



HAL
open science

TRANSDUCTEURS ELECTROACOUSTIQUES ET ULTRASONORES: DES MACRO- AUX MICRO-SYSTEMES

Libor Rufer

► **To cite this version:**

Libor Rufer. TRANSDUCTEURS ELECTROACOUSTIQUES ET ULTRASONORES: DES MACRO- AUX MICRO-SYSTEMES. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. tel-00192700

HAL Id: tel-00192700

<https://theses.hal.science/tel-00192700>

Submitted on 29 Nov 2007

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.

Université Joseph Fourier de Grenoble

SYNTHESE DES TRAVAUX DE RECHERCHE

présentée par

Libor Rufer

pour obtenir

l'Habilitation à Diriger des Recherches
Spécialité Physique

**TRANSDUCTEURS ELECTROACOUSTIQUES ET
ULTRASONORES :
DES MACRO- AUX MICRO-SYSTEMES**

soutenue le 16 novembre 2007 devant le jury :

Président du jury

M. Bernard COURTOIS

Directeur de Recherches CNRS

CMP-TIMA Grenoble

Rapporteurs

M. Philippe BLANC-BENON

Directeur de Recherches CNRS

Ecole Centrale, Lyon

M. Alain FOUCARAN

Professeur des Universités

Université Montpellier

M. Michel SAINT-PAUL

Professeur des Universités

UJF Grenoble

Examineurs

M. Michel BRISSAUD

Professeur des Universités

INSA Lyon

M. Bertrand DUBUS

Directeur de Recherches CNRS

IEMN Lille

REMERCIEMENTS

Ce mémoire présente mes travaux de recherche effectués successivement à l'Université Technique Tchèque à Prague, à l'École Centrale de Lyon et à l'Université Joseph Fourier de Grenoble. Les résultats les plus récents ont été obtenus au Laboratoire TIMA au sein de l'équipe RMS (Reliable Mixed-signal Systems).

Je souhaite, en premier lieu, exprimer à Salvador Mir, responsable de l'équipe RMS, toute mon amitié et ma reconnaissance pour m'avoir d'abord invité à travailler au sein de son équipe, et pour m'avoir également laissé de l'espace nécessaire pour préparer ce mémoire dans de bonnes conditions.

Je tiens ensuite à remercier Bernard Courtois pour le soutien qu'il a porté à mes projets pendant toutes les années où il dirigeait le Laboratoire TIMA et pour avoir accepté la Présidence de ce jury d'habilitation.

Je remercie ensuite Geneviève Comte-Bellot, George Quezel, Jean Marc Fournier et Dominique Borrione, pour leur accueil dans leurs laboratoires.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mes professeurs qui sont devenus plus tard mes collègues à la Faculté de Génie Electrique de l'Université Technique Tchèque à Prague, Zdenek Skvor et Josef Merhaut. C'est avec eux que j'ai fait mes premiers pas en électroacoustique et évolué ensuite grâce aux nombreux projets que nous avons développés ensemble.

Merci également à tous ceux qui ont contribué, de manière plus ou moins directe, à la réussite de mes projets de recherche et d'enseignement par leurs conseils, compétences, savoirs : les membres des groupes RMS et MNS du Laboratoire TIMA et de l'équipe du CIME (Centre Interuniversitaire de la Microélectronique) de Grenoble. Ma reconnaissance s'adresse également à tout le personnel technique et administratif de TIMA, des mécaniciens des ateliers à l'UFR Physique et DSU de UJF Grenoble et enfin à tous mes anciens collègues de l'Université Technique Tchèque à Prague. Je remercie Hubert Delori pour sa relecture soigneuse de ce manuscrit.

Je voudrais remercier les membres du jury pour avoir accepté de participer à la soutenance de cette thèse : Philippe Blanc-Benon, Alain Foucaran, Michel Saint-Paul, Michel Brissaud et Bertrand Dubus.

Je terminerai par le meilleur pour remercier à Jana, mon épouse pour son amour, sa gentillesse, sa compréhension, sa patience, et aussi pour sa relecture attentive de ce mémoire. Je remercie également mon fils David pour sa patience et son indulgence quand le travail sur ce mémoire me rendait indisponible.

TITRE***TRANSDUCTEURS ELECTROACOUSTIQUES ET ULTRASONORES :
DES MACRO- AUX MICRO-SYSTEMES***

RESUME

Ce document est rédigé en vue de l'obtention d'un diplôme d'habilitation à diriger des recherches de l'Université Joseph Fourier de Grenoble. Il présente une synthèse de travaux de recherche concernant les transducteurs électroacoustiques et ultrasonores, le Curriculum vitae et la production scientifique du candidat. Les travaux de recherche ont été conduits successivement à l'Université Technique Tchèque à Prague jusqu'en 1993, à l'Ecole Centrale de Lyon entre 1993 et 1994 et à l'Université Joseph Fourier de Grenoble depuis 1994. Les résultats les plus récents ont été obtenus au Laboratoire TIMA au sein de l'équipe RMS.

Dans ce document, nous définissons la problématique des transducteurs électroacoustiques et ultrasonores et nous traçons les faits les plus marquants du progrès dans ce domaine. Nous présentons brièvement l'état de l'art des transducteurs piézoélectriques, capacitifs, piézorésistifs et électrothermiques en soulignant les réalisations dans le domaine de l'acoustique et des ultrasons. Nous présentons les progrès dans ce domaine apportés par les nouvelles technologies, ainsi que nos travaux sur ces types de transducteurs. Nous aborderons quelques méthodes de test développées pour des applications acoustiques et démontrerons leur applicabilité dans le domaine du test des systèmes analogiques et mixtes. La problématique des transducteurs acoustiques dans diverses applications et l'apport de nouvelles technologies pour leur évolution constituent le fil directeur de ce travail.

MOTS CLES

Transducteurs électroacoustiques, transducteurs électromécaniques, transduction électrostatique, piézoélectricité, piézorésistivité, effet thermomécanique, microsystèmes, méthodes de test.

TITLE***ELECTROACOUSTIC AND ULTRASOUND TRANSDUCERS:
FROM MACRO- TO MICRO-SYSTEMS***

ABSTRACT

This report was written in order to obtain the diploma 'Habilitation à Diriger des Recherches (HDR)' of Joseph Fourier University, Grenoble. It gives an overview of research related to electroacoustic and ultrasound transducers, the Curriculum Vitae, and publication record of the candidate. The research was successively accomplished at Czech Technical University, Prague until 1993, at Ecole Centrale, Lyon from 1993 to 1994 and at Joseph Fourier University, Grenoble since 1994. The most recent results were obtained at the Group RMS of the TIMA Laboratory.

In this report, we are giving the overview of the scope of the electroacoustic and ultrasonic transducers and we report on the most important features of the progress in this field. We are giving briefly the state of the art of piezoelectric, capacitive, piezoresistive, and electrothermal transducers and we are pointing out implementations in the field of acoustics and ultrasonics. We are presenting the contribution of new technologies to the progress in the field as well as our work on these types of transducers. We address some methods of test developed originally for acoustic applications and show their applicability in the field of the test of analog and mixed systems. Acoustic transducers in different applications and the contribution of new technologies to their development are the guidelines of this work.

KEYWORDS

Electroacoustic transducers, electromechanical transducers, electrostatic transducers, piezoelectricity, piezoresistivity, thermomechanical effect, MEMS, test methods.

INTITULE ET ADRESSE DU LABORATOIRE

Laboratoire TIMA, 46 Avenue Félix Viallet, 38031 Grenoble Cedex, France

ISBN : 978-2-84813-110-8

SOMMAIRE

1.	SYNTHESE DE MES TRAVAUX DE RECHERCHE	5
1.1.	INTRODUCTION ET PROBLEMATIQUE GENERALE	5
1.2.	TRANSDUCTEURS PIEZOELECTRIQUES	8
1.2.1.	<i>Conversion piézoélectrique</i>	9
1.2.2.	<i>Transducteurs ultrasonores de puissance</i>	15
1.2.3.	<i>Transducteurs piézopolymères</i>	17
1.2.4.	<i>Transducteurs à ondes acoustiques de surface</i>	20
1.3.	TRANSDUCTEURS CAPACITIFS	22
1.3.1.	<i>Conversion électrostatique</i>	24
1.3.2.	<i>Microphone électret</i>	28
1.3.3.	<i>Microphone sur silicium</i>	29
1.3.4.	<i>Transducteur capacitif ultrasonore micro-usiné (CMUT)</i>	33
1.3.5.	<i>μ-Générateur électrique</i>	35
1.4.	METHODES DE CONVERSION NON REVERSIBLE	37
1.4.1.	<i>Conversion piézorésistive</i>	38
1.4.2.	<i>Conversion électrothermique</i>	41
1.4.3.	<i>Transducteur pulse-écho micro-usiné</i>	42
1.5.	METHODES DE TEST	45
1.5.1.	<i>Etalonnage des transducteurs</i>	45
1.5.2.	<i>Méthodes de mesures acoustiques</i>	50
1.5.3.	<i>Test des systèmes analogiques et mixtes</i>	54
1.6.	PERSPECTIVES DE RECHERCHE, CONCLUSIONS ET PLAN DE TRAVAIL	57
1.6.1.	<i>Capteur chimique à base des ondes acoustiques de surface</i>	57
1.6.2.	<i>μ-Interrupteur RF électrostatique</i>	59
1.6.3.	<i>Sonde pour un monitoring per-opératoire ORL</i>	63
1.6.4.	<i>Micro-capteur pour la mesure d'ondes acoustiques hautes fréquences dans l'air</i>	65
1.6.5.	<i>Test de microsystèmes</i>	67
1.6.6.	<i>Conclusions et plan de travail</i>	69
1.7.	BIBLIOGRAPHIE	71
1.8.	TABLE DES ILLUSTRATIONS	78
2.	CURRICULUM VITÆ, PRODUCTION SCIENTIFIQUE, FORMATION PAR LA RECHERCHE	81
2.1.	CURRICULUM VITÆ	81
2.2.	PRODUCTION SCIENTIFIQUE	85
2.3.	FORMATION PAR LA RECHERCHE	93
2.3.1.	<i>Enseignement à l'Université Joseph Fourier et INP, Grenoble (1994 – 2007)</i>	93
2.3.2.	<i>Enseignement à la Faculté de Génie Electrique, Université Technique Tchèque, Prague (1976 - 1992)</i>	98
2.4.	AUTRES ACTIVITES	99
2.4.1.	<i>Administration et autres responsabilités collectives</i>	99
2.4.2.	<i>Référé pour les éditions des revues et membre des comités scientifiques</i>	99
2.4.3.	<i>Participation aux projets de recherche</i>	100
2.4.4.	<i>Collaborations industrielles</i>	103

1. SYNTHÈSE DE MES TRAVAUX DE RECHERCHE

1.1. INTRODUCTION ET PROBLÉMATIQUE GÉNÉRALE

Les transducteurs sont des dispositifs qui transforment l'énergie d'une forme en une autre. Dans le cas de transducteurs électroacoustiques et électromécaniques, c'est l'énergie électrique qui est transformée en énergie acoustique ou mécanique et vice-versa. Le sujet de la transduction électromécanique attire une attention croissante de la communauté scientifique et industrielle depuis les années 1980 avec l'arrivée des microsystèmes (MEMS pour Micro-ElectroMechanical Systems). La problématique de transducteurs électroacoustiques, basée sur des œuvres classiques de Rayleigh [1], Olson [2], Kinsler et Frey [3] et autres a une relativement longue histoire. Elle a été développée par une communauté restreinte de chercheurs, dont le but principal a été la conception des premiers haut-parleurs et microphones. Le progrès de cette matière a apporté des analogies électroacoustique et électromécanique comme un outil le plus utile d'analyse des problèmes acoustiques et mécaniques. Actuellement, cette problématique continue à être développée dans un nouveau contexte, complétée par des aspects technologiques et orientée de plus en plus vers la miniaturisation, l'intégration avec l'électronique et le traitement du signal. Ces derniers aspects, ainsi que les méthodes de fabrication, constituent les avancées les plus importantes du domaine.

Le progrès dans le domaine des transducteurs est étroitement lié à de nouvelles catégories des systèmes, de nouveaux champs d'applications des transducteurs, de nouvelles méthodes de fabrication, ainsi que de nouvelles approches d'analyse et de synthèse.

Le transducteur, dans le sens propre du terme, représente le convertisseur entre deux domaines d'énergie en question sans aucune électronique ou traitement de signal. Le but de la conception d'un transducteur électroacoustique dans cette vision est d'arriver aux caractéristiques souhaitées uniquement par l'application des moyens mécaniques ou acoustiques et de définir une structure optimale formée uniquement par des éléments de ces deux domaines. Cette approche appliquée aux différents transducteurs a été significative pour le développement des théories des analogies mécano-électrique et acousto-électrique et pour une classification et description des principes de transduction dans l'optique de ces analogies.

Depuis les années 1970, la miniaturisation de l'électronique a permis de concevoir des circuits d'adaptation et de traitement de signal simples, placés à proximité du transducteur - dans le même boîtier. Cette évolution majeure a rendu possible la fabrication de capteurs avec des caractéristiques améliorées, notamment au niveau du rapport signal sur bruit et de la sensibilité. Progressivement, les termes nouveaux 'smart sensor' (dont les traductions en français capteur adroit ou encore capteur futé sont plutôt rares) et plus tard 'capteur intelligent' sont introduits. Ces deux désignations sont, en général, utilisées de façon équivalente pour des capteurs intégrés contenant la partie de transducteur et d'électronique ayant des fonctionnalités avancées permettant l'acquisition des données, l'amplification, la conversion analogue-numérique et autres. La multiplication des exigences sur la puissance des capteurs au niveau de traitement et de partage d'information et d'autonomie a mené à la conception d'un système appelé intelligent qui, en plus des fonctions déjà mentionnées, permet d'effectuer des calculs avancés, de communiquer avec l'extérieur, de faire la prédiction, la décision, la classification, l'auto-diagnostic et l'auto-test et éventuellement de

généraliser et gérer une puissance électrique pour assurer le fonctionnement autonome du capteur (voir Figure 1.1.1).

L'encapsulation (packaging en anglais) de microsystèmes joue un rôle très important dans la finalisation du produit. Les fonctions principales de l'encapsulation sont de servir de support mécanique, de protéger le microsystème de l'environnement et d'assurer les connexions électriques vers d'autres composants du système. Les transducteurs acoustiques et ultrasonores exigent en même temps l'accès entre leur élément sensible et le milieu externe. Ceci doit être pris en compte dans la modélisation du comportement acoustique, mais il est également important pour des considérations technologiques en vue de définir les matériaux utilisés par rapport à leur stabilité environnementale.

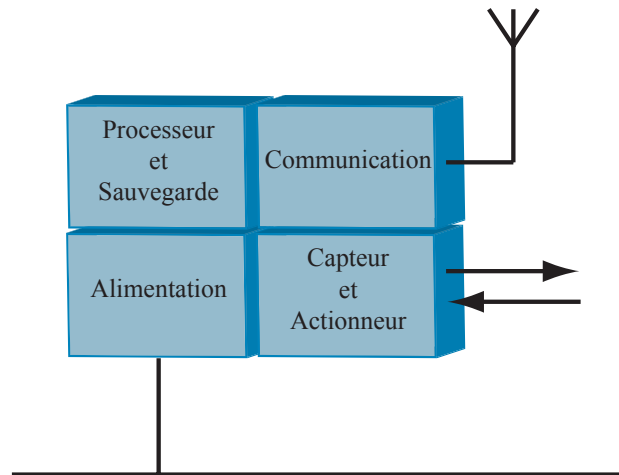


Figure 1.1.1. *Présentation schématique d'un système intelligent.*

Différentes stratégies existent pour un arrangement et une mise en boîtier finale d'un système intelligent. De manière similaire à l'encapsulation des circuits intégrés, différentes approches peuvent être considérées en fonction de la complexité et de la variété des technologies nécessaires pour la fabrication du système. Un système sur le circuit (SOC pour System on Chip), appelé aussi système d'intégration horizontale (ou 2D), étant potentiellement le système le plus compact et le plus léger, représente l'objectif fondamental vers lequel tendent les avancées technologiques. Certains traits des SOC peuvent être obtenus par des approches de modules multi-puces (MCM pour Multi Chip Module) ou de systèmes dans un même boîtier (SIP pour System in Package) [4]. L'approche MCM a ses débuts dans les années 1980 où plusieurs producteurs ont mis des sous-systèmes en forme de blocs sur un support céramique afin d'éviter les problèmes de rendement de production d'un système entier fabriqué sur une plaquette originale. Plus tard, la technologie SIP est née. Cette technologie, caractérisée par une superposition verticale (3D) des sous-systèmes intégrés, bénéficie par rapport au SOC de la simplicité de conception, vérification et fabrication. Depuis 1994, un nouveau concept appelé système sur un même boîtier (SOP pour System on Package) est développé. Différentes technologies peuvent être intégrées de façon séparée en plusieurs couches dans le boîtier SOP. Ce concept promet, en plus du temps de développement plus court et de la simplicité relative du test, une flexibilité technologique plus importante.

Pour le développement efficace des systèmes intelligents, une nouvelle méthodologie de conception de circuits intégrés s'avère nécessaire, ainsi que le contrôle du rendement de fabrication et de nouveaux standards de test facilitant l'inclusion de stratégies de test dans la puce [5]. La faisabilité des systèmes intelligents acoustiques permettra d'une part une meilleure intégration du produit final (microphone numérique), et d'autre part élargira la

force des capteurs acoustiques dans des applications avancées, comme le contrôle actif de bruit (réduction du bruit indésirable), la mécanique des fluides active (contrôle d'écoulement) et le diagnostic des structures (contrôle de vibration, contrôle de forme et de déformation, contrôle de flambage, détection d'apparition de fissures ...).

La modélisation a toujours été très importante pour la conception de transducteurs acoustiques et ultrasonores. Grâce à la connaissance du modèle précis, un dispositif qui vérifie les spécifications souhaitées peut être dessiné de façon rapide. Avec l'arrivée des MEMS, la modélisation et la simulation sont devenues essentielles. Pour permettre l'intégration de l'étape de modélisation de MEMS dans la conception assistée par ordinateur (CAO) du système complet, les outils de description de MEMS doivent être compatibles avec les outils d'automatisation du dessin électronique (EDA pour Electronic Design Automation) développés pour les circuits intégrés.

En général, le flot de conception microsysteme peut être vu soit de haut en bas (Top-down) soit de bas en haut (Bottom-up) comme le montre la Figure 1.1.2.

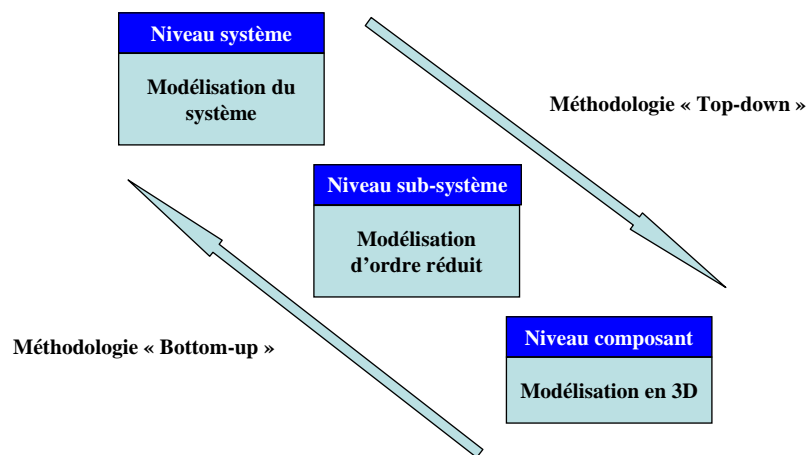


Figure 1.1.2. *Illustration simplifiée du flot de conception de microsystemes.*

Dans le premier cas, la conception progresse des niveaux d'abstraction plus hauts vers les niveaux d'abstraction plus bas où tout le détail sur le circuit est disponible. Au plus bas niveau, le dessin des masques de lithographie est effectué. A partir de ces masques, des simulateurs du procédé technologique (TCAD pour Technology Computer-Aided Design) permettent de simuler le procédé de fabrication (gravure anisotropique du silicium...) et la physique de microcomposants. Plus haut, nous trouvons le niveau sub-système (circuit). Les composants sont ici interconnectés pour former un réseau électrique, mécanique ou acoustique. Les analogies électro-mécaniques et électro-acoustiques sont très avantageuses à ce niveau pour la conception des systèmes micro-électro-mécaniques. Un modèle qui décrit à la fois le comportement du transducteur en prenant en compte les éléments mécaniques et acoustiques du système, et l'interface électronique, permet une analyse complète du système entier et facilite la conception assistée par ordinateur. Au plus haut niveau, la modélisation et la simulation du système global sont faites. A ce niveau, l'interaction des différents sous-systèmes est vérifiée et le fonctionnement du système dans son ensemble est évalué.

Dans les paragraphes suivants, les techniques de conversion, qui comptent parmi les plus répandues dans la conversion électroacoustique, sont présentées. Il s'agit de la transduction piézoélectrique, électrostatique, piézorésistive et électrothermique. Après une brève introduction de ces effets de la transduction, une analyse/synthèse/présentation analytique de nos travaux liés à chaque effet est fournie.

1.2. TRANSDUCTEURS PIEZOELECTRIQUES

Les matériaux piézoélectriques présentent un grand intérêt pour la transduction électromécanique et électroacoustique depuis les travaux de Paul Langevin sur le précurseur du premier sonar en 1917. La recherche dans le domaine de la piézoélectricité s'est d'abord développée autour du quartz et autres matériaux cristallins. Le quartz a ouvert le domaine de contrôle de fréquence et a inauguré une nouvelle époque permettant des mesures de temps grâce aux résonateurs utilisés pour une stabilisation des oscillateurs. L'évolution du domaine des résonateurs à cristaux a permis d'employer la fréquence comme l'entité la plus précise connue [6].

Il a fallu attendre la découverte des matériaux céramiques ferroélectriques pour obtenir les propriétés demandées par la transduction électromécanique. C'était d'abord Gray qui est considéré comme le premier à avoir développé un transducteur piézocéramique en 1946 [7]. Ce transducteur, comme d'autres de cette époque, a été basé sur le titanate de baryum. La nécessité d'améliorer la stabilité contre sa dépolarisation facile a orienté les chercheurs vers d'autres composés ferroélectriques et a finalement donné naissance aux matériaux à base de titanate de plomb (PbTiO_3) et de mélanges, principalement de zirconates et de titanates de plomb de formule générale $\text{Pb}(\text{Zr}_x, \text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$. Les travaux de Jaffe et de ses collègues constituent les fondements de ce domaine. Ces chercheurs ont établi une formalisation utilisée dans la piézoélectricité de façon générale [8], [9]. La famille des céramiques poly cristallines à base de $\text{Pb}(\text{Zr}_x, \text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ appelée PZT (nom commercial de Clevite Corp.) est devenue le standard dans des applications industrielles d'ultrason de puissance et de capteurs et actionneurs en macro échelle.

La découverte du fort effet piézoélectrique de certains polymères fluorocarbonés, notamment du bifluorure de polyvinylidène (PVDF ou PVF_2), par Kawai [10] à la fin des années 70 a marqué une nouvelle étape pour les transducteurs électroacoustiques et ultrasonores. Les faibles valeurs du module piézoélectrique d des matériaux piézopolymères sont compensées par celles des modules piézoélectriques g qui sont plus élevées que dans le cas de la piézocéramique. Cet avantage, ainsi que leur faible masse volumique, leur grande souplesse liée à une tenue élevée aux chocs, leur disponibilité dans des dimensions latérales importantes avec une épaisseur d'ordre d'unités ou de dizaines de micromètres et avec un champ dépolarisant très élevé, a permis le développement de nombreux capteurs et actionneurs.

Depuis les années 90, l'arrivée des technologies microsystèmes a permis des innovations importantes dans le domaine des transducteurs électroacoustiques et ultrasonores. Les méthodes de fabrication de la microélectronique, dans la plupart des cas appliquées sur le silicium, peuvent être complétées par des étapes supplémentaires afin de libérer certaines couches pour permettre leur mouvement, et afin de déposer d'autres matériaux en vue de rajouter certaines propriétés au matériau d'origine. Dans le cas du silicium qui ne manifeste pas la propriété piézoélectrique, d'autres couches doivent être employées afin de créer un transducteur piézoélectrique. Le premier microphone MEMS utilisant cette approche a été développé par l'équipe de Royer en 1983 [11]. Ce microphone est composé d'une membrane gravée dans un substrat en silicium sur laquelle une couche d'oxyde de zinc (ZnO) couverte par une électrode métallique a été déposée. Cette structure électromécanique a été complétée par un amplificateur MOS intégré sur le même substrat.

L'arrivée des MEMS, ainsi que des applications de haute fréquence, ont stimulé des développements des technologies de fabrication des matériaux piézoélectriques en couches minces. Un autre matériau piézoélectrique, le nitrure d'aluminium (AlN), est intéressant pour l'application en couches sensibles des transducteurs électroacoustiques grâce à son

coefficient piézoélectrique transversal élevé. Après avoir maîtrisé la technologie du dépôt sur le substrat en silicium suivie de la gravure du substrat, le premier microphone basé sur AlN a été présenté en 1988 [12].

Les fortes caractéristiques piézoélectriques du PZT ont motivé la recherche des techniques de déposition, d'intégration et de conception des dispositifs utilisant des matériaux ferroélectriques. L'application de couches minces du PZT dans les microsystèmes est arrivée avec un retard assez important dû aux difficultés d'intégration [13]. Grâce aux résultats obtenus dans le domaine des mémoires (FRAM, DRAM) et des capacitances avec des constantes diélectriques élevées, les premiers dispositifs MEMS acoustiques à base de PZT ont pu être publiés dans les années 90 [14]. A titre d'exemples, on peut citer un capteur d'émission acoustique [16] et un transducteur ultrasonore micro-usiné (MUT pour Micromachined Ultrasonic Transducer) pour des applications médicales [17].

Les composants basés sur la propagation des ondes acoustiques dans les solides, couvrant une large gamme de fréquences allant de quelques centaines de kHz jusqu'à des dizaines de GHz, ont été développés depuis les années 60 où les premiers dispositifs employant des ondes acoustiques de surface (SAW pour Surface Acoustic Wave) ont été conçus [18]. Un grand nombre d'applications pour des systèmes de communication professionnels (radar, GPS ...) et de consommation (télévision, téléphones mobiles, ...) tirent parti de ce progrès [19].

Le couplage piézoélectrique est essentiel pour la génération et la détection des ondes acoustiques de surface et de volume dans la gamme de fréquences RF. Les matériaux piézoélectriques, comme le quartz et le niobate de lithium (LiNbO_3), bien connus des applications avec des ondes de volume, ont servi pendant le premier stade du développement des transducteurs SAW. Des matériaux alternatifs présentant de meilleures caractéristiques en haute fréquence en termes de couplage piézoélectrique, coefficient de température, pertes, génération indésirable des ondes de volume et autres, ont été cherchés. Ainsi, les matériaux comme le tantalate de lithium (LiTaO_3), l'oxyde de zinc (ZnO) en couches minces sur des substrats de verre ou de saphir ou le tétraborate de lithium ($\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$ ou en abrégé LiT) ont été utilisés pour la fabrication des dispositifs.

La symétrie de la grille atomique des matériaux semi-conducteurs mono-éléments comme le silicium et le germanium engendre l'absence de la propriété piézoélectrique de ces matériaux. En revanche, les semi-conducteurs binaires sont généralement piézoélectriques grâce à la dissymétrie de leurs deux composants constitutifs. Parmi les semi-conducteurs piézoélectriques, c'est plus particulièrement l'arséniure de galium (GaAs) qui a été employé dans de nombreuses applications (lignes à retard, résonateurs, filtres, convolveurs, corrélateurs) utilisant des ondes acoustiques de surface intégrées avec l'électronique [20]. Plus récemment, des caractéristiques très intéressantes du nitrure de galium (GaN) en termes de mobilité des électrons et de vitesse de propagation des ondes acoustiques ont démarré la recherche orientée vers l'intégration des circuits électroniques de haute fréquence (transistors HEMT pour High Electron Mobility Transistors) et des éléments de propagation des ondes acoustiques [21].

1.2.1. Conversion piézoélectrique

La piézoélectricité est un phénomène de couplage entre l'énergie élastique et l'énergie électrique dans certains cristaux ou solides anisotropes. Les équations piézoélectriques relient donc un tenseur électrique (champ électrique E , induction D) et un tenseur mécanique (contrainte T , déformation S). Chacune des quatre paires d'équations

tensorielles décrivant ces relations donne une description complète de l'état du matériau piézoélectrique. Si on prend par exemple les équations suivantes :

$$D = D(E, T), \quad S = S(E, T) \quad (1.2.1a)$$

on peut les écrire, pour de petites variations, en utilisant le développement de Taylor :

$$D = \left(\frac{\partial D}{\partial E} \right)_T E + \left(\frac{\partial D}{\partial T} \right)_E T, \quad S = \left(\frac{\partial S}{\partial E} \right)_T E + \left(\frac{\partial S}{\partial T} \right)_E T \quad (1.2.1b)$$

Pour des raisons de simplicité, les quatre symboles D , E , S et T dans l'équation (1.2.1b) représentent les variations des tenseurs correspondant. Nous avons négligé tous les autres effets, magnétiques et thermiques par exemple, ainsi que les termes non-linéaires. Les termes à l'intérieur des parenthèses dans les équations (1.2.1b) représentent des constantes déterminées sous la condition du champ électrique constant ou de la contrainte constante. Dans les équations (1.2.1b), il y a deux constantes tensorielles électriques ou élastiques pures et deux constantes tensorielles mixtes. On peut démontrer que les constantes mixtes ont la même valeur absolue [22]. Les équations d'état peuvent être résumées par les quatre paires d'équations symboliques suivantes :

$$D = \varepsilon^T E + d T, \quad S = s^E T + d_t E \quad (1.2.2)$$

$$E = \beta^T D - g T, \quad S = s^D T + g_t D \quad (1.2.3)$$

$$D = \varepsilon^S E + e S, \quad T = c^E S - e_t E \quad (1.2.4)$$

$$E = \beta^S D - h S, \quad T = c^D S - h_t D \quad (1.2.5)$$

Ces équations symboliques relient les trois composantes du champ électrique ou de l'induction électrique aux neuf composantes du tenseur des contraintes ou des déformations.

Dans les équations d'état, les constantes utilisées sont soit purement électriques, comme les permittivités ou les constantes d'imperméabilité diélectrique définies à contrainte constante ou à déformation constante (ε^T , ε^S , β^T , β^S), soit purement élastiques, comme les rigidités ou les flexibilités élastiques définies à champ électrique constant ou à induction constante (c^E , c^D , s^E , s^D), ou encore piézoélectriques (d , g , e , h). Les définitions des coefficients piézoélectriques appliqués dans les équations (1.2.2), peuvent être déduites à partir des équations (1.2.1b) et, pour les autres, on peut procéder de la même façon. L'indice t est utilisé pour les matrices transposées. Les coefficients piézoélectriques sont rangés dans des matrices de dimension 6x3 et le nombre de coefficients non nuls dépend des conditions de symétrie cristalline du matériau. La matrice du coefficient piézoélectrique d pour des cristaux de symétrie $6mm$ (ZnO, CdS) est de la forme suivante :

$$[d] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{24} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.2.6)$$

Dans le but de faciliter le choix du matériau pour une certaine fonction donnée, on utilise souvent le coefficient de couplage. Cette caractéristique aide à évaluer l'aptitude du transducteur à transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et vice-versa. Elle est

définie à la base de l'énergie totale d'un système W comportant un couplage mécano électrique exprimée sous la forme [23]:

$$W = W_e + 2W_m + W_d \quad (1.2.7)$$

où W_e est l'énergie élastique, W_m est l'énergie mutuelle et W_d est l'énergie diélectrique. Le coefficient de couplage électromécanique est défini par la relation :

$$k^2 = \frac{W_m^2}{W_e W_d} \quad (1.2.8)$$

Le coefficient de couplage peut être déduit des équations d'état (1.2.2) à (1.2.5), en définissant les conditions aux limites mécaniques et électriques. En fonction de la géométrie et de l'orientation du champ électrique et du déplacement mécanique, il existe un grand nombre de modes de fonctionnement des transducteurs piézoélectriques.

Les deux structures unidimensionnelles, souvent utilisés en transducteurs piézoélectriques pour des basses fréquences sont montrées sur la Figure 1.2.1.

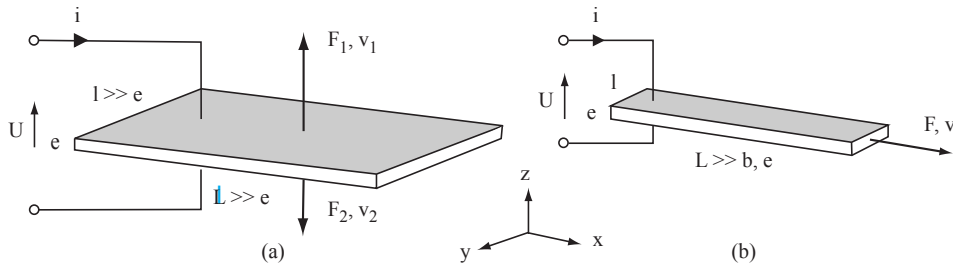


Figure 1.2.1. Configuration d'un transducteur piézoélectrique dans le mode d'épaisseur (a) et dans le mode transversal (b).

Un transducteur piézoélectrique dans le mode d'épaisseur est caractérisé par la longueur L et la largeur l qui sont grandes par rapport à l'épaisseur e . Le champ électrique est parallèle à la direction du mouvement mécanique. Le coefficient de couplage pour ce mode peut être exprimé à l'aide des relations (1.2.8) et (1.2.2) à (1.2.5) par l'expression suivante :

$$k_t = \frac{e_{33}}{\sqrt{c_{33}^D \epsilon_{33}^S}} = h_{33} \sqrt{\frac{\epsilon_{33}^S}{c_{33}^D}} \quad (1.2.9)$$

Si le transducteur fonctionne dans le mode transversal, le champ électrique est perpendiculaire à la direction du mouvement mécanique et le coefficient de couplage est le suivant :

$$k_{31} = \frac{d_{31}}{\sqrt{s_{11}^E \epsilon_{33}^T}} \quad (1.2.10)$$

Une variété plus importante de configurations des transducteurs piézoélectriques peut être employée dans la gamme des fréquences ultrasonores. Nous pouvons ainsi distinguer des ondes caractérisées par leur mode de génération, par la polarisation des particules du milieu de la propagation et par la forme et la taille de la structure de propagation relative à la longueur d'onde. Deux types d'ondes en volume (longitudinales ou transversales), qui se propagent dans des milieux qu'on peut considérer comme illimités par le rapport entre leurs dimensions et la longueur d'onde, servent souvent de référence en termes de la description mathématique et de leurs paramètres (vitesse de propagation par exemple). D'autres types

d'ondes sont liés aux structures limitées soit en forme de plaques ou de couches ou encore aux milieux semi infinis.

