part, d'évaluer les performances des résonateurs fabriqués. Cette étude concerne les deux wafers sélectionnés lors des mesures des coefficients piézoélectriques étudiés jusqu'à maintenant.

Les paramètres caractérisant les principales performances des résonateurs réalisés, présentés dans les sections suivantes sont :

- la fréquence de résonance,
- la résistance motionnelle,
- le facteur de qualité.

Afin d'éviter les redondances avec la fréquence de résonance, les valeurs extraites des

inductances et des capacités mot ionnelles ne seront pas présentées dans cette étude. Leurs valeurs sont également implicites dans le calcul du facteur de qualité (équation 3.22). Les résultats des capacités et des résistances statiques ne seront pas traités.

3.5.1 Mesures de la fréquence de résonances f_r

L'objectif de l'analyse des résultats de fréquences de résonance obtenus est de valider le modèle théorique développé dans le chapitre précédent. En effet, celui-ci prévoit que la fréquence de résonance se comporte linéairement avec l'inverse de la longueur des résonateurs. Les échantillons mesurés ont des longueurs variant de 75 μm à 350 μm (voir la présentation des cellules de test dans la section 3.1.3), ce qui permet d'avoir suffisamment de points pour vérifier la théorie.

Les figures 3.29a et 3.29b représentent les fréquences de résonance en fonction de l'inverse de la longueur des résonateurs mesurés sur les deux wafers. Les résultats sont séparés selon le type d'accroche (en « T » ou en « X ») et la largeur de la poutre ($w = 50 \mu\text{m}$ et $w = 20 \mu\text{m}$) du TFEAR considéré. Les résultats des mesures sont représentés en fonction de l'inverse de la longueur totale, ainsi qu'en fonction de l'inverse de la longueur effective. Cette dernière correspond à la longueur totale du TFEAR soustraite de la largeur du bras d'accroche (10 μm). En effet, les déformations de la poutre sont fortement réduites au niveau du bras d'accroche. Ceci rejoint la remarque de la section 3.3.3.1. Les résultats sont également comparés avec la valeur théorique de référence issue du modèle 1D.

Tout d'abord, une première observation montre que la dispersion des points, correspondant aux résonateurs de même longueur, est relativement faible, traduisant une bonne fidélité des mesures.

D'autre part, la linéarité de la courbe permet de valider l'étude analytique de la fréquence de résonance du chapitre 2.

Enfin, les pentes des courbes se rapprochent de celles calculées à partir des valeurs de référence attendues, issues de la littérature, lorsque les longueurs considérées correspondent aux longueurs effectives. D'après l'étude analytique, cette pente correspond à la moitié de la vitesse de propagation de l'onde (équation 2.65). La valeur théorique de référence est donnée par (chapitre 2) :

$$v = \sqrt{\frac{D_{eq}}{\sigma_{eq}}} = 7900 \text{ m.s}^{-1}.$$

En considérant les longueurs de poutre effectives, les vitesses moyennes sont de 8000 m.s^{-1} pour le wafer n°1 et 8800 m.s^{-1} pour le wafer n°2. Ces résultats sont proches de la valeur théorique de référence attendue.

3.5.2 Résultats des mesures des résistances motionnelles R_m

La résistance motionnelle est un des paramètres électriques important dans la réalisation des résonateurs. En effet, sa valeur doit être suffisamment faible afin de garantir la compatibilité du résonateur avec les circuits RF. Le cahier des charges, établi dans le tableau 1.3 (page 20), impose une résistance motionnelle comprise entre 60Ω et 200Ω .

Les figures 3.30 et 3.31 présentent la distribution du taux de résistances motionnelles mesurées sur les résonateurs fonctionnels provenant des wafers 1 et 2. Au vu du faible nombre de résonateurs fonctionnels présents dans le wafer n°1, il est difficile d'établir une analyse statistique des résultats. En revanche, les distributions des taux de résistances motionnelles mesurées sur le wafer n°2 sont gaussiennes. Les courbes se situent autour de $3 \text{ k}\Omega$. Compte tenu du cahier des charges fixé, cette valeur est relativement élevée.

Ces courbes statistiques montrent une grande dispersion des résistances mesurées. En effet, leur valeur est comprise entre 500Ω et $6,5 \text{ k}\Omega$, parmi les résonateurs fonctionnels. Les valeurs de R_m les plus faibles ($< 1 \text{ k}\Omega$) sont atteintes pour les résonateurs dont la largeur de poutre est la plus grande ($w = 50 \mu\text{m}$). Le modèle analytique montre qu'en remplaçant l'inductance L_m et la capacité C_m par leur expression respective dans R_m (tableau 2.5), la résistance motionnelle est inversement proportionnelle à la largeur w . Cette hypothèse devrait être vérifiée par d'autres mesures sur des échantillons présentant différentes largeurs de poutre. Cependant, ces résonateurs n'ont pas été réalisés lors de cette thèse.

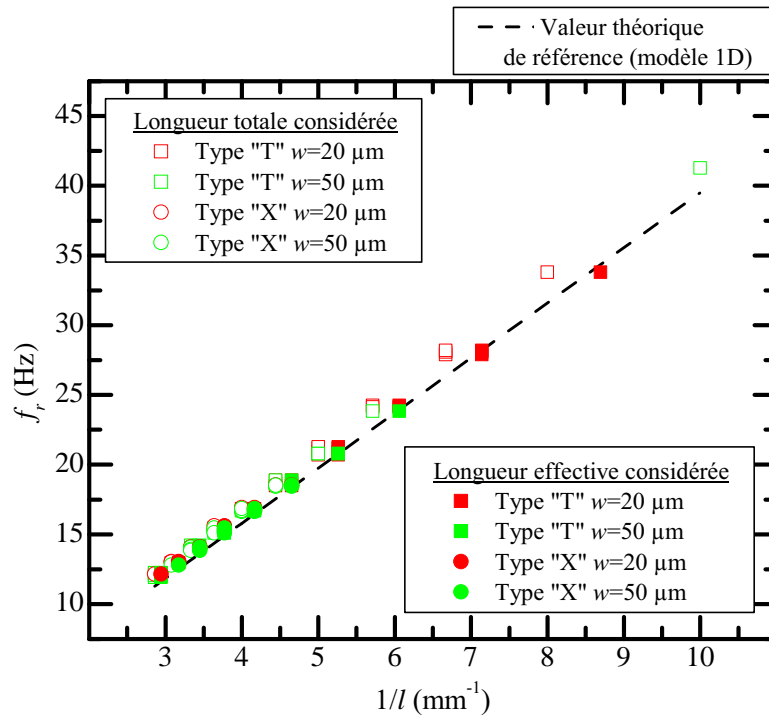
Enfin, le type d'accroche ne semble pas avoir d'influence sur la valeur de R_m .

En conclusion, le procédé de fabrication des résonateurs doit encore être amélioré. Les objectifs visés sont d'une part, de diminuer le nombre de résonateurs dont la valeur de R_m dépasse les limites imposées par le cahier des charges et d'autre part, de diminuer la dispersion dans les résultats. Une largeur de poutre de $50 \mu\text{m}$ semble favoriser les plus faibles valeurs de résistances motionnelles, mais cette hypothèse doit être vérifiée par des mesures complémentaires.

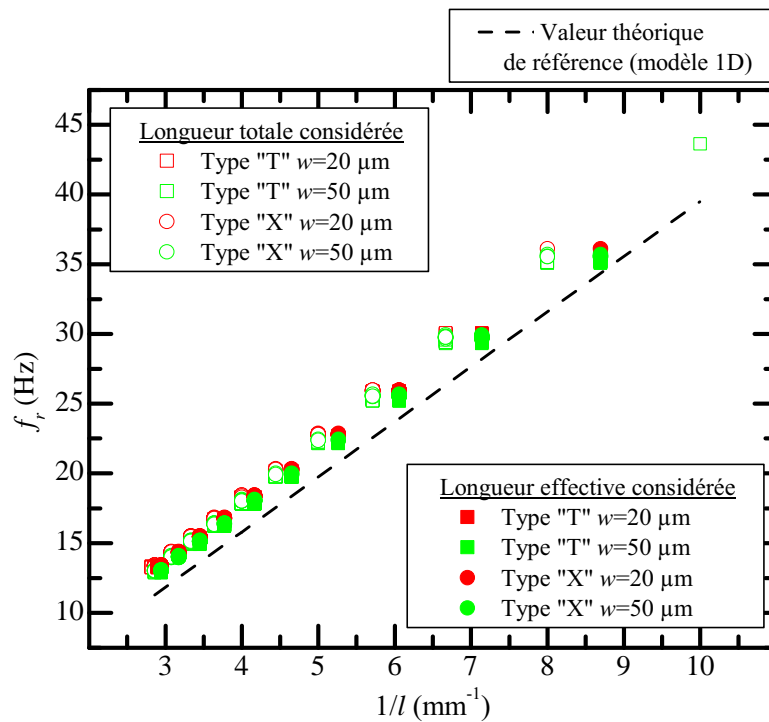
3.5.3 Résultats des mesures du facteur de qualité Q

Le dernier paramètre étudié afin d'évaluer les performances des résonateurs, est le facteur de qualité. En effet, ce paramètre est déterminant pour la réalisation d'oscillateurs (réduction du bruit de phase) et de filtres (augmentation de la sélectivité). Selon le type d'applications visées, le cahier des charges impose un facteur de qualité compris entre 1500 et 5000.

3.5 Comparaisons statistiques des paramètres électriques obtenus sur différents échantillons



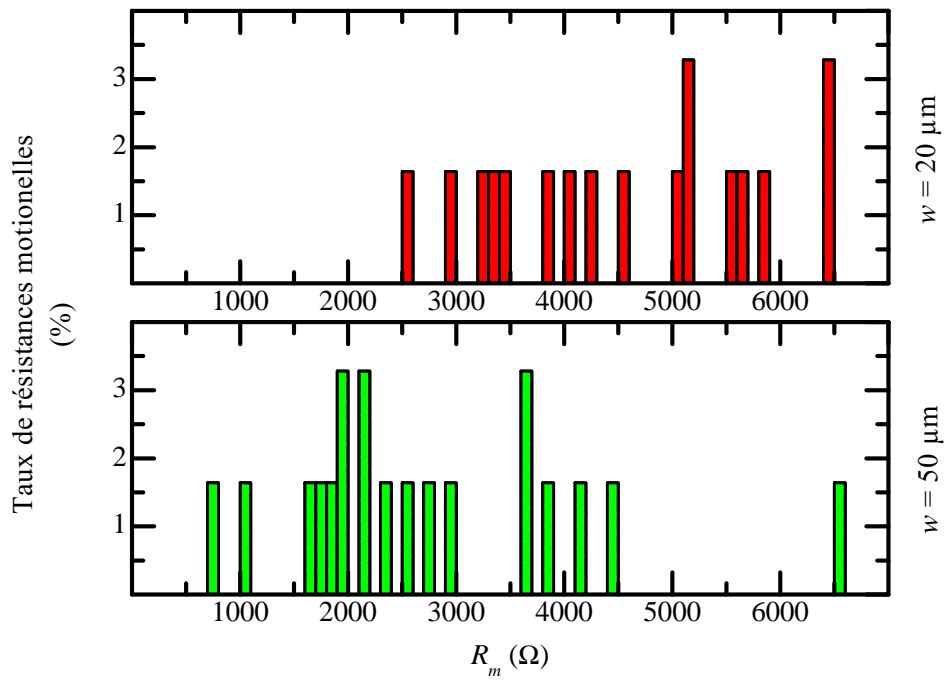
(a) Wafer n°1 (AlN déposé par NXP SEMICONDUCTORS).



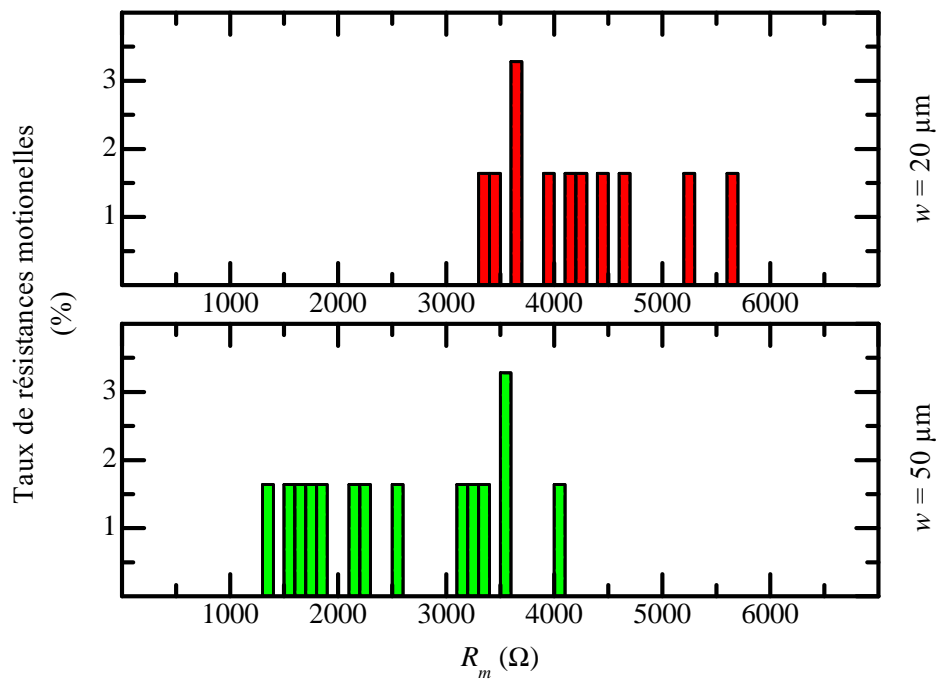
(b) Wafer n°2 (AlN déposé par un équipementier extérieur).

FIGURE 3.29: Fréquences de résonance mesurées en fonction de l'inverse de la longueur des TFEAR du wafer n°1 et 2. Les résultats des mesures sont représentés en fonction de l'inverse de la longueur totale ainsi qu'en fonction de l'inverse de la longueur effective.

3 Caractérisation électrique du TFEAR



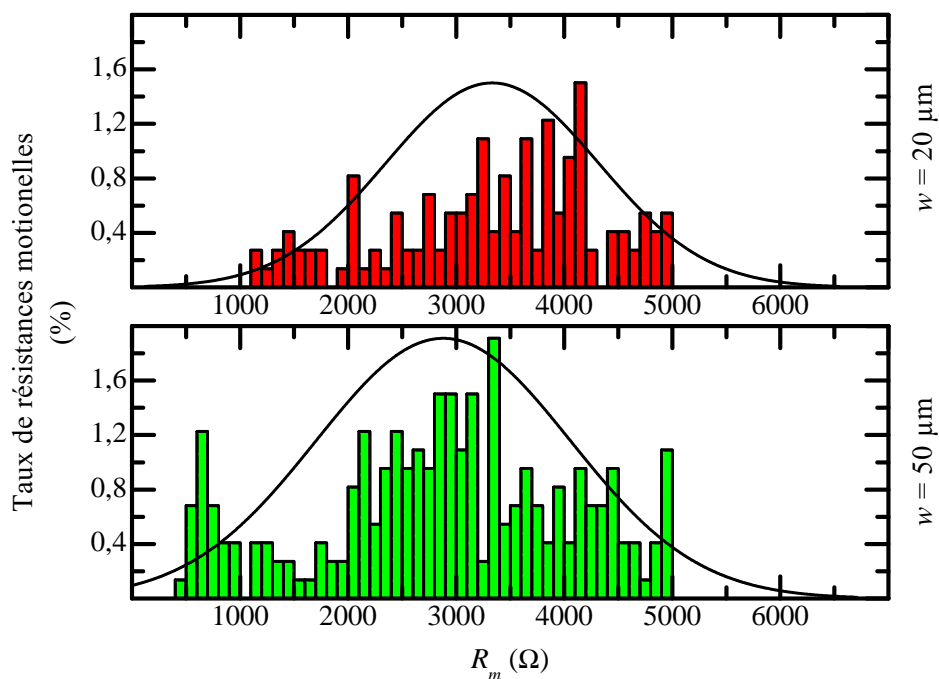
(a) TFEAR de type « T ».



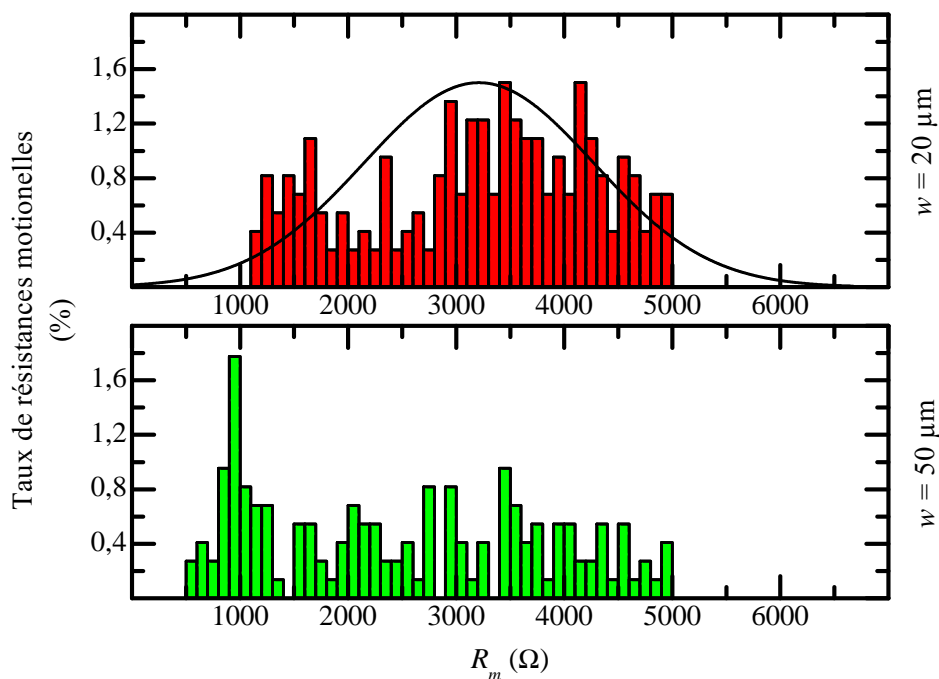
(b) TFEAR de type « X ».

FIGURE 3.30: Distribution du taux de résistances motionnelles mesurées sur des échantillons provenant du wafer n°1 (AlN déposé par NXP SEMICONDUCTORS).

3.5 Comparaisons statistiques des paramètres électriques obtenus sur différents échantillons



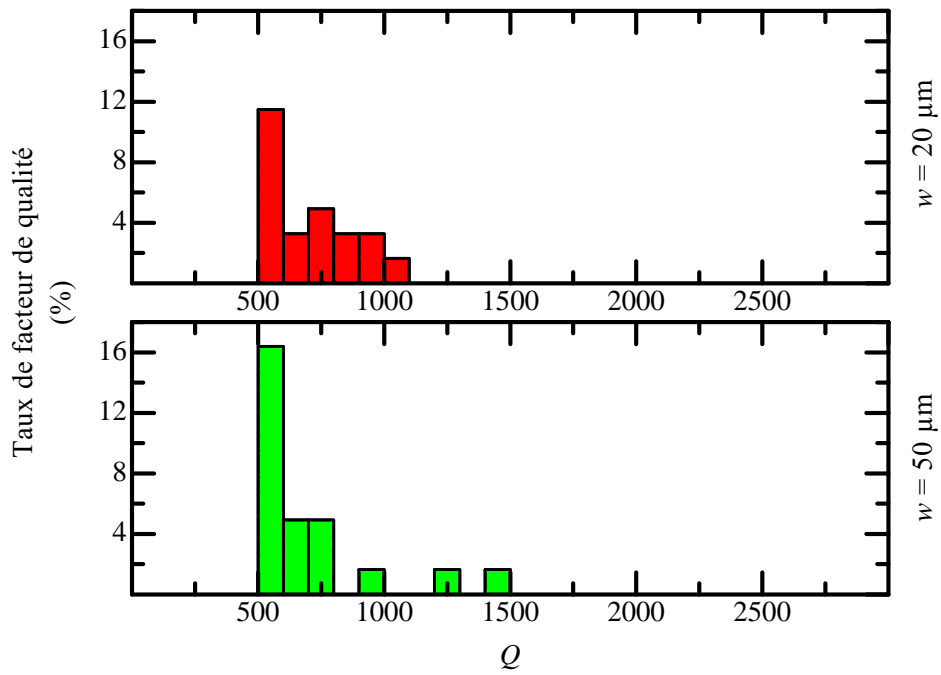
(a) TFEAR de type « T ».



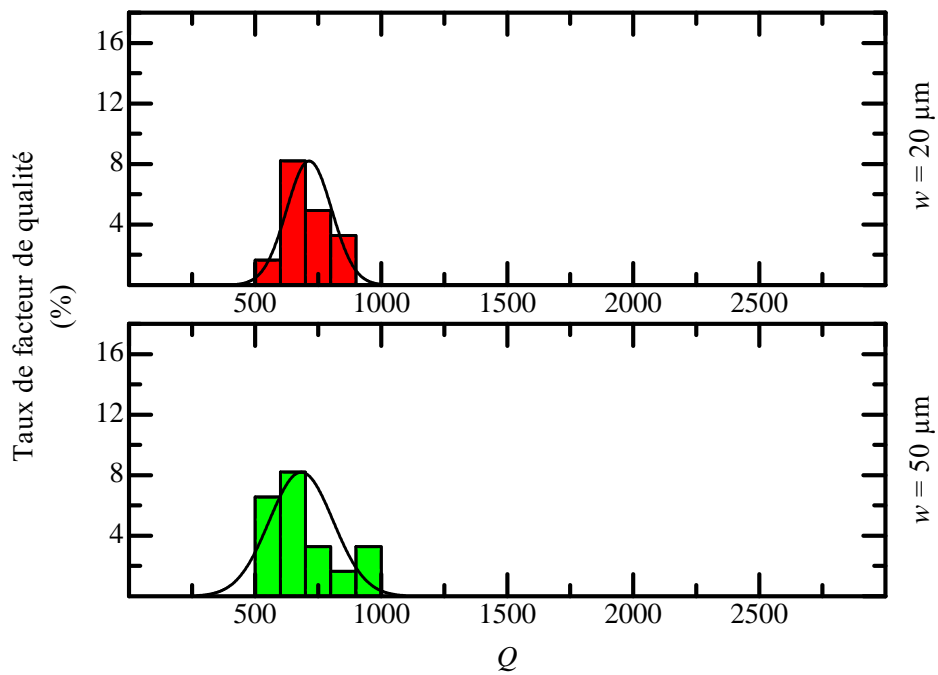
(b) TFEAR de type « X ».

FIGURE 3.31: Distribution du taux de résistances motioneelles mesurées sur des échantillons provenant du wafer n°2 (AlN déposé par un équipementier extérieur)

3 Caractérisation électrique du TFEAR



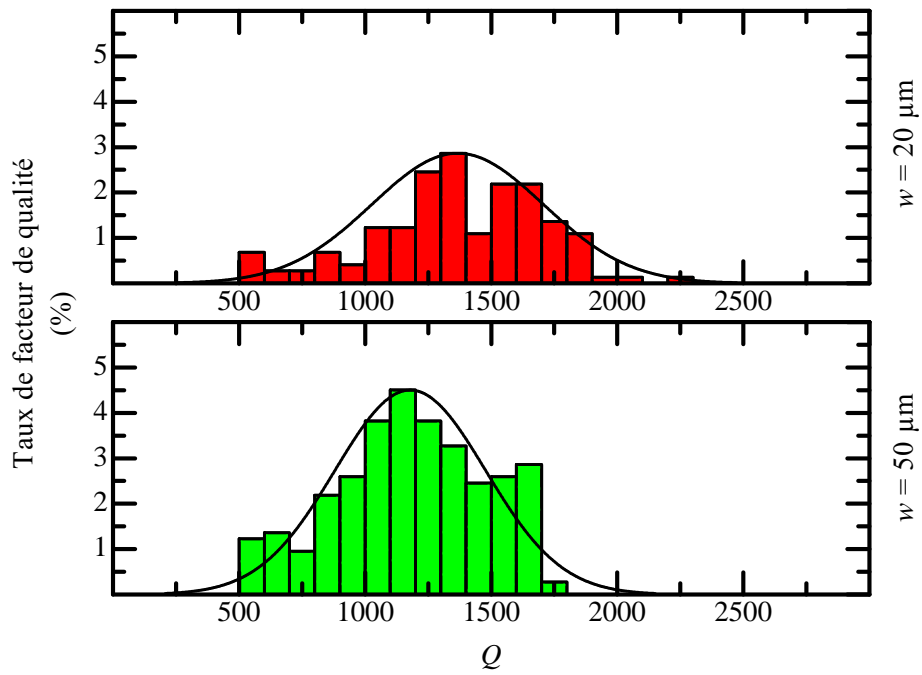
(a) TFEAR de type « T ».



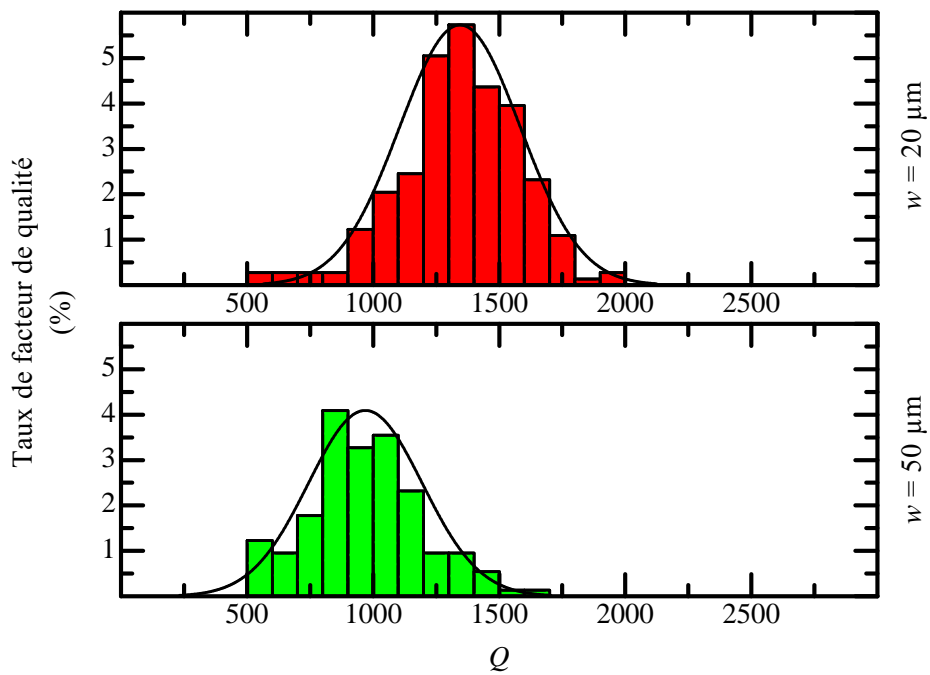
(b) TFEAR de type « X ».

FIGURE 3.32: Distribution du taux de facteurs de qualité mesurés sur des échantillons provenant du wafer n°1 (AlN déposé par NXP SEMICONDUCTORS).

3.5 Comparaisons statistiques des paramètres électriques obtenus sur différents échantillons



(a) TFEAR de type « T ».



(b) TFEAR de type « X ».