Les principaux domaines d'application des transducteurs piézoélectriques sont les capteurs, le pilotage de fréquence et le traitement du signal. Les modes d'ondes, les structures utilisées et les principes de fonctionnement des dispositifs dans ces domaines sont similaires et il est souvent possible d'identifier des bénéfices croisés comme fruits de l'interaction entre les communautés scientifiques impliquées. Pour cette raison, nous nous limiterons dans la suite à un aperçu des configurations des transducteurs piézoélectriques appliquées aux capteurs. Il existe un grand nombre de grandeurs auxquels les différentes configurations des transducteurs piézoélectriques sont sensibles. Nous pouvons énumérer, à titre d'exemple, des grandeurs comme la température, la contrainte, la masse et la vitesse du son qui sont utilisées pour la réalisation des capteurs de température, d'écoulement, de force, de pression, d'accélération, d'épaisseur de couches, de gaz, de composées biochimiques, de densité ou de viscosité. La plupart des capteurs basés sur une onde acoustique exploitent les faits de résonance de sa structure dans une configuration de résonateur ou de ligne à retard. Du point de vue de la structure, nous pouvons ainsi citer les résonateurs homogènes basés sur un matériau homogène (substrat) et composés, qui sont en contact avec un autre matériau. Du point de vue du type d'onde utilisé, deux familles d'ondes, en volume et de surface, doivent être distinguées [24].

Les configurations en forme de ligne à retard, couramment utilisées pour des capteurs, sont montrées dans la Figure 1.2.2 ([25]). Différents types d'ondes montrés dans cette figure peuvent être générés et détectés par un transducteur inter-digité (IDT pour Interdigital Transducer). Un exemple de ce transducteur dans sa forme uniforme est montré dans la Figure 1.2.2 (a).

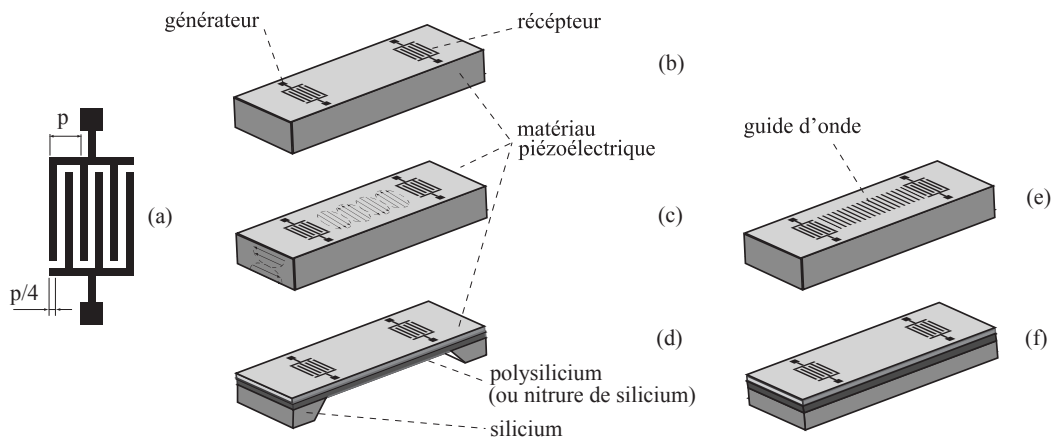


Figure 1.2.2. *Capteurs piézoélectriques à propagation d'ondes élastiques. Forme d'électrodes d'excitation ou de réception (a), configuration de ligne à retard : avec une onde de Rayleigh (b), en mode de plaque (c), avec une onde de Lamb (d), avec une onde de surface transversale (e), avec une onde de Love (f).*

La modélisation du transducteur piézoélectrique est une étape nécessaire pour la compréhension du comportement du dispositif, pour l'estimation de ses caractéristiques et pour son optimisation. Nous pouvons opter pour des modèles de différents types suivant la complexité de la structure et la précision exigée. De façon générale, la propagation des ondes élastiques dans des milieux piézoélectriques est décrite par les équations constitutives linéaires qui résultent des systèmes d'équations (1.2.2) à (1.2.5) présentés plus

haut. Les modèles linéaires sont développés sur l'hypothèse d'un matériau diélectrique isotrope et homogène où la polarisation P est proportionnelle de façon linéaire au champ électrique E . Une solution complète, sous une forme analytique, du système des équations différentielles décrivant une structure piézoélectrique est souvent difficile à obtenir. Dans la plupart des cas, une simplification résultant dans l'obtention des grandeurs mécaniques à deux endroits de la structure en fonction des grandeurs électriques appliquées, ou vice versa, est suffisante. Par exemple, pour une lame piézoélectrique travaillant dans un mode longitudinal, nous pouvons obtenir l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_0 A \cot(ke) & Z_0 A \operatorname{cosec}(ke) & h/\omega \\ Z_0 A \operatorname{cosec}(ke) & Z_0 A \cot(ke) & h/\omega \\ h/\omega & h/\omega & 1/(\omega C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ i \end{bmatrix} \quad (1.2.11)$$

La notation utilisée correspond à la Figure 1.2.1 (a), $Z_0 = c\rho$ est l'impédance spécifique du matériau piézoélectrique définie par la vitesse de phase et par la masse volumique et $k = \omega/c$ est le nombre d'onde.

Mason, dans les années 40, a démontré que pour une analyse 1D, la plupart des difficultés rencontrées dans l'obtention d'une solution de l'équation (1.2.11) peuvent être surmontées en utilisant une analogie avec des circuits électriques. Il a présenté le circuit analogique qui sépare un matériau piézoélectrique dans un port électrique relié par un transformateur électromécanique avec deux portes acoustiques comme le montre la Figure 1.2.3 [26].

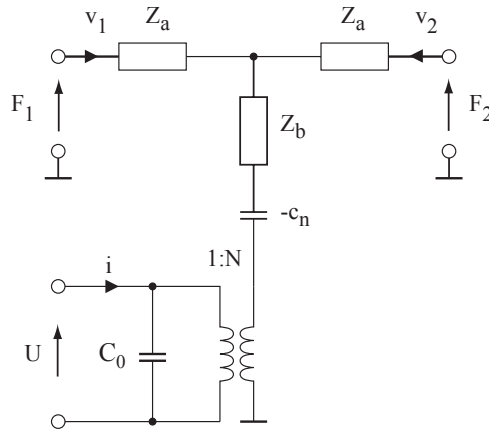


Figure 1.2.3. *Modèle de Mason d'un transducteur piézoélectrique.*

Ce modèle unidimensionnel à trois portes rend possible la considération de deux côtés mécaniques de la structure dans l'étude du comportement du transducteur. Les éléments du circuit sont déterminés par les dimensions et par le mode du transducteur. Pour un transducteur en mode d'épaisseur, la capacité statique C_0 , le facteur de conversion N , et la compliance négative c_n sont [27] :

$$C_0 = \frac{\epsilon_{33}^S L l}{e}, \quad N = h_{33} C_0, \quad c_n = \frac{C_0}{N^2}, \quad Z_t = \frac{c_{33}^D L l}{j\omega e} \frac{\omega e/c_t^D}{\tan \omega e/c_t^D} \quad (1.2.12)$$

Pour les impédances Z_a et Z_b nous pouvons écrire :

$$Z_a = jZ_0 A \tan \frac{\omega e}{2c}, \quad Z_b = Z_0 A \frac{l}{j \sin(\omega e/c)} \quad (1.2.13)$$

Dans ces expressions, A est l'aire de la surface perpendiculaire au sens de la propagation des ondes mécaniques, et c est la vitesse de propagation correspondant au mode du fonctionnement (c_t^D ou c_l^E pour les modes d'épaisseur ou transversal).

Dans le mode d'épaisseur, c_t^D est la vitesse d'une onde longitudinale définie, à l'induction électrique constante, comme :

$$c_t^D = \sqrt{\frac{c_{33}^D}{\rho}} \quad (1.2.14)$$

Dans le cas du transducteur en mode transversal, la compliance négative ne se manifeste pas et la capacité statique C_0 , le facteur de conversion N et l'impédance $Z_m = Z_l$ sont :

$$C_0 = \frac{\varepsilon_{33}^S L l}{e}, \quad N = \frac{d_{31} l}{s_{11}^E}, \quad Z_l = \frac{le}{j\omega s_{11}^E L} \frac{\omega L / c_l^E}{\tan \omega L / c_l^E} \quad (1.2.15)$$

où c_l^E est la vitesse d'une onde longitudinale définie, à champ électrique constant, par :

$$c_l^E = \sqrt{\frac{I}{\rho s_{11}^E}} \quad (1.2.16)$$

Le modèle de Mason peut être simplifié pour les cas où nous nous intéressons uniquement à une porte acoustique comme le montre la Figure 1.2.4.

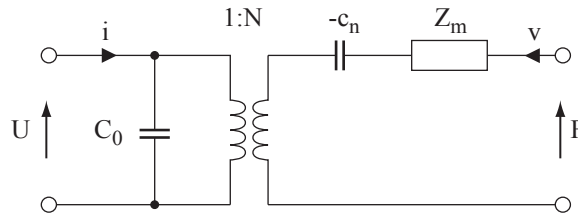


Figure 1.2.4. *Circuit analogique avec les éléments localisés d'un transducteur piézoélectrique.*

Dans ce modèle, la force $F = F_l$ et la vitesse $v = v_l$. La deuxième porte acoustique est chargée par une impédance correspondant à la situation donnée et l'impédance Z_m est obtenue comme valeur finale de la liaison de l'impédance de charge avec les impédances Z_a et Z_b . L'impédance Z_m peut être remplacée par un circuit utilisant la forme canonique de Foster d'après la Figure 1.2.5 [27].

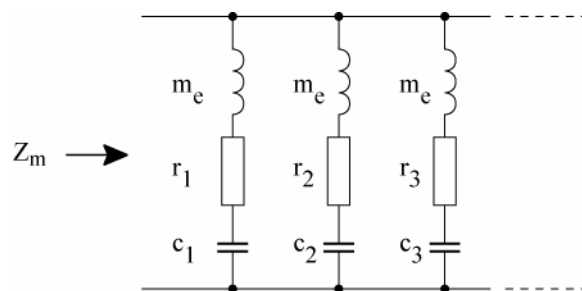


Figure 1.2.5. *Modèle canonique représentant l'impédance Z_m .*

Dans ce modèle, chaque mode de vibration est représenté par une branche de résonateur masse-compliance-résistance et les valeurs des éléments modaux sont :

$$m_e = \frac{\rho L l e}{2} , \quad c_i = \frac{8 c_e}{\pi^2 (2i-1)^2} , \quad r_i = \frac{\gamma}{\omega c_i} \quad (1.2.17)$$

où γ est le coefficient d'amortissement et la vitesse c_e dépend du mode de fonctionnement du transducteur. Les valeurs des compliances équivalentes pour le mode d'épaisseur $c_e = c_{el}$ et pour le mode transversal $c_e = c_{et}$ sont les suivantes :

$$c_{el} = \frac{e}{c_{33}^D b l} , \quad c_{et} = \frac{s_{11}^E l}{b e} \quad (1.2.18)$$

Un des inconvénients du modèle de Mason repose sur l'introduction du terme de la capacité négative ou de son équivalent, la compliance négative, qui s'avèrent être des éléments non physiques. Dans l'effort d'enlever ces éléments du circuit et alimenter directement le centre de la structure mécanique par le transformateur, Krimholtz, Leedom et Matthaei ont publié en 1970 un modèle alternatif [28]. Ce modèle, couramment appelé modèle KLM, est basé sur la même équation (1.2.11). L'excitation de la ligne de transmission est effectuée en son centre par l'intermédiaire du transformateur idéal dont le coefficient de transformation varie en fonction de la fréquence.

Parmi d'autres chercheurs qui ont proposé des modèles décrivant des transducteurs piézoélectriques citons au moins les travaux de Redwood [29], Brown et Carlson [30], Leach [31], Gonnard, Schmidt et Brissaud [32] et Hsueh [33]. Même si ces modèles présentent certains avantages au niveau des applications concrètes, les modèles de Mason et KLM restent les plus répandus dans la communauté.

La modélisation des transducteurs inter-digités pour la génération et la réception des ondes de surface peut être basée sur les modèles analogiques présentés plus haut. Cette approche facilite une analyse globale de la partie du transducteur avec l'électronique associée par des simulateurs couramment utilisés en microélectronique. Citons les travaux [34], [35] comme un exemple de modèles analogiques appliqués à des problèmes des ondes de surface.

Dans certaines applications, une analyse basée sur la méthode d'éléments finis (FEM pour Finite Element Method) ou sur celle des éléments frontières (BEM pour Boundary Element Method) ou encore sur leur combinaison donne des résultats plus précis qu'en utilisant un modèle linéaire et unidimensionnel. Cette approche peut aider par exemple dans la modélisation des applications des champs électriques élevés qui résultent en hystérésis et comportement non linéaire [36], ou dans la modélisation des résonateurs où le couplage FEM-BEM permet d'étudier le couplage (ou découplage) au substrat, ce qui est un point crucial pour ce domaine des applications [37], ou encore dans la modélisation des transducteurs inter-digités [38].

Dans les paragraphes suivants, nous décrivons quelques réalisations des dispositifs avec la transduction piézoélectrique. Il s'agit des applications ultrasonores de puissance, décrites dans le paragraphe 1.2.2, des transducteurs piézopolymères présentés dans le paragraphe 1.2.3 et des transducteurs à ondes acoustiques de surface abordés dans le paragraphe 1.2.4.

1.2.2. *Transducteurs ultrasonores de puissance*

Le domaine des transducteurs ultrasonores de puissance est étroitement lié avec les thèmes de recherche sur lesquels nous avons travaillé pendant la préparation de notre thèse de Doctorat à l'École doctorale d'acoustique et électroacoustique de l'Université Technique Tchèque à Prague, ainsi que pendant la période de plusieurs années qui ont suivi. A cette

époque, nous avons travaillé sur un projet industriel de longue durée en collaboration avec l'entreprise slovaque Tesla Vrable qui est un producteur de matériel électronique spécialisé dans des systèmes ultrasonores. Bien que cette période ait été très fructueuse du point de vue des résultats, nous n'avons pas pu publier de manière significative pour des raisons de confidentialité.

Parmi les thèmes abordés dans le cadre de cette collaboration, et sur lesquels nous avons également travaillé lors de la préparation de notre thèse de Doctorat, il y a la modélisation des guides d'ondes mécaniques et des systèmes ultrasonores utilisant des transducteurs piézoélectriques. Les guides d'ondes mécaniques sont utilisés pour une adaptation d'impédance et pour une concentration d'énergie dans des applications d'ultrason de puissance. Nous avons développé un modèle de guide d'onde non homogène de forme conique et vérifié sa validité par des expérimentations. Nous nous sommes ensuite intéressés aux modèles d'autres formes de guides : hyperbolique, Bessel, Fourier et Gauss. Les formes les plus simples sont montrées dans la Figure 1.2.6. La forme hyperbolique est définie par l'expression suivante :

$$S(x) = S_0 (\cosh ax + q \sinh ax)^2 \quad (1.2.19)$$

où $S(x)$ est la section à distance x , S_0 est la section à l'origine, a et q sont des constantes. Un avantage de cette définition réside dans le fait que par le choix des constantes a et q , nous pouvons obtenir des formes différentes allant de la forme cylindrique ($a = 0$) à la forme conique ($q \gg 1$) en passant par la forme exponentielle ($q = 1$).

Un guide de forme de Bessel est défini par l'expression suivante :

$$S(x) = S_0 (bx + 1)^n \quad (1.2.20)$$

où b et n sont des constantes définissant des proportions du guide.

Nous avons étudié l'approche de la modélisation de ces guides par une description analytique, par des modèles analogiques et par les éléments finis afin d'optimiser leur fonctionnement. Parmi les paramètres ciblés par cette optimisation, il y a eu le gain mécanique, la contrainte maximum aux endroits critiques de la structure et l'effet de l'impédance mécanique qui charge la sortie de ce guide sur son fonctionnement.

Pour les guides des formes de Fourier et de Gauss, qui sont conçus avec la condition d'assurer une contrainte mécanique constante le long de l'axe, nous avons proposé un algorithme de leur synthèse qui a été appliqué au niveau industriel par Tesla Vrable et par le Centre de Recherche de la Mécanisation et l'Automatisation de Nove Mesto en Slovaquie.

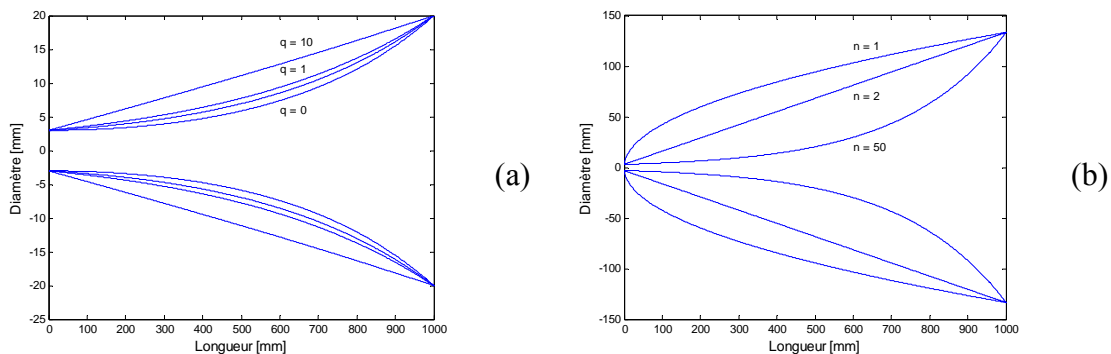


Figure 1.2.6. Différentes formes des guides d'ondes ultrasonores : hyperbolique (a), Bessel (b).

En parallèle avec le thème décrit précédemment, nous nous sommes intéressés à la modélisation des systèmes ultrasonores avec des transducteurs piézoélectriques. Nous avons développé un modèle comportemental d'un système composé de plusieurs pastilles piézoélectriques et de plusieurs parties passives de section homogène ou non homogène dont la configuration la plus simple est montrée sur la Figure 1.2.7. Le modèle a permis d'optimiser les dimensions des éléments du système afin d'obtenir le maximum d'énergie à sa sortie (face extérieure du radiateur sur la Figure 1.2.7 (a)). Les prédictions basées sur cette analyse ont été confirmées par des expérimentations. Les résultats de ce travail ont conduit à une approche unifiée pour l'analyse et la synthèse des systèmes ultrasonores qui a été validée dans l'industrie et qui a donné entière satisfaction.

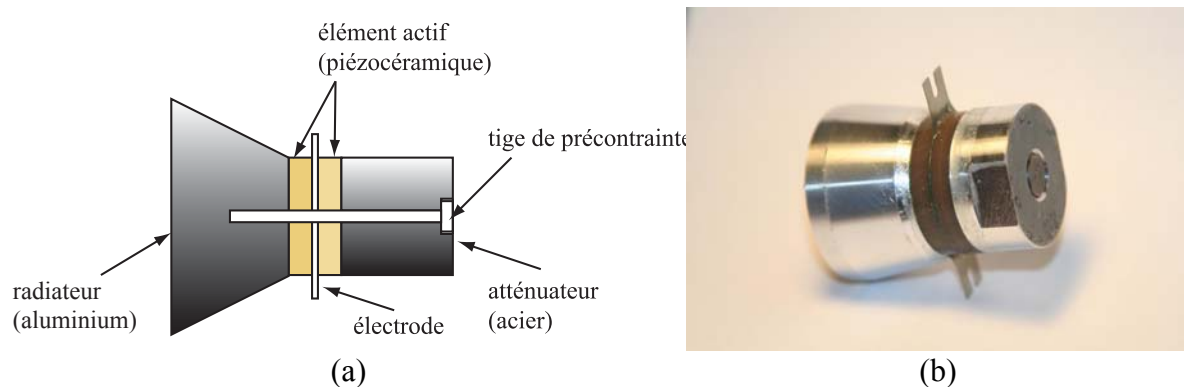


Figure 1.2.7. *Transducteur piézoélectrique de puissance : schéma du transducteur de type Langevin (a), exemple de la réalisation (b).*

La validation de certains résultats de la simulation n'est possible qu'avec des générateurs de puissance performants. Nous avons ainsi collaboré au développement de générateurs de puissance électrique destinés aux systèmes ultrasonores industriels.

Les recherches menées sur ces deux thèmes nous ont permis de développer des solutions innovantes dans le domaine du nettoyage par ultrason et dans des applications médicales. Dans le domaine du nettoyage, il s'agit surtout d'un système symétrique utilisant les deux faces du transducteur pour la génération d'ultrason dans une cuve de lavage. Nous avons travaillé sur une application médicale pendant notre séjour à l'Université Technique danoise à Lyngby, où nous avons participé à la conception d'un système ultrasonore pour la destruction des calculs urinaires.

Une question importante liée aux développements des applications décrites plus haut est la mesure de puissance acoustique générée par des systèmes ultrasonores. Nous avons proposé une technique calorimétrique qui s'est montrée satisfaisante dans la plupart des applications.

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [C41], [C44], [C45], [D6], [F13], [F14], [F15], [F16], [F17], [F19], [F30], [F31], [F33], [G1], [G3].

1.2.3. *Transducteurs piézopolymères*

Le développement d'un capteur des variations de la pression constitue le premier thème de recherche sur lequel nous avons travaillé après notre arrivée en France en 1993. Ce projet a été réalisé à l'École Centrale de Lyon en collaboration avec la société ABB Solyvent Ventec. L'objectif du projet a été la connaissance des variations de la pression générées sur

les pales d'un ventilateur pendant son fonctionnement. Pour accomplir cette tâche, il a fallu concevoir un transducteur satisfaisant notamment des conditions sur les dimensions et la robustesse. En ce qui concerne les dimensions, nous étions limités par l'épaisseur, car la présence du transducteur ne devait pas perturber le champ de pression à proximité des pales. Du point de vue de la robustesse, le transducteur devait résister à des pressions statiques et dynamiques élevées.

Les exigences sur les caractéristiques du capteur et surtout sur ses dimensions ont été satisfaites par un transducteur piézoélectrique utilisant un matériau piézopolymère souple (polyfluorure de vinylidène - PVDF). En effet, les transducteurs en polyfluorure de vinylidène ont de meilleures caractéristiques que les transducteurs ferroélectriques en termes de surface utile, souplesse, plus faible densité, meilleure adaptation acoustique aux milieux gazeux et liquides, une bande passante plus large et enfin un prix inférieur.

Dans le but de mesurer la pression sur la paroi, nous avons conçu un capteur utilisant une pellicule disposée suivant la Figure 1.2.8. Ce capteur a été fabriqué directement sur la surface d'une pale, ce qui a permis d'obtenir sa forme très plate sans interventions au niveau de la construction du ventilateur. Sa structure originale a permis d'augmenter la sensibilité du transducteur par le montage qui privilégie un mode transversal tout en gardant une épaisseur fine du capteur.

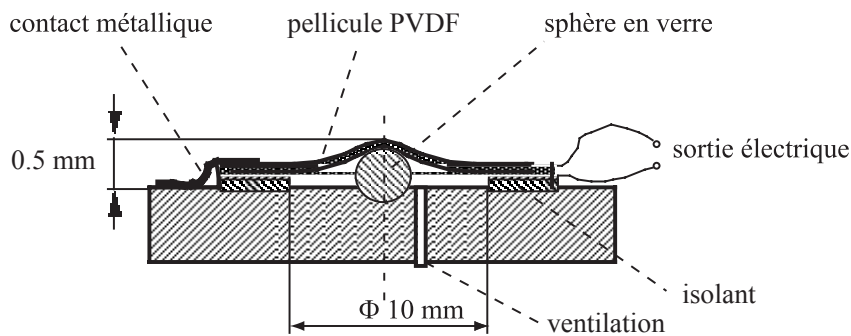


Figure 1.2.8. *Vue en coupe du capteur de variation de la pression.*

Nous pouvons voir sur la Figure 1.2.8 l'ensemble d'une membrane en PVDF attachée sur la surface d'une pale. La membrane est séparée de la pale par une sphère isolante qui en même temps assure sa précontrainte mécanique. La pression statique sur les deux côtés de la membrane est équilibrée par un capillaire de ventilation. La pellicule en PVDF servant de membrane est métallisée sur ses deux côtés qui sont reliées avec les plots de sortie électrique.

Pour une estimation de la sensibilité du capteur nous pouvons utiliser la formule suivante :

$$s = \frac{u}{p} = -\frac{g_{31} c_{11} l_0^2 p_0}{8 \nu^2} \quad (1.2.19)$$

où u est la tension de sortie, p est l'amplitude de la pression variable, p_0 est la pression statique, g_{31} est le coefficient piézoélectrique, c_{11} est la constante élastique, l_0 est la dimension latérale et ν est la contrainte statique imposée par la fixation de la membrane. Pour un matériau donné, la sensibilité du capteur peut être ajustée par ses dimensions et par la tension mécanique imposée à la membrane lors de sa fixation sur la paroi. Un procédé permettant d'assembler le capteur directement sur la surface du ventilateur et d'étalonner sa sensibilité a été établi. Pour les mesures finales, deux capteurs sont fixés, un sur l'intrados et l'autre sur l'extrados d'une pale de ventilateur de test. La Figure 1.2.9. (a) montre le capteur C_A , préparé pour les mesures des fluctuations de pression sur l'extrados d'une pale. Les

deux capteurs sont suivis par des préamplificateurs de charge, puis connectés via le collecteur tournant avec les amplificateurs et l'analyseur de spectre. On observe sur la Figure 1.2.9 (b) la face arrière du ventilateur équipée de son système de préamplification. Pour déterminer ses performances aérauliques, le ventilateur a été inséré dans un caisson réduit. Un diaphragme du diamètre Φ placé à l'aval de l'enveloppe du ventilateur a servi à contrôler le débit.

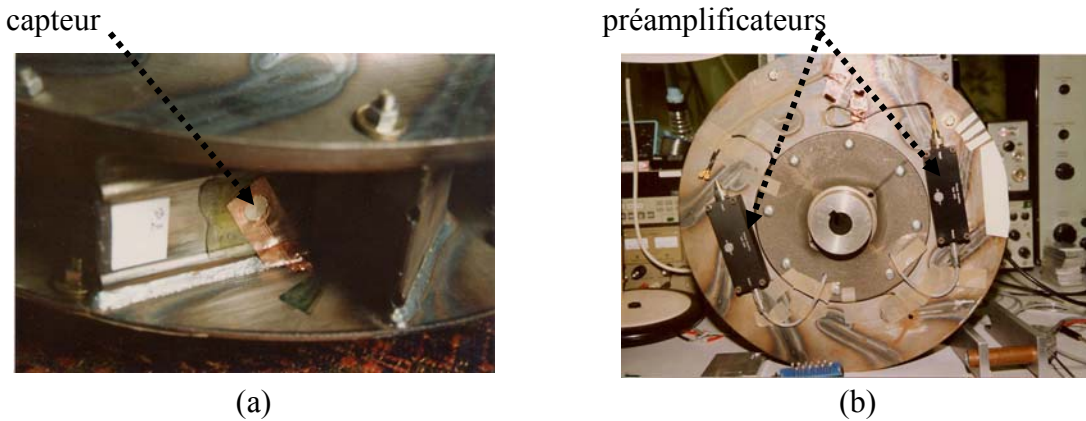


Figure 1.2.9. Le montage final de deux capteurs sur un ventilateur de test : capteur sur l'extrados d'une pale (a), face arrière du ventilateur (b).

La Figure 1.2.10 montre deux résultats représentant la série de tests sur le ventilateur. Le spectre L_a de la Figure 1.2.10 (a) est associé à la fluctuation de pression sur un côté de la pale du ventilateur quand celui-ci est alimenté à la fréquence de 34 Hz et avec un faible rendement ($\Phi = 280$ mm). Sur un bon rendement ($\Phi = 75$ mm), on remarque la décroissance rapide des harmoniques dans le spectre L_a de la Figure 1.2.10 (b).

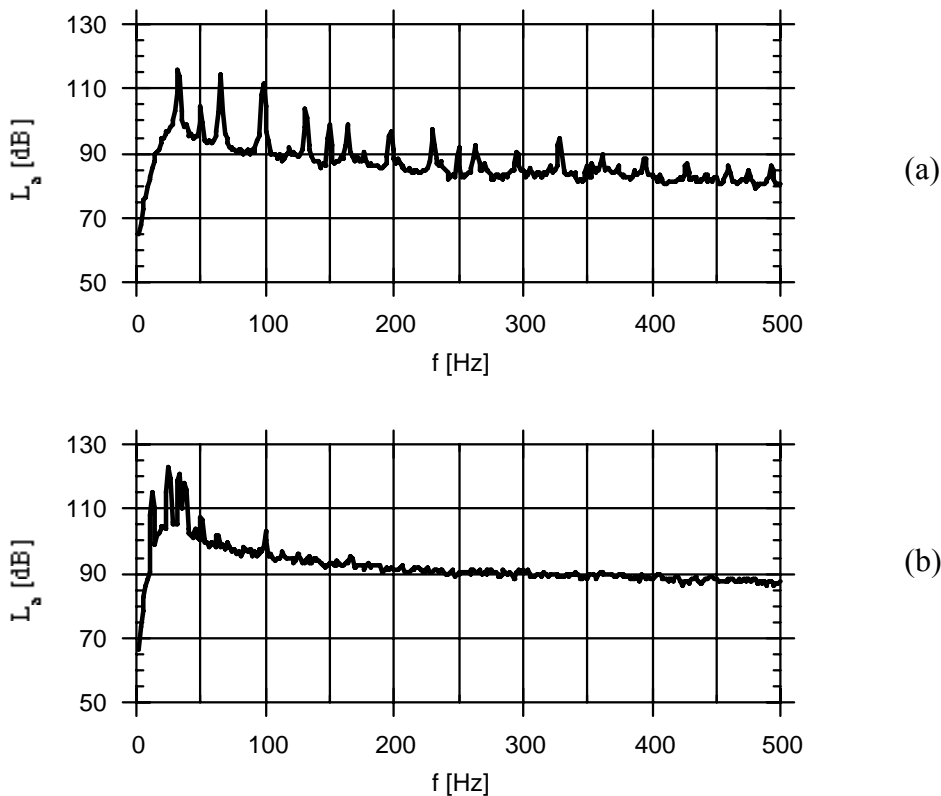


Figure 1.2.10. Résultats du test de ventilateur : faible rendement (a), bon rendement (b).

Suite à ce travail, nous avons poursuivi des recherches dans le domaine des transducteurs piézo-plastiques au laboratoire LIME de l'Université Joseph Fourier de Grenoble. Dans un projet dont le but a été de générer et de détecter des ondes ultrasonores dans un milieu liquide pour des applications du contrôle non destructif et l'imagerie ultrasonore, nous avons proposé un modèle du transducteur piézoélectrique PVDF multi-couche basé sur le modèle de Mason. Nous avons considéré les différents arrangements en termes de configurations électriques, d'orientation de la polarisation de chaque couche PVDF et de paramètres de la couche de fixation. Les résultats de l'analyse du transducteur multi-couche ont été présentés dans la publication [C35].

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [B9], [C35], [C36], [C37], [C38], [E1], [G2].

1.2.4. Transducteurs à ondes acoustiques de surface

Nous avons été amenés à modéliser des transducteurs à ondes acoustiques de surface dans le cadre de différents projets. Les transducteurs qui servent à générer ou à détecter des ondes de surface de type Rayleigh, Lamb et autres sont dans la plupart des cas composés de deux électrodes en forme de peigne sur un substrat piézoélectrique. Une structure de ce type de transducteur, dans sa forme la plus simple, est montrée sur la Figure 1.2.11.

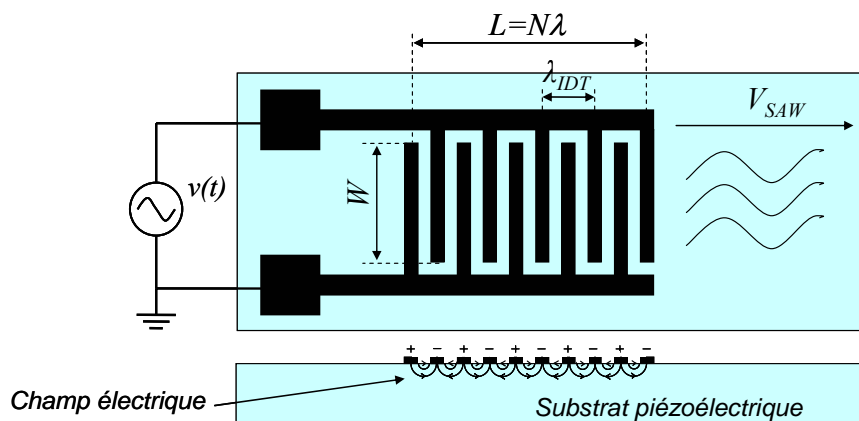


Figure 1.2.11. Structure d'un transducteur en peigne à ondes acoustiques de surface.

Ce transducteur est parfois appelé inter-digité (IDT pour Interdigital Transducer) pour la forme de ses électrodes en peigne aux doigts entrelacés déposés sur un substrat piézoélectrique. En appliquant un signal électrique sur le transducteur, un champ électrique est produit entre les peignes de polarité différente, ce qui donne, grâce à l'effet piézoélectrique, la naissance d'une onde mécanique se propageant vers l'extérieur du transducteur en forme d'une onde de surface. L'énergie acoustique est confinée à la surface du solide et se propage sans dispersion et avec des pertes très faibles qui dépendent principalement de la qualité de la surface. Les composantes longitudinale et transversale d'une onde de surface pénètrent dans le substrat et elles s'annulent à une profondeur de l'ordre d'une longueur d'onde. Réciproquement, une onde se propageant vers un transducteur en peigne est transformée en un signal électrique qui est absorbé par une impédance de charge.

La périodicité des doigts du transducteur, exprimée par un espacement périodique d , et la périodicité de l'onde de surface de vitesse V_{SAW} ayant la longueur d'onde $\lambda_{IDT} = 2d$ doivent

vérifier les conditions d'interférence constructive, afin de former une caractéristique de filtre passe bande de fréquence centrale :

$$f_0 = \frac{V_{SAW}}{\lambda_{IDT}} = \frac{V_{SAW}}{2d} \quad (1.2.20)$$

La largeur de bande est égale à :

$$B = \frac{1}{\tau} = \frac{V_{SAW}}{L} = \frac{V_{SAW}}{2Nd} \quad (1.2.21)$$

La forme de la caractéristique en bande passante est définie par la forme de l'enveloppe de recouvrement W des doigts du transducteur. Si le recouvrement W est constant (cf. Figure 1.2.11), une réponse impulsionnelle de forme rectangulaire est produite, ce qui correspond au module de la fonction de transfert de forme $(\sin x)/x$. En modifiant la géométrie du recouvrement (pondération, apodisation), on peut obtenir la réponse fréquentielle désirée.

La modélisation d'un transducteur en peigne peut être faite de plusieurs façons. Une approche utilisant un circuit équivalent permet d'analyser le système complet, y compris le circuit électronique associé au transducteur. Le champ électrique d'un bloc de deux sections du transducteur correspondant à une paire d'électrodes peut être considéré en première approximation soit comme un champ transversal soit comme un champ latéral (voir Figure 1.2.12), puis décrit par un des modèles développés pour des transducteurs piézoélectriques en volume (Mason, KLM, Redwood, Ballato, ...).