FIGURE 3.33: Distribution du taux de facteurs de qualité mesurés sur des échantillons provenant du wafer n°2 (AlN déposé par un équipementier extérieur)

3 Caractérisation électrique du TFEAR

Les figures 3.32 et 3.33 présentent la distribution du taux de facteurs de qualité des TFEAR fonctionnels mesurés sur les deux wafers de référence. Tout comme l'étude des résistances mot ionnelles, le faible nombre de dispositifs fonctionnels du wafer n°1 rend difficile son analyse statistique. En revanche, les distributions du wafer n°2 sont de type gaussien. Ceci permet d'évaluer les valeurs moyennes caractéristiques de ce wafer. Les facteurs de qualité des résonateurs composés d'une couche d'AlN fabriqués par un équipement dédié (wafer n°2) sont de l'ordre de 1300 contre 700 pour les résonateurs fabriqués à NXP (wafer n°1). De plus, les résultats du wafer n°2 montrent que la moyenne caractéristique des facteurs de qualité des résonateurs de largeur $w = 20 \mu\text{m}$ est légèrement plus fort que pour les largeurs de $50 \mu\text{m}$ (de quelques centaines).

En comparant ces résultats avec ceux des résistances mot ionnelles, le choix de la largeur des poutres est à définir en fonction du paramètre à favoriser. En effet, une largeur faible sera retenue pour favoriser le facteur de qualité, tandis qu'une largeur plus grande sera retenue pour favoriser une résistance mot ionnelle plus faible. Cependant, le procédé de fabrication ayant été interrompu par la fermeture de la société, il est difficile de conclure sur le choix à effectuer.

Enfin, le meilleur facteur de qualité ($Q=2250$) a été mesuré pour un résonateur de type « T » ($w = 20 \mu\text{m}$), résonant à 25,79 MHz et dont la résistance mot ionnelle est de 2,1 k Ω . Les meilleurs résultats sont encourageants, les caractéristiques fonctionnelles atteintes correspondent à la limite basse du cahier des charges.

3.5.4 Conclusion des résultats obtenus

Les résultats des mesures montrent que le comportement des résonateurs est cohérent avec le modèle établi dans le chapitre 2. La méthode d'extraction des paramètres électriques équivalents est appropriée pour des études futures sur l'intégration des TFEAR dans des circuits électroniques (capacité parallèle, résistance mot ionnelle, impédance d'entrée et de sortie). L'intégration de ces caractéristiques dans des outils de simulation électrique utilisés en industrie, tels que CADENCE ou SPICE permettra de prévoir le comportement du TFEAR dans différentes applications.

D'autre part, les statistiques ont montré une grande dispersion dans les résultats obtenus et une certaine hétérogénéité des performances des résistances mot ionnelles et des facteurs de qualité. Une amélioration du procédé technologique de fabrication est donc à prévoir afin d'augmenter le rendement.

Enfin, malgré le faible rendement observé dans la section 3.4.1, l'analyse des meilleurs résultats est encourageante compte tenu du cahier des charges fixé dans le chapitre 1.

3.6 Dépendance en température de la fréquence de résonance

De précédents travaux ont déjà fait l'objet d'études sur la dérive en température de la fréquence de résonance de résonateurs MEMS. La plupart d'entre elles concernent principalement les résonateurs de type FBAR [54], SMR [88], SAW [89] et également à ondes de LAMB [29, 90]. Ces travaux reposent sur les propriétés des coefficients de dépendance en température du module d'YOUNG des matériaux utilisés. En effet, celui du dioxyde de silicium étant de signe opposé à celui des matériaux piézoélectriques tels que l'AlN et le ZnO, il est en théorie possible de compenser la dérive en température de la fréquence de résonance par l'ajout d'une couche de SiO₂. L'objectif de cette section est de présenter les résultats obtenus dans le cas du résonateur TFEAR.

L'expression la dépendance en température τ de la fréquence de résonance au premier ordre est :

$$f_r(\tau) = f_r(\tau_0)(1 + \text{TCF}\Delta\tau) \quad (3.23)$$

où τ_0 est la température de référence et $\Delta\tau$ représente la variation de la température relative. TCF est le coefficient de variation de la fréquence en température (*Temperature Coefficient of Frequency*) du TFEAR. Il est exprimé en dérivant l'expression 2.65 de la fréquence de résonance par rapport à la température, soit :

$$\text{TCF} = \frac{1}{f_r} \frac{\Delta f_r}{\Delta T} = \frac{1}{v} \frac{\partial v}{\partial \tau} - \alpha_{x,eq} \quad (3.24)$$

où $v = \sqrt{\frac{D_{eq}}{\rho_{eq}}}$ est la vitesse de propagation de l'onde dans le résonateur et $\alpha_{x,eq}$ correspond au coefficient d'élongation thermique du résonateur. Son expression peut être calculée en traitant le problème de la même façon que pour un actionneur thermique bimorphe [90], ce qui donne :

$$\begin{aligned} \alpha_{x,eq} &= \frac{1}{l} \frac{dl}{dT} \\ &= \frac{h_{el}E_{el}\alpha_{x,el} + h_{ox}E_{ox}\alpha_{x,ox} + h_P\frac{1}{s_{11}^E}\alpha_{x,P}}{h_{el}E_{el} + h_{ox}E_{ox} + h_P\frac{1}{s_{11}^E}} \end{aligned} \quad (3.25)$$

où, $\alpha_{x,el}$, $\alpha_{x,ox}$ et $\alpha_{x,P}$ sont, respectivement, le coefficient d'élongation thermique des électrodes, le coefficient d'élongation thermique de la couche de dioxyde de silicium et le coefficient d'élongation thermique de la couche piézoélectrique.

Le terme $\frac{1}{v} \frac{\partial v}{\partial \tau}$ de l'équation 3.24 correspond à la dépendance en température de la vitesse de propagation de l'onde acoustique. Celle-ci dépend des modules d'YOUNG, des coefficients de rigidité et des épaisseurs de chaque matériau constituant le résonateur.

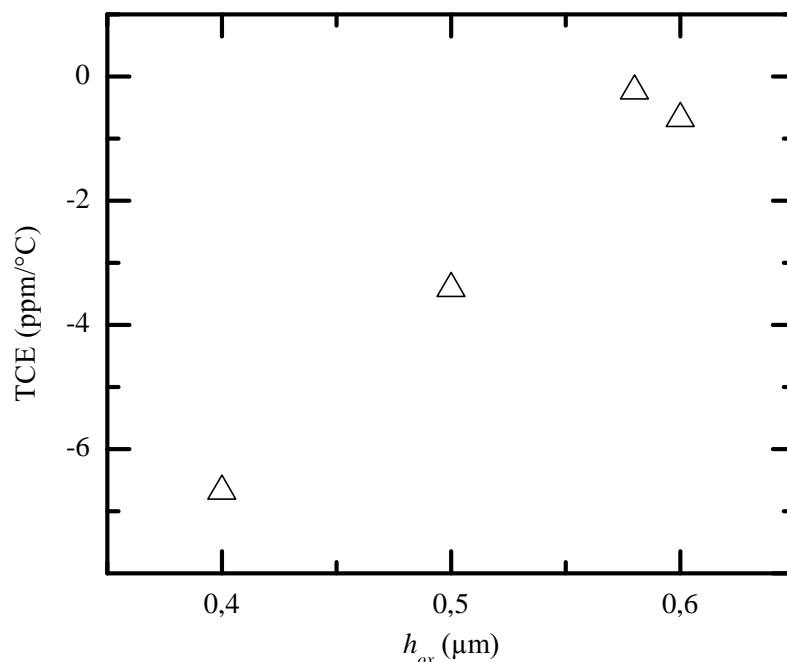


FIGURE 3.34: Coefficient TCF de variation de la fréquence de résonance en température du TFEAR, en fonction de l'épaisseur de la couche de dioxyde de silicium, obtenu par la méthode de calcul des éléments finis.

Dans le cas des barreaux multicouches, comme le TFEAR, la mise en équation du terme $\frac{1}{v} \frac{\partial v}{\partial \tau}$ nécessite un développement analytique détaillé [91, 90] dont l'analyse sort du contexte de ces travaux. L'étude théorique de la dérive en température du TFEAR a fait l'objet d'un stage ingénieur réalisé aux laboratoires du GREYC et à NXP SEMICONDUCTORS avant cette thèse [68]. Ce travail, réalisé par la méthode des éléments finis sous ANSYS[®], a permis de déterminer l'épaisseur de SiO₂ nécessaire afin d'obtenir un TCF minimal. Le résumé des résultats obtenus est présenté dans la figure 3.34. Finalement, une épaisseur de 0,6 µm SiO₂ a été choisie pour la réalisation des résonateurs.

Des mesures effectuées au cours de cette thèse ont suivi l'étude théorique. Le banc comprend un prober ELECTROGLASS 2001X, permettant de faire varier la température du wafer entre 25 °C et 125 °C. La fréquence de résonance est mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance AGILENT HP4294. Les échantillons mesurés ne correspondent pas aux wafer n°1 et n°2 étudiés précédemment. En effet, les mesures ont été effectuées sur l'une des premières plaques mises à disposition. Il s'agit du wafer 447A-12, dont les conditions de dépôt sont indiquées dans le tableau 3.2. Pour éviter les confusions, les résonateurs mesurés seront notés TFEAR A et TFEAR B.

Afin de vérifier l'efficacité de la couche de compensation en température, le coefficient de variation de la fréquence en température est évalué avant et après un traitement chimique. Ce dernier permet de supprimer la couche de SiO₂ par traitement à l'acide fluorhydrique

3.6 Dépendance en température de la fréquence de résonance

en phase gazeuse (HF gazeux) [92].

Les figures 3.35 et 3.36 présentent les résultats des mesures en température effectuées sur les deux TFEAR. Le coefficient TCF est calculé à partir de l'équation :

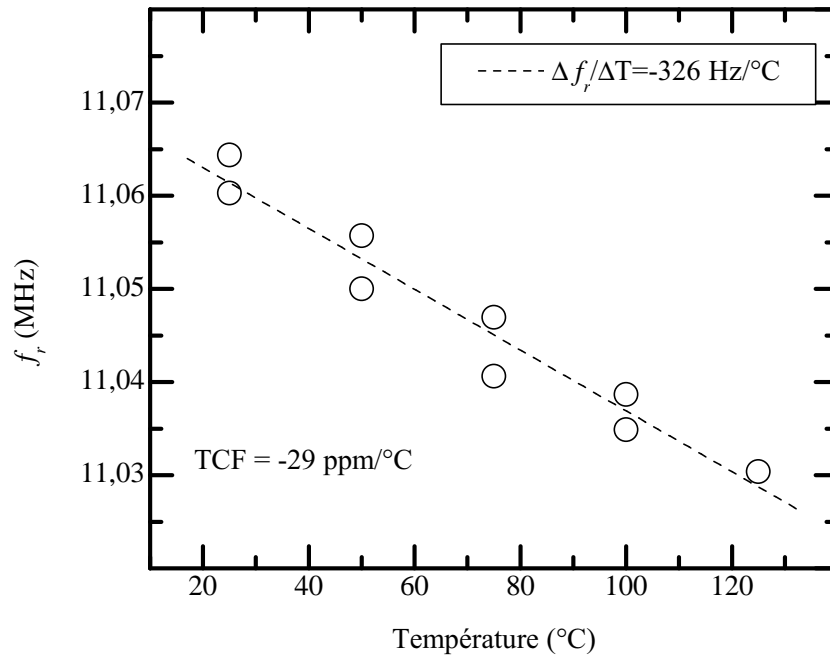
$$\text{TCF} = \frac{\frac{\Delta f_r}{\Delta T}}{f_{r,ref}} \cdot 10^6$$

où le coefficient de variation de la fréquence en température TCF est donné en ppm, $\frac{\Delta f_r}{\Delta T}$ représente la pente de la droite obtenue et $f_{r,ref}$ représente la fréquence de résonance de référence (mesurée à la température ambiante).

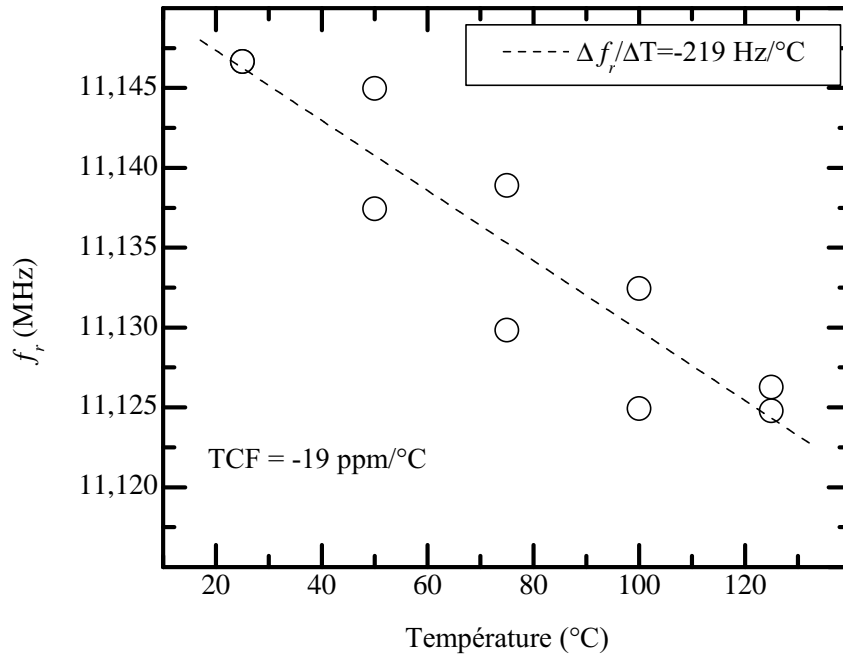
Une diminution du TCF de 10 ppm/C° a été relevée après le traitement à l'acide. Cette diminution traduit un comportement inverse de celui attendu. Toutefois, cette étude n'a pas été complétée par des mesures d'épaisseur de la couche de SiO₂, avant et après traitement à l'acide. Les simulations numériques servant à définir l'épaisseur de couche de SiO₂ ont été effectuées sur des matériaux dont les paramètres physiques correspondent aux valeurs trouvées dans la littérature. Or, ces valeurs de référence ne correspondent pas aux matériaux réalisés. De plus, le wafer utilisé pour ces mesures faisant partie des premiers fabriqués chez NXP SEMICONDUCTOR, le procédé de fabrication n'était pas optimisé (voir les valeurs de $d_{33,f}$ correspondant dans le tableau 3.2).