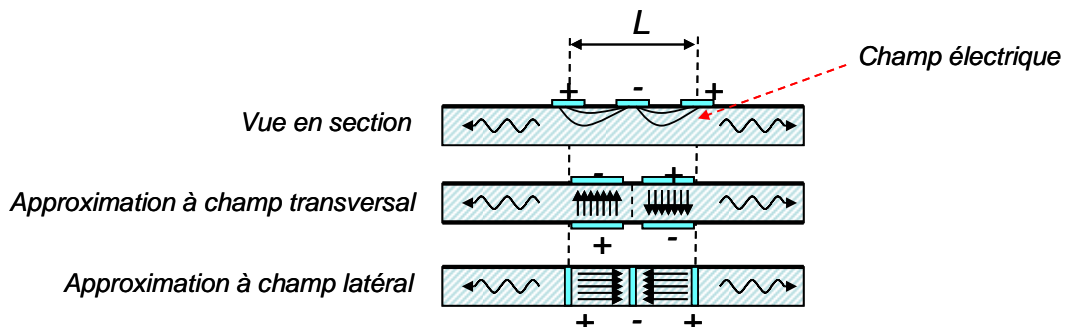


Figure 1.2.12. Approximations d'un transducteur en peigne.

Le modèle de Mason correspondant à une section du transducteur est montré dans la Figure 1.2.13 (a), la description des signaux et leur orientation pour l'ensemble des deux sections formant un bloc d'une paire d'électrodes est donnée sur la Figure 1.2.13 (b). Le modèle final du transducteur est obtenu après la multiplication des matrices de chaque bloc.

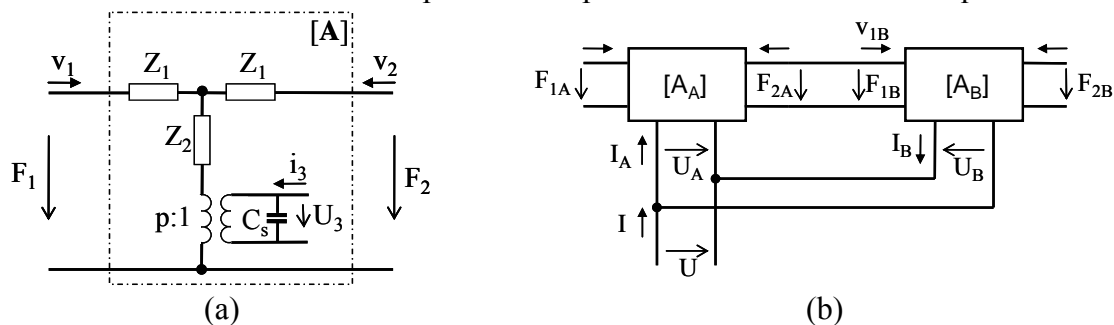


Figure 1.2.13. Modélisation d'un transducteur en peigne : modèle d'une section du transducteur (a), modèle d'une paire d'électrodes du transducteur (b).

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [B10], [C5], [C10], [D3], [F32].

1.3. TRANSDUCTEURS CAPACITIFS

Le transducteur électrostatique, appelé également capacitif, utilise le champ électrique pour la conversion de l'énergie électrique et mécanique. Ce type de transducteur est principalement composé de deux électrodes, une mobile, l'autre fixe, séparées par une couche d'air. En conservant une charge électrique constante entre les électrodes, la tension électrique entre les mêmes électrodes varie selon le mouvement de l'électrode mobile engendré par la pression acoustique. Inversement, par une variation de la tension électrique, le mouvement d'une électrode peut être produit.

Les applications en acoustique et en ultrason basées sur l'effet électrostatique se développent depuis l'invention du microphone électrostatique par Wentz en 1917 [39]. Ce type de microphone a progressivement évolué vers sa forme actuelle, qui a été industrialisée par plusieurs producteurs. Les qualités exceptionnelles, notamment du côté de la caractéristique fréquentielle de la sensibilité, ont prédestiné l'utilisation exclusive des transducteurs électrostatiques pour des microphones de mesure. Une condition nécessaire pour le fonctionnement de ce transducteur consiste en la présence d'une source de polarisation pour conserver une charge électrique constante entre les électrodes. Cet inconvénient a été résolu en 1962 par Sessler et West qui ont proposé de créer une charge électrique entre les électrodes par l'introduction d'un électret dans la structure du microphone [40]. Un électret est un matériau diélectrique (Teflon, SiO₂, ...) susceptible de conserver en permanence une polarisation électrique. Depuis, le microphone à électret s'est imposé dans les appareils portatifs, notamment dans les téléphones, ordinateurs, assistants personnels, et autres.

La dernière décennie est marquée par un effort considérable dédié au développement du microphone capacitif sur silicium. Après la première version du microphone capacitif micro-usiné en 1983 [41], un nombre important de publications sur ce sujet sont apparues ([42] - [44]) et les premiers microphones ont été introduits sur le marché [45]. Cette nouvelle forme de microphone s'avère très prometteuse pour son intégration dans des appareils portables, en particulier dans des téléphones mobiles.

La recherche autour de la problématique de microphone capacitif micro-usiné a bénéficié des résultats obtenus pendant le développement de son homologue à l'échelle millimétrique, ainsi que de l'expérience du micro-usinage pendant le développement d'autres microsystèmes de même type. Il s'agit plus particulièrement du capteur de pression capacitif étudié, grâce à son intérêt industriel, bien avant et qui a apporté les premiers résultats au niveau des transducteurs capacitifs micro-usinés [46]. La mesure de la pression est basée sur la variation relative de la capacité qui est reliée à la déformation non linéaire de la membrane. Cette déformation est reproductible et la gamme d'utilisation des capteurs de ce type correspond à des variations allant de 20% à 200% [47]. Si la variation relative de la résistivité d'un capteur de pression piézorésistif est comparée à la variation relative de la capacité d'un capteur de pression capacitif, l'effet capacitif est d'un ou de plusieurs ordres de grandeur plus sensible que l'effet piézorésistif [46].

Il faut mentionner ici le progrès considérable marqué par des microtechnologies dans le domaine de la mesure d'accélération et de choc. Le développement des accéléromètres capacitifs a commencé peu après celui des accéléromètres piézorésistifs [48]. Les accéléromètres de ce type ont un avantage important par rapport aux accéléromètres

piézorésistifs du fait qu'ils ne sont pas sensibles à la température. Le seul effet thermique, la variation de la capacité due à la dilatation des éléments constitutifs, peut être réduit par un montage symétrique. Le fait le plus remarquable introduit par les microtechnologies dans le domaine des transducteurs capacitifs est la facilité de fabrication des transducteurs capacitifs dans la configuration latérale. Un grand nombre de dispositifs emploie cette configuration qui a été introduite en 1991 avec le premier accéléromètre capacitif fabriqué en micro-usinage en surface (ADXL 50, Analog Devices) [49].

La réciprocité du couplage électrostatique permet également de concevoir des sources acoustiques. Ces sources ont, en comparaison avec des haut-parleurs électrodynamiques, des caractéristiques supérieures, mais au prix d'une complexité élevée. Le premier haut-parleur électrostatique est apparu dans les années 1920, puis il a été écarté par un système électrodynamique. La renaissance des haut-parleurs capacitifs est arrivée dans les années 1950 avec une demande de meilleure qualité de reproduction acoustique et avec l'arrivée de nouveaux matériaux permettant de fabriquer des membranes d'une taille suffisante en gardant les paramètres mécaniques exigés. Plusieurs producteurs ont mis sur le marché des haut-parleurs et casques électrostatiques (Quad, Sennheiser, ..) mais leur utilisation reste limitée plutôt à un cercle d'audiophiles. Récemment, une nouvelle configuration d'un transducteur électrostatique, permettant de fabriquer des sources acoustiques minces et flexibles, a été proposée [50]. Ce transducteur, basé sur une structure multicouche, peut fonctionner en fréquences audibles et ultrasonores et promet des applications intéressantes. Il peut être fabriqué sous forme planaire de surface importante et peut être fixé directement sur le mur pour générer le son. Il peut être également utilisé dans des applications où l'espace est un facteur limitant ou la forme spécifique de la source est demandée.

Il est relativement difficile de développer des sources acoustiques micro-usinées capables de générer une pression acoustique suffisante à cause de la limitation de la surface disponible. La pression acoustique rayonnée par la source dépend du déplacement de la membrane et de l'impédance du rayonnement, ce qui rend la production des ondes ultrasonores moins difficile que la production des ondes de basses fréquences. En ce qui concerne les fréquences audibles, la génération du son dans les petits volumes est moins difficile que dans l'espace libre, ce qui facilite les développements des transducteurs pour les écouteurs, les appareils auditifs, les téléphones portables et les appareils pour le contrôle actif du bruit. Un des premiers actuateurs électrostatiques dans les fréquences audibles utilisant la technologie CMOS, combinée avec la déposition d'une couche de polymère pour assurer l'étanchéité, est décrit dans [51].

Ces dernières années, les transducteurs capacitifs trouvent un regain d'intérêt dans le domaine ultrasonique grâce aux microtechnologies qui permettent de fabriquer les parties des transducteurs avec une précision qui reste inaccessible aux technologies classiques. Parmi les applications où les transducteurs électrostatiques offrent des qualités plus intéressantes que les transducteurs traditionnellement utilisés, on trouve notamment le contrôle non-destructif avec couplage à l'air [52] et l'imagerie 3D [53].

Contrairement aux microphones, les transducteurs destinés aux applications ultrasonores sont utilisés dans la proximité de la résonance, avec la fréquence de résonance qui, pour les transducteurs micro-usinés, varie entre des dizaines de kHz et des dizaines de MHz. Les dimensions des membranes correspondant à cette gamme de fréquences se situent entre des dizaines et des centaines de μm pour le diamètre, et entre des dixièmes et des unités de μm pour l'épaisseur. Afin d'augmenter sa sensibilité, le transducteur peut être composé d'un grand nombre de cellules, dont chacune a la résonance souhaitée. Le rendement du transducteur peut être amélioré par le fait d'avoir une électrode courbée. Un transducteur de ce type produisant le niveau de la pression acoustique de 112 dB à 10 mm sur une

fréquence de 127 kHz est décrit dans [54]. Pour réduire les pertes acoustiques à l'intérieur du transducteur, les cellules peuvent être enfermées sous vide [55]. L'accessibilité aux cellules individuelles ou aux groupes de cellules permet la conception de matrices des transducteurs pour l'imagerie par ultrason [56].

Les microsystèmes capacitifs présentent un grand intérêt dans le domaine des radio-fréquences (RF) : interrupteurs capacitifs, capacités accordables et filtres. Les interrupteurs micro-usinés trouvent un grand nombre d'applications, surtout dans les systèmes radar et dans la téléphonie mobile. Leurs points forts sont les pertes faibles, l'isolation élevée, les coûts bas et la consommation faible. La description des interrupteurs capacitifs s'appuie sur des effets typiques du couplage électrostatique. Contrairement aux applications déjà décrites, les interrupteurs capacitifs exigent une étude dans le domaine non linéaire, parce qu'ils sont utilisés jusqu'à la limite de leur stabilité élastique. Un des paramètres les plus importants décrivant la qualité d'un interrupteur est le temps de commutation qui est, pour une approximation de premier ordre, déterminé par le mode fondamental de l'élément mobile de ce dispositif. Une étude détaillée du comportement des micro-interrupteurs est présentée dans [57].

Une application du transducteur capacitif utilisé pour la génération des ondes de surface et des ondes de Lamb a été également présentée dans la littérature. Le transducteur décrit en [58] génère à l'aide de série de membranes rectangulaires une onde de Lamb de fréquence de 2.1 MHz. Les études antérieures portées sur cette forme de génération montrent la faisabilité du même type de transducteurs pour la gamme de fréquence de 1,25 MHz à 110 MHz.

1.3.1. Conversion électrostatique

La conversion électrostatique est basée sur les interactions entre grandeurs électriques et mécaniques dans un condensateur plan dont une armature est fixe et l'autre mobile. Le déplacement de l'armature mobile peut être provoqué soit par une force externe si le transducteur fonctionne comme un capteur, soit par la tension électrique si le transducteur est utilisé comme un actionneur. Suivant le sens du mouvement de l'armature mobile, on peut distinguer deux types principaux de transducteur capacitif : transversal et latéral (voir la Figure 1.3.1).

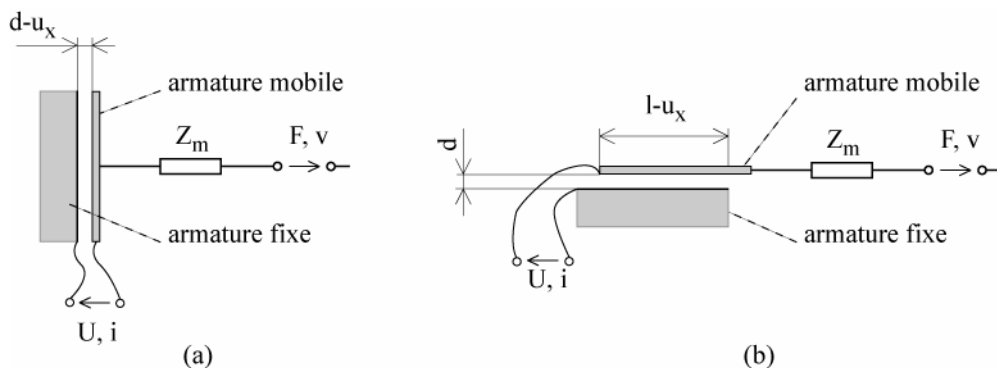


Figure 1.3.1. *Transducteur électrostatique transversal (a), latéral (b).*

Dans un transducteur capacitif transversal, l'armature mobile est déplacée dans le sens perpendiculaire au plan des armatures. La distance d entre les armatures au repos varie par le déplacement u_x pendant le fonctionnement du transducteur. La capacité instantanée du transducteur est :

$$C = \frac{\varepsilon A}{d - u_x} \quad (1.3.1)$$

où ε est la permittivité du diélectrique entre les armatures et A l'aire des armatures.

L'énergie emmagasinée dans le condensateur représenté par le transducteur peut être exprimée par l'expression suivante :

$$W_e = \frac{CU^2}{2} = \frac{Q^2}{2C} = \frac{\varepsilon AU^2}{2(d - u_x)} = \frac{(d - u_x)Q^2}{2A\varepsilon} \quad (1.3.2)$$

La force d'attraction entre les deux armatures peut être dérivée du principe des travaux virtuels. En supposant le déplacement d'une armature égale à u_x par la force F , le travail virtuel mécanique correspondant est $dW_m = F du_x$.

En considérant le système sans pertes, la conservation d'énergie peut être exprimée par :

$$dW_s = dW_m + dW_e \quad (1.3.3)$$

dW_s étant le travail fourni par une source externe. Un transducteur capacitif peut fonctionner entre deux régimes limites déterminés soit par la tension, soit par la charge invariables pendant le mouvement de l'armature mobile. Dans le premier régime, le travail fourni par une source externe de tension pour compenser la variation de la charge à cause de la variation de la capacité est $dW_s = dQU = dCU^2$. Ce qui donne pour la force :

$$F_U = \frac{\varepsilon AU^2}{2(d - u_x)^2} \quad (1.3.4)$$

Il n'y a pas une source externe en régime de la charge invariante ($dW_s = 0$) et l'équation (1.3.3) donne la force :

$$F_Q = \frac{Q^2}{2\varepsilon A} \quad (1.3.5)$$

Dans les deux régimes du transducteur, les relations quadratiques de la force par rapport au potentiel U ou à la charge Q sont linéarisées par l'application de la tension de polarisation ou de la charge de polarisation sur laquelle la grandeur variable est superposée.

En considérant des signaux de faible amplitude et en utilisant la représentation dans le domaine des fréquences, nous pouvons écrire les équations décrivant les grandeurs électriques et mécaniques du transducteur. Dans le cas d'un transducteur dans le régime à tension constante, on a :

$$I = j\omega C_0 U + NV \quad , \quad F = NU + \frac{I}{j\omega c_n} V \quad (1.3.6)$$

où $N = \frac{Q_0}{d_0}$ est le facteur de conversion, Q_0 est la charge en équilibre, $d_0 = d - u_0$ est la

distance des armatures en équilibre, $c_n = -\frac{C_0}{N^2}$ est une compliance négative, C_0 est la capacité en équilibre, I est le courant à travers du condensateur et V est la vitesse du déplacement de l'armature mobile. Ces deux équations peuvent être représentées par le schéma analogique montré sur la Figure 1.3.2. Dans ce schéma, l'impédance Z_m est rajoutée pour respecter l'effet des éléments mécaniques connectés avec le transducteur. La présence de la compliance négative est liée à la stabilité mécanique du transducteur. Pour assurer la

stabilité du système et faire en sorte que l'armature mobile soit tenue à une distance d'équilibre d_0 de l'armature fixe, une compliance externe c doit être introduite dans le système. Cette compliance, qui est comprise dans l'impédance Z_m , doit vérifier la condition :

$$c < |c_n| \quad (1.3.7)$$

Cette condition peut être traduite en une expression qui donne la limite pour la tension de polarisation du point de vue de la stabilité :

$$U_0 < \sqrt{\frac{8d^3}{27\epsilon Ac}} \quad (1.3.8)$$

La valeur limite de la tension U_0 est appelée tension de collage (pull-in voltage). Si le transducteur fonctionne dans le régime avec une charge constante, la compliance négative n'est pas présente.

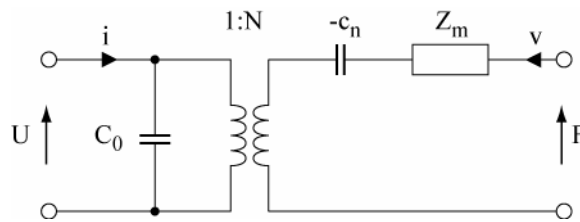


Figure 1.3.2. Schéma analogique d'un transducteur électrostatique.

La polarisation du transducteur, qui est nécessaire pour son fonctionnement de manière quasi linéaire, peut être assurée par un matériau diélectrique, appelé électret, qui est susceptible de conserver en permanence une polarisation électrique. Cette solution consiste à déposer une couche d'électret soit sur l'armature mobile, soit sur l'armature fixe [59].

Dans le cas d'un transducteur capacitif latéral (voir Figure 1.3.1(b)), l'armature mobile est déplacée dans le sens parallèle au plan des armatures. La distance d entre les armatures au repos reste constante et la surface de recouvrement des deux armatures varie pendant le fonctionnement du transducteur. Si on suppose des armatures rectangulaires de largeur h et de longueur l , et le mouvement de l'armature mobile dans le sens parallèle à sa longueur, la capacité instantanée du transducteur est :

$$C = \frac{\epsilon h(l - u_x)}{d} \quad (1.3.9)$$

En utilisant le même raisonnement que pour le régime transversal, on établit les équations décrivant les grandeurs électriques et mécaniques du transducteur. Dans les deux cas de régime du transducteur (à tension constante et à charge constante), on obtient les relations suivantes :

$$I = j\omega C_0 U + NV \quad , \quad F = NU \quad (1.3.10)$$

où $N = \frac{Q_0}{l_0}$ est le facteur de conversion et $l_0 = l - u_0$ est la longueur du recouvrement des armatures en équilibre. Ces deux équations peuvent être représentées par le même schéma analogique que dans le cas du transducteur transversal (voir la Figure 1.3.2), avec pour seule différence le fait que la compliance négative ne se manifeste pas.

Les deux formes de transducteur électrostatique peuvent être arrangées en peigne comme le montre la Figure 1.3.3. Ces configurations sont souvent utilisées dans le domaine des

microsystèmes, grâce à leur facilité de fabrication par le micro-usinage en surface. Dans la configuration transversale, les électrodes mobiles au nombre de n sont déplacées dans l'axe perpendiculaire à leur longueur. Grâce au fonctionnement différentiel de ce transducteur, la capacité totale C_T est composée de deux parties C_{T1} et C_{T2} en série. Si on ne considère pas les capacités parasites, on a :

$$C_{T1} = n \frac{\epsilon l e}{d + u_x} \quad , \quad C_{T2} = n \frac{\epsilon l e}{d - u_x} \quad (1.3.11)$$

ce qui donne la capacité au repos de :

$$C_0 = 2n \frac{\epsilon l e}{d} \quad (1.3.12)$$

Le facteur de conversion de ce transducteur est $N = \frac{Q_0}{d}$. Dans la configuration latérale, les électrodes mobiles au nombre de n sont déplacées dans l'axe parallèle à leur longueur. La capacité totale C_L est :

$$C_L = n \frac{\epsilon e (l - u_x)}{d} \quad (1.3.13)$$

Le facteur de conversion de ce transducteur est $N = \frac{Q_0}{l}$. Pour plus de détails concernant les transducteurs capacitifs en peigne, voir [60].

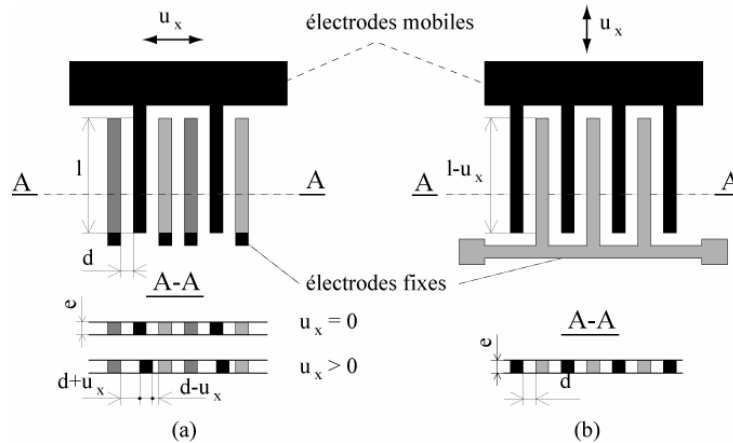


Figure 1.3.3. Transducteur électrostatique en peigne transversal (a), latéral (b).

Une autre modification du transducteur capacitif transversal consiste en l'utilisation d'une électrode fixe courbée [61]. L'électrode fixe est couverte par une couche isolante. L'électrode mobile est attachée d'un côté avec l'électrode fixe, le mouvement du reste de l'électrode mobile est, dans ce type de transducteur, caractérisé par son roulement vers l'électrode fixe (voir la Figure 1.3.4). La possibilité de produire des forces et des déplacements relativement élevés prédétermine le rôle de ce transducteur comme un actionneur. La tension électrique nécessaire pour l'attraction complète des deux électrodes dépend de la forme de l'électrode fixe. Cette tension diminue avec le degré polynomial de la courbe de surface de l'électrode fixe.

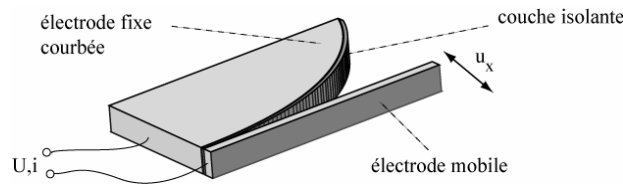


Figure 1.3.4. *Transducteur électrostatique avec une électrode courbée.*

Dans les paragraphes suivants nous décrivons quelques réalisations des dispositifs avec la transduction électrostatique.

1.3.2. *Microphone électret*

Nous avons participé, avec les collègues de la Faculté de Génie Electrique à Prague, au projet de recherche avec la société Tesla Stropkov en Slovaquie. Nous avons développé, pour ce producteur d'équipements et d'installations téléphoniques, un transducteur électroacoustique destiné à leur gamme d'appareils téléphoniques de façon interchangeable en fonction de l'écouteur et du microphone. Le couplage électrostatique avec la polarisation par électret a été choisi pour assurer la qualité et l'autonomie du transducteur.

Un électret est un matériau susceptible de conserver de façon quasi-permanente une charge électrique. L'apparition de cette charge peut être causée soit par la présence d'une « réelle » charge (à la surface ou en volume du matériau), soit comme résultat d'une polarisation du matériau ou par un mélange de ces deux effets. Les matériaux électrets utilisés en acoustique sont typiquement les pellicules minces (10 à $50 \mu\text{m}$) en polymères connus sous leurs noms commerciaux Teflon et Mylar. Les matériaux Teflon (fluoroéthylpropylène - FEP, polytétrafluoroéthylène - PTFE, polyvinilidène de fluorure - PVDF) ont de meilleures caractéristiques électriques, tandis que les matériaux Mylar (téréphtalate de polyéthylène - PET) ont de meilleures propriétés mécaniques, plus particulièrement la stabilité de leur rigidité mécanique.

De nombreuses méthodes ont été proposées pour la formation (chargement ou polarisation) d'électrets. Parmi elles, l'injection de porteurs de charge par décharge, par faisceaux de particules, par électrification via un contact, et par génération de porteurs de charge en diélectrique par la lumière, par la radiation ou par la chaleur et la séparation de la charge par le champ.

Dans notre projet, nous nous sommes orientés vers un chargement via un contact liquide. Dans ce cas, une pellicule en polymère qui est sous un chargement est métallisée sur un côté et reliée avec un pôle de la source de polarisation. Son deuxième côté, non métallisé, est mis en contact via une couche de liquide (eau, alcool éthylique ou solution de HCl, par exemple), avec une électrode, reliée avec l'autre pôle de la source. Une vue schématique de cette méthode est montrée sur la Figure 1.3.5 (a). Un potentiel électrique appliqué entre l'électrode et la métallisation arrière forme des charges en double couche sur les deux interfaces solide-liquide. L'interaction des forces électrostatiques et moléculaires provoque le transfert de la charge vers le matériau polymère. Par un mouvement d'électrode sur la face de la pellicule, une surface importante peut être chargée. Pour assurer la rétention de la charge sur le matériau, l'électrode doit être enlevée (ou le liquide évaporé) avant l'arrêt de la tension. Un prototype de l'appareil de polarisation a été monté pour une utilisation en laboratoire (voir la Figure 1.3.5 (b)), puis construit en production.

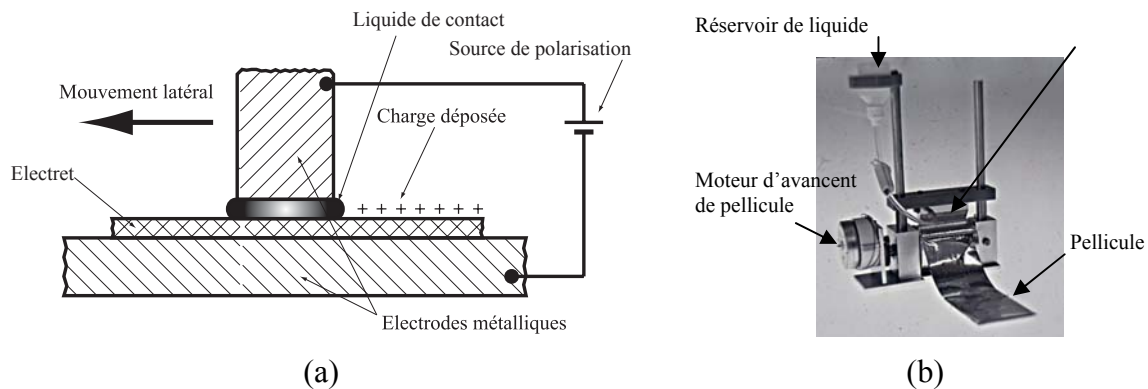


Figure 1.3.5. *Chargement des pellicules électret par un contact liquide : principe (a), prototype de l'appareil (b).*

Nous avons mis en place une méthode de mesure de la charge par une sonde capacitive. Cette méthode, simple dans son principe, est exigeante surtout en termes de choix de matériaux isolants, de fabrication mécanique et de conception d'un amplificateur de charge de faible consommation.

Après cette étape technologique dédiée à la préparation du matériau électret, nous avons modélisé, fabriqué et testé le transducteur capacitif à électret avec les caractéristiques demandées. Le transducteur, dans son principe réciproque, a été conçu pour la réception et la génération des ondes acoustiques dans la gamme de fréquences audibles, mais cette deuxième fonction n'a finalement pas été exploitée en raison de la tension relativement élevée exigée pour son fonctionnement.

Ce projet a donné plusieurs résultats innovants. Premièrement, un microphone a été fabriqué par l'entreprise en prototypage ; deuxièmement, le développement d'un procédé technologique de l'activation électrique d'une feuille polymère par la polarisation via un contact liquide a été finalisé ; et enfin, l'appareillage nécessaire pour le test électrostatique des membranes a été conçu.

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [C40], [C43], [F18], [F23], [F24], [F25], [F26], [F27].

1.3.3. *Microphone sur silicium*

Les microphones micro-usinés ont bénéficié ces dernières années d'une attention croissante de la part des chercheurs et de la part de l'industrie. La raison principale pour cela est le marché énorme qui s'est ouvert pour ce type de produit intégré dans des appareils portatifs. Les microphones sur silicium trouvent leur place également dans des applications où leur taille apporte des avantages par rapport aux microphones faits par des technologies classiques, comme dans les appareils d'aide auditive par exemple. Dans le domaine des microphones de mesure, la concurrence des microphones classiques reste importante, mais les premiers modèles de microphones de mesure micro-usinés ont été annoncés récemment [62], [63].

Les microphones capacitifs ont principalement la forme qui est montrée sur la Figure 1.3.1 (a). Le microphone capacitif sur silicium, tel qu'il a été présenté pour la première fois, est composé de deux substrats de silicium, le premier portant la membrane à base de Si_3N_4 , l'autre portant l'électrode fixe. Les deux électrodes sont séparées par une couche d'oxyde dont l'épaisseur définit la distance entre elles (voir Figure 1.3.6 (a)) [64], [65]. L'électrode

fixe est, dans ce microphone, formée par une plaque métallisée située entre les ouvertures vers l'espace arrière (voir Figure 1.3.6 (b)).

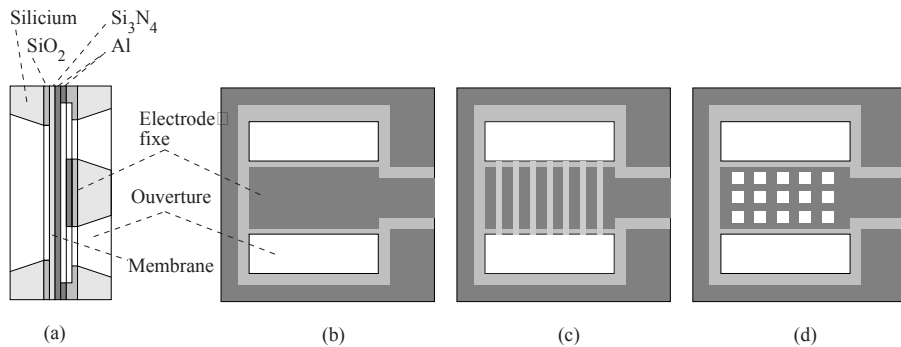


Figure 1.3.6. Schéma en coupe du microphone capacitif (a), vue de l'électrode fixe plane (b), vue de l'électrode fixe avec des rainures (c), vue de l'électrode fixe avec des trous (d).

Le microphone est un capteur large bande dont la gamme de fréquence est délimitée par sa fréquence de résonance. Cette fréquence dépend principalement de la fréquence de résonance de la plaque qui sert de membrane. Elle est définie par les dimensions de la membrane et par la contrainte résiduelle dans le matériau restant après la fabrication. Elle est aussi influencée par l'impédance mécanique de l'espace entre les électrodes. La partie imaginaire de cette impédance a une contribution à la valeur finale de la fréquence de résonance, la partie réelle représente les pertes visqueuses dans l'espace entre les électrodes et détermine la sensibilité à proximité de la résonance. Pour mieux contrôler l'effet de l'espace entre les électrodes sur le comportement du microphone en résonance, des modifications de l'électrode fixe ont été proposées [66].

Le passage de l'air entre les électrodes est déterminé par l'impédance acoustique de cet espace. Cette impédance peut être optimisée par l'introduction de rainures sur la surface de l'électrode fixe ou par des trous traversant l'électrode fixe (voir Figure 1.3.6 (c) et (d)). L'effet d'amortissement par la viscosité de l'air a été étudié en détail pour des transducteurs macroscopiques et publié en 1968 dans [67]. Le modèle publié dans cet article a été adopté plusieurs décennies plus tard par de nombreux chercheurs du domaine des microsystèmes.

Pour la modélisation exacte des microphones micro-usinés, les effets tels que la forme carrée des membranes ou l'interaction entre la membrane et la couche d'air doivent être pris en compte. Plus de détails sur ces aspects sont donnés dans [68] et [69].

Dans notre projet, nous sommes partis du procédé proposé par la société Cronos (actuellement MEMSCAP) appelée MUMPs (Multi-User MEMS Processes), dans le but de simplifier l'aspect technologique du développement. Il s'agit d'un procédé avec trois niveaux de polysilicium, séparés par des couches sacrificielles d'oxyde de silicium comme le montre la Figure 1.3.7 [70]. Les trois couches de polysilicium servent à créer une structure finale, deux couches d'oxyde sont utilisées comme des couches sacrificielles.

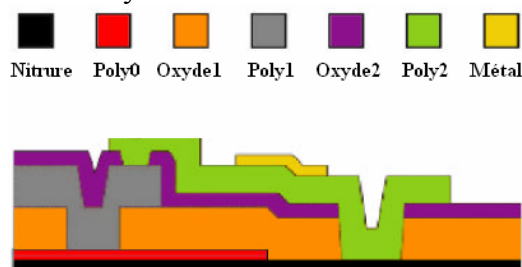


Figure 1.3.7. Schéma en coupe du procédé MUMPs.

Suite à notre travail d'analyse par les éléments finis et par un modèle équivalent du transducteur électrostatique, nous avons proposé une structure du microphone. Cette structure composée essentiellement de deux plaques en polysilicium (voir la Figure 1.3.8 (a)) a été fabriquée par le procédé MUMPs. Le résultat de la fabrication est montré sur la Figure 1.3.8 (b).

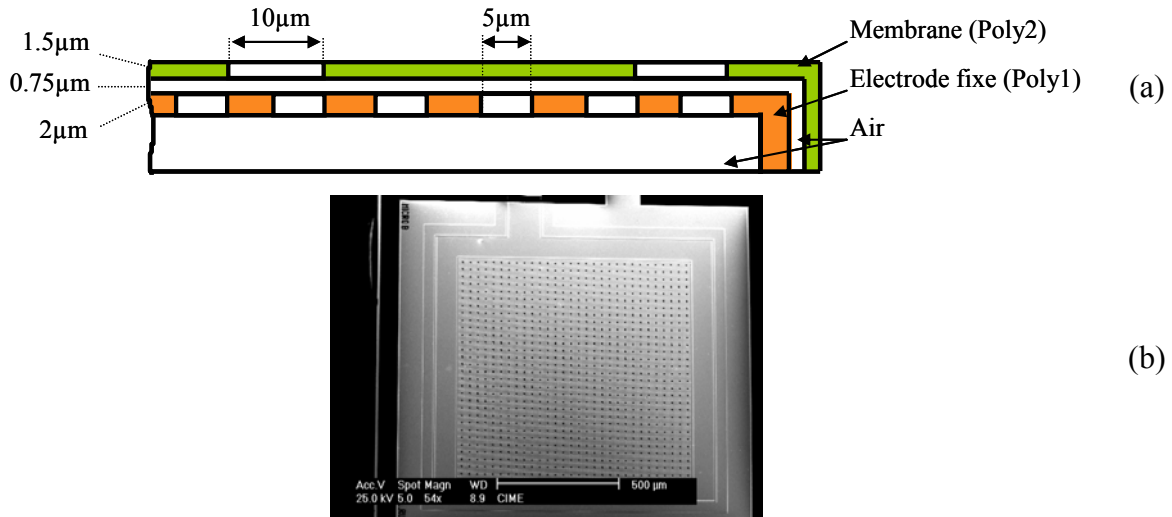


Figure 1.3.8. *Microphone en procédé MUMPs : structure schématique (a), échantillon fabriqué (b).*

Les résultats du test électrique, représentés par le module d'impédance électrique en fonction de la fréquence, sont montrés sur la Figure 1.3.9.

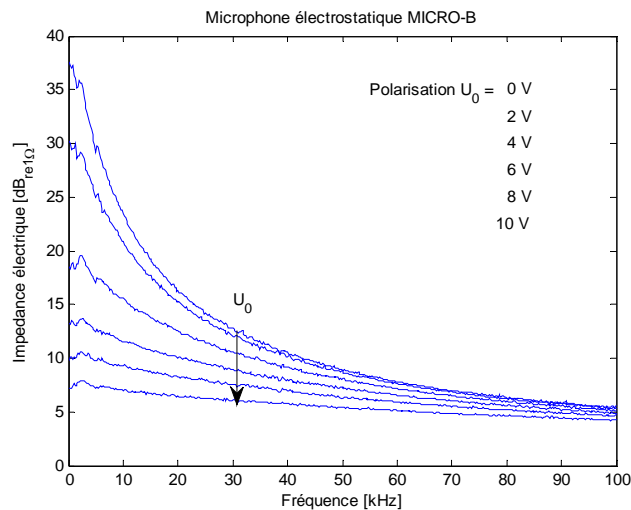


Figure 1.3.9. *Impédance électrique du microphone électrostatique.*

Comme cela a été montré précédemment, un microphone électrostatique est, par son principe, un condensateur variable composé de deux électrodes. La fabrication d'un microphone capacitif est, malgré la simplicité de sa structure, une procédure complexe. La sensibilité du microphone est liée à la compliance totale de l'électrode mobile. Le besoin d'une électrode souple est justifié par l'exigence d'une sensibilité élevée. La maîtrise de la contrainte résiduelle et de son homogénéité dans des matériaux formant les membranes des microphones MEMS pose souvent des problèmes technologiques.

Pour ces raisons, nous nous sommes orientés, dans le projet mené avec nos collègues à l'Université HKUST (Hong Kong University of Science and Technology), vers une structure d'électrode mobile en forme de poutre. Une poutre, encastrée sur un côté, est d'une part très souple et, d'autre part, elle est libérée de la contrainte résiduelle grâce à sa symétrie. L'idée de base de ce type de microphone est montrée sur la Figure 1.3.10.

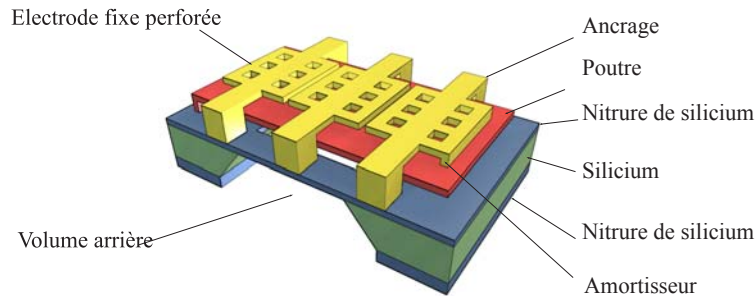


Figure 1.3.10. Structure du microphone électrostatique à poutre.

Une poutre en polysilicium, encastrée sur un côté et renforcée par des couches de nitrure de silicium sur ses deux faces, sert d'élément sensible du microphone. Au-dessous d'une face de la poutre est créée une cavité par une gravure anisotrope du silicium. Au-dessus de l'autre face est fabriqué un système d'électrodes fixes par un dépôt électrolytique en basse température. Les électrodes fixes sont séparées en trois parties. Elles peuvent être reliées électriquement et mises sur le même potentiel pour un fonctionnement normal du microphone. Une séparation électrique de ces trois parties peut servir en cas de test ou d'étalonnage du microphone. Le signal de test envoyé sur l'électrode centrale simulera la pression acoustique par une stimulation électromécanique de la membrane, les deux autres électrodes détecteront le mouvement de la membrane. Cet arrangement des électrodes peut servir comme base d'un transducteur électroacoustique avec le mode d'auto-test.

Pour l'analyse harmonique du microphone, nous avons utilisé un circuit analogique montré sur la Figure 1.3.11.

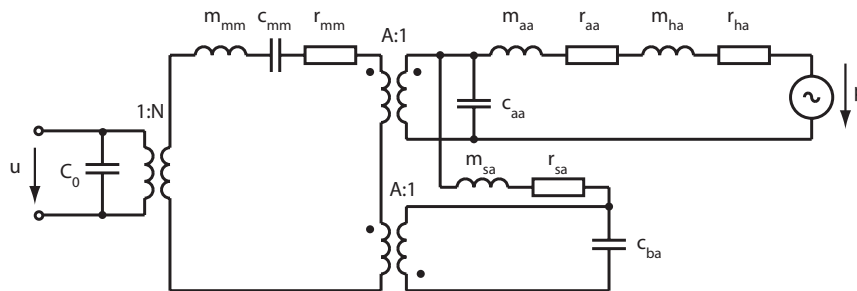


Figure 1.3.11. Modèle du microphone électrostatique à poutre.

Dans ce modèle, l'entrée acoustique du microphone est considérée sur la face externe de l'électrode fixe. Le signal acoustique traverse les ouvertures de l'électrode fixe représentées par les éléments acoustiques r_{ha} et m_{ha} , puis l'espace entre les électrodes fixe et mobile représenté par les éléments r_{aa} , m_{aa} , et c_{aa} , et arrive sur une face de l'électrode mobile. L'autre face de la même électrode est chargée par un volume de compliance c_{ba} . Deux transformateurs de ratio $1/A$ sont nécessaires pour respecter la connexion entre le côté acoustique et mécanique du transducteur (A étant la surface de la membrane). Un autre transformateur de ratio $1/N$ représente la conversion électromécanique et C_0 est la capacité entre les électrodes. L'impédance formée par les éléments r_{sa} et m_{sa} correspondant à l'interstice entre la poutre et le substrat doit être d'une valeur suffisamment élevée pour minimiser le signal agissant sur l'autre face de la poutre. La valeur de cette impédance est

ajustée d'une part par la distance entre la poutre et le substrat et d'autre part par leur surface commune.

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [C8], [F5].

1.3.4. *Transducteur capacitif ultrasonore micro-usiné (CMUT)*

Jusqu'à l'arrivée des microsystèmes, les matériaux piézoélectriques ont dominé dans la technologie des transducteurs ultrasonores. Récemment, les transducteurs capacitifs micro-usinés émergent comme une technologie alternative qui permet de fabriquer les parties des transducteurs avec une précision qui reste inaccessible aux technologies classiques. Parmi les applications où les transducteurs électrostatiques micro-usinés offrent des qualités plus intéressantes que les transducteurs traditionnellement utilisés, on trouve surtout le contrôle non-destructif avec couplage à l'air ([52]) et l'imagerie 3D ([53]). Dans ces applications, les avantages concrétisés par une largeur de bande, une facilité de fabriquer des matrices de transducteurs ainsi que le potentiel d'intégration avec l'électronique sont les plus appréciés.

Les transducteurs destinés aux applications ultrasonores sont résonants, avec la fréquence de résonance qui, pour les transducteurs micro-usinés, varie entre des dizaines de *kHz* et des dizaines de *MHz*. Les dimensions latérales des membranes correspondant à cette gamme de fréquences se situent entre des dizaines et des centaines de μm , et les épaisseurs varient entre quelques dixièmes de μm et des unités de μm . Afin d'augmenter sa sensibilité, le transducteur peut être composé d'un grand nombre de cellules, dont chacune a la résonance souhaitée (voir la Figure 1.3.12).

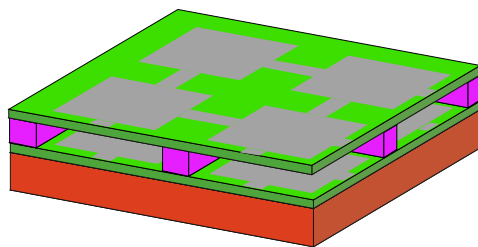


Figure 1.3.12. *Structure d'un transducteur électrostatique micro-usiné pour des applications ultrasonores.*

Le rendement du transducteur peut être amélioré par le fait d'avoir une électrode courbée. Un transducteur de ce type produisant le niveau de la pression acoustique de 112 dB à 10 mm sur une fréquence de 127 kHz est décrit dans [71]. Pour réduire les pertes acoustiques à l'intérieur du transducteur, les cellules peuvent être enfermées sous vide [72]. L'accessibilité aux cellules individuelles ou aux groupes de cellules permet la conception des matrices des transducteurs pour l'imagerie par ultrason [73].

Nous avons effectué une étude de faisabilité d'un transducteur capacitif ultrasonore micro-usiné (CMUT pour Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer) pendant la préparation du projet ANDES (Air-coupled Non-DEstructive inspection Systems) dans le cadre du programme européen FP6/GROWTH EUREKA/EURIMUS. Le but de ce projet a été le développement d'un transducteur électroacoustique en technologie MEMS (micro usinage de surface) pour la génération et la détection d'ondes acoustiques dans le domaine des fréquences entre 40 kHz et 2 MHz. Ce transducteur a été prévu pour des applications dans le domaine du contrôle non destructif par ultrason avec couplage à l'air. Cette nouvelle méthode permet de contrôler des matériaux et des structures sans contact mécanique ou sans la nécessité d'utiliser le milieu liquide qui sont nécessaires dans des

applications traditionnelles. Cette méthode exige la conception de la partie mécanique et électrique du transducteur basée sur un modèle précis de tous les aspects de leur fonctionnement.

Pendant l'étude de faisabilité, nous avons fabriqué plusieurs échantillons du transducteur CMUT en technologie MUMPs. Un exemple de ce transducteur est montré sur la Figure 1.3.13 (a). Il n'a pas été possible, dans cette technologie générique avec un procédé et des paramètres figés, de prévoir une architecture du transducteur plus complexe qui permettrait par exemple une étanchéité des cellules du transducteur facilitant son fonctionnement dans des liquides. Néanmoins, les résultats obtenus par le test ont démontré un accord acceptable avec le modèle utilisé. Les membranes des cellules munies de trous nécessaires pour la gravure sont montrées en détail sur la Figure 1.3.13 (b).

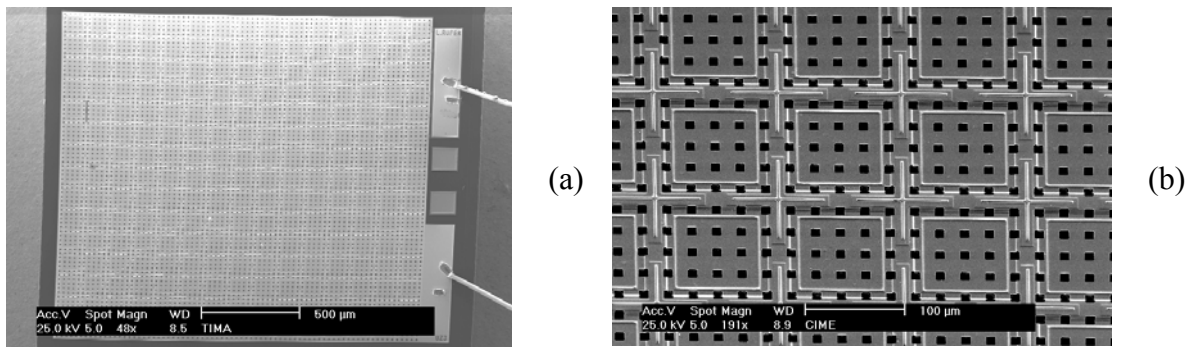


Figure 1.3.13. Exemple d'un échantillon du transducteur CMUT fabriqué en technologie MUMPs (a), les membranes en détail (b).

La validation des échantillons de ce transducteur a été faite uniquement au niveau de son comportement électrique. La Figure 1.3.14 illustre un des résultats obtenus pour le capteur de la Figure 1.3.13. Dans le graphe est documentée la tendance du module de l'impédance électrique de ce transducteur en fonction de la fréquence avec la tension de polarisation comme paramètre. Nous pouvons constater l'effet de la tension de la polarisation sur la fréquence de résonance et sur le facteur de qualité des transducteurs dû à la réduction de distance entre les électrodes. La fréquence de résonance du transducteur se trouvant entre 1.1 et 1.2 MHz est en accord avec la simulation.

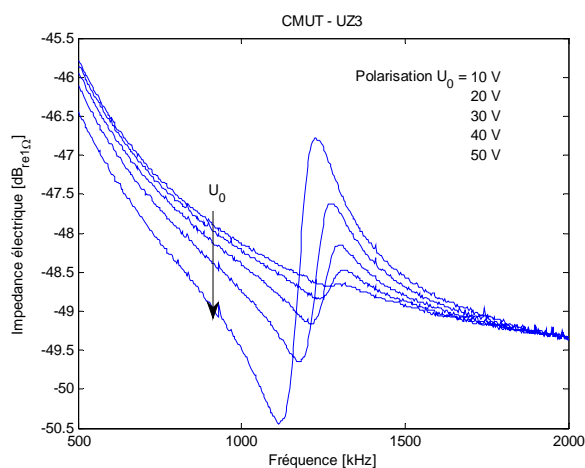


Figure 1.3.14. Résultats du test électrique du transducteur CMUT.

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [C33], [C34], [F4].

1.3.5. μ -Générateur électrique

Avec la miniaturisation les circuits électroniques atteignent des tailles correspondant aux systèmes autonomes et portatifs. Les systèmes autonomes ont besoin d'une source portative d'énergie électrique qui les alimentera pendant toute la durée de vie. L'utilisation des piles présente un problème pour leur remplacement ou rechargement qui est coûteux, difficile ou impossible, surtout pour des systèmes de taille inférieure à 1 mm^3 . Dans ce contexte, un sujet de recherche dédié aux micro-générateurs d'énergie électrique a été développé pendant la dernière décennie avec le but d'offrir une source d'énergie aux systèmes intelligents et de les rendre ainsi autonomes.

Il existe plusieurs concepts de la génération de l'énergie électrique applicable aux microsystèmes. Une conception possible des sources d'alimentation consiste en la récupération de l'énergie ambiante qui peut être d'origine solaire, thermique, cinétique, chimique, acoustique ou électrique.

De nombreuses équipes de recherche sont impliquées dans le développement des générateurs d'énergie basés sur la conversion mécano-électrique. La puissance récupérable à partir d'un environnement vibratoire peut comprendre la gamme de $0.1 \mu W$ à $100 \mu W$ [74]. Le progrès en fabrication des circuits intégrés et en conception des circuits de faible consommation a réduit la consommation totale des systèmes autonomes bien en dessous de $1 mW$. Plusieurs plateformes de réseaux sans fil de faible consommation sont disponibles actuellement [75], [76], [77], [78].

La conversion des vibrations en électricité rendra les systèmes autonomes indépendants dans de nombreux environnements. Des vibrations de faibles niveaux se produisent dans des milieux tels que bâtiments, automobiles, avions, navires, trains et tout environnement industriel. Le progrès en technologies MEMS permet d'envisager leur emploi dans la conversion d'énergie. Trois principes de couplage d'énergie sont envisagés : électromagnétique, piézoélectrique et électrostatique.

Un des avantages de la conversion électromagnétique repose sur le fait que pour démarrer la génération, une source de tension séparée n'est pas nécessaire. Un autre avantage de cette conversion est que la conception du système peut être faite sans contact mécanique entre ses composants, ce qui augmente la fiabilité et réduit les pertes mécaniques [79]. Des résultats obtenus par plusieurs groupes de recherche montrent la supériorité de la conversion piézoélectrique pour la génération directe de la tension appropriée [80]. Un seul inconvénient de ce type de couplage consiste en la difficulté d'implémentation et en l'intégration avec des circuits microélectroniques. Ce dernier problème n'est pas présent dans des microsystèmes électrostatiques, en revanche l'inconvénient principal repose sur la nécessité d'une source externe pour démarrer le procédé de conversion [79]. Des chercheurs ont montré que ce problème peut être surmonté en remplaçant une source séparée par un électret [81].

Nous avons abordé le problème de la génération d'énergie électrique par un couplage électrostatique en collaboration avec l'Université HKUST (Hong Kong University of Science and Technology) dans le cadre du projet DUO-France mené entre 2003 et 2005. Le générateur développé pendant ce travail repose sur une structure de résonateur composée de plusieurs lames libérées pour un mouvement en plan du dispositif suivant un axe perpendiculaire à la longueur des lames (voir la Figure 1.3.15). Ces lames, ensemble avec des lames fixes de taille similaire, placées en dessous (voir la Figure 1.3.15 (a)) créent un transducteur électrostatique latéral.

Un transistor de détection et un pont de diodes qui représentent une partie constituante de cette source ont pour fonction de suivre le chargement de la grille flottante et de rectifier la tension obtenue. Nous avons modélisé la partie mécanique d'abord dans un régime d'un signal de faible amplitude par un circuit analogique linéarisé. Par la suite, nous avons développé un modèle dynamique en Matlab / Simulink qui permet une estimation de la réponse à un signal de forte amplitude.

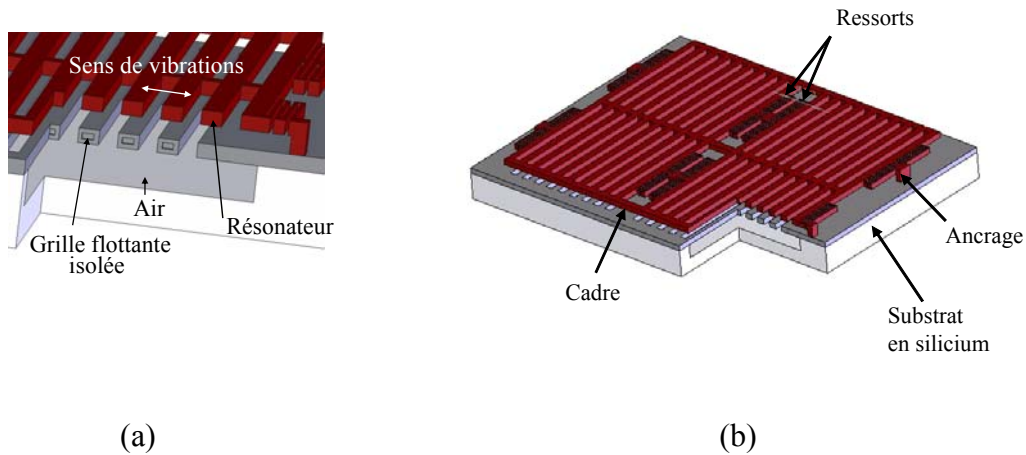


Figure 1.3.15. Structure du micro-générateur électrostatique : les électrodes en détail (b), la vue globale (a).

Le générateur réalisé en technologie compatible CMOS complété par une étape de la croissance électrolytique à travers les motifs d'une couche épaisse de résine est montré sur la Figure 1.3.16 (a). Le niveau de la puissance électrique à la sortie du générateur pour la fréquence dans le voisinage de 4 kHz et pour le déplacement des électrodes de $2,2 \mu\text{m}$ en fonction de la charge résistive est montré sur la Figure 1.3.16 (b). Les courbes de cette figure témoignent d'un bon accord entre les résultats du test et la simulation dynamique.

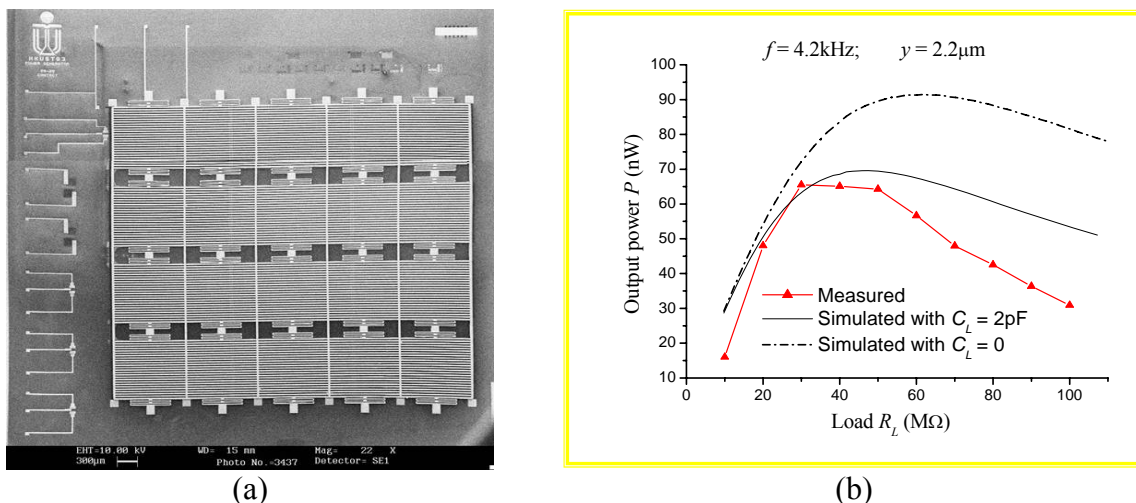


Figure 1.3.16. Micro-générateur électrostatique : le dispositif réalisé en technologie HKUST (a), les résultats du test et de la simulation (b).

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [B4], [C15], [C16].

1.4. METHODES DE CONVERSION NON REVERSIBLE

Les travaux de développement ou de recherche sur la génération ou la détection d'énergie acoustique nécessitent de trouver une conversion électroacoustique ou acousto-électrique la plus adaptée à l'application donnée et aux moyens de fabrication disponibles. Cette conversion n'est que rarement directe, elle se réalise souvent à travers la conversion électromécanique ou mécano-électrique. A part les cas discutés jusqu'à maintenant, qui ont été des exemples de la conversion réciproque, il existe des méthodes de conversion électromécanique ou mécano-électrique qui ne sont pas réversibles. Parmi ces méthodes citons la conversion basée sur la dissipation de l'énergie (chaleur) dans le cas de l'actuation et l'effet piézorésistif dans le cas des capteurs. Même si elles sont connues depuis longtemps, ces deux méthodes ont trouvé de nombreuses applications notamment dans le monde des microsystèmes.

La conversion électromécanique dans des dispositifs en silicium est difficile à produire à cause de l'absence de l'effet piézoélectrique dans ce matériau. Les méthodes de conversion réversible utilisant des forces électrostatique ou magnétique ne sont pas favorables à la réalisation de dispositifs monolithiques. Pour cette raison, une conception d'actuation à base de l'expansion thermique est devenue très attirante dans des applications microsystèmes [82]. De plus, les forces produites par l'expansion thermique sont très élevées. A titre d'exemple, une poutre de $100\ \mu\text{m}$ de longueur exposée à une augmentation de la température de 100°C exercera une force de $49\ \mu\text{N}$ par $1\ \mu\text{m}^2$ de sa section. A comparer avec un actionneur électrostatique ayant un espace entre les électrodes de $2\ \mu\text{m}$ et une tension d'actuation de $10\ \text{V}$ qui développera une force de $0,1\ \mu\text{N}$ par $1\ \mu\text{m}^2$ de la superficie capacitive [83].

De multiples applications de l'effet électrothermique dans des micro-actionneurs ou des micro-capteurs sont connues. Souvent, des flexions hors-plan comme des résultats de flambement des membranes ou des effets bimétabliques sur des poutres ou sur d'autres structures composées sont provoquées par l'effet thermique [84]. Moins nombreuses sont des solutions pour une déformation dans le plan du substrat qui bénéficient plus de la géométrie de la structure que des différentes propriétés des matériaux utilisés pour obtenir une action du type bi-morphe [85].

La piézorésistivité qui se manifeste par un changement de la conductivité électrique d'un corps lorsque celui-ci est soumis à des contraintes mécaniques et, par conséquent, à des déformations fut découverte par Lord Kelvin (W. Thompson) en 1856. Les jauges de déformation fabriquées au moyen de fils métalliques et basées sur cet effet ont été introduites pour la première fois en 1939 [86]. La variation de la résistance par l'effet piézorésistif des métaux est très faible. Pour cette raison, la découverte de l'effet de la piézorésistivité dans les semi-conducteurs [87], qui est cent fois plus prononcée que dans les métaux, a suscité beaucoup d'intérêt. Les premières réalisations dans ce domaine ont été les membranes piézorésistives en silicium [88] et le capteur de pression [89]. Depuis, beaucoup de travail a été effectué et les transducteurs piézorésistifs sont utilisés et industrialisés dans un grand nombre de dispositifs, surtout dans les capteurs de pression.

Dans les paragraphes suivants, nous donnons une description mathématique succincte de la piézorésistivité dans le cas du silicium monocristallin avant de nous intéresser au cas du polysilicium, matériau qui est également utilisé pour former les jauges de contraintes dans les microsystèmes. Ensuite, la base de l'effet électrothermique sera exposée et une application des effets électrothermique et piézorésistive sera décrite.

1.4.1. Conversion piézorésistive

Expliciter le phénomène piézorésistif revient à déterminer le changement de résistance électrique d'un corps en fonction des contraintes mécaniques qu'il subit. Pour cette raison, il convient de définir la matrice des coefficients de changement relatif de résistivité spécifique $[d]$ par le rapport à la variation de résistivité spécifique $[\Delta\rho]$ et de résistivité spécifique ρ correspondant au cas où les contraintes mécaniques sont nulles :

$$[d] = \frac{[\Delta\rho]}{\rho} \quad (1.4.1)$$

Dans le cas d'un matériau anisotrope cristallin, le coefficient $[d]$ et la variation $[\Delta\rho]$ sont décrits par des tenseurs de rang deux qui sont représentés par des matrices 3x3. Du fait des symétries existantes dans le cristal, les éléments de ces tenseurs sont dégénérés de telle sorte que ceux-ci puissent être décrits par des matrices symétriques. Le champ électrique $[E]$ est relié à la densité de courant $[J]$ par le biais du tenseur $[d]$ et on peut écrire [86] :

$$\frac{1}{\rho} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 & d_6 & d_5 \\ d_6 & d_2 & d_4 \\ d_5 & d_4 & d_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{bmatrix} \quad (1.4.2)$$

La résistivité d'un matériau piézorésistif dépend de la contrainte appliquée. Les six composantes du tenseur de changement relatif de résistivité d_i peuvent être exprimées en fonction de six composantes des contraintes mécaniques T_i à l'aide d'un tenseur de rang quatre regroupant les différents coefficients piézorésistifs π_{ij} . Ce tenseur est représenté par une matrice 6x6. Le nombre de composantes indépendantes de cette matrice est défini par les conditions de symétrie propres à chaque classe cristalline. Pour la classe cubique (cas du silicium), la matrice est réduite à trois coefficients piézorésistifs seulement [87] :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \\ d_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} \quad (1.4.3)$$

Les coefficients piézorésistifs π_{ij} sont exprimés en Pa^{-1} . Ils varient en fonction de la température, du type de dopage, de la dose implantée et peuvent être, selon les cas, positifs ou négatifs. Le Tableau 1.4.1. donne les valeurs de ces coefficients pour le silicium monocristallin [87].

Silicium	$\pi_{11} [10^{-11} \text{ Pa}^{-1}]$	$\pi_{12} [10^{-11} \text{ Pa}^{-1}]$	$\pi_{44} [10^{-11} \text{ Pa}^{-1}]$
Type - P	6.6	-1.1	138.1
Type - N	-102.2	53.4	-13.6

Tableau 1.4.1. Coefficients piézorésistifs du silicium.

Les équations (1.4.2) et (1.4.3) peuvent être combinées pour donner les expressions décrivant les composantes du champ électrique E qui sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
E_x &= \rho J_x + \rho\pi_{11}T_1J_x + \rho\pi_{12}(T_2 + T_3)J_x + \rho\pi_{44}(J_yT_6 + J_zT_5) \\
E_y &= \rho J_y + \rho\pi_{11}T_2J_y + \rho\pi_{12}(T_1 + T_3)J_y + \rho\pi_{44}(J_xT_6 + J_zT_4) \\
E_z &= \rho J_z + \rho\pi_{11}T_3J_z + \rho\pi_{12}(T_1 + T_2)J_z + \rho\pi_{44}(J_xT_5 + J_yT_4)
\end{aligned} \tag{1.4.4}$$

Le premier terme de ces équations représente la loi d'Ohm dans le cas d'un conducteur ne subissant aucune contrainte mécanique, alors que le deuxième met en évidence le phénomène de piézorésistivité dit de premier ordre. Les deux derniers termes donnent une description physique complète du champ électrique en tenant compte des contraintes de cisaillement.

Pour toutes les équations décrites précédemment, nous nous plaçons dans un repère dont les axes sont confondus avec les axes <100> du cristal de silicium. Dans de nombreux cas, il peut être souhaitable et plus simple d'exprimer les coefficients piézorésistifs suivant une direction quelconque de l'espace. Ceci nous amène à définir le facteur piézorésistif longitudinal et transversal (notés π_l et π_t). Le facteur piézorésistif longitudinal sera relié aux contraintes ayant la même direction que le flux électrique alors que le facteur piézorésistif transversal sera relié aux contraintes perpendiculaires. Sans donner de développements mathématiques détaillés, les expressions de ces deux facteurs piézorésistifs sont les suivantes [90] :

$$\begin{aligned}
\pi_l &= \pi_{11} + 2(\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11})(l_1^2 m_1^2 + l_1^2 n_1^2 + m_1^2 n_1^2) \\
\pi_t &= \pi_{12} - (\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11})(l_1^2 l_2^2 + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2)
\end{aligned} \tag{1.4.5}$$

où l_i , m_i et n_i sont les cosinus directeurs du nouveau système de coordonnées. Les cosinus directeurs représentent les coordonnées des vecteurs unitaires <100> du réseau cristallin dans la nouvelle base vectorielle définie. Ainsi un vecteur (x y z) se référant à la base vectorielle du réseau cristallin aura comme coordonnées (x* y* z*) dans la nouvelle base suivant l'équation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ z^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 & m_1 & n_1 \\ l_2 & m_2 & n_2 \\ l_3 & m_3 & n_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} \tag{1.4.6}$$

Le Tableau 1.4.2 donne les valeurs des coefficients piézorésistifs longitudinal et transversal pour différentes combinaisons de directions dans le réseau cristallin.

Direction longitudinale	Coefficient piézorésistif π_l	Direction transversale	Coefficient piézorésistif π_t
[100]	π_{11}	[010]	π_{12}
[001]	π_{11}	[110]	π_{12}
[111]	$\frac{1}{3}(\pi_{11} + 2\pi_{12} + 2\pi_{44})$	[1 $\bar{1}$ 0]	$\frac{1}{3}(\pi_{11} + 2\pi_{12} - \pi_{44})$
[110]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	[111]	$\frac{1}{3}(\pi_{11} + 2\pi_{12} - \pi_{44})$
[110]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	[001]	π_{12}
[110]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	[1 $\bar{1}$ 0]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44})$

Tableau 1.4.2. Coefficients piézorésistifs longitudinal et transversal pour différentes directions.

Comme le montrent les équations (1.4.5), les facteurs piézorésistifs longitudinal et transversal peuvent être indépendants de l'orientation si $\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11} = 0$. Cette condition peut être vérifiée par des alliages silicium-germanium [91].

Alors que les coefficients piézorésistifs longitudinal et transversal expriment la variation de la résistivité électrique en fonction des contraintes mécaniques, le facteur de jauge K l'exprime en fonction de l'élongation du conducteur en tenant compte des considérations géométriques :

$$K = \frac{\Delta R/R}{S} \quad (1.4.7)$$

Dans cette expression, R est la résistance électrique et S la déformation relative.

La définition du facteur de jauge K s'appuie sur l'expression fondamentale donnant la résistance électrique R d'un conducteur en fonction de sa géométrie et de sa résistivité ρ , comme le montre la Figure 1.4.1.

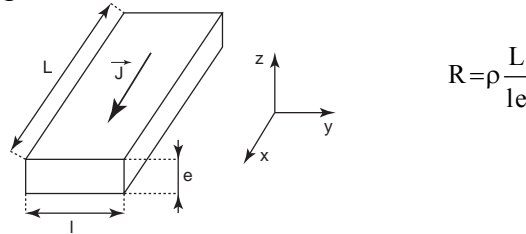


Figure 1.4.1. Définition de la résistance électrique d'un conducteur.

La variation relative de la résistance électrique peut être décomposée en la somme de deux termes, l'un associé aux contraintes longitudinales et l'autre aux contraintes transversales :

$$\frac{\Delta R}{R} = \left. \frac{\Delta R}{R} \right|_l + \left. \frac{\Delta R}{R} \right|_t \quad (1.4.8)$$

En utilisant la loi de Hooke qui relie les contraintes T et les déformations S ($T = E S$ où E est le module de Young du matériau en question) et en considérant le matériau comme isotrope avec le coefficient de Poisson σ égal dans toutes les directions, nous pouvons déduire les expressions des facteurs de jauge piézorésistifs longitudinal et transversal dans les formes suivantes [92] :

$$K_l = \pi_l E + 1 + 2\sigma \quad , \quad K_t = \pi_t E - 1 \quad (1.4.9)$$

La connaissance des facteurs de jauge piézorésistifs permet d'écrire pour la variation relative de la résistance électrique :

$$\frac{\Delta R}{R} = K_l S_l + K_t S_t \quad (1.4.10)$$

Contrairement au silicium monocristallin, le polysilicium, en tant qu'agglomérat de grains présentant chacun une direction cristallographique particulière, ne possède pas de structure cristalline propre. De plus, les phénomènes de conduction au niveau des joints de grains semblent avoir une grande influence sur la résistivité globale d'un conducteur formé de polysilicium.