Dans ce cas, il est donc impossible de conclure quant à l'efficacité de la couche de compensation présente sur les échantillons mesurés. Afin de poursuivre cette étude, une des perspectives envisagées était d'élaborer une série de tests sur de nouveaux lots de wafers, présentant des épaisseurs de SiO₂ différentes. Ces mesures auraient permis d'une part, de valider les performances de la couche de compensation et d'autre part, de déterminer de façon expérimentale une épaisseur optimale. La fermeture du site de fabrication de la société a empêché ces nouvelles expérimentations.

3 Caractérisation électrique du TFEAR



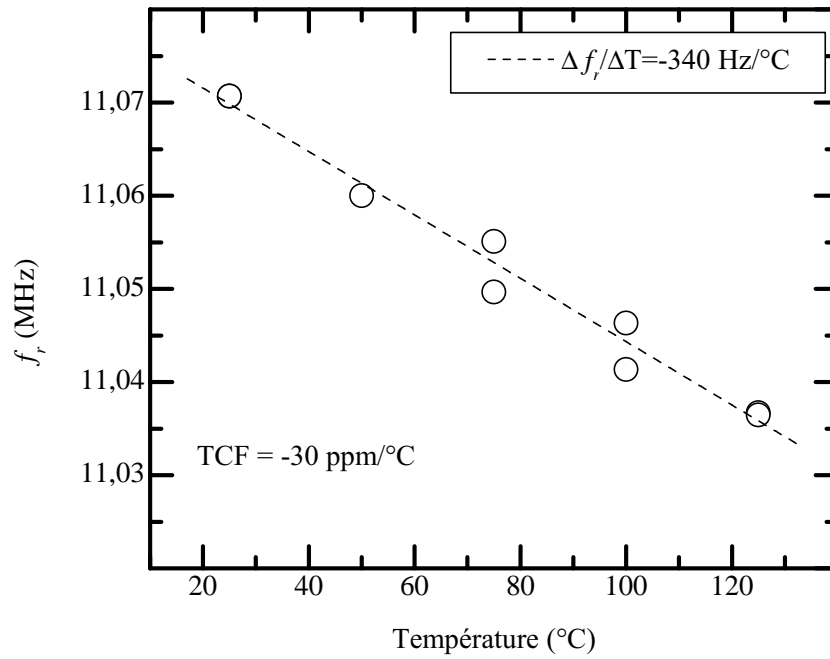
(a) TFEAR A avec couche de SiO_2 .



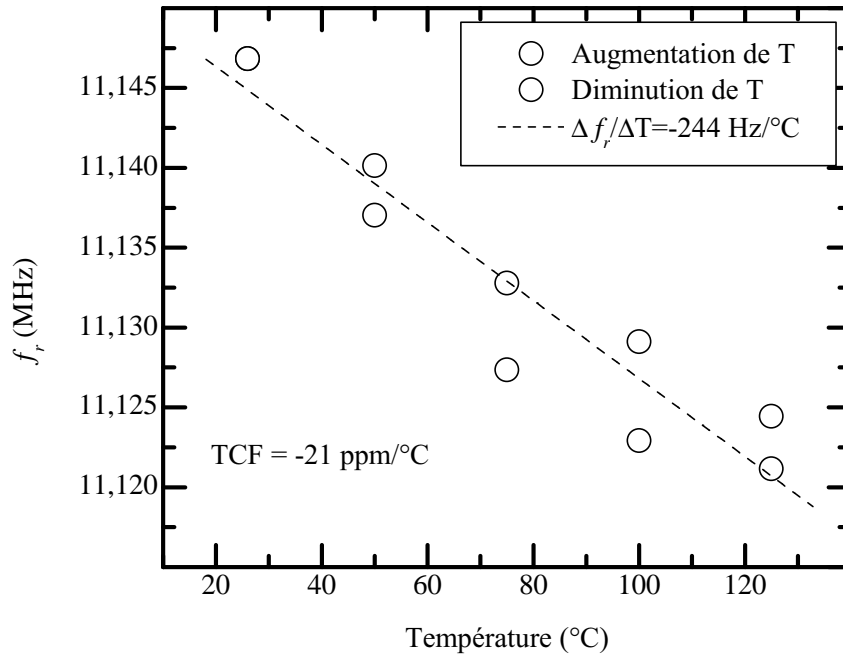
(b) TFEAR A sans couche de SiO_2 .

FIGURE 3.35: Dérive de la fréquence de résonance avec la température du TFEAR A avec et sans (traitement au HF gazeux) couche de SiO_2 .

3.6 Dépendance en température de la fréquence de résonance



(a) TFEAR B avec couche de SiO_2 .



(b) TFEAR B sans couche de SiO_2

FIGURE 3.36: Dérive de la fréquence de résonance avec la température du TFEAR B avec et sans (traitement au HF gazeux) couche de SiO_2 .

3.7 Perspectives pour la réalisation d'un oscillateur à base de TFEAR

Une des applications principalement visées du TFEAR, est son intégration dans un circuit oscillant afin de générer des signaux périodiques. Une étude expérimentale a été effectuée aux laboratoires de l'ESIEE pour démontrer la possibilité de réaliser un oscillateur à base de TFEAR. Ce travail ne concerne pas le dimensionnement rigoureux d'un oscillateur performant. Une étude plus approfondie aurait pu être envisagée dans le cas où le procédé de fabrication des TFEAR aurait été rendu optimal. Cette section reporte les résultats des mesures effectuées lors de cette thèse [93] sur un circuit oscillant simple.

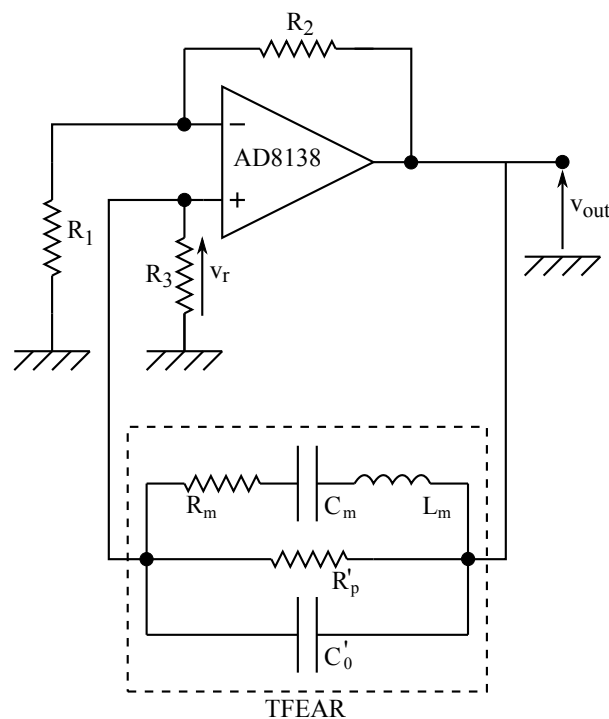


FIGURE 3.37: Circuit oscillant à base de résonateur TFEAR ($R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ et $R_3 = 680 \Omega$).

Le schéma de l'oscillateur est représenté dans la figure 3.37. Celui-ci peut être simplifié par le schéma de la figure 3.38. Les conditions d'oscillations sont fixées par le critère de BARKHAUSEN. L'équation sur l'amplification doit satisfaire :

$$\underline{A} \underline{B} = -1 \quad (3.26)$$

où \underline{A} et \underline{B} sont, respectivement, le gain de l'amplificateur et le gain de réaction en boucle ouverte. Dans le cas étudié, \underline{A} et \underline{B} sont donnés respectivement, par :

$$\underline{A} = \frac{v_{out}}{v^-} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 3,2 \quad (3.27)$$

3.7 Perspectives pour la réalisation d'un oscillateur à base de TFEAR

$$\underline{B} = \frac{v_r}{v_{out}} = \frac{R_3}{R_3 + \underline{Z}_{TFEAR}} \quad (3.28)$$

où \underline{Z}_{TFEAR} représente l'impédance du résonateur TFEAR.

En boucle fermée, la fréquence de l'oscillateur est donnée par l'équation sur l'argument, $\arg(\underline{A}\underline{B}) = 0$. Le gain des oscillations G_{osc} est donné par l'équation sur le module $|\underline{A}\underline{B}| = 1$. En prenant par hypothèse que $\frac{R_m}{R_p} \ll 1$ et $\frac{C_m}{C_0} \ll 1$, les solutions conduisent à :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \left(1 + \frac{C_0 R_m^2}{2L_m} \right) \quad (3.29)$$

$$G_{osc} = 1 + \frac{R_m}{R_3}. \quad (3.30)$$

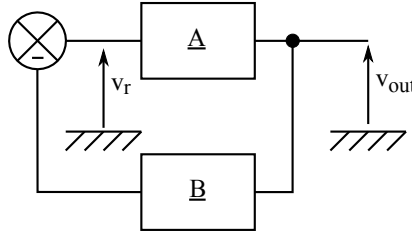


FIGURE 3.38: Schéma simplifié de l'oscillateur mis en oeuvre. Les impédances A et B représentent, respectivement, le gain de l'amplificateur (réalisé par l'amplificateur opérationnel) et le gain de réaction (réalisé par le TFEAR).

La mesure de v_{out} est effectuée à l'aide d'un oscilloscope. Un exemple de résultat est reporté dans la figure 3.39. Dans cet exemple, le TFEAR de type « X », a pour longueur $l = 325 \mu\text{m}$ et pour largeur $w = 50 \mu\text{m}$. Les paramètres équivalents de ce résonateur sont donnés dans le tableau 3.5. La fréquence de résonance f_r dans le tableau, correspond à celle mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance. La fréquence mesurée est $f_{mes} = 14,0540 \text{ Hz}$. Cette valeur concorde avec celle calculée analytiquement, à partir de l'équation 3.29, soit $f_{osc} = 14,04 \text{ MHz}$.

Paramètre	Valeur
f_r	14,047 MHz
R_m	950 Ω
L_m	10 mH
C_m	12,85 fF
R_p	78 k Ω
C_0	2 pF
Q	927

TABLE 3.5: Paramètres équivalents du TFEAR utilisé pour la réalisation de l'oscillateur.

Des mesures semblables effectuées sur différents échantillons, ont montré l'aptitude du résonateur TFEAR à fonctionner dans un tel circuit oscillant. Ces résultats ouvrent des

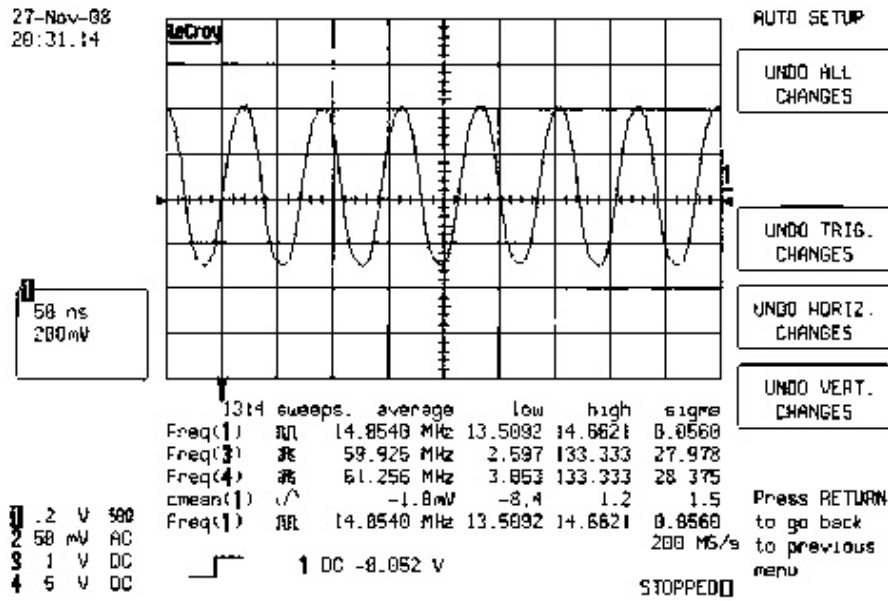


FIGURE 3.39: Oscillogramme obtenu en sortie du circuit 3.37. La fréquence mesurée est $f_{mes} = 14,0540$ Hz.

perspectives encourageantes pour la réalisation d'oscillateur MEMS. Le dimensionnement d'un oscillateur adapté aux caractéristiques du TFEAR est à envisager, afin d'évaluer ses performances en terme de bruit de phase. Les résultats pourront alors être comparés avec l'état de l'art actuel des oscillateurs.

3.8 Conclusion du troisième chapitre

Ce dernier chapitre synthétise les mesures de caractérisation effectuées dans les laboratoires de l'ESIEE et d'NXP SEMICONDUCTORS. Le modèle électrique équivalent établi lors de l'étude analytique dans le chapitre 3.8, a permis d'extraire les paramètres caractérisant les performances des résonateurs mesurés. Les études expérimentales du comportement électrique des résonateurs ont également permis de valider le modèle décrivant le TFEAR.

La comparaison des valeurs des paramètres physiques avec celles issues de l'état de l'art, montre que des investigations sont encore nécessaires afin d'améliorer la qualité de la couche piézoélectriques déposée. Les résistances motionnelles et les facteurs de qualité relevés sont encourageants, compte tenu du cahier des charges fixé (chapitre 3.8). De plus, les résultats de l'étude préliminaire sur la faisabilité du TFEAR à fonctionner en oscillateur, sont très prometteurs. D'autres travaux seront nécessaires, notamment au niveau du procédé de fabrication, afin d'introduire le TFEAR dans une chaîne de production industrielle complète, en vue de son intégration dans un circuit intégré.