Les coefficients piézorésistifs longitudinal et transversal du silicium polycristallin peuvent s'exprimer simplement en moyennant ceux du silicium monocristallin sur toutes les directions de l'espace, comme le montre l'équation suivante où le système de coordonnées

sphériques est utilisé [93]. Notons que l'orientation des grains est supposée être purement aléatoire et uniformément répartie.

$$\langle \pi_l \rangle = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} [\pi_{11} + 2(\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11})(l_1^2 m_1^2 + l_1^2 n_1^2 + m_1^2 n_1^2)] \sin(\delta) d\theta d\delta}{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin(\delta) d\theta d\delta} \quad (1.4.11)$$

Cette intégrale donne le résultat suivant :

$$\langle \pi_l \rangle = \pi_{11} + \frac{2}{5}(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) \quad (1.4.12)$$

Le même raisonnement peut être utilisé pour le facteur piézorésistif transversal :

$$\langle \pi_t \rangle = \pi_{12} + \frac{2}{15}(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) \quad (1.4.13)$$

En ce qui concerne les facteurs de jauges piézorésistifs, leur expression dans le cas du polysilicium est la suivante :

$$\langle K_l \rangle = \langle \pi_l \rangle E + 1 + 2\langle \sigma \rangle \quad , \quad \langle K_t \rangle = \langle \pi_t \rangle E - 1 \quad (1.4.14)$$

L'expression du facteur de jauge longitudinal fait intervenir la valeur du coefficient de Poisson du silicium moyennée sur toutes les directions de l'espace $\langle \sigma \rangle$. Cette valeur peut être prise comme égale à 0,226 [93].

1.4.2. Conversion électrothermique

Une simple structure formée de deux matériaux ayant des coefficients de dilatation différents exerce, sous un changement de température, un déplacement dans le sens perpendiculaire au plan de séparation de deux matériaux (voir la Figure 1.4.2).

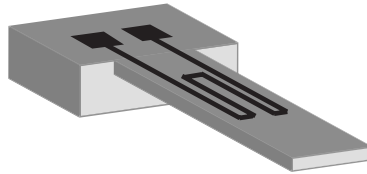


Figure 1.4.2. Actionneur thermique à effet bilame.

L'effet bilame qui se manifeste dans la configuration décrite comprend différentes expansions de chaque couche provoquant une contrainte thermique au niveau de l'interface entre les couches, ce qui résulte en une déformation de la structure. Dans le cas de microsystemes, la chaleur est souvent injectée par l'effet Joule induit par le passage du courant électrique par une couche résistive. La puissance injectée par l'unité de longueur est égale à :

$$p(x) = \frac{i^2 r}{hw(x)} \quad (1.4.15)$$

où r est la résistivité du matériau déposé, i est le courant, h est l'épaisseur et $w(x)$ est la largeur de la couche déposée.

La puissance dissipée par unité de longueur comprend la composante statique et dynamique. La composante statique n'a qu'un effet indirect sur le comportement

dynamique via des variations des paramètres dépendant de la température comme le module de Young, la densité, les dimensions et les propriétés thermiques.

Les structures composées d'éléments simples peuvent être décrites par des équations d'onde qui donnent comme solutions des relations pour les déformations et les forces réparties sur la structure. Une analyse de la structure illustrée dans la Figure 1.4.2 donne pour la force d'excitation [94] :

$$P_e(x) = -p''(x) \frac{12E_b I}{w_b k_t} \alpha \Gamma_1(\gamma) \quad (1.4.16)$$

où k_t est la conductivité thermique, α est le coefficient d'expansion thermique et I est le moment d'inertie de la poutre. La fonction Γ_1 est définie comme :

$$\Gamma_1(\gamma) = \frac{1}{\gamma^2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\gamma} + \frac{2}{\gamma(1+e^{-\gamma})} \right) \quad (1.4.17)$$

où γ est une valeur complexe, sans dimension, dépendante de la fréquence qui s'identifie avec le nombre d'ondes thermiques normalisé. Dans les basses fréquences, $\Gamma_1 = 1/24$. Dans les hautes fréquences, le module de Γ_1 décroît avec $1/\omega$.

Pour les structures des géométries complexes, les déformations induites par des effets thermiques peuvent être modélisées par l'analyse des éléments finis. Cette approche permet une analyse couplée qui combine dans un modèle le comportement mécanique, électrique et thermique avec des conditions aux limites appropriées au problème. Une autre technique consiste à calculer les éléments réduits par les éléments finis et à introduire ces éléments dans un modèle comportemental du système analysé. Cette technique permet d'obtenir des résultats rapidement et avec une précision suffisante pour de nombreuses applications.

1.4.3. *Transducteur pulse-écho micro-usiné*

Nous avons étudié et développé un dispositif destiné à la génération et la détection d'ondes acoustiques dans le domaine des fréquences autour de 40 kHz qui permet la détection de l'obstacle dans un régime pulse écho. Le fonctionnement de ce dispositif consiste en deux phases : la génération et la réception du signal acoustique. Le transducteur ultrasonore qui est au cœur de ce microsystème est formé d'une plaque composée de plusieurs couches issues du procédé de fabrication CMOS (voir la Figure 1.4.3 (a)). La couche de nitrure de silicium (Si_3N_4) est mécaniquement la plus importante. La couche de polysilicium est utilisée pour l'intégration des composants nécessaires pour le fonctionnement du système (résistances de chauffe, piézorésistances et thermopiles). Une résistance de chauffe en polysilicium est placée au centre de la membrane pour produire l'excitation thermomécanique de celle-ci. La membrane encadrée à son extrémité est déformée en flexion par un couplage thermoélectrique dans le régime de génération. En réception, la détection du mouvement de la plaque se fait par des jauges piézorésistives intégrées dans la couche du polysilicium.

Le transducteur avec l'électronique intégrée a été fabriqué dans le cadre de la thèse de Doctorat intitulée 'Conception des microsystèmes acoustiques sur silicium' (C. Domingues, 2005). Le dispositif a été fabriqué en technologie CMOS $0.8 \mu\text{m}$ combiné avec le micro-usinage par la gravure ionique réactive profonde (DRIE pour Deep Reactive Ion Etching). La Figure 1.4.3 (b) montre la partie centrale de ce dispositif comportant la membrane ($1.3 \times 1.3 \text{ mm}^2$) et les circuits électroniques associés.

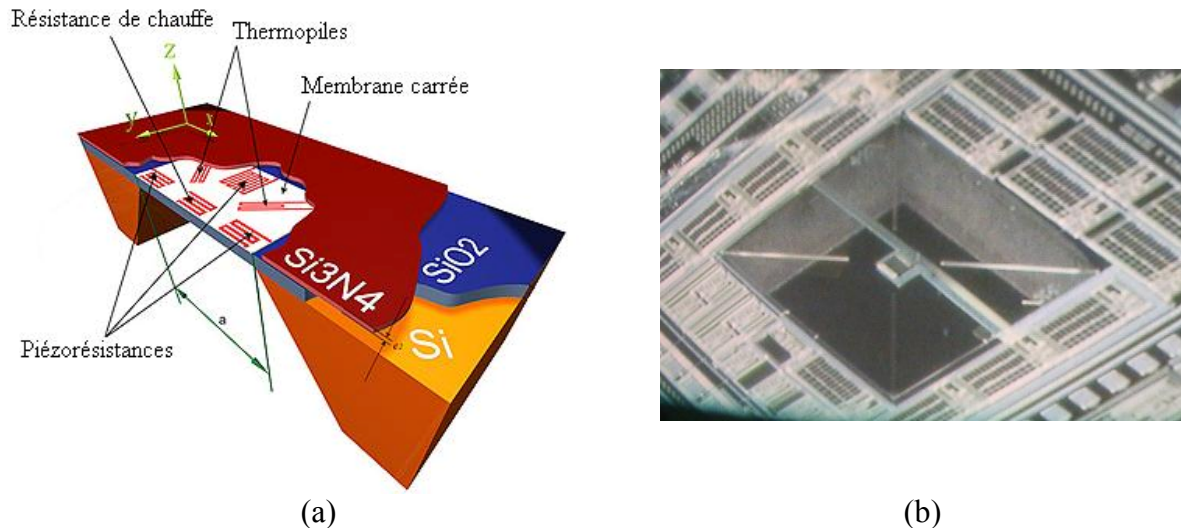
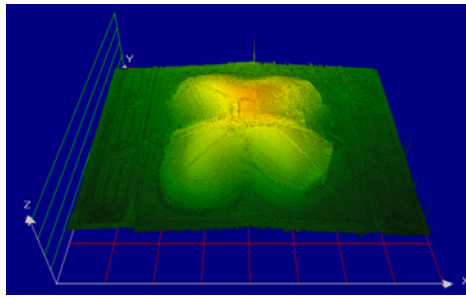


Figure 1.4.3. *Dispositif pulse-écho : Principe (a), vue sur la membrane réalisée en technologie CMOS 0,8 μ m après la gravure (b).*

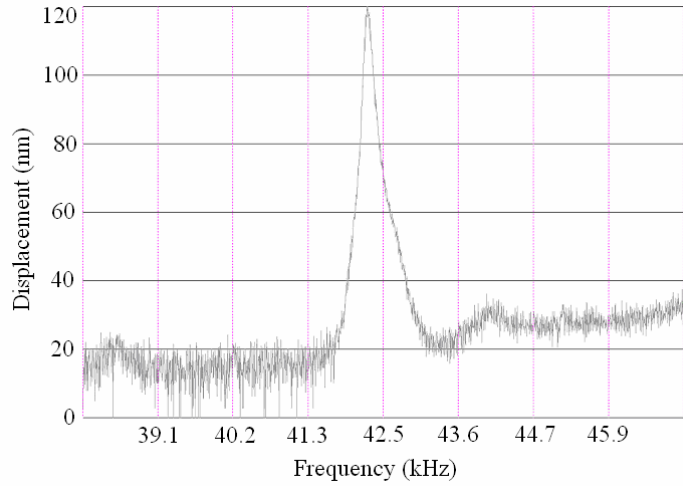
Nous avons appliqué plusieurs tests sur le dispositif fabriqué afin de vérifier son fonctionnement. Nous avons d'abord vérifié la déformation statique de la membrane par un profilomètre interférométrique (Fogale ZoomSurf 3D). Le résultat montré sur la Figure 1.4.4 (a) témoigne de la présence d'un flambement de la membrane dû à la contrainte compressive apparue après le micro-usinage. La connaissance de la valeur de la flèche ($\sim 25 \mu\text{m}$) nous a aidé dans l'estimation de la valeur effective de cette contrainte ($\sim -40,2 \text{ MPa}$).

Un test mécanique du comportement dynamique a été réalisé à l'aide du même profilomètre interférométrique que dans le test précédent. Le profilomètre est équipé pour ce type de test d'un générateur de signal permettant une étude stroboscopique de l'objet sous test. Le dispositif fixé sur une pastille piézoélectrique alimentée par un signal de ce générateur est ainsi mis en vibrations. La réponse du système en forme de déplacements de la membrane, montrée sur la Figure 1.4.4 (b), permet d'estimer le facteur de qualité égal à $Q = 140$.

Le test électroacoustique a été réalisé en deux phases indépendantes. D'un côté, la fonction du générateur a été vérifiée par un microphone de mesure, de l'autre côté, le transducteur dans son mode de réception a été testé en appliquant une source externe. Les résultats de ces deux tests sont montrés dans la Figure 1.4.5. Dans le mode de génération, nous avons pu créer la pression acoustique égale à 5 mPa sur $41,3 \text{ kHz}$ à une distance de 10 mm , tandis que pour obtenir à la sortie du transducteur une tension de $3,5 \text{ mV}$, il a dû être alimenté par une pression acoustique de $0,1 \text{ Pa}$. A cause de cette difficulté à ce stade, le but final - la fonction pulse-écho - n'a pas pu être atteint.

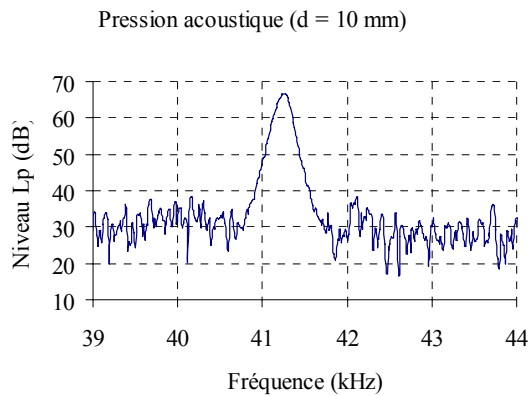


(a)

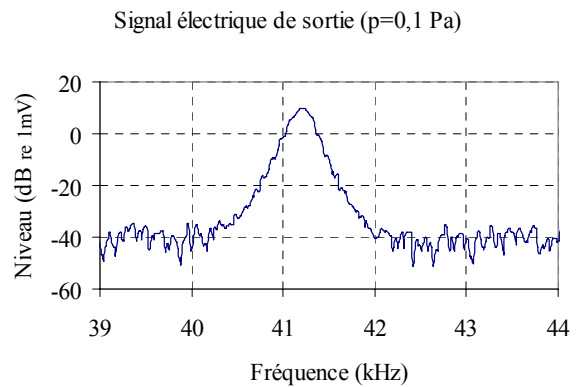


(b)

Figure 1.4.4. *Déplacement de la membrane : déplacement statique obtenu par l'interféromètre (a), déplacement dynamique de la membrane en fonction de la fréquence (b).*



(a)



(b)

Figure 1.4.5. *Résultats du test électroacoustique : pression acoustique générée à une distance de 10 mm (a), tension électrique à la sortie du microsystème générée par la pression de 0,1 Pa (b).*

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [B5], [C24], [C31], [C32], [D2], [D4].

1.5. METHODES DE TEST

La conception des transducteurs électroacoustiques est étroitement liée aux techniques de test mécanique et électroacoustique. Le choix d'une technique de test adaptée à un transducteur donné est important pour une évaluation exacte de son comportement. Ainsi un test fonctionnel peut fournir des caractéristiques d'un transducteur et permettre sa classification par rapport aux spécifications.

Un autre aspect de test est associé avec la nécessité de vérifier toute une série de dispositifs pendant ou après la fabrication. Cette tâche est critique dans le domaine des MEMS où le coût du test des dispositifs fabriqués en grand volume est voisin de 50 % du coût global de la fabrication. Les méthodes de test permettant une décision rapide par rapport au fonctionnement du dispositif sont nécessaires dans ce domaine.

Dans les paragraphes suivants, nous donnons un aperçu de trois axes de recherche menés dans le domaine du test. Le premier paragraphe regroupe les différents appareillages de test de transducteurs électroacoustiques développés en collaboration avec l'Université Technique Tchèque à Prague. Le deuxième paragraphe est dédié à la description de quelques méthodes de mesures acoustiques basées sur le traitement numérique du signal. Enfin dans le troisième paragraphe, une transposition d'une méthode de test acoustique vers le test de MEMS est présentée.

1.5.1. Etalonnage des transducteurs

Dans ce paragraphe, nous décrivons divers appareillages destinés au test des transducteurs électroacoustiques. Nous présentons d'abord brièvement le travail sur l'étalonnage des microphones, nous décrivons ensuite l'étalonnage des écouteurs et des vibreurs osseux fait à l'aide des simulateurs d'oreille dans le premier cas et de mastoïde artificielle dans le deuxième cas. Un banc de test destiné à la calibration des capteurs d'émission acoustique est décrit dans le dernier paragraphe de ce chapitre.

Etalonnage des microphones

Différentes méthodes existent pour la calibration des microphones. Elles sont souvent limitées à l'opération sur une fréquence fixée soit par la construction d'étalonneur, soit par la méthode utilisée. De plus, pour des raisons d'ordre théorique et/ou technologique, le choix de la fréquence de test est souvent limité à des fréquences moyennes qui restent dans l'intervalle entre quelques centaines de *Hz* et quelques *kHz*.

Les étalonneurs du type pistonphone sont souvent utilisés en laboratoire et dans le terrain comme une source acoustique normalisée à des fréquences et des niveaux de pression sonore individuels. En pistonphone, c'est un piston solide, actionné par un moteur, qui génère un déplacement volumique dans une cavité de volume précis. La pression dynamique créée dans la cavité peut être calculée par l'équation suivante :

$$p = p_0 \left[1 - \frac{\gamma \Delta V}{2} \sin \omega t + \frac{\gamma(\gamma + 1)}{2} \left(\frac{\Delta V}{V_0} \right)^2 \sin^2 \omega t \dots \right] \quad (1.5.1)$$

où p_0 ... pression atmosphérique,
 γ ... rapport des capacités thermiques massiques à pression constante et à volume constant du gaz considéré (pour air $\gamma = 1,402$),
 ΔV ... déplacement volumique généré par le piston,
 V ... volume de la cavité.

Plusieurs conditions doivent être satisfaites pour l'obtention d'une pression exacte. Parmi elles, le mouvement sinusoïdal de déplacement du piston, les petites dimensions, l'étanchéité de la cavité et la transformation adiabatique du gaz doivent être assurés.

Nous avons cherché une solution permettant d'effectuer l'étalonnage avec un balayage de fréquences dans la gamme entre 10 Hz et 500 Hz . La particularité du dispositif issu de ce projet (voir la Figure 1.5.1) consiste en l'utilisation d'une plaque métallique épaisse ($\sim 1\text{ mm}$) suspendue à l'aide d'un joint élastique à la place d'une membrane, ce qui a assuré le déplacement uniforme de toute la surface de l'actionneur. Cette plaque forme un transducteur électrostatique avec une électrode fixe. Ce transducteur est alimenté par une tension de fréquence variable et il génère une pression acoustique dans la cavité de test. Etant donné qu'en basses fréquences la transformation thermodynamique n'est plus adiabatique, une correction respectant la baisse de la pression doit être établie.

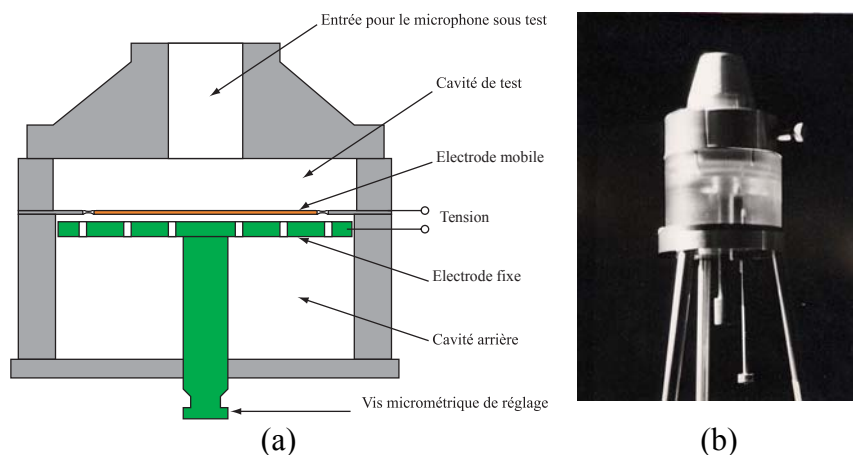
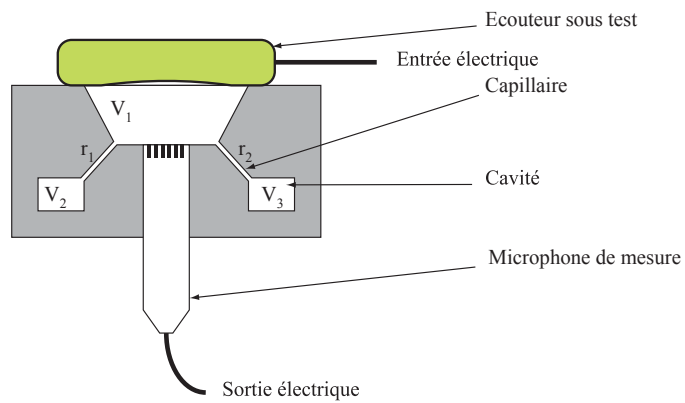


Figure 1.5.1. *Appareil d'étalonnage des microphones en basses fréquences : principe (a), réalisation (b).*

Etalonnage des écouteurs

La pression acoustique produite par une source dépend de l'impédance acoustique du milieu environnant cette source. Les écouteurs, les appareils de correction auditive et d'autres appareils destinés à l'oreille sont adaptés à l'impédance d'entrée du canal auditif et leur calibration doit être faite par un étalonneur ayant une impédance d'entrée la plus proche possible de celle du canal auditif. Pour des vérifications de fonctionnement et plus particulièrement en basses fréquences, une seule cavité de couplage placée entre un appareil sous test et un microphone de mesure est suffisante. En volume, cette cavité correspond à l'oreille externe moyenne. Pour des calibrations plus précises, un appareil de test doit modéliser l'effet de l'impédance, de la propagation à l'intérieur de l'oreille, d'amortissement et de diffraction sur l'oreille externe. Un grand nombre de normes et de recommandations qui définissent une oreille « idéale » existe. Une oreille artificielle suivant la norme IEC 60318 est un exemple de dispositif ayant la même impédance acoustique que l'oreille moyenne. La situation dans ce simulateur d'oreille est schématiquement montrée sur la Figure 1.5.2 (a).

Dans un projet de recherche mené à la Faculté de Génie Electrique à Prague en collaboration avec l'Institut de Recherche en Télécommunications à Prague, nous avons conçu et validé un simulateur de l'oreille humaine (voir la Figure 1.5.2. (b)). Le prototype de cet appareil a été fabriqué en plusieurs exemplaires et a servi principalement pour la caractérisation des écouteurs téléphoniques.



(a)



(b)

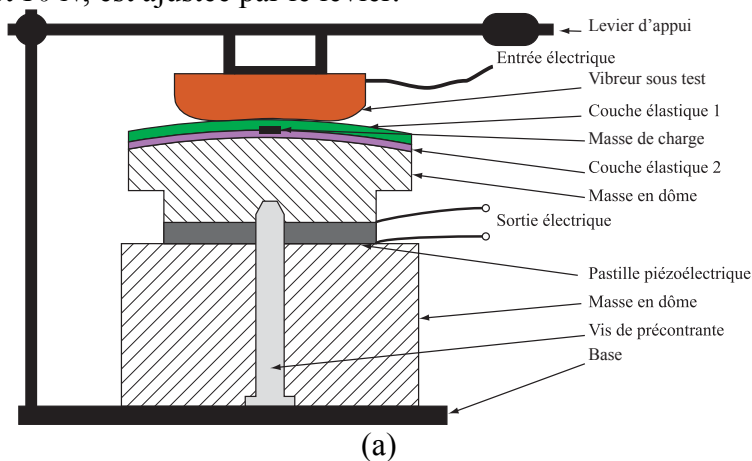
Figure 1.5.2. *Simulateur d'oreille : principe (a), réalisation (b).*

Mastoïde artificielle

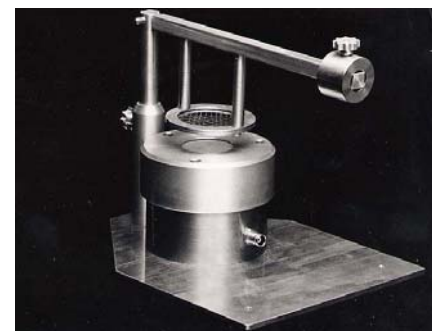
La qualité de l'écoute chez les patients présentant des troubles auditifs peut être améliorée par une prothèse auditive. Cette prothèse est habituellement adaptée à la conduction aérienne. Dans certains cas, une prothèse auditive en conduction osseuse sera employée. Dans ce deuxième cas, le vibreur osseux est appliqué à la mastoïde (la structure osseuse située derrière l'oreille) avec une force d'appui constante afin de réduire au minimum l'atténuation du signal due à la peau et aux tissus mous.

Une mastoïde artificielle est utilisée pour calibrer le niveau du signal de sortie de la prothèse en conduction osseuse. Elle permet de simuler le passage du signal généré par la prothèse à travers la peau et les tissus mous, ainsi que l'impédance mécanique de la tête humaine "moyenne" en fonction de la fréquence et de la force d'appui due à l'application de la prothèse.

Dans un projet mené conjointement par la Faculté de Génie Electrique à Prague et le Laboratoire d'Audiométrie du Centre Hospitalier Universitaire à Prague, nous avons développé une mastoïde artificielle destinée à la caractérisation des sources vibratoires pour l'audition (voir la Figure 1.5.3). Ce dispositif est composé des trois masses reliées par deux couches de matériaux élastiques représentant la structure osseuse et des tissus de la mastoïde. Entre la masse d'inertie qui correspond à la tête humaine et la masse en dôme est placé un disque piézoélectrique qui donne une réponse électrique à une stimulation par un vibreur sous test. Les caractéristiques des vibreurs osseux sont sensibles à la force statique d'appui vers la tête. Dans le cas de mastoïde artificielle, cette force, qui peut varier entre 2 et 10 N, est ajustée par le levier.



(a)



(b)

Figure 1.5.3. *Mastoïde artificielle : principe (a), réalisation (b).*

Banc de test des capteurs d'émission acoustique

Depuis 1970, l'émission acoustique (AE pour Acoustic Emission) a pris une importance croissante dans le domaine des essais non destructifs. Cette méthode est complémentaire à la microscopie, à l'inspection par des rayons X et à la recherche des défauts par courants de Foucault ou par ultrason. A la différence de ces techniques, l'émission acoustique est une méthode active dans le sens où elle peut identifier le moment du début de la propagation d'un défaut et, sous certaines conditions, elle peut également localiser ce défaut. Les limites de cette technique imposées par l'instrumentation, par la gamme de fréquences et par le traitement de la réponse nécessaire pour l'interprétation des résultats, ont repoussé la reconnaissance de sa fiabilité à l'échelle industrielle jusqu'à cette dernière décennie [95].

L'émission acoustique, parfois appelée émission d'une onde de contrainte (Stress Wave Emission), est une onde élastique générée par l'énergie dégagée via le changement soudain dans le champ des contraintes d'une structure mécanique. Ce changement peut être induit par exemple par le mouvement rapide des fissures et des dislocations et les transformations de phase. Le signal AE est soit continu, soit transitoire formé de trains d'onde ou d'une forme intermédiaire, et son spectre caractérise le processus (événement) qui le génère.

Les capteurs ainsi que leur calibration présentent des points critiques de l'instrumentation destinée à l'émission acoustique. Une large gamme de fréquences (10 kHz à 10 MHz) et une détectabilité de déplacements de l'ordre de 1Å sont exigées, ce qui représente un défi majeur pour la conception et la calibration des capteurs AE. Les techniques de calibration nécessitent une source de déplacements avec une gamme de fréquences suffisamment large pour permettre la génération d'un signal dans une structure de transmission qui le transfère ensuite sans distorsion vers le capteur sous test. Plusieurs techniques qui vérifient ces conditions ont été proposées dans la littérature, mais seulement deux permettent de déterminer la sensibilité absolue, c'est-à-dire sans un capteur de référence ou sans une source étalonnée [96]. La première méthode consiste en l'excitation par échelon de force générée sur la surface du bloc de test. En connaissant les dimensions, les propriétés physiques du bloc de test et la force appliquée, le champ des déplacements créé par la fracture peut être calculé et évalué dans une distance spécifique à partir de la source. La connaissance de la réponse du capteur placé à cette distance avec le déplacement calculé donnent sa sensibilité [97]. La deuxième méthode repose sur le théorème de la réciprocité. Ce théorème est utilisé depuis longtemps pour l'étalonnage des microphones et hydrophones parce qu'il ne nécessite pas de source de référence et parce que la sensibilité absolue est obtenue directement à partir des mesures électriques. Cette méthode a été appliquée pour la propagation du son dans les solides pour la première fois en 1976 ([98]) et a été reprise par d'autres auteurs plus tard.

Nous avons développé un banc de test basé sur l'excitation par échelon de force (« step force ») suivant le schéma en bloc montré sur la Figure 1.5.4 (a). La Figure 1.5.4 (b) montre une partie du système réalisé. La méthode de test repose sur la connaissance exacte du déplacement obtenu par une force connue appliquée dans un point donné du bloc de test. Cette situation peut être modélisée de manière approchée par le problème d'une plaque élastique épaisse excitée en un point par une force normale en forme d'échelon, ce qui a été traité par plusieurs auteurs. La description d'une onde transitoire propagée dans une plaque épaisse étant complexe, seulement un nombre limité de résultats numériques est disponible. Une réponse transitoire exacte de la plaque peut être obtenue à l'aide de la théorie des rayons généralisés [99]. A la base de cette théorie, les déplacements normaux et latéraux peuvent être calculés en fonction de la position par rapport à la source. Par exemple, les

simulations du déplacement normal généré par une source placée sur la surface opposée par rapport au point d'observation (« buried pulse ») sont montrées dans la Figure 1.5.5 (a) et celles du déplacement normal généré par une source placée sur la même surface sont illustrées par la Figure 1.5.5 (c). Plusieurs courbes de cette figure correspondent aux différentes valeurs des forces appliquées. Les réponses obtenues par les mesures à l'aide du capteur qui correspondent à ces deux configurations, sont montrées dans la Figure 1.5.5 (b) et Figure 1.5.5 (d). La source de force en échelon a été réalisée par une fracture d'un tube capillaire en verre par une pointe comme le montre le schéma de la Figure 1.5.4 (a).

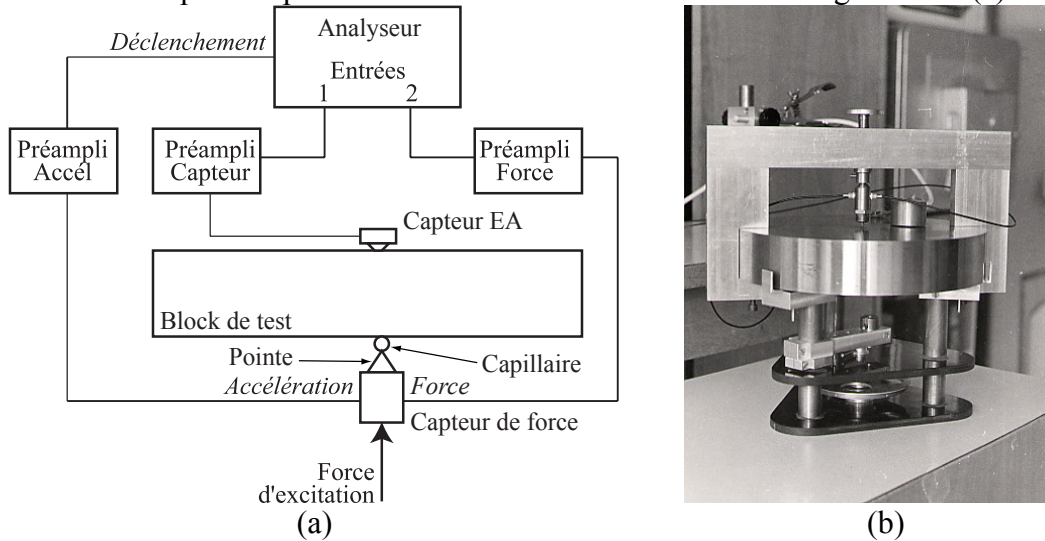


Figure 1.5.4. Banc de test des capteurs d'émission acoustique : schéma en bloc (a), système réalisé (b).

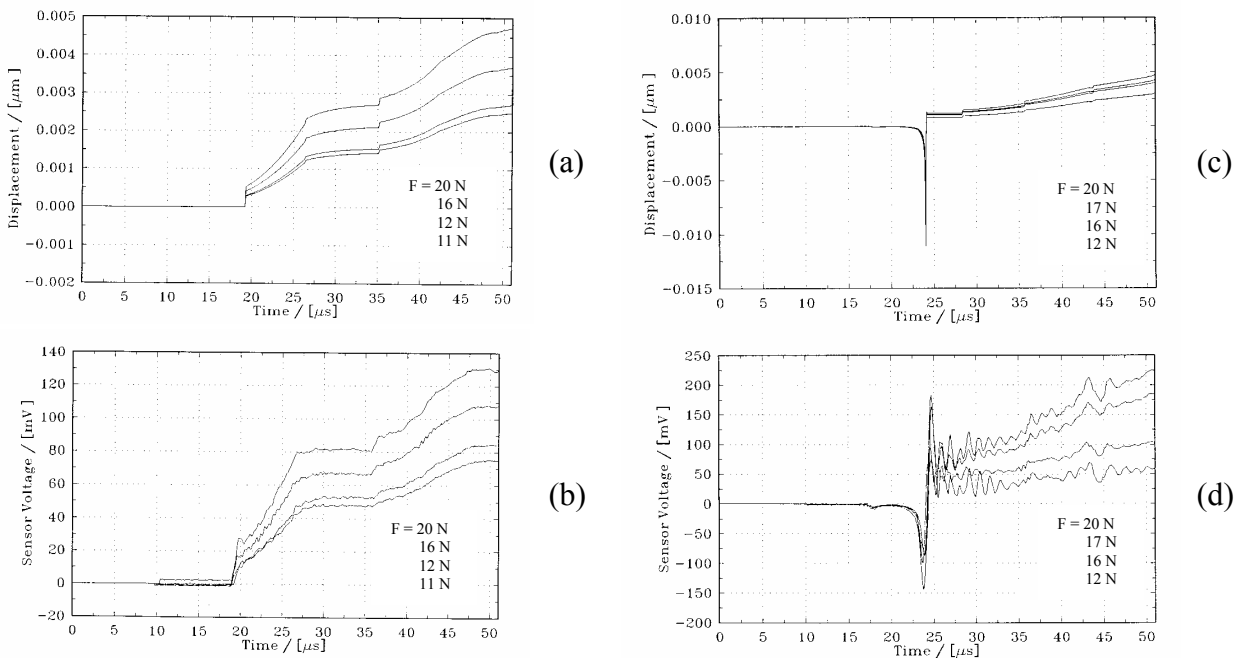


Figure 1.5.5. Réponse de la plaque épaisse à l'excitation par une force normale F en forme d'échelon : courbes théoriques pour différentes valeurs de force et pour la source et le point d'observation sur des plans opposés à distance axiale de 10 mm (a), courbes mesurées pour les mêmes conditions (b), courbes théoriques pour différentes valeurs de force F et pour la source et le point d'observation sur le même plan à distance axiale de 40 mm (c), courbes mesurées pour les mêmes conditions (d).

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [A5], [B11], [C42], [E2], [F20], [F28], [G4].

1.5.2. Méthodes de mesures acoustiques

Dans ce chapitre, nous nous limitons à la description de deux méthodes de mesures acoustiques – méthode impulsionnelle et méthode de caractérisation de l'impédance acoustique. Ces méthodes ont marqué des étapes dans l'évolution de l'instrumentation acoustique. L'introduction de ces méthodes a été possible grâce au progrès dû à la puissance des systèmes informatiques et du traitement numérique de signal. Du point de vue de nos travaux, les idées utilisées par ces méthodes représentent le lien entre les différents sujets de recherche et surtout entre les applications acoustiques et le test en microélectronique et microsystèmes.

Méthode impulsionnelle

La connaissance de la fonction de transfert entre la pression acoustique et la tension électrique constitue un outil fondamental d'estimation de la qualité des sources électroacoustiques. La mesure de cette caractéristique est difficile pour plusieurs raisons. En premier lieu c'est la différence par rapport aux circuits électriques où des bornes de sortie sont définies de manière claire. Malgré le fait qu'une source acoustique rayonne dans l'espace environnant de façon complexe, la fonction de transfert localisée, mesurée dans un point qui correspond à l'emplacement du microphone de mesure est souvent choisie pour son évaluation. Une autre difficulté, à part la nécessité de disposer d'une instrumentation spécifique, est le besoin d'assurer des conditions optimales pour la propagation du signal acoustique entre la source et le capteur de manière à minimiser le plus possible le niveau de bruit de fond et des réflexions indésirables. Typiquement, l'isolation par rapport au bruit externe à la mesure et surtout l'atténuation des réflexions sont garanties par l'aménagement spécifique du local de test en créant une chambre anéchoïque (sourde). Cet aménagement dont le coût est non négligeable n'est (possible) accessible que pour des institutions qui peuvent justifier l'amortissement rapide de cet investissement.