Conclusion générale

Ce travail de thèse a été consacré à l'étude d'un résonateur piézoélectrique à ondes acoustiques de volume. La caractérisation électrique et la modélisation de ce dispositif, appelé TFEAR en raison de son mode de vibration en élongation, ont constitué l'essentiel de cette étude. Cette dernière s'inscrit dans un projet industriel dont l'objectif était de réaliser des résonateurs MEMS afin de les substituer aux quartz dans certaines applications. Ce manuscrit constitue une synthèse du travail réalisé, mêlant les aspects industriels de recherche et de projet. Diverses notions autour de la problématique de la conception d'un résonateur MEMS ont été abordées :

- le caractère industriel du projet et les contraintes liées,
- la compréhension des principes de la piézoélectricité et de l'élasticité linéaire mis en jeu,
- la modélisation du dispositif étudié,
- la mise en œuvre d'un plan de caractérisation en vue de donner des pistes d'optimisation des dispositifs réalisés.

Le premier chapitre résume les spécifications du résonateur attendues par rapport aux applications visées. L'étude bibliographique sur des résonateurs MEMS intégrables montre l'intérêt de concevoir un tel dispositif. La technologie de fabrication choisie, entièrement compatible avec les procédés de fabrication disponibles à NXP SEMICONDUCTORS, est basée sur seulement cinq étapes de photolithographie, lui garantissant un faible coût de fabrication.

L'approche théorique, menée dans le second chapitre, est traitée de façon progressive. Les résultats de la modélisation numérique 3D ont montré que certaines simplifications étaient envisageables dans les limites géométriques du résonateur étudié. Le TFEAR est ensuite modélisé par un développement analytique en 1D. Les éléments du schéma électrique équivalent obtenus sont exprimés en fonction des paramètres physiques (dont les pertes) et géométrique des matériaux constituant le TFEAR. Ainsi, ce travail a permis d'obtenir un modèle comportemental donnant des règles simples de conception et de design du résonateur. Le modèle permet également l'étude de structures de type TFEAR plus complexes à travers la modélisation numérique 3D. Les limites de convergence de la modélisation 3D vers la modélisation 1D ont été étudiées en fonction des dimensions des résonateurs. Ce travail ouvre des perspectives pour l'étude des résonateurs à faible facteur de forme (par exemple, les TFEAR de longueur $l=75\ \mu\text{m}$ et $w=50\ \mu\text{m}$) dont la

Conclusion générale

modélisation pourrait être affinée par la résolution des équations en 2D. Ce travail pourrait également être poursuivi par l'intégration des modes de flexions et des contraintes liées aux bras d'accroche, dans le modèle.

L'accord entre les résultats des modélisations et des mesures des échantillons, présentés dans le troisième chapitre, est très satisfaisant. Les interactions menées entre cette étude et celle du dépôt des couches minces (thèse de S. Loiseau [3]) a permis d'améliorer progressivement les performances des résonateurs fabriqués. Le coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ de $2,6 \text{ pm.V}^{-1}$, mesuré sur les dernières plaques est très encourageant. Il est à comparer avec la valeur théorique de référence maximale attendue ($3,93 \text{ pm.V}^{-1}$). Les mesures des paramètres physiques effectuées dans cette étude auraient pu être agrémentées par des mesures de coefficients mécaniques des matériaux (module d'YOUNG, coefficients de souplesse et de rigidité) afin d'établir un modèle encore plus précis des TFEAR fabriqués. Or les nombreux problèmes de fabrications rencontrés n'ont pas permis d'effectuer ces mesures. La cessation de production de nouveaux échantillons par NXP SEMICONDUCTORS a en effet, marqué l'arrêt du processus d'interactions engagé entre les deux thèses.

L'analyse statistique des paramètres électriques obtenus a permis de valider la reproductibilité des résultats et d'évaluer les performances atteintes. Ce travail a également permis de donner des pistes d'amélioration du procédé de fabrication, comme par l'ajout d'une couche tampon afin d'améliorer la cristallinité de l'AlN et la sélectivité de la gravure (non effectué à cause de l'arrêt du projet par NXP). Les valeurs de résistances motiionnelles et de facteurs de qualités des résonateurs fabriqués sont prometteuses ($R_m < 1 \text{ k}\Omega$ et $Q > 2000$) au regard des applications visées. Une étude consistant à corréliser les résultats des mesures des paramètres électriques avec les expressions analytiques issues du modèle, avait été engagée. L'objectif était de déterminer certaines grandeurs non mesurables directement telles que le coefficient d_{31} . Or, les délais imposés pour l'accomplissement de cette thèse n'ont pas suffi pour obtenir des résultats. Ce travail serait à envisager afin de poursuivre l'étude des résonateur TFEAR. Leurs performances peuvent encore être améliorer en optimisant notamment le dépôt de nitrure d'aluminium par un équipement dédié. Néanmoins, des tests préliminaires utilisant certains résonateurs TFEAR dans un circuit oscillateur ont permis à NXP de démontrer la viabilité du projet industriel et la capacité du composant à se substituer aux quartz dans certaines applications.

Les résultats de cette thèse et leur exploitation en interaction avec l'optimisation des techniques de dépôts permettent d'envisager des améliorations dans la réalisation des TFEAR. Ces résultats encourageants et les pistes d'améliorations obtenues permettent d'envisager l'intégration du TFEAR dans une chaîne de production, et démontrent ainsi la faisabilité industrielle d'un tel projet.

L'expérience acquise et les bons résultats obtenus au cours de cette étude sont le fruit d'une collaboration entre trois laboratoires d'origines et de savoir-faire variés (NXP, ESIEE et GREYC). Leurs compétences en microtechnologies et en caractérisations phy-

siques, furent mises à profit durant ces trois années de travail. Les problématiques liées à la conception du TFEAR m'ont permis d'aborder d'autres sujets parmi le large champ d'application de la piézoélectricité. Par exemple, la technologie développée pour le TFEAR peut servir pour réaliser des microphones ou encore des récupérateurs d'énergie. Des études menées aux laboratoires du GREYC (thèse en cours de X. ZHUANG [94]), m'ont également donné l'opportunité d'échanger certaines discussions sur la conception de magnétomètres associant les propriétés piézoélectrique et magnétostrictive de certains matériaux.

Liste des symboles

Général

$j = \sqrt{-1}$	Unité imaginaire
δ_{ij}	Symbole de KRONECKER
t	Temps (en s)
ω	Pulsation (rad.s^{-1})
f	Fréquence (Hz)
$f_{r,n}, f_{a,n}$	Fréquence de résonance et d'antirésonance du n-ième mode (en Hz)
f_r, f_a	Fréquence de résonance et d'antirésonance au mode fondamental (en Hz)
λ	Longueur d'onde (en m)
k	Nombre d'onde (m^{-1})
Q_n	Facteur de qualité due à la perte n
Q_{tot}	Facteur de qualité total

Grandeurs géométriques

(x, y, z) ou (x_1, x_2, x_3)	Coordonnées cartésiennes (en m)
i, j, k, l (en indice).....	Indices des termes des tenseurs ($1 \rightarrow x, 2 \rightarrow y, 3 \rightarrow z$)
α, β	Indices des termes des tenseurs en notation compressée
l, w, h	Dimensions géométriques (longueur, largeur, hauteur) (en m)
\mathcal{V}	Volume (en m^3)
$\mathcal{S}, \mathcal{S}_{capa}$	Surface (en m^2)
\vec{dx}, \vec{dx}' et dx, dx'	Vecteur et longueur de ces vecteurs (en m)
u_x, u_y, u_z	Composantes du déplacement (en m)
v	Vitesse (m.s^{-1})

Grandeurs électriques

Q	Charge électrique (en C)
ρ_e	Densité de charges électriques (en C.m^{-3})
I	Courant électrique (en A)

Liste des symboles

V, V_e	Potentiel électrique et tension aux bornes d'un élément (en V)
$C_0, C_m, C_{capa}, C_{mes}$	Capacité électrique (en F)
L_m	Inductance électrique (en H)
R_0, R_m, R_{capa}	Résistance (en Ω)
\vec{D}, D_i	Induction électrique et composante de l'induction électrique (en C.m ⁻²)
\vec{E}, E_i	Champ électrique et composantes du champ électrique (en V.m ⁻¹)
$\varepsilon, \varepsilon_{ij}$	Permittivité diélectrique d'un solide isotrope et anisotrope (en F.m ⁻¹)
Z, Z_{mes}	Impédance électrique (en Ω)
Y, Y_{capa}	Admittance électrique (en Ω^{-1})
G_{capa}	Conductance (en Ω^{-1})
B_{capa}	Susceptance (en Ω^{-1})
η_ε	Perte diélectrique

Grandeurs mécaniques

E_n	Module d'Young du matériau n (en Pa)
D_{eq}	Module des rigidités du matériau équivalent (en Pa.m)
ρ	Densité volumique (en kg.m ⁻³)
ν_n	Coefficient de Poisson du matériau n
σ_n	Densité surfacique du matériau n (en kg.m ⁻²)
σ_{eq}	Densité surfacique du matériau équivalent (en kg.m ⁻²)
S_{ij}, S_α	Tenseur des déformations (relatives)
T_{ij}, T_α	Tenseur des contraintes (N.m ⁻²)
F_{ij}	Force linéique d'élongation (N.m ⁻¹)
c_{ijkl}, c_α	Rigidités des matériaux élastiques (Pa ou N.m ⁻²)
c_{ijkl}^E, c_α^E	Rigidités des matériaux piézoélectriques à \vec{E} constant (Pa ou N.m ⁻²)
s_{ijkl}, s_α	Soupleses des matériaux élastiques (Pa ⁻¹ ou m ² .N ⁻¹)
s_{ijkl}^E, s_α^E	Soupleses des matériaux piézoélectriques à \vec{E} constant (Pa ⁻¹ ou m ² .N ⁻¹)
$\varepsilon_{ij}^S, \varepsilon_{ij}^T$	Permittivités diélectriques à S et à T constant (en F.m ⁻¹)
η_n	Perte viscoélastique (mécanique) du matériau de type n
η_{eq}	Perte mécanique du matériau équivalent

Grandeurs piézoélectriques

e_{ijk}	Constantes piézoélectriques (V.m ⁻¹)
d_{ijk}	Constantes piézoélectriques (m.V ⁻¹)
k_{ij}	Coefficient de couplage électromécanique
K	Facteur de couplage électromécanique
η_d	Perte piézoélectrique

Table des figures

1.1	Loi « <i>More than Moore</i> ». [2]	17
1.2	Oscillateurs présents dans un téléphone GSM classique. [13]	18
1.3	Classement des résonateurs MEMS	21
1.4	Schéma de principe du fonctionnement d'un résonateur à couplage capacitif.	24
1.5	Propagation d'ondes planes dans un solide anisotrope.	28
1.6	Allure de la décroissance des amplitudes des composantes longitudinales (u_L) et transversales (u_T) des ondes de RAYLEIGH en fonction de la profondeur dans un solide isotrope.	29
1.7	Génération d'ondes de Rayleigh à l'aide d'électrodes interdigitées à la surface d'un solide piézoélectrique.	29
1.8	Onde de Lamb (déformation d'une plaque).	30
1.9	Exemples de résonateurs BAW pour les applications hautes fréquences.	31
1.10	Facteurs de qualité (1.10a) et résistances motionnelles (1.10b) des résonateurs piézoélectriques et électromécaniques issus de l'état de l'art. Les zones non hachurées correspondent aux valeurs de Q et de R_m en accord avec le cahier des charges.	37
1.11	Représentation en 3D du TFEAR avec un bras d'accroche.	39
1.12	Vues schématiques en « T » (a) et « X » (b) d'un TFEAR.	39
1.13	Images obtenues par microscopie électronique à balayage de deux résonateurs TFEAR.	39
1.14	Classification des principales méthodes de dépôts de couches minces.	40
2.1	Déformation d'un solide.	46
2.2	Représentation des composantes du tenseur des contraintes T_{ij}	47
2.3	Présentation du modèle du TFEAR étudié pour la résolution numérique en trois dimensions. La poutre est composée des couches Al/AlN/Al/SiO ₂ et vibre dans le vide sans contrainte.	53
2.4	Présentation du maillage quadratique utilisé pour la simulation par éléments finis sous COMSOL en 3D ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$). Le modèle étudié comporte 126 630 degrés de liberté.	57

2.5	Présentation de résultats du calcul des déplacements par la méthode des éléments finis en 3D du résonateur TFEAR sans pertes ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$) à la fréquence de résonance du mode d'élongation.	57
2.6	Présentation de résultats du calcul modal en 3D de la fréquence de résonance du mode d'élongation en fonction de l'inverse de la longueur de la poutre.	58
2.7	Amplitude des déplacements suivant z du TFEAR avec et sans couche de compensation en température (SiO_2). Etant donné qu'il s'agit d'un TFEAR sans pertes, les valeurs maximales de l'amplitude ne sont pas précisées (valeurs arbitraires).	59
2.8	Résultats des simulations 3D sous COMSOL de l'impédance électrique (module et phase) du résonateur ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$) autour de la fréquence de résonance du mode d'élongation.	60
2.9	Valeurs calculées sous COMSOL des différentes composantes du tenseur des contraintes T_α dans une couche piézoélectrique ($l = 350 \mu\text{m}$; $w = 50 \mu\text{m}$) à la fréquence de résonance du mode d'élongation.	61
2.10	Vue en coupe du résonateur dans le plan x, z identifiant la position des couches sur l'épaisseur.	63
2.11	Représentation de l'amplitude $ u_x $ en fonction de la fréquence d'excitation d'un TFEAR de longueur $l = 350 \mu\text{m}$. Le modèle 1D est comparé avec le modèle 3D.	70
2.12	Représentation de l'amplitude du déplacement $ u_{z,total} $ en fonction de la fréquence d'excitation d'un TFEAR de longueur $l = 350 \mu\text{m}$. Le modèle 1D est comparé avec le modèle numérique 3D.	72
2.13	Ecarts relatifs des fréquences de résonance entre le modèle 3D et le modèle 1D en fonction du rapport $\frac{\text{longueur}}{\text{largeur}}$ du TFEAR. Les symboles en rouges correspondent à un modèle monocouche ne considérant que le matériau piézoélectrique. Les autres couleurs correspondent à différents modèles multicouches du TFEAR, détaillées dans le tableau 2.3. Le modèle 3D du TFEAR multicouche ne converge plus vers le modèle 1D à partir d'un rapport $\frac{l}{w} \simeq 10$, ce qui correspond à un écart relatif de 500 ppm sur la fréquence de résonance.	73
2.14	Résultats du calcul analytique 1D (équation 2.65) de la fréquence de résonance du TFEAR en fonction de l'inverse de la longueur. Les résultats sont comparés avec ceux du calcul modal en 3D sous COMSOL des deux poutres de largeurs $w = 50 \mu\text{m}$ et $w = 5 \mu\text{m}$	74