Les difficultés liées à l'accessibilité à une chambre anéchoïque, le fait que même les mesures accessibles dans ces conditions ne donnent pas une identification complète de la fonction de transfert, et la disponibilité de nouveaux outils de traitement de signal ont encouragé la recherche de nouvelles méthodes de test des dispositifs acoustiques. Une étape très importante de cette évolution a été marquée par l'introduction des techniques numériques dans le test des systèmes acoustiques, ce qui a donné l'accès au domaine temporel du signal. Une relation univoque entre l'entrée et la sortie du système linéaire invariant dans le temps (LTI pour Linear Time Invariant) peut être exprimée soit en fonction du temps, soit en fonction de la fréquence (voir Figure 1.5.6).

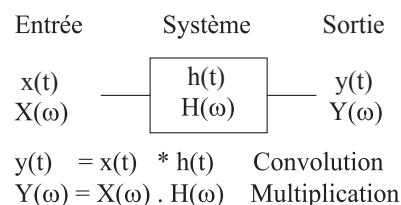


Figure 1.5.6. Représentation symbolique de la réponse du système linéaire exprimée dans les domaines temporel et fréquentiel.

La réponse impulsionnelle $h(t)$ est liée avec la réponse fréquentielle $H(\omega)$ par la transformée de Fourier et si une de ces caractéristiques est connue, la sortie du système sous test peut être évaluée pour une entrée arbitraire. La possibilité de mesurer, numériser et ensuite traiter le résultat de façon numérique permet de choisir dans une large gamme de signaux d'excitation le signal le mieux adapté au système sous test. L'application de l'approche numérique pour la mesure de la réponse impulsionnelle des haut-parleurs a été traitée en détail dans [100]. Cette technique a été ensuite développée par d'autres auteurs et utilisée pour l'exploitation de la réponse impulsionnelle pour une évaluation globale des sources acoustiques. La mesure se fait par une impulsion brève, répétitive qui est envoyée après l'amplification dans une source acoustique testée. Le signal à la sortie du microphone de mesure est numérisé et enregistré dans la mémoire de l'appareil de mesure. L'ensemble de la source et du microphone est placé près du centre du local de test pour éloigner au maximum une première réflexion. La taille d'intervalle entre les impulsions est choisie de l'ordre du temps de réverbération de la salle et le rapport du signal utile au bruit du fond est augmenté par le moyennage.

Nous avons participé à la réalisation d'une méthode impulsionnelle destinée à la mesure des fonctions de transfert d'une variété des systèmes électromécaniques et électroacoustiques avec les collègues de l'Université technique de Prague en République Tchèque en collaboration avec plusieurs entreprises. Nous avons adapté cette méthode à plusieurs problèmes, comme le test des haut-parleurs, l'évaluation du module de Young des matériaux solides et la mesure de l'impédance acoustique de l'entrée des pavillons.

Méthode de caractérisation de l'impédance acoustique

Dans le cadre du 4^{ème} programme Cadre de l'Union Européenne, nous avons participé via le projet SAME (Snow Avalanche Mapping and warning in Europe) à la recherche de nouvelles méthodes pour la mesure de la densité de la neige. Cette recherche a été développée en collaboration avec le Centre national du machinisme agricole, du génie rural, des eaux et forêts (CEMAGREF) et le Centre d'Etudes de la Neige (CEN) à Grenoble. Il existe actuellement différentes méthodes pour mesurer la densité de la neige (atténuation du rayonnement gamma, absorption d'ondes électroniques ...). En 1978, ces méthodes ont été testées sur le site expérimental du Col du Lautaret de la division Nivologie du Cemagref pour mesurer la densité de la neige au sein d'une avalanche coulante avec des résultats assez satisfaisants.

Pour notre part, nous avons proposé de mesurer la densité de la neige par une méthode simple, à partir des propriétés acoustiques de la neige. En effet, il a été mis en évidence l'existence d'une relation empirique reliant sa densité à son impédance acoustique. Par ailleurs, il a été possible de définir les principes d'un capteur acoustique dont la mise en place et le fonctionnement in situ devaient être particulièrement simples.

La technique proposée est basée sur la mesure de la fonction de transfert entre deux microphones placés dans le champ acoustique créé par une réflexion sur une surface du matériau sous test [101]. Une source acoustique qui génère un bruit de large bande de fréquences fait partie du système. A la base de la fonction de transfert, l'impédance acoustique, ainsi que le coefficient d'absorption du matériau sous test, peuvent être évalués. Basée sur les relations physiques, la connaissance de l'impédance acoustique permet d'estimer la densité du matériau sous test. Pour une fréquence donnée, une relation empirique entre l'impédance caractéristique normalisée de la neige $|Z_n|$ et sa densité d est donnée par [102] :

$$\log(|Z_n|) = 0,06 - 1,55 \log(1-d) \quad (1.5.1)$$

Notre travail a consisté en l'étude de la faisabilité et en la réalisation d'un capteur dont le principe est montré sur la Figure 1.5.7. Le tube est équipé d'une source sonore à l'une de ses extrémités, et l'on cherche à mesurer à l'intérieur de celui-ci la pression acoustique dans deux plans perpendiculaires à son axe de révolution afin de connaître le coefficient de réflexion et, par la suite, l'impédance acoustique de la neige située à la sortie du tube.

A la différence de la méthode classique de Kundt qui emploie un capteur mobile pour la recherche des extrêmes de l'onde stationnaire, la méthode décrite ne nécessite pas de changement de configuration du capteur lors des mesures, et elle est de ce fait relativement facile à mettre en œuvre. Pour estimer la densité de la neige à différentes profondeurs du manteau neigeux, on disposera plusieurs capteurs le long d'un mât.

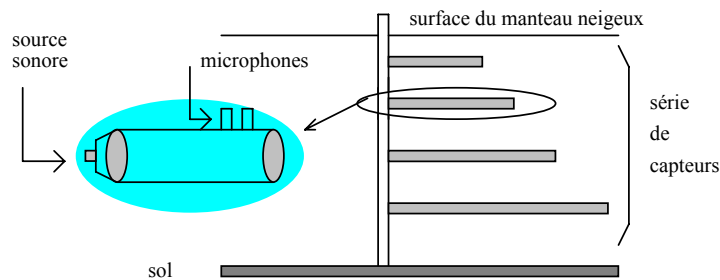


Figure 1.5.7. Schéma du principe du capteur acoustique.

Pour un échantillon de longueur infinie, l'impédance caractéristique normalisée Z_n est égale à l'impédance normale spécifique normalisée Z_{ns} (rapport entre la pression exercée par l'onde ayant traversé la surface de l'échantillon et la vitesse des particules, rapportée à l'impédance caractéristique de l'air ambiant). On peut donc déterminer ce paramètre directement à partir du coefficient de réflexion R à la surface de l'échantillon.

Comme nous l'avons vu dans la Figure 1.5.7, nous utilisons un tube dont la configuration sera celle de la Figure 1.5.8.

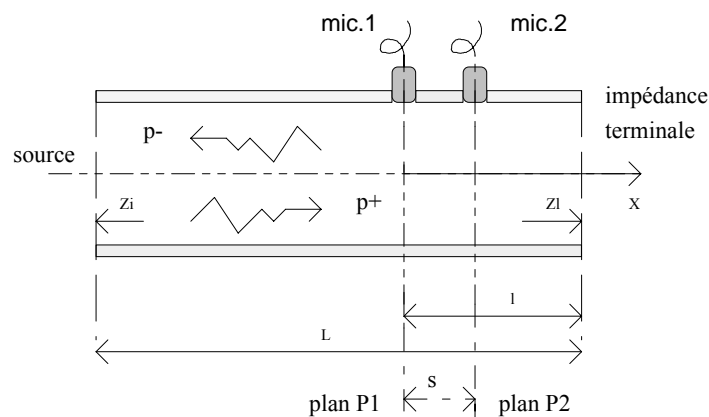


Figure 1.5.8. Configuration du tube.

On considère, en première approximation, le tube comme un guide à parois latérales parfaitement rigides et lisses, rempli d'un fluide, l'air, compressible sans pertes. On néglige par ailleurs les frottements visqueux de l'air sur les parois du tube. A partir de ces hypothèses, et au premier ordre, les équations de propagation d'une onde acoustique dans un milieu continu, homogène, isotrope et infini sont :

$$\Delta p(x,t) = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial t^2}, \quad (1.5.2)$$

$$u(x,t) = \frac{1}{j\omega\rho} \frac{\partial p}{\partial x}, \quad (1.5.3)$$

où $c^2 = 1/K\rho$

K ... coefficient de compressibilité adiabatique (considéré constant),

ρ ... densité du milieu,

$\omega = 2\pi f$... pulsation.

La fonction de transfert est définie à partir des pressions acoustiques p_1 et p_2 mesurées en deux points séparés d'une distance s soit

$$H_{12}(f) = \frac{p_2(f)}{p_1(f)} \quad (1.5.4)$$

L'impédance acoustique normalisée peut être déterminée selon l'expression suivante

$$Z_n = j \frac{H_{12}(f) \sin(kl) - \sin[k(l-s)]}{\cos[k(l-s)] - H_{12}(f) \cos(kl)} \quad (1.5.5)$$

où $k \dots \omega/c$

l, s sont indiqués dans la Figure 1.5.8.

Nous avons validé la méthode en laboratoire sous une série de conditions de test qui ont été appliquées au niveau de l'extrémité du tube avant d'effectuer des mesures sur des échantillons de la neige. Le test de la méthode sur la neige a été effectué dans la chambre froide du Centre d'Etudes de la Neige (CEN) à Grenoble. La Figure 1.5.9 montre, à titre d'exemple, les résultats obtenus pour la neige de quatre densités différentes.

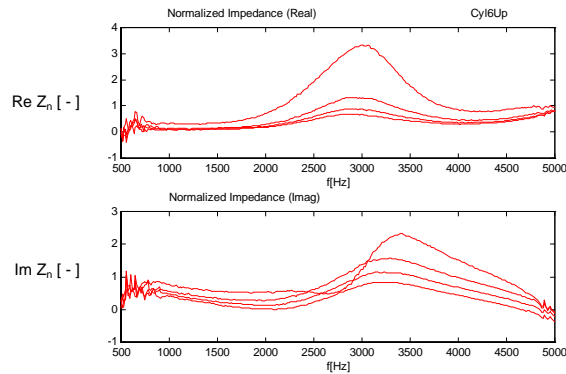


Figure 1.5.9. *Impédance acoustique de la neige mesurée par la méthode de deux microphones.*

Après les résultats encourageants obtenus pendant la validation du capteur en laboratoire et sur les échantillons de neige, un effort a été orienté vers l'adaptation entre l'orifice du tube et l'échantillon sous test. Cette adaptation a eu pour but de minimiser les perturbations des mesures dans des cas où la surface de l'échantillon sous test ne coïnciderait pas avec l'orifice du tube. Une telle situation peut arriver si le capteur est recouvert par les chutes de neige, soit par le tassement du manteau nival ou simplement par la fonte de la neige autour de l'installation. Les mesures dans de telles conditions ont été faussées d'une part par le rayonnement dans tout l'espace à l'extérieur du tube, mais aussi par la réflexion d'une partie de l'onde sur la dernière tranche d'air à l'ouverture du tube. L'une des solutions pour éviter ces deux inconvénients est d'adapter l'impédance terminale du tube. Ainsi, l'on conserve

une onde progressive à l'extérieur de celui-ci et l'on évite la réflexion sur la dernière tranche d'air.

L'expertise sur la mesure d'impédance acoustique par la méthode de deux microphones a été rentabilisée dans le projet avec le Laboratoire d'acoustique de l'Université Concordia à Montréal où nous avons mis au point une chaîne de mesures du coefficient d'absorption destiné au test de matériaux absorbants. Les dimensions importantes du tube d'ondes stationnaires ($\sim 5 m$ de longueur) ont permis d'effectuer les mesures à partir de 10 Hz, ce qui a fait de cet appareil un moyen de test unique et très utile pour des applications en acoustique des bâtiments et en aérospatiale.

Une autre innovation de ce système a consisté en l'utilisation d'un générateur du signal de test en forme de séquences binaires pseudo aléatoires. Nous avons utilisé cette idée plus tard pour effectuer le test de microsystèmes, comme il sera vu au chapitre suivant.

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [F6], [F7], [F8], [F9], [F10], [F11], [F22], [F29], [F34].

1.5.3. Test des systèmes analogiques et mixtes

Ce chapitre a pour but de montrer comment certaines techniques de mesures acoustiques ont été transposées en test des circuits électroniques et des systèmes microélectroniques contenant des microsystèmes. La problématique du test de MEMS devient de plus en plus importante avec le volume de production et la complexité des systèmes correspondants. Les hauts niveaux d'intégration que l'on peut obtenir avec les technologies très submicroniques permettent la fabrication d'un système complet dans une seule puce (SoC pour System-on-Chip) ou dans un boîtier (SiP pour System-in-Package). Le test de ces puces représente une partie très importante du coût total de fabrication, souvent supérieur à 50 %. Les parties analogique et mixte occupent souvent une surface inférieure à 5-10 % de la surface totale de la puce, mais représentent souvent plus de 80 % du coût total du test. D'où l'intérêt de développer des méthodes de test intégré pour ces parties. Dans cette direction de recherche, nous nous sommes intéressés au développement des techniques de test à bas coût pour les parties analogiques et mixtes des dispositifs SoC. Une solution très intéressante pour réduire les coûts très élevés de ces tests est évidemment la possibilité de les introduire dans la puce même via un auto-test intégré (ou BIST pour Built-In-Self-Test). Le but final est d'arriver à l'intégration des techniques d'auto-test dans des puces incluant des parties analogique, mixte et microsystème, en particulier des capteurs acoustiques intégrés. Ce sujet a été élaboré principalement dans le cadre de la Thèse de Doctorat intitulée 'Test intégré pseudo aléatoire pour les composants microsystèmes' (A. Dhayni, 2006).

Dans le cas des circuits mixtes, les techniques numériques sont privilégiées parce que la majorité des circuits mixtes sont numériques, ce qui est également le cas de la plupart des équipements de test. Les réponses impulsionnelle et indicielle sont deux caractéristiques qui peuvent être évaluées relativement facilement par des circuits numériques. Une méthode directe d'évaluation de la réponse impulsionnelle, telle que celle présentée dans la section 1.5.2, nécessite une amplitude des stimuli relativement élevée pour atteindre un bon rapport de signal sur bruit, ce qui n'est pas facilement applicable dans le cas des circuits microélectroniques. Une autre technique, basée sur l'évaluation de la corrélation croisée entre le signal d'entrée et de sortie, peut être appliquée à la mesure de la réponse impulsionnelle. Cette méthode améliorée, qui utilise un signal binaire pseudo-aléatoire pour la stimulation du système sous test, s'avère plus adaptée aux microsystèmes. La méthode

qui a été développée initialement pour des applications en acoustique est appelée ‘MLS’ (Maximum-Length Sequence) pour les séquences de la longueur maximale qui sont générées comme un signal pseudo-aléatoire d’entrée [103]. La génération de la séquence MLS peut se réaliser au moyen d’un registre à décalage (ou LFSR pour Linear Feedback Shift-Register). Un algorithme rapide permettant d’obtenir la corrélation croisée, la transformée d’Hadamard, a été utilisé dans la méthode originale. Cette procédure de test bénéficie du caractère déterministe du signal MLS, ce qui rend possible le moyennage du signal dans le domaine du temps à la sortie, ainsi que l’application de la transformée d’Hadamard pour le traitement subséquent. L’avantage du moyennage synchrone réside dans la réduction du bruit de fond de 3 dB pour chaque doublement des séquences, ce qui rend possible de travailler avec les niveaux très faibles. La transformée d’Hadamard rapide (FHT pour Fast Hadamard Transform), comme la transformée de Fourier rapide (FFT), nécessite $N \log_2 N$ opérations seulement. Etant donné que la technique n’exploite que des signaux binaires représentés par des valeurs +1 et -1, uniquement les additions et les soustractions sont effectuées. Une limitation qui peut s’avérer parfois contraignante repose sur le fait que le système sous test doit être linéaire et invariant dans le temps (LTI).

L’intégration de la méthode dans sa forme originale sur une puce n’est pas intéressante à cause de son exigence au niveau de la mémoire et de la nécessité d’utiliser un processeur de traitement du signal (DSP pour Digital Signal Processing). Nous avons alors cherché une voie pour éviter ces besoins et avons proposé l’architecture montrée sur la Figure 1.5.10 (a) ([104]). La séquence binaire pseudo-aléatoire est générée par un registre à décalage comme le montre la Figure 1.5.10 (b). Nous pouvons voir sur cette figure l’utilisation des étapes de la génération de la séquence pour le calcul de la corrélation croisée suivant la formule :

$$\phi_{xy}(k) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} x(j-k) y(j) \quad (1.5.6)$$

Les échantillons de la réponse impulsionnelle sont ainsi obtenus à la sortie des blocs des corrélateurs simplifiés (SCC_x) montrés sur la Figure 1.5.10 (c).

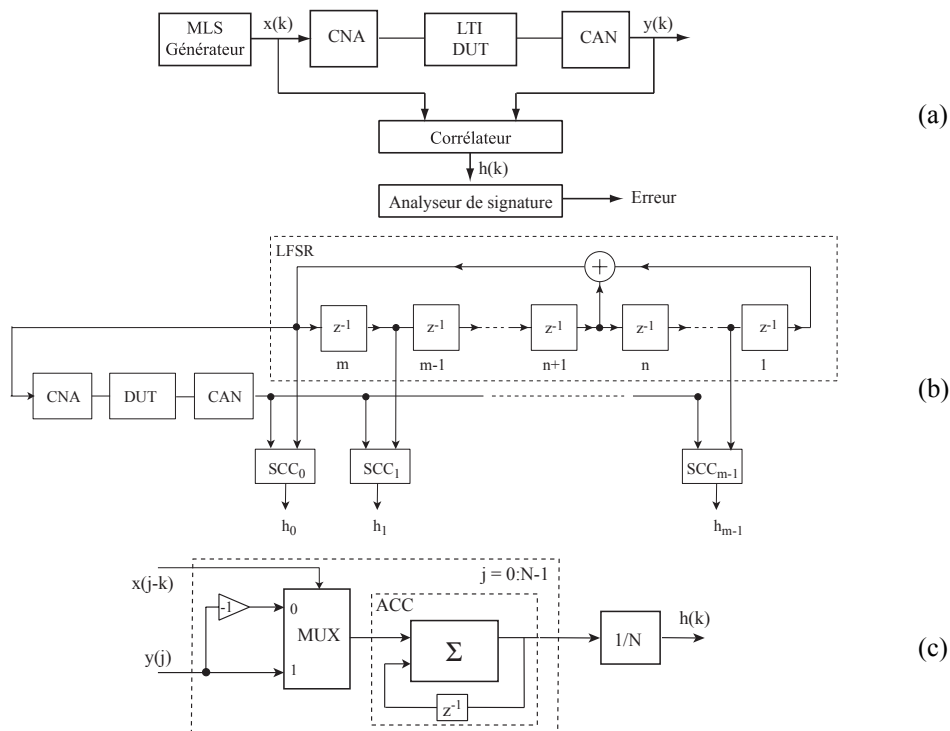


Figure 1.5.10. Méthode MLS intégrée : diagramme de bloc (a), génération de la séquence MLS par un registre à décalage (b), implémentation du corrélateur simplifié (c).

Nous avons conçu une micro-structure simple afin de démontrer la faisabilité de cette technique pour l'autotest des microsystèmes. La structure est composée de plusieurs bras dont la fréquence de résonance peut être calculée à partir des dimensions et des paramètres des matériaux utilisés. Chaque bras est équipé d'une résistance de chauffe pour sa stimulation électro-thermique et de piézorésistances pour la fonction de capteurs (voir Figure 1.5.11 (a)). Chaque bras de cette structure peut fonctionner de façon indépendante, ce qui permet d'obtenir plusieurs résultats lors d'une procédure de test. Nous avons modélisé et fabriqué le dispositif en technologie CMOS. Les simulations sur le modèle du dispositif confirment la possibilité d'extraire le signal utile même en présence d'un bruit de fond très élevé, comme le montre la Figure 1.5.11 (b) et la Figure 1.5.11 (c). Cette immunité de la méthode par rapport au bruit est obtenue par le moyennage synchrone qui est possible grâce au caractère déterministe de la séquence de test.

Cette méthode a été démontrée sur des dispositifs physiques tels que des accéléromètres commerciaux.

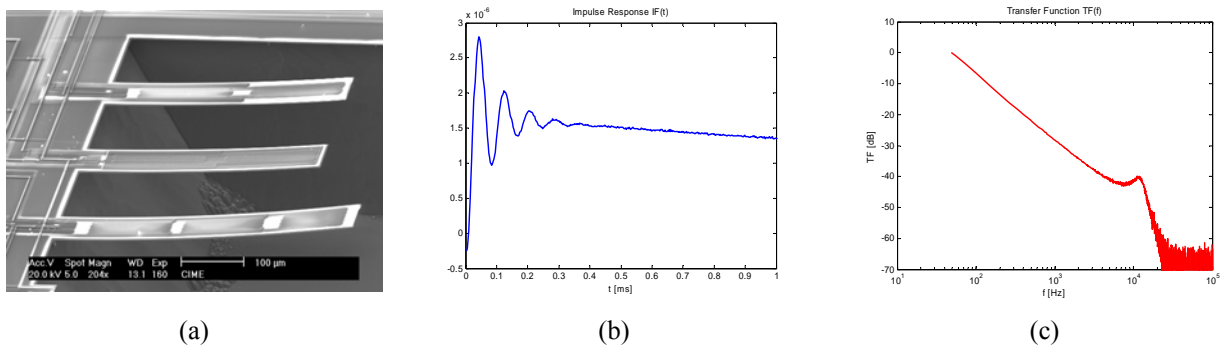


Figure 1.5.11. *Démonstration de la méthode MLS : MEMS dispositif sous test (a), réponse impulsionnelle simulée (b), fonction de transfert simulée (c).*

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [A1], [B3], [B7], [B8], [C7], [C9], [C12], [C13], [C18], [C19], [C20], [C21], [C22], [C23], [C25], [C26], [C27], [C28], [C29], [C30].

1.6. PERSPECTIVES DE RECHERCHE, CONCLUSIONS ET PLAN DE TRAVAIL

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté nos travaux de recherche menés principalement dans le domaine des transducteurs électroacoustiques et ultrasonores et dans celui du test des systèmes analogiques et mixtes. Ces deux lignes de recherche menées actuellement en parallèle se rejoignent d'une part par le fait que nous avons considéré les transducteurs à base de MEMS souvent comme des objets du test et, d'autre part, grâce à certaines techniques de test qui sont d'application générale aux systèmes analogiques.

Dans les années à venir, nous souhaitons continuer à développer l'activité autour de ces deux thématiques. Les paragraphes suivants présentent brièvement le contenu et l'état d'avancement des projets en cours ainsi que les perspectives à moyen terme.

1.6.1. *Capteur chimique à base des ondes acoustiques de surface*

Il existe un besoin urgent de développement de capteurs robustes, capables de fonctionner dans des conditions sévères. Ces capteurs devraient pouvoir détecter des fuites chimiques, gazeuses ou biologiques, ainsi qu'envoyer des signaux vers des unités centrales. Ce besoin est dicté par l'existence, dans le monde entier, de dizaines de milliers de sites contenant des produits toxiques et dangereux, mais également par le besoin de suivi de la pollution de l'atmosphère et par de nombreuses applications industrielles. Les méthodes et les appareillages utilisés de nos jours pour ce type de mesures sont coûteux en temps et en budget. Il existe également une limitation de ces méthodes résidant dans la façon d'échantillonner les composants considérés et dans la puissance d'analyse. Il y a un besoin urgent d'une analyse précise, économique, en temps réel et in situ, effectuée par des capteurs robustes qui peuvent constituer un réseau avec un transfert des données par la voie aérienne.

L'idée proposée pour le développement dans le cadre de ce projet repose sur l'exploitation du nitrure de gallium (GaN) pour la conception du capteur chimique intégré. Le nitrure de gallium est un matériau très prometteur grâce à ses caractéristiques électriques ainsi que ses propriétés mécaniques. La structure à base de matériaux AlGaN/GaN a permis de concevoir le transistor à effet de champ à hétérojonction : le HEMT (High Electron Mobility Transistor) avec des résultats exceptionnels obtenus dans des applications avec amplificateurs de puissance de large gamme de fréquences. Cela est possible grâce à la concentration importante de porteurs, à la restriction du mouvement des porteurs dans un gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG pour two Dimensional Electron Gas) créé dans un plan parallèle à l'hétérojonction et à la saturation de vitesse élevée [21]. Le fait que les porteurs en gaz d'électrons 2DEG sont induits par une polarisation piézoélectrique de la couche AlGaN sous déformation et par une polarisation spontanée prédétermine les HEMTs à base de nitrures comme d'excellents candidats pour des capteurs de pression et d'autres applications basées sur l'effet piézoélectrique. En dehors des propriétés piézoélectriques exprimées par le coefficient piézoélectrique g_{33} 6 à 7 fois plus élevé que pour GaAs [105], le GaN est capable de résister à des températures beaucoup plus élevées que des semi-conducteurs conventionnels. Cet avantage donné par la nature des matériaux à grand gap devient décisif dans de nombreuses applications.

Le mécanisme de la détection du capteur chimique sera basé sur des variations d'une onde acoustique de surface (SAW) qui se propage le long du substrat. En appliquant différents dépôts sur la surface du dispositif SAW, différentes cellules, produits chimiques, gaz, et matériaux biologiques peuvent être détectés grâce aux variations de la célérité ou de la phase d'onde acoustique induites par l'environnement. Un capteur de ce type doit être

capable d'identifier des contaminations environnementales et d'autres agents chimiques ou biologiques dans une grande variété d'applications. Dans un premier temps, le capteur doit être sensible aux vapeurs contenant du mercure. Les micro-capteurs faisant l'objet du projet sont fabriqués par une technologie MEMS. Cette technologie permet d'obtenir un capteur intégré avec l'électronique nécessaire sur une même puce microélectronique. Une plateforme prometteuse pour la fabrication d'une nouvelle génération des capteurs SAW est une structure à base de matériaux AlGaN/GaN déposés sur des substrats en silicium ou saphir (Al_2O_3) par des techniques de croissance épitaxiale comme MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) or MBE (Molecular Beam Expitaxy). La Figure 1.6.1 montre schématiquement la structure envisagée.

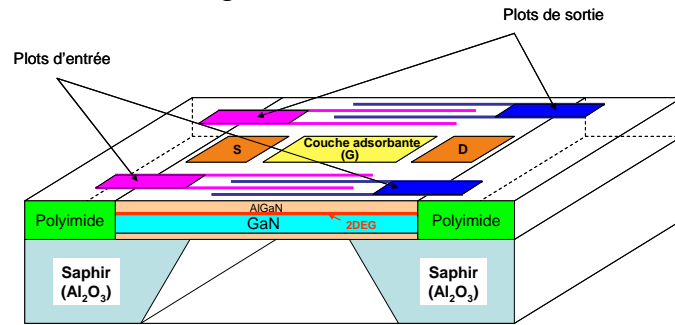


Figure 1.6.1. *Vue schématique d'un capteur SAW.*

Deux séries d'électrodes IDT représentent l'entrée et la sortie de la chaîne de propagation des ondes de surface. La couche adsorbante (l'or dans le cas du capteur de mercure) située entre les deux transducteurs sera associée avec la grille (G) du HEMT. L'effet du gaz d'électrons 2DEG sur la propagation de SAW et sur les propriétés chimiques de la couche adsorbante sera étudié pendant le projet.

Pendant la préparation du projet, la chaîne électroacoustique du capteur a été modélisée. Le schéma en bloc montré dans la Figure 1.6.2 représente les modules du modèle comportemental implémenté en Matlab et en Cadence.

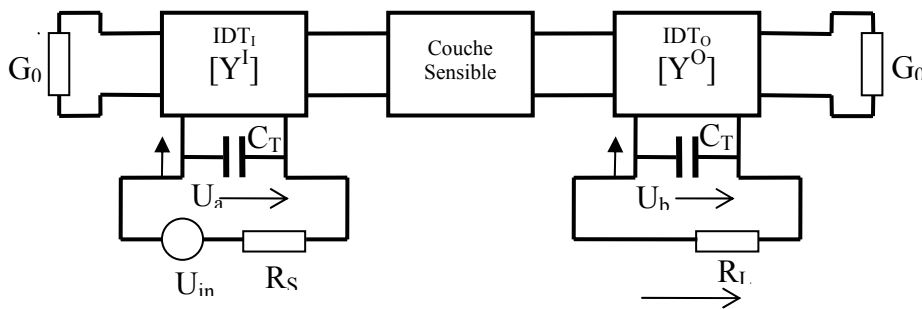


Figure 1.6.2. *Schéma en bloc du modèle du capteur SAW.*

Plusieurs échantillons de la structure mécanique du capteur ont été fabriqués et la Figure 1.6.3 montre deux exemples de mesures effectuées.

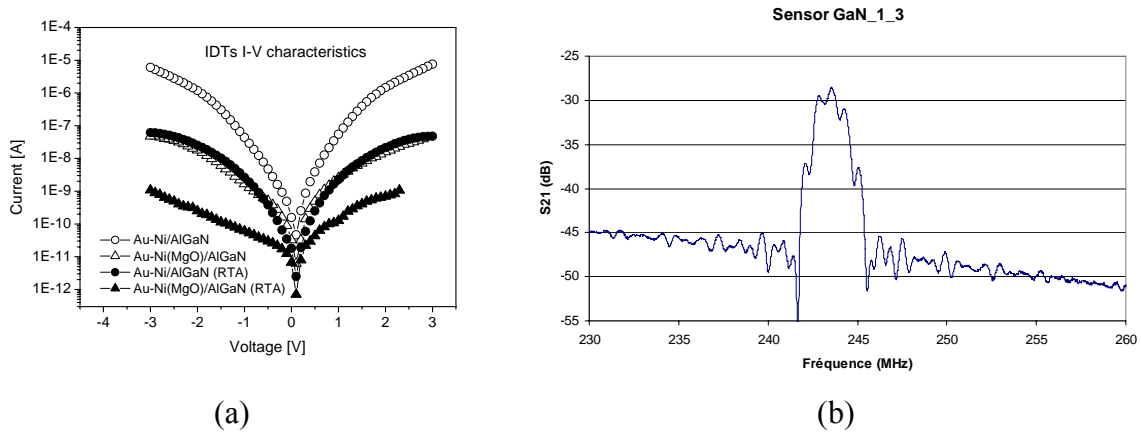


Figure 1.6.3. Résultats du test du capteur SAW : caractéristiques $I-V$ (a), paramètre S_{21} (b).

Le projet qui vise le développement d'un micro-capteur capable d'identifier des contaminations environnementales et des agents chimiques ou biologiques dans une grande variété d'applications a démarré dans le cadre de la collaboration avec le Centre for Electronic Packaging and Assemblies, Failure Analysis and Reliability Engineering de City University de Hong Kong et avec l'Institut de Génie Electrique (IEE) de l'Académie des Sciences à Bratislava en Slovaquie. Avec le partenaire slovaque, nous avons proposé cette thématique comme une des lignes du projet SAMNEC (Wide Band Gap Materials: Sensor Applications and Micro/Nanosystems for Extreme Conditions) soumis dans le cadre du 7ème Programme-Cadre de Recherche et de Développement.

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [B2], [C5], [C10], [D3].

1.6.2. μ -Interrupteur RF électrostatique

Plusieurs types de dispositifs MEMS ont un grand intérêt dans le domaine des radiofréquences (RF). En particulier, les interrupteurs micro-usinés ont un grand nombre d'applications possibles, surtout dans les systèmes radar et dans la téléphonie mobile. Leurs points forts sont des pertes faibles, une isolation élevée, des coûts bas et une consommation faible.

La description des interrupteurs capacitifs s'appuie sur des effets de la transduction électrostatique. Contrairement aux autres applications basées sur ce type de couplage, les interrupteurs capacitifs demandent une étude dans le domaine non linéaire, parce qu'ils sont utilisés jusqu'à la limite de leur stabilité élastique. Parmi les paramètres les plus importants qui décrivent la qualité d'un interrupteur, il y a le temps de commutation, les pertes d'insertion dans un mode fermé et les pertes d'isolation dans un mode ouvert. Une étude détaillée du comportement des micro-interrupteurs est présentée dans [106]. Nous avons développé un modèle dynamique d'un interrupteur électrostatique avec un contact capacitif dont le schéma de fonctionnement est montré sur la Figure 1.6.4.

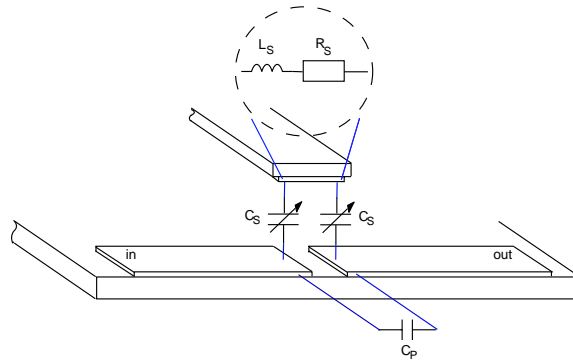


Figure 1.6.4. Schéma de fonctionnement d'un interrupteur MEMS RF capacitif.

Deux sections principales du dispositif sont distinguées. La section de basse fréquence est représentée par un transducteur capacitif disposant d'une entrée électrique sur laquelle est envoyé un signal d'actionnement. Ce signal provoque le mouvement de la partie mobile de l'interrupteur entre deux états : ouvert et fermé. Si la partie mobile de l'interrupteur est attirée jusqu'au substrat, elle établit une connexion, résistive ou capacitive, entre les lignes de transmission du signal RF entrante et sortante du dispositif. La section de haute fréquence comprend les deux lignes de transmission du signal RF avec les éléments électriques correspondant à l'état de l'interrupteur.

Le comportement d'un interrupteur électrostatique peut être décrit par un système d'équations différentielles. La partie mécanique de la section de basse fréquence obéit à la loi de Newton sous la forme suivante :

$$m\ddot{u}_x + r\dot{u}_x + ku_x + F_e = 0 \quad (1.6.1)$$

où m est la masse réduite, r est le coefficient de pertes, k est la constante de raideur et F_e est la force électrique agissant sur la masse m par l'effet du champ de couplage. La valeur u_x est le déplacement de la partie mobile. L'équation différentielle de la partie électrique de la section de basse fréquence est basée sur la loi de Kirchhoff et prend en compte la tension sur la capacité de l'interrupteur C et la résistance du générateur R comme le montre la Figure 1.6.5.

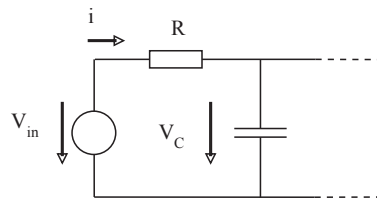


Figure 1.6.5. Circuit correspondant à l'entrée de la section basse fréquence de l'interrupteur MEMS RF.

L'équation correspondant à ce circuit peut être écrite dans la forme suivante :

$$R\dot{Q} + \frac{1}{C}Q - V_{in} = 0 \quad (1.6.2)$$

où Q est la charge électrique.

La description de l'interrupteur électrostatique par un système d'équations différentielles peut être utilisée pour la simulation du comportement linéaire et non linéaire du système. Les équations d'état peuvent être résolues soit de façon numérique, soit à partir du

diagramme du système représentant par blocs chaque étape de la description mathématique. Matlab/Simulink est un logiciel permettant cette dernière approche.

Nous avons construit un modèle de la section de basse fréquence du système en Simulink basé sur les équations d'état suivantes :

$$\dot{Q} = \frac{I}{R} \left(V_{in} - \frac{Q(u_x - d)}{\epsilon A} \right) \quad (1.6.3)$$

$$\dot{u}_x = v_x \quad (1.6.4)$$

$$\dot{v}_x = -\frac{I}{m} \left(\frac{Q^2}{2\epsilon A} + k u_x + r v_x \right) \quad (1.6.5)$$

où la charge électrique Q , le déplacement u_x et la vitesse v_x sont les variables d'état.

La section de haute fréquence peut être représentée par le modèle de la Figure 1.6.6. Les éléments de ce schéma correspondent à la Figure 1.6.4 et la liaison avec la section de basse fréquence est effectuée via les capacités C_s dont les valeurs varient selon l'état de l'interrupteur.

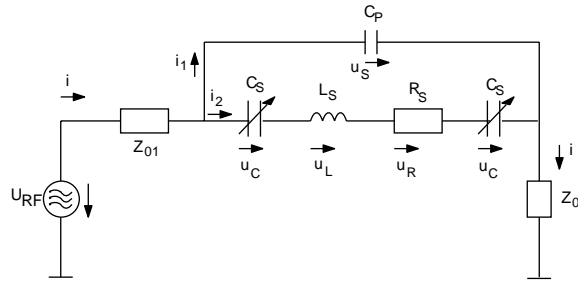


Figure 1.6.6. *Modèle de la section de haute fréquence d'un interrupteur MEMS RF.*

Le modèle en Simulink correspondant à ce schéma est basé sur les équations d'état suivantes :

$$u_S = 2u_C + u_R + u_L \quad (1.6.6)$$

$$i_2 = \frac{u_L}{L_S} \quad (1.6.7)$$

$$\dot{u}_C = \frac{i_2}{C_S} \quad (1.6.8)$$

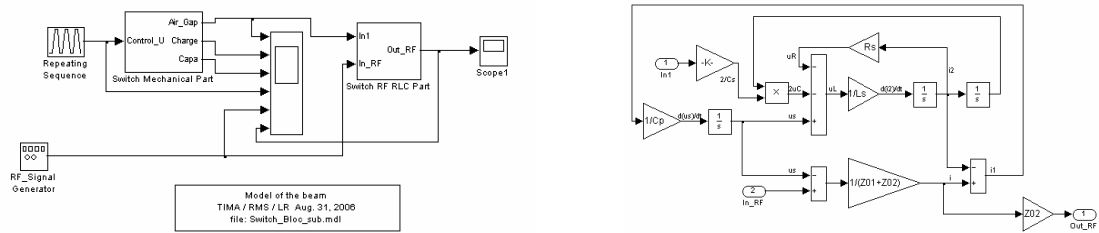
$$i_2 = \frac{u_R}{R_S} \quad (1.6.9)$$

$$i_1 = C_p \dot{u}_S \quad (1.6.10)$$

$$i_1 + i_2 = \frac{u_{RF} - u_S}{Z_{01} + Z_{02}} \quad (1.6.11)$$

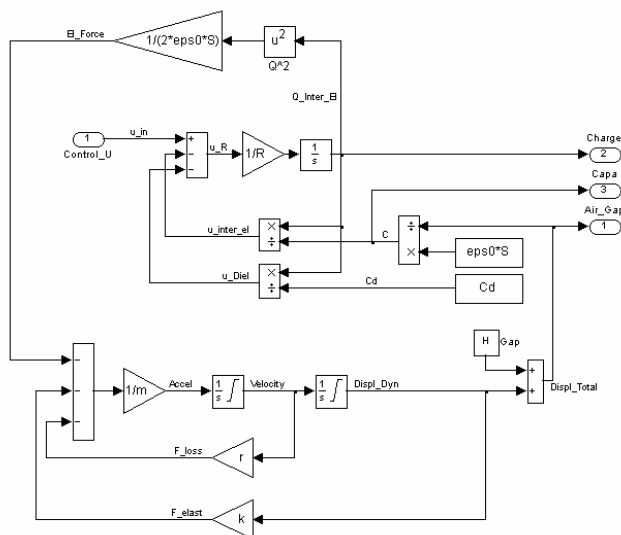
Le diagramme complet du modèle Simulink correspondant à l'interrupteur électrostatique est montré sur la Figure 1.6.7 (a). La section de haute fréquence est détaillée sur la Figure 1.6.7 (b) et la section de basse fréquence sur la Figure 1.6.7 (c). Le modèle présenté décrit le comportement dynamique du système et permet d'accéder aux différentes variables du domaine mécanique et du domaine électrique. Des exemples de résultats des simulations obtenues par l'intermédiaire de ce modèle sont montrés sur la Figure 1.6.7 (d). Nous pouvons voir ici le signal d'actionnement accompagné du déplacement de la partie mobile

de l'interrupteur, la capacité et la charge correspondants entre les électrodes, ainsi que le signal RF à l'entrée et à la sortie de l'interrupteur.

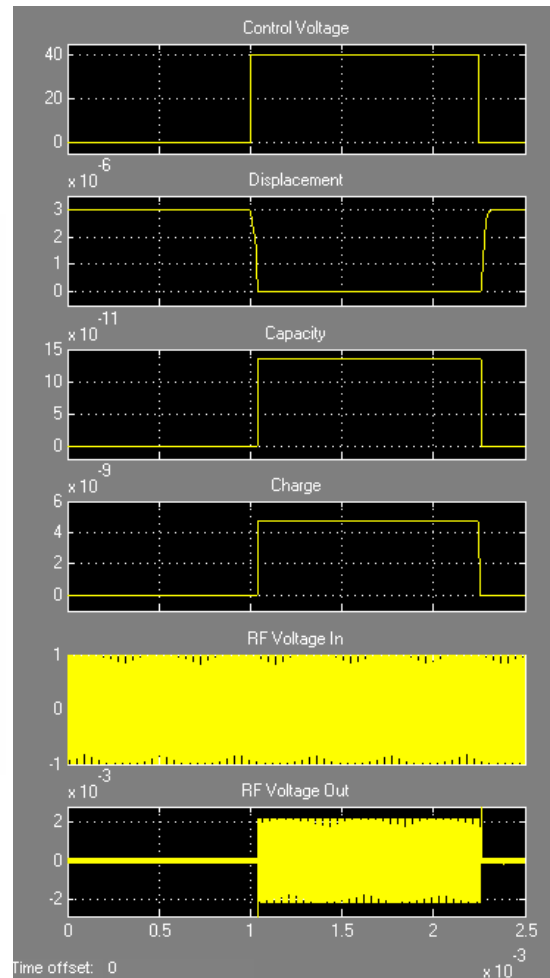


(a)

(b)



(c)



(d)

Figure 1.6.7. *Modèle dynamique d'un interrupteur MEMS RF. Résultats de la simulation de l'interrupteur MEMS RF.*

Notre recherche est actuellement orientée vers les techniques de test intégré applicables aux MEMS RF. Dans les nouvelles technologies d'intégration de type SiP (System in Package) cohabitent des composants de diverse nature (numérique, analogique, mixte, microsystème) fabriqués par des technologies différentes et reportés sur un substrat commun. Cette technologie d'intégration permet d'embarquer dans un dispositif hautement miniaturisé la complexité d'un système très hétérogène. Avec le niveau d'intégration élevé, l'accès aux composants intégrés ainsi que l'observabilité de leurs entrées / sorties deviennent difficiles

et le développement de nouvelles méthodes de test et de diagnostic s'avère indispensable. Dans le domaine de MEMS RF, il sera difficile d'aboutir à des techniques de test fonctionnel par la mesure directe des propriétés du système. Des techniques de test alternatif, en particulier des techniques de régression, peuvent être appliquées afin de prédire le comportement du système et d'extraire ses paramètres de haute fréquence à partir des mesures de la section de basse fréquence. Cela permettra un test rapide à bas coût.

Actuellement, nous poursuivons la recherche orientée vers la modélisation et vers le test des μ -interrupteurs dans le workpackage 2.2 intitulé « Méthodes de test pour signaux mixtes et RF » développé en collaboration avec le NXP Caen dans le cadre du projet européen NANOTEST (MEDEA+).

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [C1], [C2], [C6], [D1], [F1].

1.6.3. Sonde pour un monitoring per-opérateur ORL

Actuellement, nous développons une sonde pour le monitoring per-opérateur du fonctionnement de l'oreille moyenne. Cette sonde s'appliquera dans le cadre de la réalisation des opérations chirurgicales de l'oreille moyenne qui visent la reconstruction de la chaîne ossiculaire. Le but de cette chirurgie est de corriger les surdités de transmission dues à une anomalie du tympan et/ou une discontinuité de la chaîne des osselets. Il existe trois osselets chez l'homme : le marteau, l'enclume et l'étrier. Il s'agit des os les plus petits de l'organisme car ils ne pèsent que quelques milligrammes et assurent diverses fonctions, dont la principale est le transfert de l'énergie sonore vers l'oreille interne. De nombreuses techniques de remplacement ossiculaire ont été imaginées ces cinquante dernières années. Il existe aussi des bio-matériaux de remplacement, des matériaux très divers comme le titane, l'or, les céramiques hydroxy-apatites ou des prothèses comprenant plusieurs matériaux. L'os otologue du patient peut également être utilisé.

En dépit des améliorations des techniques chirurgicales et des bio-matériaux, la chirurgie des osselets (ossiculoplastie) est difficile car les facteurs de réussite permettant de redonner une audition satisfaisante sont d'origines multi-factorielles et dépendent du type de montage, du poids de la prothèse, de sa forme, de la longueur et de la tension du montage ossiculaire. Aussi surprenant que cela paraisse, il n'y a, à l'heure actuelle, aucun moyen de monitoring per-opérateur qui permette un retour d'information pendant la chirurgie pour guider le chirurgien et savoir si le geste réalisé est conforme aux données bio-mécaniques d'une chaîne normale. Pour cette raison, il est impossible de prédire formellement un résultat d'ossiculoplastie et il n'est pas rare de voir certains montages qui ne satisfont pas pleinement le chirurgien, donner d'excellents résultats auditifs et, inversement, de très bons montages ossiculaires donner des résultats auditifs très moyens.

La sonde qui est en développement permettra de préciser, en temps réel, si l'ossiculoplastie réalisée est optimale et garantira un bon transfert d'énergie vers l'oreille interne. Les principales contraintes qui pèsent sur les caractéristiques de la sonde sont :

- La taille : elle doit être petite pour s'adapter à la taille de l'oreille moyenne et des osselets.
- La sensibilité : elle doit être suffisante pour la détection du faible niveau du mouvement des osselets.

- La rigidité : elle doit être faible pour éviter une altération de fonctionnement de l'oreille par l'appui de la sonde.
- L'immunité aux vibrations non désirées.

Compte tenu de ces contraintes, les défis technologiques pour développer un tel outil sont sans doute nombreux mais peuvent être tout à fait relevés à l'aide des technologies microsystemes. La représentation sommaire de la géométrie choisie pour la partie sensible de la sonde est montrée sur la Figure 1.6.8. Celle-ci est équipée d'une tige permettant l'accès à l'oreille moyenne, qui est fixée sur un support relié par les quatre bras avec le cadre. Les éléments piézorésistifs sont déposés sur les bras et indiquent des déformations des bras provoquées par le mouvement de la tige en contact avec la chaîne ossiculaire. Les fréquences mises en jeu sont celles du domaine audible, comprises entre 1 et 5 kHz et générées par une source acoustique appliquée au niveau du tympan de l'oreille externe.

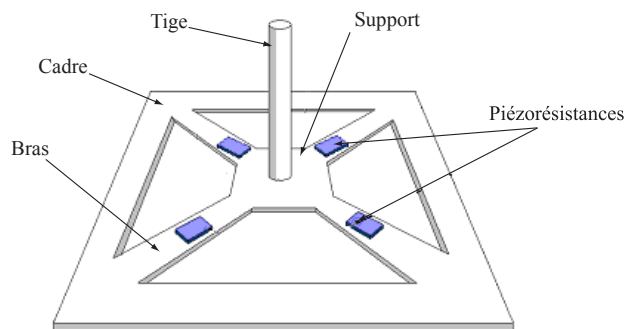


Figure 1.6.8. Schéma principal du capteur per-opérateur ORL.

Une étude a été réalisée sur le sujet de modélisation de la chaîne ossiculaire. Un exemple des résultats obtenus par cette étude est montré sur la Figure 1.6.9. Les courbes de cette figure correspondent aux déplacements de l'étrier, du marteau, de l'enclume et du tympan dans le régime linéaire.

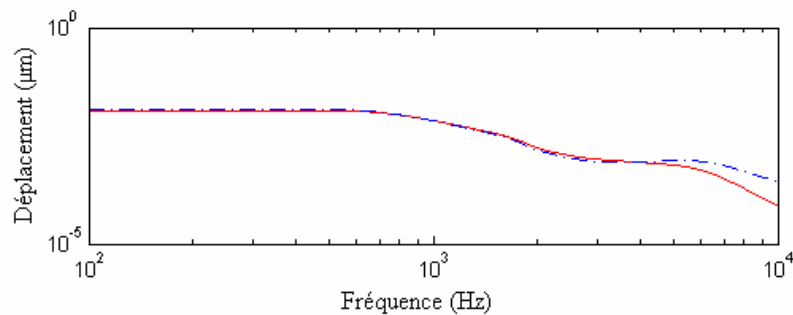


Figure 1.6.9. Déplacement de l'étrier (courbe solide) et du marteau, de l'enclume, et du tympan (courbe pointillée) en fonction de la fréquence pour une pression acoustique de 0.2 Pa exercée sur le tympan.

Nous avons effectué une analyse par les éléments finis à la base du modèle montré sur la Figure 1.6.10. Cette analyse nous a permis d'optimiser les dimensions de la sonde par rapport aux matériaux envisagés. Une autre analyse, effectuée pendant l'étude de faisabilité, a ciblé l'optimisation des piézorésistances, leurs dimensions et leur position sur les bras. Dans la suite du projet, les travaux de conception et de fabrication des parties mécaniques et électriques du capteur seront effectués.

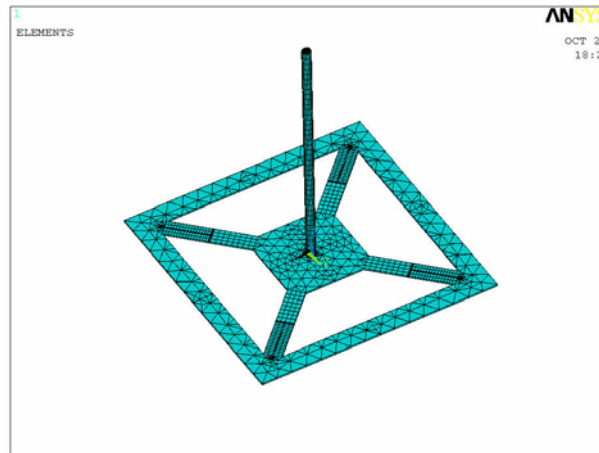


Figure 1.6.10. *Modèle à éléments finis de la partie mécanique de la sonde.*

Ce projet est développé en partenariat avec le service Oto-Rhino-Laryngologie CHU (Centre Hospitalier Universitaire) de Grenoble, le laboratoire TIMC (Techniques de l'Ingénierie Médicale et de la Complexité - Informatique, Mathématiques et Applications) de Grenoble, et le laboratoire Léti du Commissariat à l'Energie Atomique (CEA) à Grenoble. En 2007, ce projet a reçu une aide financière dans le cadre du BQR (Bonus Qualité de Recherche) INP Grenoble et une bourse de thèse (MENRT) pour cette thématique a été accordée à l'Ecole doctorale EEATS de Grenoble.

1.6.4. *Micro-capteur pour la mesure d'ondes acoustiques hautes fréquences dans l'air*

Le développement du transport terrestre et aérien combiné avec l'attention croissante portée à la pollution sonore motive l'étude de la propagation du son sur de longues distances. La compréhension et la modélisation fidèle de la propagation du son sont en effet des enjeux majeurs, qui ont des conséquences importantes en matière d'environnement et de développement des moyens de transport, en particulier dans le domaine de l'aéronautique. Les modèles analytiques ou numériques de propagation du son en atmosphère complexe (vent, turbulence, gradients de température, ...) et/ou au voisinage d'un sol complexe (relief, absorption, diffraction, ...) doivent être validés par la comparaison avec les résultats de mesures acoustiques. Or, en pratique, il est impossible de contrôler ou de mesurer avec précision les paramètres de l'environnement (vent, température, ...) à des distances de plusieurs kilomètres, et en particulier lorsque la source sonore est complexe (bruit large bande, présence d'ondes de choc) et en mouvement (train, avion, ...). Une solution alternative est la réalisation d'expériences en laboratoire où les distances, les longueurs d'onde et autres paramètres (géométrie, turbulence, ...) sont mis à l'échelle de l'ordre de $1:500$ à $1:1000$. La gamme de fréquences des ondes acoustiques « réelles » [10 Hz - 1 kHz] est donc translatée dans la gamme [10 kHz - 1 MHz]. Cette mise à l'échelle nécessite par conséquent de disposer de capteurs mesurant avec précision des ondes acoustiques à haute fréquence. Or actuellement, il n'existe aucun dispositif adapté à de telles mesures dans l'air. En effet, les capteurs capacitifs à membrane ont une réponse limitée à 120 kHz en hautes fréquences en raison de la taille de leur membrane (1/8 pouce), et les capteurs piézoélectriques présentent l'inconvénient d'avoir une bande passante limitée, une courbe de réponse complexe, et sont peu sensibles en raison d'un mauvais couplage avec l'air. Les technologies MEMS sont en revanche bien adaptées à la réalisation de capteurs de petite taille fonctionnant à haute fréquence, ce qui motive le projet proposé.

Les technologies de micro-fabrication fondées sur des procédés de la microélectronique, rendent possible la production de microsystèmes, comme des microphones sur silicium avec électronique intégrée. Le procédé de micro-fabrication appliqué aux transducteurs électroacoustiques doit permettre d'obtenir des capteurs interchangeables aux caractéristiques reproductibles et dont l'électronique associée est intégrée sur une même puce. De plus, les transducteurs fabriqués par des microtechnologies étant de petite taille, ils ont une immunité élevée aux vibrations grâce aux faibles masses de composants. Leur taille permet également d'envisager la conception des réseaux de capteurs (antennes acoustiques).

La plage de fréquences exigée de ce capteur se trouve entre la gamme typique des microphones limitée au domaine des fréquences audibles (inférieures à 20 kHz) et celle de transducteurs ultrasonores. Ces derniers sont plus souvent destinés aux applications dans des liquides ou des solides. D'autre part, il existe des travaux de recherche sur des transducteurs micro-usinés ultrasonores (MUT pour micromachined ultrasonic transducers). Ces transducteurs sont dans la plupart des cas conçus comme des systèmes résonants ayant une gamme de fréquences assez étroite et insuffisante pour notre application.

L'objectif de ce projet est de combler le manque de microphones large bande adaptés à la mesure, dans l'air, d'ondes sonores de fréquences contenues dans la gamme [100 kHz – 800 kHz], et de pression dans la gamme [10 Pa - 1000 Pa]. Concrètement, il s'agit de mettre en commun les moyens et les compétences du TIMA et du LMFA/ECL afin de développer et de caractériser un transducteur acoustique innovateur utilisant les technologies MEMS.

La réalisation de cet objectif nécessite des efforts de modélisation, de conception et de test importants. Les spécifications du capteur à concevoir sont exigeantes : hautes fréquences, largeur de bande, pression maximum admissible, dynamique de mesure. Pour les satisfaire, des solutions originales doivent être mises en œuvre. Deux principes de transduction électroacoustique semblent adaptés à l'application dans le cadre de ce projet – la transduction piézorésistive et la transduction électrostatique (capacitive).

Une solution basée sur la transduction piézorésistive consiste en l'utilisation d'une membrane équipée d'une ou plusieurs jauges piézorésistives. Dans notre cas, ce sont des déformations de la membrane induites par la pression acoustique qui sont à l'origine de la variation de la conductivité. Ce principe, utilisé souvent dans les capteurs de pression, doit être adapté à notre application. Deux différences importantes doivent être prises en compte : la gamme de fréquence et le niveau de pression. Ces deux aspects orienteront le travail de la conception des jauges vers l'optimisation de leur emplacement sur la membrane, de leur forme et de leurs dimensions par rapport au signal sur bruit, et vers la compensation des effets thermiques et le choix de la technologie et du matériau le plus approprié en termes de la sensibilité et du bruit.

Dans le cas du transducteur capacitif, la partie sensible du capteur pourra être conçue comme une matrice de membranes dont les dimensions prédétermineront la fréquence limite supérieure du capteur, et dont le nombre sera choisi pour assurer une sensibilité exigée. La conception du capteur nécessitera la modélisation micromécanique, comprenant l'interaction avec les éléments acoustiques rattachés à la structure. Une solution d'atténuation de la membrane doit être proposée afin d'obtenir la gamme de fréquences exigée.

Une optimisation de la sensibilité, du rapport de signal sur bruit et des effets non linéaires doit être étudiée pour les deux principes de transduction prévus. Cette étape est essentiellement liée à l'optimisation de la piézorésistance (dimensions, précision de

l'emplacement sur la membrane de plusieurs dizaines de μm de taille, dopage du silicium, ...) dans le cas du capteur piézorésistif et aux propriétés de l'entrefer du transducteur électrostatique (minimisation de la capacité parasite par rapport à la très faible capacité active, pertes visqueuses associées, ...).

Parallèlement à la conception proprement dite du capteur, une étude sera menée afin de définir et de mettre en oeuvre une méthode permettant de déterminer la réponse en fréquence du capteur (caractéristique « signal électrique de sortie / onde acoustique mesurée »). Il est en effet nécessaire de développer une méthode d'étalonnage absolue originale car il n'existe pas de capteur de référence pour mettre en oeuvre une méthode classique d'étalonnage par comparaison. La méthode proposée sera basée sur l'utilisation d'une source acoustique ponctuelle de fort niveau ($1000 Pa$ à $15 cm$) qui génère une onde de choc acoustique. La modélisation numérique de la propagation acoustique de cette onde de choc permet de connaître le champ acoustique en fonction des paramètres du milieu (humidité, température, ...) et de la distance à la source (une technique basée sur la résolution dans le domaine temporel d'une équation de Burgers modifiée est en cours de développement). En utilisant une méthode itérative, la comparaison entre le champ acoustique mesuré à différentes distances de la source et le champ estimé à partir du modèle de propagation permettra de déterminer la réponse du capteur réalisé. Une étude préliminaire d'un capteur ultrasonique « standard » à bande étroite et d'un microphone permettant de mesurer des fréquences jusqu'à $120 kHz$ permettra de valider la méthode.

La conception de ce micro-capteur acoustique est en cours de développement en collaboration avec le Centre acoustique du Laboratoire de Fluides et de Mécanique de l'Ecole Centrale de Lyon (LMFA/ECL). Une partie du développement technologique sera assurée en collaboration avec l'Université des Sciences et de la Technologie de Hong Kong (HKUST).

1.6.5. Test de microsystèmes

Le fait que la méthode MLS, décrite dans le paragraphe 1.5.3, est limitée aux systèmes linéaires invariants dans le temps, peut, dans certains cas, rendre difficile voire impossible son implémentation pour le test des systèmes réels. Nous avons travaillé, dans le cadre de la thèse d'Achraf Dhayni, sur la généralisation de cette méthode aux systèmes non linéaires. Notre approche a été basée sur l'approximation des systèmes non linéaires invariants avec mémoire finie par les séries de Volterra et sur l'application de séquences de test multi-niveaux sur ces systèmes [107]. Une série finie de Volterra peut être approximée par l'équation suivante :

$$y(k) = h_0 + \sum_{r=1}^N \sum_{m_1=0}^{M-1} \cdots \sum_{m_r=0}^{M-1} h_r(m_1, \dots, m_r) \prod_{j=1}^r x(k - m_j) \quad (1.6.12)$$

où $x(k)$ et $y(k)$ sont l'entrée et la sortie du système, N est l'ordre maximum de la non linéarité, M est la mémoire du système et $h_r(m_1, \dots, m_r)$ est le noyau de Volterra d'ordre r portant l'information sur le comportement non linéaire du système relatif à l'ordre r .

Les noyaux de Volterra peuvent être calculés par différentes méthodes. Toutes ces méthodes sont très lourdes au niveau des calculs numériques. La méthode proposée dans [107] est particulièrement intéressante, puisqu'elle utilise une séquence MLS multi-niveaux relativement courte, et permet de trouver les noyaux de Volterra à partir du modèle de Wiener montré dans la Figure 1.6.11. Ce modèle considère des filtres linéaires avec des réponses impulsionnelles orthonormales en vue de modéliser la partie linéaire avec

mémoire. Pour chaque ordre r de non linéarité, tous les produits possibles du r -ième ordre des sorties de ces filtres sont considérés dans la partie non linéaire sans mémoire. La technique de calcul des noyaux de Volterra est basée sur le théorème présenté dans [108] qui démontre qu'une séquence de longueur L générée à partir d'une séquence binaire de longueur maximum égale à M (MLS) peut stimuler entièrement un système non linéaire d'ordre N uniquement à condition qu'elle contienne au moins $N+1$ valeurs distinctes.

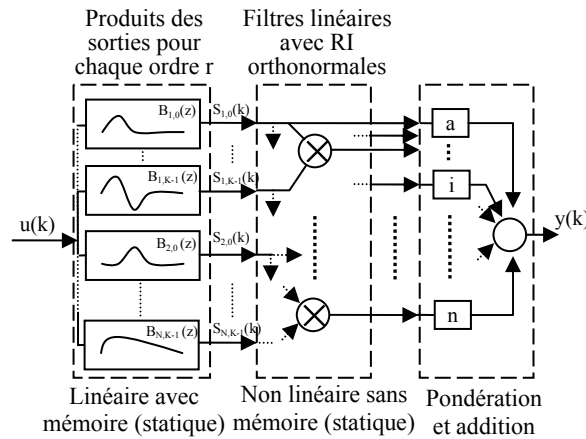


Figure 1.6.11. *Modèle de Wiener d'un système non linéaire.*

Dans un premier temps, nous avons appliqué cette technique au niveau de la simulation sur des cas simples. Un circuit de test, conçu en Cadence à l'aide du langage Verilog-A, a rendu possible de régler, par le choix des paramètres, le niveau des composantes linéaire et nonlinéaire à la sortie du circuit. Un autre modèle a représenté la structure décrite en paragraphe 1.5.3. Ce composant, grâce à l'actionnement électrothermique, représente un comportement non linéaire pur du deuxième ordre. Les deux premiers noyaux de Volterra obtenus par nos calculs correspondent bien au caractère de chaque modèle de test. La Figure 1.6.12 montre un exemple du noyau de Volterra du second ordre obtenu pour le modèle non linéaire programmé en Verilog-A.

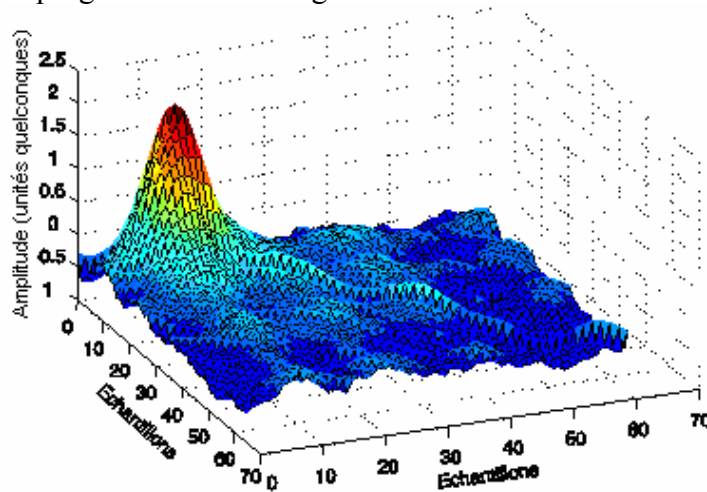


Figure 1.6.12. *Exemple d'un noyau de Volterra du second ordre.*

Il reste néanmoins tout le travail de la validation de cette technique de test qui permettra une analyse dans un circuit intégré non linéaire. Nous envisageons l'application de cette technique dans la forme d'auto-test intégré (BIST) pour des puces incluant des parties analogique, mixte et microsystème. En fonction du composant sous-test, nous devons optimiser les séquences à générer et les échantillons des noyaux de Volterra à calculer afin

d'optimiser les métriques de test telles que la couverture de fautes, la perte de rendement ou le taux de circuits défectueux.

Les résultats obtenus relatifs aux thèmes de recherche décrits dans ce paragraphe ont été publiés dans les références suivantes : [C4], [C14], [C17].

1.6.6. Conclusions et plan de travail

Les applications situées au croisement des microsystèmes et de l'acoustique semblent être en expansion continue comme en témoignent de nombreuses conférences du monde électronique ou acoustique qui intègrent des sessions dédiées aux MEMS. Au niveau industriel, l'expansion du volume de production des transducteurs MEMS aussi bien que l'apparition de nouveaux composants MEMS montrent clairement la tendance croissante du domaine. Avec un taux de croissance estimé dans [109] à plus que 80% au cours des cinq années 2006 à 2011, le marché des MEMS se positionne parmi les segments les plus attrayants de l'industrie des semi-conducteurs (voir la Figure 1.6.13). Les apports des MEMS seraient encore plus visibles si l'analyse était faite au niveau du système et non pas uniquement au niveau du composant. Dans cette optique, le marché des produits rendus possibles par la technologie MEMS peut croître jusqu'à 95 milliards \$US en 2010 [110].

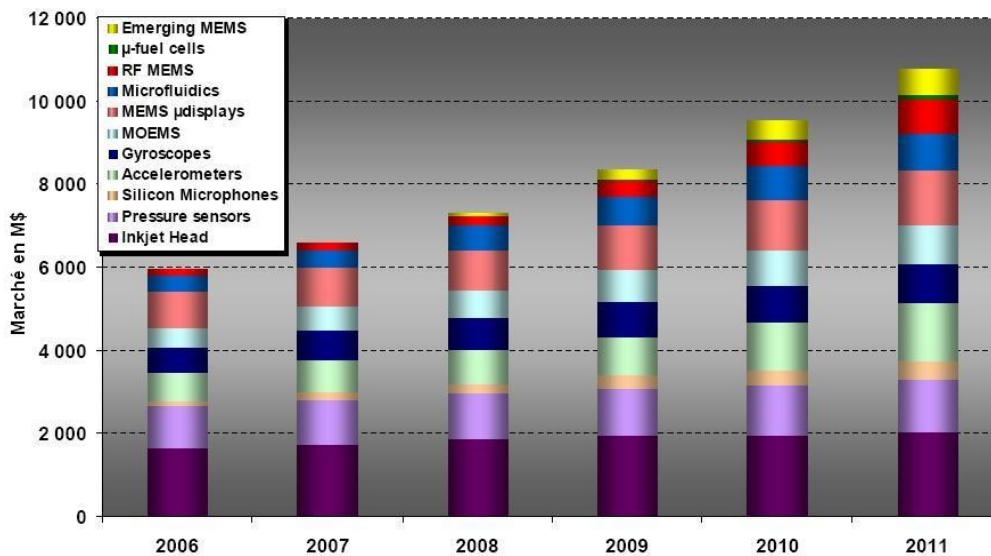


Figure 1.6.13. *Marché global des MEMS entre 2006 et 2011.*

Tous les secteurs sont touchés par cette technologie, mais des applications grand public, par exemple industrie automobile ou santé, jouent un rôle moteur. Nous pouvons énumérer quelques produits 'phare', sans dépasser le domaine des transducteurs électroacoustiques et ultrasonores : les capteurs de pression trouvant de nouvelles applications comme systèmes de monitoring de la pression des pneus, les microphones multipliant par deux la croissance en volume de production, les accéléromètres faisant partie des téléphones mobiles, les appareils GPS et les podomètres. Les applications ultrasonores et RF sont représentées par des résonateurs de type FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator), par des interrupteurs et récemment par des oscillateurs MEMS. Les applications émergentes qui s'inscrivent dans la conception de l'intelligence ambiante, comme par exemple un tissu intelligent, ou les nouveaux capteurs pour la télésurveillance médicale, pourront trouver un marché massif dans un avenir proche.

Le progrès du domaine des microsystèmes qui s'est concrétisé par la commercialisation de différents produits continue dans le développement et la recherche de nouveaux

composants, leur encapsulation et les méthodes de test. Pour de nombreux microsystemes et notamment pour leurs applications en acoustique, l'encapsulation fait partie intégrante de la conception du produit final. Elle doit assurer la communication du microsysteme avec le milieu externe et sa conception est unique et spécifique pour chaque type de composant.

La problématique de test des microsystemes est une tâche primordiale dont le développement et la mise en place permettront non seulement le test des capteurs et actionneurs dans différents domaines physiques, mais aussi le test des blocs fonctionnels les contenant. Ces blocs hétérogènes se retrouvent dans de nombreux systemes industriels, de grand public, d'automobile et autres. Faute d'accès aux points internes du bloc, seule la fonctionnalité globale peut être testée en appliquant des méthodes alternatives.

Le côté technologique des microsystemes se développe avec l'objectif d'améliorer leurs fonctionnalités et leur fiabilité par une meilleure maîtrise des propriétés des matériaux. Ceci peut être atteint par de nouveaux matériaux ou des matériaux modifiés ou encore des composés qui assurent des propriétés mécaniques et électriques les plus adaptées aux applications ciblées. Ainsi, les matériaux typiquement utilisés pour les microsystemes évolueront du silicium vers une combinaison de silicium, polymères et matériaux intelligents [111].