2.15	Représentation de l'amplitude et de la phase de l'impédance électrique $Z = \frac{1}{Y}$ (équation 2.79) en fonction de la fréquence d'excitation. Les résultats analytiques 1D sont comparés avec ceux issus du calcul numérique 3D d'un résonateur de $350\ \mu\text{m}$ de longueur et de $50\ \mu\text{m}$ de largeur.	76
2.16	Schéma électrique équivalent du résonateur.	77
2.17	Impédance électrique du schéma équivalent 2.16 (équation 2.84) comparé à l'expression analytique 2.79, autour des quatre premières harmoniques. Seules les deux premières harmoniques sont calculées pour le schéma équivalent ($n = 0, 1$).	78
2.18	Représentation de l'amplitude $ u_x $ des déplacements suivant x en fonction de la fréquence d'excitation. Les couches constituant le résonateur, de longueur $l = 350\ \mu\text{m}$, comportent des pertes dont les coefficients sont fixés à $\eta = 10^{-3}$. Le modèle 1D est comparé avec le modèle 3D.	80
2.19	Ecart relatif entre la fréquence de résonance sans pertes et avec pertes du modèle 1D (équation 2.94) en fonction des pertes. Le calcul est obtenu pour un résonateur de longueur $l = 350\ \mu\text{m}$. Les résultats du modèle 1D sont comparés avec ceux du modèle 3D (avec $w = 50\ \mu\text{m}$). Les pertes sont considérées isotropes et égales dans toutes les couches. Pour des valeurs de pertes faibles ($< 10 \cdot 10^{-3}$), l'écart est négligeable.	81
2.20	Schéma électrique équivalent du résonateur autour de la fréquence de résonance fondamentale.	83
2.21	Amplitude et phase de l'impédance électrique calculées à partir de l'équation 2.97 du modèle 1D avec pertes ($\eta = 10^{-3}$) et comparées avec le modèle 3D simulé sous COMSOL	84
2.22	Schéma électrique équivalent modifié du résonateur autour de la fréquence de résonance fondamentale, utilisé pour le TFEAR.	87
2.23	Impédances électriques calculées à partir des éléments du schéma de la figure 2.22 ainsi que ceux de l'expression analytique complète 2.97 du modèle 1D ($\eta_P = 10 \cdot 10^{-3}$ pour la couche piézoélectrique et $\eta = 10^{-3}$ pour les autres pertes). Les résultats sont comparés avec ceux issus de l'expression analytique 2.97 ainsi que ceux issus des simulations 3D sous COMSOL.	87
2.24	Evolution des résistances modélisant les pertes du schéma électrique équivalent simplifié de la figure 2.22 ($\eta = 10^{-3}$), en fonction de la fréquence de fonctionnement, en échelle logarithmique. Leur valeur à la fréquence de résonance fondamentale est indiquée par une croix.	88
2.25	Impédance électrique calculée à partir des éléments du schéma électrique de la figure 2.22. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus par simulation 3D sous COMSOL. Les résistances modélisant les pertes sont fixées à leur valeur à la fréquence de résonance.	89

2.26	Variation du facteur de qualité en fonction des différentes pertes. Q est normalisé par rapport à sa valeur évaluée dans le cas où toutes les pertes sont égales à 10^{-3}	90
3.1	Organisation et distribution des cellules d'un wafer de test.	94
3.2	Présentation et disposition des différentes fonctionnalités présentes sur la surface d'une cellule PCM.	95
3.3	Exemple de problèmes rencontrés lors du procédé de fabrication.	97
3.4	Présentation et disposition des différentes fonctionnalités présentes sur la surface d'une cellule de test.	98
3.5	Dessin technique des masques utilisés en photolithographie pour la fabrication d'un résonateur TFEAR utilisé lors des mesures ($l = 350 \mu\text{m}$, $w = 50 \mu\text{m}$).	99
3.6	Dérive de la fréquence de résonance en fonction du désalignement en x (sens positif) du masque de la couche considérée. Les résultats sont issus des simulations par éléments finis pour un TFEAR de longueur $l = 75 \mu\text{m}$ et de largeur $w = 50 \mu\text{m}$ avec bras d'accroche de type « T ».	102
3.7	Dérive de la fréquence de résonance en fonction du désalignement en y du masque de la couche considérée. Les résultats sont issus des simulations par éléments finis pour un TFEAR de longueur $l = 75 \mu\text{m}$ et de largeur $w = 50 \mu\text{m}$ avec bras d'accroche de type « T ».	102
3.8	Dérive de la fréquence de résonance induite par l'incertitude suivant la longueur maximale (+50 nm) des masques de photolithographie, en fonction de la longueur du résonateur. Les résultats sont calculés à partir de l'équation 2.65 du modèle 1D.	103
3.9	Principe de la mesure par interférométrie laser.	105
3.10	Banc de mesure optique par interférométrie laser utilisé pour la détermination du coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$	106
3.11	Représentation d'une capacité planaire de test dont le diélectrique est constitué d'AlN ($400 \mu\text{m} \times 400 \mu\text{m}$).	106
3.12	Sonde coplanaire servant à la mesure de l'impédance des capacités planaires (CASCADE MICROTECH Infinity Probe i40 GS)	110
3.13	Permittivités diélectriques mesurées en fonction de la fréquence du signal d'excitation. Les coordonnées de la position des puces considérées sont indiquées. Les barres d'erreurs correspondent aux incertitudes sur les dimensions géométriques des capacités fabriquées.	111
3.14	Banc de mesure de l'impédance électrique des échantillons.	113
3.15	Schéma de principe de la mesure de l'impédance électrique des échantillons.	113
3.16	Synoptique de l'acquisition de l'impédance électrique des échantillons.	114

3.17	Vue schématique du dispositif de mesure. C_{ox} représente la capacité formée par le dioxyde de silicium. R_{sub} et C_{sub} correspondent respectivement, à la résistance et à la capacité du substrat en silicium. Les « PAD » correspondent aux connecteurs permettant la pose des pointes pour les mesures.	115
3.18	Schéma électrique équivalent du TFEAR dans la configuration de mesure.	116
3.19	Schéma électrique équivalent du TFEAR dans la configuration de mesure après simplification. Il est utilisé pour l'extraction des paramètres électriques. C'_0 correspond aux capacités C_{sub} et C_0 en parallèle. R'_p correspond aux résistances R_{sub} et R_0 en parallèle. R_m , L_m et C_m représentent la branche motionnelle du résonateur TFEAR. Leurs expressions sont données dans le tableau 2.5 de la page 91.	117
3.20	Impédance électrique d'un TFEAR mesurée et comparaison avec l'impédance calculée à partir du schéma équivalent extrait (TFEAR de type « T », de 250 μm de longueur et de 50 μm de largeur).	118
3.21	Algorithme de calcul des paramètres électriques des TFEAR mesurés. . .	120
3.22	Algorithme permettant le tri des TFEAR mesurés.	120
3.23	Vue détaillé des trois premiers masques (connecteur, électrode inférieure et AlN) d'un résonateur TFEAR ($l = 350 \mu\text{m}$, $w = 50 \mu\text{m}$). Une surgravure de l'AlN peut provoquer des circuits ouverts dans la zone sensible entourée.	123
3.24	Vue au MEB d'un résonateur de type « X » non libéré lors de l'étape de gravure profonde ($l = 75 \mu\text{m}$ et $w = 20 \mu\text{m}$).	123
3.25	Distribution, par type et par largeur, du taux de résonateurs fonctionnels mesurés sur le wafer n°1, en fonction de la longueur.	124
3.26	Distribution, par type et par largeur, du taux de résonateurs fonctionnels mesurés sur le wafer n°2, en fonction de la longueur.	125
3.27	Cartographie du wafer n°1 dont la couche d'AlN a été déposée par NXP SEMICONDUCTORS.	126
3.28	Cartographie du wafer n°2 dont la couche d'AlN a été déposée par un équipementier extérieur.	127
3.29	Fréquences de résonance mesurées en fonction de l'inverse de la longueur des TFEAR du wafer n°1 et 2. Les résultats des mesures sont représentés en fonction de l'inverse de la longueur totale ainsi qu'en fonction de l'inverse de la longueur effective.	131
3.30	Distribution du taux de résistances motionnelles mesurées sur des échantillons provenant du wafer n°1 (AlN déposé par NXP SEMICONDUCTORS).	132
3.31	Distribution du taux de résistances motionnelles mesurées sur des échantillons provenant du wafer n°2 (AlN déposé par un équipementier extérieur)	133

Table des figures

3.32	Distribution du taux de facteurs de qualité mesurés sur des échantillons provenant du wafer n°1 (AlN déposé par NXP SEMICONDUCTORS). . . .	134
3.33	Distribution du taux de facteurs de qualité mesurés sur des échantillons provenant du wafer n°2 (AlN déposé par un équipementier extérieur) . . .	135
3.34	Coefficient TCF de variation de la fréquence de résonance en température du TFEAR, en fonction de l'épaisseur de la couche de dioxyde de silicium, obtenu par la méthode de calcul des éléments finis.	138
3.35	Dérive de la fréquence de résonance avec la température du TFEAR A avec et sans (traitement au HF gazeux) couche de SiO ₂	140
3.36	Dérive de la fréquence de résonance avec la température du TFEAR B avec et sans (traitement au HF gazeux) couche de SiO ₂	141
3.37	Circuit oscillant à base de résonateur TFEAR ($R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,2\text{ k}\Omega$ et $R_3 = 680\ \Omega$).	142
3.38	Schéma simplifié de l'oscillateur mis en oeuvre. Les impédances A et B représentent, respectivement, le gain de l'amplificateur (réalisé par l'amplificateur opérationnel) et le gain de réaction (réalisé par le TFEAR). . . .	143
3.39	Oscillogramme obtenu en sortie du circuit 3.37. La fréquence mesurée est $f_{mes} = 14,0540\text{ Hz}$	144
3.40	Schéma du principe de la pulvérisation cathodique.	169

Liste des tableaux

1.1	Comparaison des caractéristiques des résonateurs à quartz et en céramique.	17
1.2	Principales caractéristiques d'oscillateurs de quelques applications visées.	19
1.3	Cahier des charges du résonateur pour les applications visées.	20
1.4	Mécanismes de transduction couramment utilisés en technologie MEMS. Ceux utilisés dans les microrésonateurs sont indiqués en rouge. [14]	22
1.5	État de l'art des résonateurs électromécaniques.	25
1.6	Principaux modes de vibration de résonateurs BAW (vue de côté).	31
1.7	Comparaison des principales propriétés des matériaux piézoélectriques utilisés en technologie MEMS.	33
1.8	État de l'art des résonateurs piézoélectriques.	34
1.9	Description des étapes de fabrication du résonateur TFEAR.	42
2.1	Compression des indices.	48
2.2	Résumé des dimensions du résonateur étudié.	54
2.3	Spécification des différents types de maillages utilisés pour les simulations.	73
2.4	Expression des résistances normalisées modélisant les pertes dans le schéma équivalent de la figure 2.20. Le calcul est effectué à partir des valeurs numériques données en annexe 2.	83
2.5	Synthèse des expressions des paramètres du schéma électrique équivalent issus du modèle analytique autour de la fréquence de résonance fondamentale.	91
3.1	Résumé des incertitudes latérales et des erreurs en épaisseurs de chaque couche constituant le TFEAR, induites par le procédé de fabrication.	101
3.2	Synthèse des plus grandes valeurs de $d_{33,f}$ obtenues sur les différents lots de wafers livrés. Les conditions de dépôt de la couche d'AlN sont indiquées. Le tableau est ordonné chronologiquement en partant du haut (premier wafer testé) vers le bas.	108
3.3	Exemple de paramètres électriques extraits des mesures (type « T », de 250 μm de longueur et de 50 μm de largeur) et comparaison avec les résultats du calcul analytique 1D.	119

Liste des tableaux

3.4	Comparaison du nombre de TFEAR fonctionnels de type « T » et « X » pour deux wafers mesurés.	121
3.5	Paramètres équivalents du TFEAR utilisé pour la réalisation de l'oscillateur.	143

Bibliographie

- [1] H. IWAI, « CMOS technology after reaching the scale limit », *Extended Abstracts - 2008 8th International Workshop on Junction Technology (IWJT '08)*, p. 1–2, mai 2008.
- [2] « "More than Moore" White Paper », *International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS)*.
- [3] S. LOISEAU, *Développement d'un procédé industriel de fabrication de résonateurs MEMS à structures Métal/AlN/Métal*. Thèse doctorat, 2010.
- [4] G. MOORE, « Cramming More Components Onto Integrated Circuits », *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, p. 82–85, janvier 1998.
- [5] T. CLAASEN, « An Industry Perspective on Current and Future State of the Art in System-on-Chip (SoC) Technology », *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, p. 1121–1137, juin 2006.
- [6] M. SHAM, Y. CHEN, L. LEUNG, J. LIN et T. CHUNG, « Challenges and Opportunities in System-in-Package (SiP) Business », *2006 7th International Conference on Electronic Packaging Technology*, p. 1–5, août 2006.
- [7] K. ROY, B. JUNG et A. R. THAN, « Integrated Systems in the More-than-Moore Era : Designing Low-Cost Energy-Efficient Systems Using Heterogeneous Components », *2010 23rd International Conference on VLSI Design*, p. 464–469, janvier 2010.
- [8] Y. HAO, « RF inductors with suspended and copper coated thick crystalline silicon spirals for monolithic MEMS LC circuits », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, p. 853–855, décembre 2005.
- [9] A. YU, A. LIU et Q. ZHANG, « Tunable MEMS LC resonator with large tuning range », *Electronics Letters*, vol. 41, no. 15, p. 855, 2005.
- [10] K. OKADA, H. SUGAWARA, H. ITO, K. ITOI, M. SATO, H. ABE, T. ITO et K. MASU, « On-Chip High Q Variable Inductor Using Wafer-Level Chip-Scale Package Technology », *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, p. 2401–2406, septembre 2006.
- [11] M. SHAKHRAI, « Microelectromechanical (MEMS) varactors for mobile communications », *Electron Devices and Materials, 2003. Proceedings. 4th Annual 2003 Siberian Russian Workshop on*, p. 3 – 9, 2003.

- [12] C.-C. NGUYEN, « Frequency-selective MEMS for miniaturized low-power communication devices », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, p. 1486–1503, 1999.
- [13] C. LAM, « A review of the recent development of MEMS and crystal oscillators and their impacts on the frequency control products industry », *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, p. 694–704, novembre 2008.
- [14] J. JUDY, « Microelectromechanical systems (MEMS) : fabrication, design and applications », *Smart materials and Structures*, vol. 10, no. 6, p. 1115–1134, 2001.
- [15] H. a. C. TILMANS, W. D. RAEDT et E. BEYNE, « MEMS for wireless communications : from RF-MEMS components to RF-MEMS-SiP », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 13, p. S139–S163, juillet 2003.
- [16] C. BERGAUD, E. COCHETEAU, M. GUIRARDEL, L. NICU et B. BELIER, « Design and fabrication of arrays of nanoelectromechanical resonators for parallel detection of biomolecular interactions », *ETFA 2001. 8th International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation. Proceedings (Cat. No.01TH8597)*, vol. 00, p. 305–308, 2001.
- [17] M. K. ZALALUTDINOV, J. D. CROSS, J. W. BALDWIN, B. R. ILIC, W. ZHOU, B. H. HOUSTON et J. M. PARPIA, « CMOS-Integrated RF MEMS Resonators », *Journal of Microelectromechanical Systems*, p. 1–9, 2010.
- [18] J. BEEK, P. STEENEKEN et B. GIESBERS, « A 10MHz piezoresistive MEMS resonator with high Q », *2006 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, p. 475–480, juin 2006.
- [19] J. J. M. BONTEMPS, A. MURRONI, J. T. M. van BEEK, J. A. T. M. VAN DEN HOMBERG, J. J. KONING, G. E. J. KOOPS, G. J. A. M. VERHEIJDEN, J. van WINGERDEN, K. L. PHAN, P. VERMEEREN, C. VAN DER AVOORT, H. C. W. BEIJERINCK et P. G. M. BALTUS, « 56 MHz piezoresistive micromechanical oscillator », *Transducers 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, p. 1433–1436, juin 2009.
- [20] O. DUCLOUX, J. W. PARK, N. TIERCELIN, P. PERNOD, V. PREOBRAZHENSKY, M. HAMON, Y. SAKAI et H. FUJITA, « MEMS resonators actuated by TbCo/FeCo nanostructured magnetostrictive multilayers in liquid environment », *TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, p. 1019–1022, juin 2009.
- [21] Z. XING, J. ZHAI, J. LI et D. VIEHLAND, « Investigation of external noise and its rejection in magnetoelectric sensor design », *Journal of Applied Physics*, vol. 106, no. 2, p. 024512, 2009.
- [22] DURAND, *Développement de résonateurs électromécaniques en technologie Silicon On Nothing, à détection capacitive et amplifiée par transistor MOS, en vue d'une co-*

- intégration permettant d'adresser une application de référence de temps*. Thèse doctorat, 2009.
- [23] K. CIOFFI, « 32KHz MEMS-based oscillator for low-power applications », *Proceedings of the 2005 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, p. 551–558, 2005.
- [24] K. CIOFFI, « Low phase noise 70 MHz micromechanical reference oscillators », *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, p. 1927–1930, 2004.
- [25] S. POURKAMALI, « High-Q Single Crystal Silicon HARPSS Capacitive Beam Resonators With Self-Aligned Sub-100-nm Transduction Gaps », *Journal of Micro Electro Mechanical Systems*, August, p. 487–496, 2003.
- [26] F. BANNON, J. CLARK et C.-C. NGUYEN, « High-Q HF microelectromechanical filters », *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 35, p. 512–526, apr 2000.
- [27] T. MATTILA, A. OJA, H. SEPPA, O. JAAKKOLA, J. KIIHAMAKI, H. KATTELUS, M. KOSKENVUORI, P. RANTAKARI et I. TITTONEN, « Micromechanical bulk acoustic wave resonator », *Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE*, vol. 1, p. 945–948, 2002.
- [28] F. AYAZI, S. POURKAMALI, G. HO et R. ABDOLVAND, « High-Aspect-Ratio SOI Vibrating Micromechanical Resonators and Filters », *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 676–679, juin 2006.
- [29] V. KAAJAKARI, T. MATTILA, A. OJA, J. KIIHAMAKI et H. SEPPA, « Square-Extensional Mode Single-Crystal Silicon Micromechanical Resonator for Low-Phase-Noise Oscillator Applications », *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, p. 173–175, avril 2004.
- [30] S. BHAVE, R. MABOUDIAN et R. HOWE, « Fully-differential poly-sic lame-mode resonator and checkerboard filter », *18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2005. MEMS 2005.*, no. Figure 2, p. 223–226, 2005.
- [31] J. WANG, J. BUTLER, T. FEYGELSON et C.-C. NGUYEN, « 1.51-GHz nanocrystalline diamond micromechanical disk resonator with material-mismatched isolating support », *17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. Maastricht MEMS 2004 Technical Digest*, p. 641–644, 2004.
- [32] Y.-U. LIN, S.-S. LI, Z. REN et C.-C. NGUYEN, « Low phase noise array-composite micromechanical wine-glass disk oscillator », *IEEE International Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest.*, vol. 00, no. c, p. 278–281, 2005.
- [33] S.-S. LI, Y.-W. LIN, Y. XIE, Z. REN et C.-C. NGUYEN, « Micromechanical "hollow-disk" ring resonators », *17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. Maastricht MEMS 2004 Technical Digest*, p. 821–824.

- [34] Y. XIE, S.-S. LI, Y.-W. LIN, Z. REN et C. NGUYEN, « UHF micromechanical extensional wine-glass mode ring resonators », *IEEE International Electron Devices Meeting 2003*, p. 39.2.1–39.2.4, 2003.
- [35] Y.-W. LIN, S. LEE, S.-S. LI, Y. XIE, Z. REN et C.-C. NGUYEN, « Series-resonant VHF micromechanical resonator reference oscillators », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, p. 2477–2491, déc. 2004.
- [36] D. ROYER et E. DIEULESAINT, *Ondes élastiques dans les solides, Tome 1 : Propagation libre et guidées*. Masson, 1996.
- [37] D. ROYER et E. DIEULESAINT, « Propagation et génération des ondes élastiques », *Techniques de l'ingénieur*, vol. E3210, 2001.
- [38] R. M. WHITE et F. W. VOLTMER, « Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves », *Applied Physics Letters*, vol. 7, no. 12, p. 314, 1965.
- [39] V. LUBECKE, B. BARBER et L. FETTER, « High-Q MEMS for wireless integrated circuits », *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2001. TELSIKS 2001. 5th International Conference on*, vol. 1, no. September, p. 203–209, 2001.
- [40] T. HDIJI, H. MNIF et M. LOULOU, « Integration of SAW Filters », *Integrated Circuit Design and Technology and Tutorial, 2008. ICICDT 2008. IEEE International Conference on*, p. 245 – 248, 2008.
- [41] Y. SATOH, T. NISHIHARA, T. YOKOYAMA, M. UEDA et T. MIYASHITA, « Development of Piezoelectric Thin Film Resonator and Its Impact on Future Wireless Communication Systems », *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 44, p. 2883–2894, mai 2005.
- [42] R. AIGNER, « SAW and BAW technologies for RF filter applications : A review of the relative strengths and weaknesses », *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, p. 582–589, novembre 2008.
- [43] S. TADIGADAPA et K. MATETI, « Piezoelectric MEMS sensors : state-of-the-art and perspectives », *Measurement Science and Technology*, vol. 20, p. 092001, septembre 2009.
- [44] G. PIAZZA, R. ABDOLVAND et F. AYAZI, « Voltage-tunable piezoelectrically-transduced single-crystal silicon resonators on SOI substrate », *The Sixteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2003. MEMS-03 Kyoto. IEEE*, p. 149–152, 2003.
- [45] S. HUMAD, R. ABDOLVAND, G. HO, G. PIAZZA et F. AYAZI, « High frequency micro-mechanical piezo-on-silicon block resonators », *IEEE International Electron Devices Meeting, 2003. IEDM'03 Technical Digest*, p. 39–3, 2003.

- [46] G. PIAZZA, P. J. STEPHANOU et A. P. PISANO, « Piezoelectric Aluminum Nitride Vibrating Contour-Mode MEMS Resonators », *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 15, p. 1406–1418, décembre 2006.
- [47] P. ROSENBERG, A. JAAKKOLA, J. DEKKER, A. NURMELA, T. PENSALA, S. ASMALA, T. RIEKKINEN, T. MATTILA et A. ALASTALO, « Piezoelectrically actuated micromechanical BAW resonators », *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, p. 2181–2184, novembre 2008.
- [48] M. RINALDI, C. ZUNIGA, C. ZUO et G. PIAZZA, « Super-high-frequency two-port AlN contour-mode resonators for RF applications. », *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 57, p. 38–45, janvier 2010.
- [49] E. MILYUTIN et P. MURALT, « PMBAR* - shear mode TFBAR based on (001)AlN thin film », *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, p. 1215–1217, novembre 2008.
- [50] L. YAN, J. WU et W. TANG, « A 1.14GHz piezoelectrically transduced disk resonator », *Micro Electro Mechanical Systems, 2005. MEMS 2005. 18th IEEE International Conference on*, p. 203–206, 2005.
- [51] a. VOLATIER, G. CARUYER, D. TANON, P. ANCEY, E. DEFAY et B., « UHF/VHF resonators using lamb waves co-integrated with bulk acoustic wave resonators », *2005 IEEE Ultrasonics*, vol. 00, no. c, p. 902–905, 2005.
- [52] V. YANTCHEV et I. KATARDJIEV, « Micromachined thin film plate acoustic resonators utilizing the lowest order symmetric lamb wave mode », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 54, no. 1, p. 87–95, 2007.
- [53] J. BJURSTROM, I. KATARDJIEV et V. YANTCHEV, « Lateral-field-excited thin-film Lamb wave resonator », *Applied Physics Letters*, vol. 86, no. 15, p. 154103, 2005.
- [54] A. ARTIEDA et P. MURALT, « High-Q AlN/SiO₂ symmetric composite thin film bulk acoustic wave resonators. », *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 55, p. 2463–8, novembre 2008.
- [55] J. PARK, H. LEE, K. LEE, H. LEE, Y. KO, J. SHIN, S. MOON et J. BU, « Micromachined FBAR RF filters for advanced handset applications », *Transducers, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, 2003*, vol. 1, p. 3–6, 2003.
- [56] K. KIM, J. YOON, M. GU, W. SONG, Y. YOON et H. PARK, « TFBAR filters for 2 GHz wireless applications », *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*, p. 1181–1184, 2002.
- [57] C. D. CORSO, A. DICKHERBER et W. D. HUNT, « Lateral field excitation of thickness shear mode waves in a thin film ZnO solidly mounted resonator », *Journal of Applied Physics*, vol. 101, no. 5, p. 054514, 2007.

- [58] J. MASSON, G. MARTIN, R. BOUDOT, Y. GRUSON, S. BALLANDRAS, a. ARTIEDA, P. MURALT, B. BELGACEM et L. CHOMELOUX, « On the dispersive behaviour of AlN/Si High Overtone Bulk Acoustic Resonators », *2007 IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 21st European Frequency and Time Forum*, p. 741–744, mai 2007.
- [59] R. LANZ et P. MURALT, « 8 GHz microwave filters based on bulk acoustic waves in piezoelectric AlN thin films », *Applications of Ferroelectrics, 2002. ISAF 2002. Proceedings of the 13th IEEE International Symposium on*, 2002.
- [60] R. LANZ et P. MURALT, « Solidly mounted BAW filters for 8 GHz based on AlN thin films », *Ultrasonics, 2003 IEEE Symposium on*, vol. 1, p. 178 – 181 Vol.1, 2003.
- [61] J. BJURSTROM, D. ROSEN, I. KATARDJIEV, V. YANCHEV et I. PETROV, « Dependence of the electromechanical coupling on the degree of orientation of c-textured thin AlN films », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 51, p. 1347–1353, oct. 2004.
- [62] A. STOFFEL, A. KOVACS, W. KRONAST et B, « LPCVD against PECVD for micro-mechanical applications », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 1, 1996.
- [63] M. BRISSAUD, *Matériaux piézoélectriques - Caractérisation, modélisation et vibration*. Presses polytechniques et universitaires romandes, 2007.
- [64] E. GAVIGNET, *Propagation des ondes de surface transverses en milieu piézoélectrique : Application aux résonateurs haute fréquence*. Thèse doctorat, 1995.
- [65] L. VALBIN, *Elaboration de couches minces de nitrure d'aluminium par pulvérisation cathodique pour la réalisation de micro-transducteurs ultrasonores*. Thèse doctorat, 2004.
- [66] M. TURNER, R. CLOUGH, H. MARTIN et L. TOPP, « Stiffness and Deflection Analysis of Complex Structures », *journal of the Aeronautical Sciences*, vol. 23, no. 9, p. 527–536, 1956.
- [67] G. DHATT et G. TOUZOT, *Une présentation de la methode des elements finis*. Maloine, 1984.
- [68] A. FOUGERAT, « Étude de la dérive en température de la fréquence de résonance d'un oscillateur piézoélectrique de type MEMS », *Rapport de stage - NXP Semiconductors*, 2007.
- [69] K. UCHINO et S. HIROSE, « Loss mechanisms in piezoelectrics : how to measure different losses separately », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 48, no. 1, p. 307–321, 2001.
- [70] E. v. K. HILL, « The vibrational response of the rectangular parallelepiped with completely stress-free boundaries », *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 75, no. 2, p. 442–446, 1984.

- [71] M. BRISSAUD, « Characterization of piezoceramics. », *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 38, p. 603–17, jan. 1991.
- [72] N. LAMBERTI et M. PAPPALARDO, « A general approximated two-dimensional model for piezoelectric array elements », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 42, p. 243–252, mars 1995.
- [73] M. DENDA, « Development of the boundary element method for 2D piezoelectricity », *Composites Part B : Engineering*, vol. 30, p. 699–707, oct. 1999.
- [74] R. F. MILSOM, « Two-Dimensional Theory of Thin-Film ZnO Resonators on Silicon », *1982 Ultrasonics Symposium*, p. 484–489, 1982.
- [75] K. VAN DYKE, « The Piezo-Electric Resonator and Its Equivalent Network », *Proceedings of the IRE*, vol. 16, p. 742–764, juin 1928.
- [76] W. MASON, *Electromechanical Transducers and Wave Filters*. D. Van Nostrand Co. 2nd Ed., 1948.
- [77] S. SHERRIT, S. LEARY, B. DOLGIN et Y. BAR-COHEN, « Comparison of the Mason and KLM equivalent circuits for piezoelectric resonators in the thickness mode », *1999 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. International Symposium (Cat. No.99CH37027)*, no. c, p. 921–926, 1999.
- [78] M. REDWOOD, « Transient Performance of a Piezoelectric Transducer », *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 33, no. 4, p. 527–536, 1961.
- [79] R. KRIMHOLTZ, D. LEEDOM et G. MATTHAEI, « New equivalent circuits for elementary piezoelectric transducers », *Electronics Letters*, vol. 6, no. 13, p. 398, 1970.
- [80] R. HOLLAND, « Representation of dielectric, elastic, and piezoelectric losses by complex coefficients », *IEEE Trans. Sonics Ultrason*, vol. 14, no. 1, p. 18–20, 1967.
- [81] X.-H. DU, Q.-M. WANG et K. UCHINO, « Accurate determination of complex materials coefficients of piezoelectric resonators. », *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 50, p. 312–20, mars 2003.
- [82] N. RATEL, « Micro-résonateurs MEMS », *Rapport de stage - NXP Semiconductors*, 2008.
- [83] J. LIU, « Piezoelectric coefficient measurement of piezoelectric thin films : an overview », *Materials Chemistry and Physics*, vol. 75, p. 12–18, avril 2002.
- [84] Z. HUANG, G. LEIGHTON, R. WRIGHT, F. DUVAL, H. CHUNG, P. KIRBY et R. WHATMORE, « Determination of piezoelectric coefficients and elastic constant of thin films by laser scanning vibrometry techniques », *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 135, p. 660–665, avril 2007.
- [85] P. MURALT, J. ANTIFAKOS, M. CANTONI, R. LANZ et F. MARTIN, « Is there a better material for thin film BAW applications than AlN ? », *IEEE Ultrasonics Symposium, 2005.*, vol. 1, no. 3, p. 315–320, 2005.

Bibliographie

- [86] C. HUMBERTO, *Acoustic Wave and Electromechanical Resonators - Concept to Key Applications*. Artech House, 2010.
- [87] « IEEE Standard on Piezoelectricity », *ANSI/IEEE Std 176-1987*, 1988.
- [88] S. OHTA, K. NAKAMURA, A. DOI et Y. ISHIDA, « Temperature characteristics of solidly mounted piezoelectric thin film resonators », *Ultrasonics, 2003 IEEE Symposium on*, vol. 2, p. 2011 – 2015, 2003.
- [89] N. TSUBOUCHI, K. AND MIKOSHIBA, « Zero-Temperature-Coefficient SAW Devices on AlN Epitaxial Films », *Sonics and Ultrasonics, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 5, p. 634 – 644, 1985.
- [90] J. H. KUYPERS, G. VIGEVANI et A. P. PISANO, « Intrinsic temperature compensation of aluminum nitride Lamb wave resonators for multiple-frequency references », *2008 IEEE International Frequency Control Symposium*, p. 240–249, mai 2008.
- [91] G. WINGQVIST, L. ARAPAN, V. YANTCHEV et I. KATARDJIEV, « Temperature compensation of thin AlN film resonators utilizing the lowest order symmetric lamb mode », *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, p. 1207–1210, nov. 2008.
- [92] G. A. C. M. SPIERINGS, « Wet chemical etching of silicate glasses in hydrofluoric acid based solutions », *Journal of Materials Science*, vol. 28, p. 6261–6273, déc. 1993.
- [93] O. MARESCHAL, S. LOISEAU, A. FOUGERAT, L. VALBIN, G. LISSORGUES, S. SAEZ, C. DOLABDJIAN, R. BOUREGBA et G. POUILLAIN, « Piezoelectric aluminum nitride resonator for oscillator », *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 57, p. 513–517, mai 2010.
- [94] X. ZHUANG, *Etude du bruit de capteurs magnéto-électriques - Application à la magnétométrie à haute sensibilité*. Thèse doctorat, en cours.
- [95] B. HALG, « On a nonvolatile memory cell based on micro-electro-mechanics », *IEEE Proceedings on Micro Electro Mechanical Systems, An Investigation of Micro Structures, Sensors, Actuators, Machines and Robots.*, no. L, p. 172–176.

Annexe 1

Pulvérisation cathodique

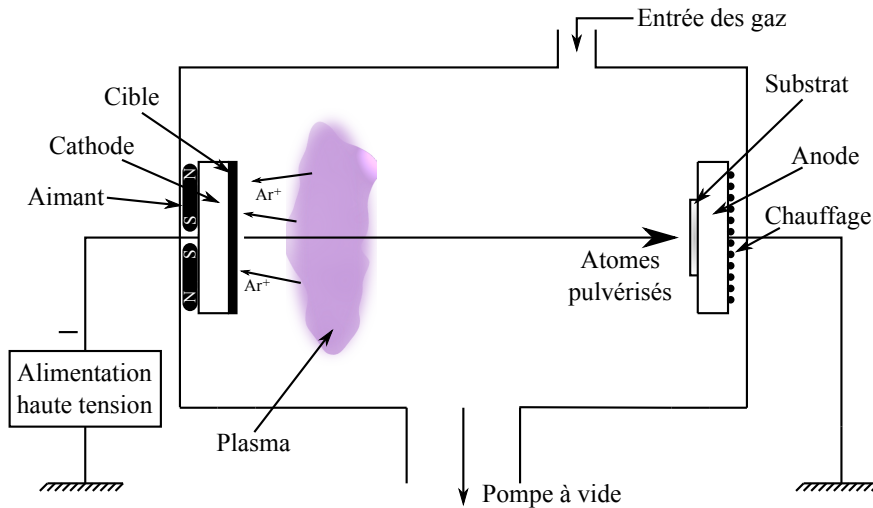


FIGURE 3.40: Schéma du principe de la pulvérisation cathodique.

La figure 3.40 présente le schéma de principe de la pulvérisation cathodique. Le substrat cible est constitué du matériau à déposer. Il est placé sous vide, puis un gaz plasmagène est introduit (en général de l'argon) dans l'enceinte. La cible est polarisée négativement (ce qui constitue la cathode), afin de créer un plasma (milieu contenant des ions positifs et des électrons en quantités égales, ainsi que des molécules excitées). Sous l'effet du champ électrique, les ions positifs d'argon (Ar^+) sont extraits du plasma et entrent en collision avec le substrat, ce qui a pour conséquence d'arracher des atomes. Certains d'entre eux atteignent le substrat situé à l'anode et se condensent dessus pour réaliser une couche mince. Des aimants permanents de polarité inverse peuvent être ajoutés sous la cible, créant ainsi un champ magnétique perpendiculaire au champ électrique. Les électrons proches de la cible sont alors déviés par la force de LORENTZ induite. En conséquence, la quantité de gaz ionisé augmente et le plasma est plus dense.

L'alimentation à haute tension peut être de type continue (DC), continue pulsée ou alternative (AC). Avec une alimentation continue, il n'est pas possible de déposer des couches minces provenant d'une cible de matériau isolant tel que l'AlN.

Annexe 2

Paramètres physiques des matériaux utilisés

Permittivité du vide : $\varepsilon_0 = 8,854187 \cdot 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$.

Niture d'aluminium (AlN) [89, 90]

$$\rho_{AlN} = 3260 \text{ kg.m}^{-3}$$

$$c_{ij}^E = \begin{bmatrix} 3,45 & 1,25 & 1,2 & 0 & 0 & 0 \\ 1,25 & 3,45 & 1,2 & 0 & 0 & 0 \\ 1,2 & 1,2 & 3,95 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1,18 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,18 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,1 \end{bmatrix} \cdot 10^{11} \text{ Pa}$$

$$e_{i\alpha} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -0,48 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0,48 & 0 & 0 \\ -0,58 & -0,58 & 1,55 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ C.m}^{-2}$$

$$\varepsilon_{ij}^S = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 \\ 0 & 8 & 0 \\ 0 & 0 & 9,5 \end{bmatrix} \cdot \varepsilon_0 \text{ F.m}^{-1}$$

$$s_{ij}^E = \begin{bmatrix} 0,353 & -0,101 & -0,076 & 0 & 0 & 0 \\ -0,101 & 0,353 & -0,076 & 0 & 0 & 0 \\ -0,076 & -0,076 & 0,328 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,85 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,85 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,91 \end{bmatrix} \cdot 10^{-11} \text{ Pa}^{-1}$$

$$d_{i\alpha} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -4,07 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -4,07 & 0 & 0 \\ -2,65 & -2,65 & 5,53 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot 10^{-12} \text{ C.N}^{-1}$$

$$\varepsilon_{ij}^T = \begin{bmatrix} 8,2 & 0 & 0 \\ 0 & 8,2 & 0 \\ 0 & 0 & 10,8 \end{bmatrix} \cdot \varepsilon_0 \text{ F.m}^{-1}$$

Aluminium (Al) [36, 95]

$$\rho_{Al} = 2700 \text{ kg.m}^{-3}$$

$$E_{Al} = 70 \text{ GPa}$$

$$\nu_{Al} = 0,35$$

Dioxyde de silicium (SiO₂) [36, 90, 95]

$$\rho_{SiO_2} = 2200 \text{ kg.m}^{-3}$$

$$E_{SiO_2} = 70 \text{ GPa}$$

$$\nu_{SiO_2} = 0,17$$

Étude d'un résonateur piézoélectrique à ondes acoustiques de volume en technologie film mince

Résumé

Le résonateur étudié s'insère dans un projet industriel porté par NXP SEMICONDUCTORS. L'objectif est la réalisation d'un résonateur MEMS RF intégrable en vue de remplacer le quartz dans certaines applications. La compatibilité du procédé de fabrication avec les technologies utilisées par la société et le faible coût de production représentent les principaux enjeux du projet. Le résonateur TFEAR (*Thin Film Elongation Acoustic Resonator*) est un barreau, constitué d'une superposition de couches minces de type Métal/AlN/Métal. Les propriétés piézoélectriques du nitrure d'aluminium (AlN) sont ainsi exploitées : l'application d'un champ électrique alternatif, parallèle à l'épaisseur du barreau, entraîne une propagation d'ondes acoustiques suivant sa longueur. Les dimensions des résonateurs fabriqués correspondent à des fréquences de résonance comprises entre 10 MHz à 50 MHz. Cette thèse s'intéresse la modélisation et à la caractérisation électrique du résonateur TFEAR.

Les modèles théoriques sont développés par simulations numériques 3D et par calculs analytiques 1D. Le comportement électrique du TFEAR est décrit par un schéma équivalent, dont les éléments sont exprimés en fonction des paramètres physiques et des pertes des matériaux le constituant. Un facteur de qualité de 2250 sur un TFEAR résonant à 25,79 MHz et dont la résistance motionnelle est de 2,1 k Ω a été relevé. Ces mesures ont été complétées par la caractérisation des paramètres physiques de la couche piézoélectrique. Par exemple, des valeurs de coefficient piézoélectrique $d_{33,f}$ atteignant 2,6 pm.V⁻¹ ont été relevées (pour un maximum théorique de 3,93 pm.V⁻¹).

Mots clés : MEMS, résonateur, piézoélectrique, élongation, AlN.

Study of a piezoelectric bulk acoustic wave resonator in thin film technology

Abstract

The studied resonator is part of an industrial project carried by NXP SEMICONDUCTORS. The objective is the realization of an integrable RF MEMS resonator in order to replace quartz in some applications. The compatibility of the manufacturing process with the technologies used by the company and low cost production represent the main challenges of the project. The resonator TFEAR (*Thin Film Elongation Acoustic Resonator*) is a bar, consisting of a superposition of thin film type Metal/AlN/metal. The piezoelectric properties of aluminum nitride (AlN) are exploited : the application of an alternating electric field, parallel to the thickness of the bar, resulting in propagation of acoustic waves along its length. The sizes of the manufactured resonators correspond to resonant frequencies between 10 MHz to 50 MHz. This thesis focuses on modeling and electrical characterization of the TFEAR resonator.

The models are developed by 3D numerical simulations and by 1D analytical calculations. The electrical behavior of TFEAR is described by an equivalent circuit which elements are expressed in terms of physical parameters and losses of the constituent materials. A quality factor of 2250 on a 25.79 MHz resonant TFEAR which motional resistance is 2.1 k Ω has been noticed. These measurements were completed by the characterization of the physical parameters of the piezoelectric layer. For example, piezoelectric coefficient $d_{33,f}$ values were recorded up to 2.6 pm.V⁻¹ (for a theoretical maximum of 3.93 pm.V⁻¹).

Key words : MEMS, resonator, piezoelectric, elongation, AlN.