Les perspectives technologiques dessinées à l'aide des feuilles de route (roadmaps en anglais) publiées pour différentes applications dans différents segments industriels prévoient une forte implication de microsystemes dans les domaines suivants : industrie automobile, multimédias, télécommunication, pharmaceutique, domaine médical, appareils électroménagers, aéronautique, défense, espace, ... Les trois forces majeures du progrès seront liées à l'intelligence ambiante, au bien-être et à la santé des citoyens et à la sécurité [111]. Les thèmes prospectifs décrits dans les sections 1.6.1 à 1.6.5 relèvent de ces trois mouvements. Tous ces thèmes montrent l'importance de la modélisation, de la conception et du test des microsystemes. Nous souhaitons développer un capteur chimique basé sur la propagation des ondes de surface dans le nitrure du galium. Nous comptons continuer nos recherches sur la modélisation et sur les techniques de test des MEMS RF. Nous envisageons de mettre en place une sonde pour un monitoring per-opérateur du fonctionnement de l'oreille moyenne. Nous comptons avancer dans le développement d'un microcapteur acoustique destiné aux champs acoustiques de hautes fréquences dans l'air. Enfin, nous souhaitons poursuivre la recherche dans le domaine des méthodes de test de microsystemes, notamment pour les systemes non linéaires.

1.7. BIBLIOGRAPHIE

- [1] LORD RAYLEIGH, *The Theory of Sound*, Dover Publications, N.Y., Vol. 1, 1945.
- [2] OLSON, H. F., *Elements of Acoustical Engineering*, D. Van Nostrand Company, Inc., N.Y., 1947.
- [3] KINSLER L.E., FREY A.R., COPPENS A.B., SANDERS J.V., *Fundamentals of acoustics*, J. Wiley & Sons, 1982.
- [4] TUMMALA, R. R., *Packaging: Past, Present and Future*, IEEE 6th International Conference on Electronic Packaging Technology, Shenzhen, China, 2005, pp. 3-7.
- [5] ZORIAN Y., MARINISSEN E.J., DEY S., *Testing embedded-core-based system chips*, IEEE Computer, Vol. 32, No. 6, 1999, pp. 52-60.
- [6] GERBER, E. A., AND BALLATO, A., EDS. *Precision Frequency Control*. New York and Orlando, FL: Academic, 1985, Vols. 1 and 2.
- [7] GRAY, B., *Transducer and Method of Making Same*, US. Pat. No. 2 486 560 September 20, 1946.
- [8] JAFFE, B., ROTH, R. S., AND MARZULLO, S., *Piezoelectric Properties of Lead Zirconate-Lead Titanate Solid Solution Ceramics*, J. Appl. Phys., Vol. 25, No. 6, 1954, pp. 809-810.
- [9] BERLINCOURT, D. A., CURAN, D. R., JAFFE, H, *Piezoelectric and piezomagnetic materials and their function in transducers*, In Physical Acoustics W. P. Mason ed. Academic Press, vol 1A, 1964.
- [10] KAWAI, H., *The piezoelectricity of poly(vinylidene fluoride)*, Jpn. J. Appl. Phys., vol. 8, 1969 pp. 975-976.
- [11] ROYER M., HOLMEN J.O., WURM M.A., AADLAND O.S., GLENN M., *ZnO on Si integrated acoustic sensor*, Sensors and Actuators, Vol. 4, 1983, pp. 357-362.
- [12] FRANZ, J., *Aufbau, Funktionsweise und technische Realisierung eines piezoelektrischen Siliciumsensors für akustische Grössen*, VDI-Berichte No. 667, 1988, pp. 299-302.
- [13] MURALT, P., *PZT Thin Films for Microsensors and Actuators: Where Do We Stand?*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 47, No. 4, July 2000, pp. 903-915.
- [14] POLLA, D. L., AND FRANCIS, L. F., *Processing and characterization of piezoelectric materials and integration into microelectromechanical systems*, Ann. Rev. Mater. Sci., Vol. 28, 1998, pp. 563-597.
- [15] POLLA, DL, FRANCIS, LF, HARJAN, R, ROBBINS, W, GERBERICH, W, ET AL., ASME Int. Mechanical Engineering Congr. Exposition, Dallas, 1997.
- [16] BAHR, D. F., WRIGHT, J. S., FRANCIS, L. F., MOODY, N. R., AND GERBERICH, W. W., *Mechanical Behavior of a MEMS Acoustic Emission Sensor*, Mat. Res. Soc. Symp. Proc., 444, 1997, pp; 209-214.
- [17] BERNSTEIN, J. J., FINBERG, S. L., HOUSTON, K., NILES, L. C., CHEN, H. D., CROSS, L. E., LI, K. K., AND UDAYAKUMAR, K., *Micromachined high frequency ferroelectric sonar transducers*, IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., Vol. 44, 1997, pp. 960-969.

- [18] WHITE, R. M., VOLTMER, F. W., *Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves*, Applied Physics Letters, Vol. 7, No. 12, 1965, pp. 314-316.
- [19] MORGAN, D. P., *History of SAW devices*, 1998 IEEE Int. Freq. Control Symp., pp. 439-460.
- [20] GRUDKOWSKI, T. W., MONTRESS, G. K., GILDEN, M., BLACK, J. F., *Integrated circuit compatible surface acoustic wave devices on gallium arsenide*, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, No. 12, 1981, pp. 1348-1356.
- [21] PEARTON, S. J. ET AL., *GaN-based diodes and transistors for chemical, gas, biological and pressure sensing*, J. Phys.: Condens. Mater., 16, 2004, pp. R961-R994.
- [22] AULD B.A., *Acoustic fields and waves in solids*, J. Wiley & Sons, 1973.
- [23] BRISSAUD, M., *Matériaux piézoélectriques, caractérisation, modélisation et vibration*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2007.
- [24] BENES, E., GRÖSCHL, M., BURGER, W., SCHMID, M., *Sensors based on piezoelectric resonators*, Sensor & Actuators, Vol. A 48, 1995, pp. 1-25.
- [25] VELLEKOOP, M. J., *Acoustic wave sensors and their technology*, Ultrasonics, Vol. 36, 1998, pp. 7-14.
- [26] MASON, W. P., *Electromechanical Transducers and Wave Filters*, New York, D. Van Nostrand, 1942.
- [27] TILMANS H.A.C., *Equivalent circuit representation of electromechanical transducers: II. Distributed-parameter systems*, J. Micromech. Microeng., vol. 7, p. 285-309, 1997.
- [28] KRIMHOLTZ, R., LEEDOM, D.A., MATTHAEI, G.L., *New Equivalent Circuit for Elementary Piezoelectric Transducers*, Electron Letters, 6, 1970, pp. 398-399.
- [29] REDWOOD, M., *Transient performance of a piezoelectric transducer*, J. Acoust. Soc. Am. Vol. 33, 1961, pp. 527-536.
- [30] BROWN, L. F., CARLSON, D. L., *Ultrasound Transducer Models for Piezoelectric Polymer Films*, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., Vol. 36, No. 3, pp. 313-318, 1989.
- [31] LEACH, W. M., JR., *Controlled-Source Analogous Circuits and SPICE Models for Piezoelectric Transducers*, IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr. 41, 1994, pp. 60-66.
- [32] GONNARD, P., SCHMITT, P. M., BRISSAUD, M., *New Equivalent Lumped Electrical Circuit for Piezoelectric Transformers*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 53, No. 4, 2006, pp. 802-809.
- [33] HSUEH, W. J., *Novel graph model and analysis method for piezoelectric thickness-drive transducers*, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 108, No.5, Pt. 1, 2000, pp. 2159-2165.
- [34] HUNT, W. D., KOSINSKI, J. A., PASTORE, R., *Ballato electronic circuit models for programmable SAW filters*, 1999 IEEE Ultrasonics Symposium, Lake Tahoe, USA, Oct. 1999, pp. 155-159.
- [35] URBANCZYK, M., WALTAR, Z., AND JAKUBIK, W., *Interdigital transducer analysis using equivalent Pspice model*, Ultrasonics 39, 2002, pp. 595-599.

- [36] GHANDI K. HAGOOD, N. W., *Nonlinear Finite Element Modeling of Phase Transitions in Electro-Mechanically Coupled Material*, Proceedings of SPIE, 2715, 1996, pp. 121-140.
- [37] EKEOM, D., DUBUS, B., VOLATIER, A., *Solidly Mounted Resonator (SMR) FRM-BEM Simulation*, IEEE Ultrasonics Symposium, Vancouver, Canada, Oct. 3-6, 2006, pp. P1J-7.
- [38] BALLANDRAS, S., BIGLER, E., *Precise modeling of complex SAW structures using a perturbation method hybridized with a finite element analysis*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 1998, Vol. 45, No. 3, pp. 567-573.
- [39] WENTE, E. C., *A Condenser Transmitter as a Uniformly Sensitive Instrument for the Absolute Measurement of Sound Intensity*, Phys. Rev., Series II 10, 1917, pp. 39-63.
- [40] SESSLER, G. M., WEST, J., *Self Biased Capacitor Microphones with High Capacitance*, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 34, 1962, pp. 1787-1790.
- [41] HOHM, D., SESSLER, G. M., *An Integrated Silicon-Electret-Condenser Microphone*, 11th ICA, Paris, Lyon, Toulouse, 1983, pp. 29-32.
- [42] VOORTHUYZEN, J. A., BERGVELD, P., SPRENKELS, A. J., *Semiconductor-Based Electret Sensors for Sound and Pressure*, IEEE Trans. on Electrical Insulation, 1989, Vol. 24, No. 2, pp. 267-276.
- [43] BERGQVIST, J., RUDOLF, F., *A New Condenser Microphone in Silicon*, Sensors and Actuators, 1990, A21-23, pp. 123-125.
- [44] KÜHNEL, W., HESS, G., *A Silicon Condenser Microphone with Structured Back Plate and Silicon Nitride Membrane*, Sensors and Actuators, 1992, A30, pp. 251-258.
- [45] ADELL, M., *Surface Mount Microphones*, White Paper, Knowles Acoustics, 2003, pp. 1-8.
- [46] CLARK S.K., WISE K.D., ET. AL., *Pressure sensitivity in anisotropically etched thin diaphragm pressure sensors*, IEEE Trans. Electron Dev., vol. 26, 1979, pp. 1886-1896.
- [47] KO W.H., *Solid-state capacitive pressure transducers*, Sensors and Actuators, Vol. 10, 1986, pp. 303-320.
- [48] PETERSEN K.E., SHARTEL A., RALEY N.F., *Micromechanical accelerometer integrated with MOS detection circuitry*, IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-29, 1982, pp. 23-27.
- [49] WISNIOWSKI, H., *Analog Devices puts Micromachines in Motion*, White Paper, Analog Devices, 1998, pp. 1-2.
- [50] MEDLEY, A. P., BILLSON, D. R., HUTCHINS, D. A., DAVIS, L. A. J., *Properties of an electrostatic transducer*, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 120, No. 5, 2006, pp. 2658-2667.
- [51] NEUMANN J.J.JR., GABRIEL K.J., *CMOS-MEMS membrane for audio-frequency acoustic actuation*, Sensors and Actuators, Vol. A 95, 2002, pp. 175-182.
- [52] SCHINDEL D.W., HUTCHINS D.A., ZOU L., SAYER M., *The design and characterization of micromachined air-coupled capacitance transducers*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 42, No. 1, 1995, pp. 42-50.

- [53] ORALKAN, Ö., ERGUN, A. S., JOHNSON, J. A., KARAMAN, M., DEMIRCI, U., KAVIANI, K., LEE, H., KHURI-YAKUB, B. T., *Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers: Next-Generation Arrays for Acoustic Imaging?*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Freq. Control, Vol. 49, No. 11, 2002, 1596-1610.
- [54] RANGSTEN P., SMITH L., ROSENGREN L., HÖK B., *Electrostatically excited diaphragm driven as a loudspeaker*, The 8th Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators, and Eurosensors IX, Stockholm, Sweden, June 25-29, 1995, pp. 430-433.
- [55] LADABAUM I., JIN X., SOH H.T., ATALAR A., KHURI-YAKUB B. T., *Surface micromachined capacitive ultrasonic transducers*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 45, No. 3, 1998, pp. 678-690.
- [56] JIN X., ORALKAN Ö., DEGERTEKIN F.L., KHURI-YAKUB B. T., *Characterization of one-dimensional capacitive micromachined ultrasonic immersion transducer arrays*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 48, No. 3, 2001, pp. 750-760.
- [57] HUANG J.M., LIEW K.M., WONG C.H., RAJENDRAN S., TAN M.J., LIU A.Q., *Mechanical design and optimization of capacitive micromachined switch*, Sensors and Actuators, Vol. 93 A, 2001, pp. 273-285.
- [58] BADI M.H., YARALIOGLU G.G., ERGUN A.S., HANSEN, S. T., WONG, E. J., KHURI-YAKUB B.T., *Capacitive micromachined ultrasonic Lamb wave transducers using rectangular membranes*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 50, No. 9, 2003, pp. 1191-1203.
- [59] SESSLER G.M., *Electrets*, Springer-Verlag, 1980.
- [60] JOHNSON W.A., WARNE L.K., *Electrophysics of micromechanical comb actuator*, J. of Microelectromechanical Systems, Vol. 4, No. 1, 1995, pp. 49-59.
- [61] LEGTENBERG R., GILBERT J., SENTURIA S.D., ELWENSPOEK M., *Electrostatic curved electrode actuators*, J. of Microelectromechanical Systems, Vol.6, No.3, 1997, pp. 257-265.
- [62] BRÜEL&KJÆR, *Microphone de champ multiple*, Brüel&Kjaer Magazine, No. 2, p. 3, 2001.
- [63] Scheeper, P. R., Nordstrand, B., Gulløv, J. O., Liu, B., Clausen, T., Midjord, L., Storgaard-Larsen, T., *A new measurement microphone based on MEMS technology*, J. of Microelectromechanical Systems, Vol. 12, No. 6, 2003, pp. 880-891.
- [64] HOHM D., SESSLER, G. M., *An integrated silicon-electret-condensor microphone*, 11th Int. Congr. on Acoustics, Paris, Lyon, Toulouse, 1983, pp. 29-32.
- [65] HOHM D., HESS G., *A subminiature condenser microphone with silicon nitride membrane and silicon back plate*, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 85, No. 1, 1989, pp. 476-480.
- [66] KÜHNEL W., HESS G., *A silicon condenser microphones with structured back plate and silicon nitride membrane*, Sensors and Actuators, Vol. 30 A, 1992, pp. 251-258.
- [67] ŠKVOR Z., *On the acoustical resistance due to viscous losses in the air gap of electrostatic transducers*, Acustica, Vol. 19, p. 292-299, 1968.
- [68] LOTTON, P., HUSNIK, L., BRUNEAU, A. M., BRUNEAU, M., *Theoretical models to describe the coupling between vibrating membranes and thin gas layers*, Comptes

- Rendus de l'Académie des Sciences, Série II Fascicule B-Mécanique Physique Chimie Astronomie, Vol. 322, No. 6, 1996, pp. 469-475.
- [69] BRUNEAU, M., BRUNEAU, A. M., DUPIRE, P., *A model for rectangular miniaturized microphones*, Acta Acustica, Vol. 3, No. 3, 1995, pp. 275-282.
- [70] KOESTER, D. A., MAHADEVAN, R., SHISHKOFF, MARKUS, K. W., *MUMPs Design Handbook*, Cronos, USA, 1999.
- [71] RANGSTEN P., SMITH L., ROSENGREN L., HÖK B., *Electrostatically excited diaphragm driven as a loudspeaker*, The 8th Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators, and Eurosensors IX, Stockholm, Sweden, June 25-29, 1995.
- [72] LADABAUM I., JIN X., SOH H.T., ATALAR A., KHURI-YAKUB B. T., *Surface micromachined capacitive ultrasonic transducers*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 45, n°. 3 p. 678-690, 1998.
- [73] JIN X., ORALKAN Ö., DEGERTEKIN F.L., KHURI-YAKUB B. T., *Characterization of one-dimensional capacitive micromachined ultrasonic immersion transducer arrays*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 48, No. 3, pp. 750-760, 2001.
- [74] WILLIAMS, C. B., SHEARWOOD, C., HARRADINE, M. A., MELLOR, P. H., BIRCH, T. S., YATES, R. B., *Development of an electromagnetic micro-generator*, IEE Proc. Circuits, Devices, Syst., Vol. 148, No. 6, 2001, pp. 337-342.
- [75] DUST, www.dust-inc.com, 2003.
- [76] CROSSBOW, www.xbow.com/Products/Wireless_Sensor_Networks.htm, 2003.
- [77] XSILOGY, www.xsilogy.com, 2003.
- [78] EMBER, www.ember.com, 2003.
- [79] ROUNDY, S., WRIGHT, P. K., RABAEY, J. M., *Energy scavenging for wireless sensor networks: with special focus on vibrations*, Kluwer Academic Publ., Boston, 2004.
- [80] GYNNE-JONES, P., BEEBY, S. P., WHITE, N. W., *Toward a piezoelectric vibration-powered microgenerator*, IEEE Proc. Sci. Meas. Technology, Vol. 148, No. 2, 2001, pp. 68-72.
- [81] BOLAND, J., CHAO, Y. H., SUZUKI, Y., TAI, Y. C., *Micro electret power generator*, MEMS'03, Kyoto, 19-23, Jan., 2003, pp. 538-541.
- [82] REITHMÜLLER, W., BENECKE, W., *Thermally excited silicon microactuators*, IEEE Trans. On Electron Dev., Vol. 35, No. 6, 1988, pp. 758-763.
- [83] NOWOROLSKI, J. M., KLAASSEN, E. H., LOGAN, J. R., PETERSEN, K. E., MALUF, N. I., *Process for in-plane and out-of-plane single-crystal-silicon thermal microactuators*, Sensors and Actuators, Vol. A 55, 1996, pp. 65-69.
- [84] LAMMERINK, T. S. J., ELWENPOEK, M., FLUITMAN, J. H. J., *Performance of thermally excited resonators*, Sensors and Actuators, Vol. A21-A23, 1990, pp. 352-356.
- [85] SYMS, R. R., *Electrothermal frequency tuning of folded and coupled vibrating micromechanical resonators*, J. of Microelectromechanical Systems, Vol. 7, No. 2, 1998, pp. 164-171.
- [86] MIDDELHOEK, S., AUDET, S. A., *Silicon sensors*, Academic Press, 1989.

- [87] SMITH, C. S., *Piezoresistance effect in germanium and silicon*, Phys. Rev., No. 94, 1954, pp. 42-49.
- [88] TUFTE, O. N., CHAPMAN, P. W., LONG, D., *Silicon-difused-element piezoresistive diaphragms*, J. Appl. Phys., Vol. 33, 1962, pp. 3322-3327.
- [89] GIELES, A. C. M., *Subminiature silicon pressure transducer*, Digest IEEE ISSCC, Philadelphia, 1969, pp.108-109.
- [90] SZE, S. M., *Semiconductor sensors*, John Wiley & Sons, 1994.
- [91] PFAN, W. G., *Isotropically piezoresistive semiconductor*, J. Appl. Phys., Vol. 33, 1962, pp. 1618-1619.
- [92] FRENCH P.J., EVANS A.G.R., *Piezoresistance in polysilicon and its applications to strain gauges*, Solid-State Electronics, Vol. 32, No. 1, 1989, pp. 1-10.
- [93] BURN D.W., *Micromechanics of Integrated Sensors and the Planar Processed Pressure Transducer*, Thèse de Doctorat, The University of Wisconsin-Madison, 1998.
- [94] PRAK, A., LAMMERINK, T. S. J, FLUITMAN, J. H. J., *Review of excitation and detection mechanisms for micromechanical resonators*, Sensors and Materials, Vol. 5, No. 3, 1993, pp. 143-181.
- [95] THEOBALD, P.D., ESWARD, T.J., DOWSON, S.P., PRESTON, R.C., *Acoustic emission transducers—development of a facility for traceable out-of-plane displacement calibration*, Ultrasonics, Vol. 43, 2005, pp. 343-350.
- [96] GOUJON, L., BABOUX, J. C., *Behaviour of acoustic emission sensors using broadband calibration techniques*, Meas. Sci. Technol., Vol. 14, 2003, pp. 903-908.
- [97] BRECKENRIDGE, F. R., TSCHIEGG, C. E., GREENSPAN, M., *Acoustic emission: some applications of Lamb's problem*, J.A.S.A., Vol. 57, No. 3, 1975, pp. 626-631.
- [98] HATANO, H., MORI, E., *Acoustic emission transducer and its absolute calibration*, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 59, No. 2, 1976, pp. 344-349.
- [99] PAO, Y. H., GAJEWSKI, R. R., CERANOGLU, A. R., *Acoustic emission and transient waves in an elastic plate*, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 65, No. 1, 1979, pp. 96-105.
- [100] BERMAN, J. M., FINCHAM, L. R., *The Application of Digital Techniques to the Measurement of Loudspeakers*, J. Audio Eng. soc. Vol 25, No. 6, 1977, pp. 370-384.
- [101] CHUNG J.Y. AND BLASER D.A., *Transfer fonction method of measuring in-duct acoustic properties I.Theory, II.Experiment*, J. Acoust. Soc. Amer., Vol.68, No.3, 1980, pp. 907-921.
- [102] MARCO O., *Instrumentation d'un site avalancheux: De l'utilisation des propriétés acoustiques de la neige pour la mesure de paramètres physiques d'une avalanche dense*, Collection " Etude " du Cemagref, équipements pour l'eau et l'environnement N°16, 1995.
- [103] RIFE, D. D., VANDERKOOY, J., *Transfer-function measurement with maximum-length sequences*, J. Audio Eng. Soc., Vol. 37, No. 6, 1989, pp. 419-444.
- [104] RUFER, L., MIR, S., SIMEU, E., DOMINGUES, C., *On-chip pseudorandom MEMS testing*, Journal of Electronic Testing: Theory and Applications. Kluwer Academic Publishers, Vol. 21, No. 3, 2005, pp. 233 - 241.

- [105] SHUR, M. S., BYKHOVSKI, A. D., GASKA, R., KHAN, M. A., “*GaN based pyroelectronics and piezoelectrics*,” in *Semiconductor Homo- and Hetero-Device Structures*, Eds. M. Francome and C.E.C. Wood, Academic Press, 2003, 37/19.
- [106] REBEIZ, G. M., *RF MEMS, Theory, Design, and Technology*, Wiley-Interscience, 2003, 156 pp.
- [107] REED, M., HAWKSFORD, M., *Identification of discrete Volterra series using maximum length sequences*, Proc. of IEE Circuits, Devices and Systems, 1996, Vol. 143, No. 5, pp. 241-248.
- [108] NOWAK, R.D., VAN VEEN, B.D., *Random and pseudorandom inputs for Volterra filter identification*, IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, Vol. 42, No. 8, pp. 2124-2134.
- [109] ELOY, J. C., *An overview of the MEMS business*, Micronews, 2007, No. 57, pp. 4-7.
- [110] JOHNSON, R. C., *Consumer apps to drive MEMS*, EE Times Asia, March, 2007.
- [111] EURIMUS OFFICE, *Eurimus II Blue Book*, 2003, pp. 1-34.

1.8. TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure 1.1.1.	<i>Présentation schématique d'un système intelligent.</i>	6
Figure 1.1.2.	<i>Illustration simplifiée du flot de conception de microsystèmes.</i>	7
Figure 1.2.1.	<i>Configuration d'un transducteur piézoélectrique dans le mode d'épaisseur (a) et dans le mode transversal (b).</i>	11
Figure 1.2.2.	<i>Capteurs piézoélectriques à propagation d'ondes élastiques. Forme d'électrodes d'excitation ou de réception (a), configuration de ligne à retard : avec une onde de Rayleigh (b), en mode de plaque (c), avec une onde de Lamb (d), avec une onde de surface transversale (e), avec une onde de Love (f).</i>	12
Figure 1.2.3.	<i>Modèle de Mason d'un transducteur piézoélectrique.</i>	13
Figure 1.2.4.	<i>Circuit analogique avec les éléments localisés d'un transducteur piézoélectrique.</i>	14
Figure 1.2.5.	<i>Modèle canonique représentant l'impédance Z_m.</i>	14
Figure 1.2.6.	<i>Différentes formes des guides d'ondes ultrasonores : hyperbolique (a), Bessel (b).</i>	16
Figure 1.2.7.	<i>Transducteur piézoélectrique de puissance : schéma du transducteur de type Langevin (a), exemple de la réalisation (b).</i>	17
Figure 1.2.8.	<i>Vue en coupe du capteur de variation de la pression.</i>	18
Figure 1.2.9.	<i>Le montage final de deux capteurs sur un ventilateur de test : capteur sur l'extrados d'une pale (a), face arrière du ventilateur (b).</i>	19
Figure 1.2.10.	<i>Résultats du test de ventilateur : faible rendement (a), bon rendement (b).</i> 19	
Figure 1.2.11.	<i>Structure d'un transducteur en peigne à ondes acoustiques de surface.</i> .	20
Figure 1.2.12.	<i>Approximations d'un transducteur en peigne.</i>	21
Figure 1.2.13.	<i>Modélisation d'un transducteur en peigne : modèle d'une section du transducteur (a), modèle d'une paire d'électrodes du transducteur (b).</i> ..	21
Figure 1.3.1.	<i>Transducteur électrostatique transversal (a), latéral (b).</i>	24
Figure 1.3.2.	<i>Schéma analogique d'un transducteur électrostatique.</i>	26
Figure 1.3.3.	<i>Transducteur électrostatique en peigne transversal (a), latéral (b).</i>	27
Figure 1.3.4.	<i>Transducteur électrostatique avec une électrode courbée.</i>	28
Figure 1.3.5.	<i>Chargement des pellicules électret par un contact liquide : principe (a), prototype de l'appareil (b).</i>	29
Figure 1.3.6.	<i>Schéma en coupe du microphone capacitif (a), vue de l'électrode fixe plane (b), vue de l'électrode fixe avec des rainures (c), vue de l'électrode fixe avec des trous (d).</i>	30
Figure 1.3.7.	<i>Schéma en coupe du procédé MUMPs.</i>	30
Figure 1.3.8.	<i>Microphone en procédé MUMPs : structure schématique (a), échantillon fabriqué (b).</i>	31
Figure 1.3.9.	<i>Impédance électrique du microphone électrostatique.</i>	31
Figure 1.3.10.	<i>Structure du microphone électrostatique à poutre.</i>	32
Figure 1.3.11.	<i>Modèle du microphone électrostatique à poutre.</i>	32
Figure 1.3.12.	<i>Structure d'un transducteur électrostatique micro-usiné pour des applications ultrasonores.</i>	33
Figure 1.3.13.	<i>Exemple d'un échantillon du transducteur CMUT fabriqué en technologie MUMPs (a), les membranes en détail (b).</i>	34
Figure 1.3.14.	<i>Résultats du test électrique du transducteur CMUT.</i>	34
Figure 1.3.15.	<i>Structure du micro-générateur électrostatique : les électrodes en détail (b), la vue globale (a).</i>	36

Figure 1.3.16.	<i>Micro-générateur électrostatique : le dispositif réalisé en technologie HKUST (a), les résultats du test et de la simulation (b).</i>	36
Figure 1.4.1.	<i>Définition de la résistance électrique d'un conducteur.</i>	40
Figure 1.4.2.	<i>Actionneur thermique à effet bilame.</i>	41
Figure 1.4.3.	<i>Dispositif pulse-écho : Principe (a), vue sur la membrane réalisée en technologie CMOS 0,8μm après la gravure (b).</i>	43
Figure 1.4.4.	<i>Déplacement de la membrane : déplacement statique obtenu par l'interféromètre (a), déplacement dynamique de la membrane en fonction de la fréquence (b).</i>	44
Figure 1.4.5.	<i>Résultats du test électroacoustique : pression acoustique générée à une distance de 10 mm (a), tension électrique à la sortie du microsystème générée par la pression de 0,1 Pa (b).</i>	44
Figure 1.5.1.	<i>Appareil d'étalonnage des microphones en basses fréquences : principe (a), réalisation (b).</i>	46
Figure 1.5.2.	<i>Simulateur d'oreille : principe (a), réalisation (b).</i>	47
Figure 1.5.3.	<i>Mastoïde artificielle : principe (a), réalisation (b).</i>	47
Figure 1.5.4.	<i>Banc de test des capteurs d'émission acoustique : schéma en bloc (a), système réalisé (b).</i>	49
Figure 1.5.5.	<i>Réponse de la plaque épaisse à l'excitation par une force normale en forme d'échelon : courbes théoriques pour différentes valeurs de force et pour la source et le point d'observation sur des plans opposés à distance axiale de 10 mm (a), courbes mesurées pour les mêmes conditions (b), courbes théoriques pour différentes valeurs de force et pour la source et le point d'observation sur le même plan à distance axiale de 40 mm (c), courbes mesurées pour les mêmes conditions (d).</i>	49
Figure 1.5.6.	<i>Représentation symbolique de la réponse du système linéaire exprimée dans les domaines temporel et fréquentiel.</i>	50
Figure 1.5.7.	<i>Schéma du principe du capteur acoustique.</i>	52
Figure 1.5.8.	<i>Configuration du tube.</i>	52
Figure 1.5.9.	<i>Impédance acoustique de la neige mesurée par la méthode de deux microphones.</i>	53
Figure 1.5.10.	<i>Méthode MLS intégrée : diagramme de bloc (a), génération de la séquence MLS par un registre à décalage (b), implémentation du corrélateur simplifié (c).</i>	55
Figure 1.5.11.	<i>Démonstration de la méthode MLS : MEMS dispositif sous test (a), réponse impulsionnelle simulée (b), fonction de transfert simulée (c).</i> ...	56
Figure 1.6.1.	<i>Vue schématique d'un capteur SAW.</i>	58
Figure 1.6.2.	<i>Schéma en bloc du modèle du capteur SAW.</i>	58
Figure 1.6.3.	<i>Résultats du test du capteur SAW : caractéristiques I-V (a), paramètre S_{21} (b).</i>	59
Figure 1.6.4.	<i>Schéma de fonctionnement d'un interrupteur MEMS RF capacitif.</i>	60
Figure 1.6.5.	<i>Circuit correspondant à l'entrée de la section basse fréquence de l'interrupteur MEMS RF.</i>	60
Figure 1.6.6.	<i>Modèle de la section de haute fréquence d'un interrupteur MEMS RF.</i> .	61
Figure 1.6.7.	<i>Modèle dynamique d'un interrupteur MEMS RF. Résultats de la simulation de l'interrupteur MEMS RF.</i>	62
Figure 1.6.8.	<i>Schéma principal du capteur per-opérateur ORL.</i>	64
Figure 1.6.9.	<i>Déplacement de l'étrier (courbe solide) et du marteau, de l'enclume, et du tympan (courbe pointillée) en fonction de la fréquence pour une pression acoustique de 0.2 Pa exercée sur le tympan.</i>	64

Figure 1.6.10.	<i>Modèle à éléments finis de la partie mécanique de la sonde.</i>	65
Figure 1.6.11.	<i>Modèle de Wiener d'un système non linéaire.</i>	68
Figure 1.6.12.	<i>Exemple d'un noyau de Volterra du second ordre.</i>	68
Figure 1.6.13.	<i>Marché global des MEMS entre 2006 et 2011.</i>	69

2. CURRICULUM VITÆ, PRODUCTION SCIENTIFIQUE, FORMATION PAR LA RECHERCHE

2.1. CURRICULUM VITÆ

Nom : **Rufer**
Prénom : **Libor**
Date et lieu de naissance : 4 juillet 1951, Brno, République Tchèque
Nationalité : Tchèque
Situation de famille : Marié
Adresse personnelle : 360 rue Taillefer, 38 140 Rives
Téléphone domicile : 04 76 67 90 37
Téléphone professionnel : 04 76 57 43 06
E-mail : Libor.Rufer@imag.fr
Web : <http://tima.imag.fr/rms/perso/rufer>

Situation actuelle : Chercheur, Laboratoire TIMA-UJF, Grenoble

Cursus universitaire :

1993 **Diplôme d'Etudes Approfondies d'Acoustique**
Ecole Centrale de Lyon, France
Titre de mémoire : Les capteurs pelliculaires de pression

1984 **Doctorat en Acoustique**
Université Technique Tchèque, Prague, République Tchèque
Titre de thèse : Analyse de systèmes piézoélectriques composés

1974 **Diplôme d'ingénieur**
Département de Son et Vibrations, Faculté de Génie Electrique
Université Technique Tchèque de Prague, République Tchèque
Titre de mémoire : Etalonnage des microphones en basses fréquences

Membre des sociétés savantes :

Depuis 2003 IEEE, Membre Senior
Depuis 2003 Audio Engineering Society, USA
Depuis 1993 Société Française d'Acoustique
Depuis 1990 Société Tchèque d'Acoustique

Langues :

Tchèque : langue maternelle
Français, anglais, slovaque : lu, parlé, écrit couramment
Russe, allemand : notions

Expériences professionnelles :

ENSEIGNEMENT

01/02/1995 – 31/01/2004 : **Ecole polytechnique de l'université Grenoble-I "Polytech'Grenoble"**

Maître de conférences associé PAST

Enseignement : Acoustique et lutte contre les bruits (Polytech'/PRIHSE)

Bruit acoustique et méthodes de mesure du bruit (Polytech'/Master MGEI)

Projets en Physique, Image et signaux (Polytech'/SCIGMA et 3I)

Transducteurs électroacoustiques et ultrasonores (UFR Physique / Master TAP)

Projet en Physique (UFR Physique / DEUG MIAS)

01/09/1976 – 30/09/1994 : **Université Technique Tchèque, Prague, République Tchèque**

Faculté de Génie Electrique, Département de Radioélectronique

Maître de conférences (titulaire)

Enseignement : Electroacoustique

Techniques du son

Acoustique dans les matériaux solides

Ultrason

Acoustique des salles et des bâtiments

Métrologie des grandeurs acoustiques et mécaniques

Electronique et télécommunications

RECHERCHE

01/02/2004 – 31/01/2007 : **Laboratoire Techniques de l'Informatique et Microélectronique pour l'Architecture d'ordinateurs (TIMA, UMR CNRS/UJF/INP), Grenoble**
Chercheur, INP, Grenoble

Thèmes de recherche : Conception et test de microsystèmes

(acoustiques : son, ultrason, RF)

Test de dispositifs analogiques, mixtes et microsystèmes

01/01/1997 – 31/01/2004 : **Laboratoire Techniques de l'Informatique et Microélectronique pour l'Architecture d'ordinateurs (TIMA, UMR CNRS/UJF/INP), Grenoble**
PAST - Ecole polytechnique de l'université Grenoble-I

Thèmes de recherche : Conception et test de microsystèmes (acoustiques)

Test de dispositifs analogiques, mixtes et microsystèmes

01/02/1995 – 31/12/1996 : **Laboratoire d'Instrumentation, Microinformatique et Electronique (LIME), Grenoble**

PAST - Ecole polytechnique de l'université Grenoble-I

Thèmes de recherche : Caractérisation des matériaux acoustiques

Capteur de la densité de neige

Capteurs multicouches en PVDF

Transducteurs ultrasonores directionnels pour l'air

01/09/1976 – 30/09/1994 : **Université Technique Tchèque, Prague, République Tchèque**
Faculté de Génie Electrique, Département de Radioélectronique
Maître de conférences (titulaire)

Thèmes de recherche : Etalonnage des transducteurs électroacoustiques et ultrasonores

Conception et développement des capteurs

Conception et développement des sources acoustiques

Systèmes ultrasonores de puissance

Capteurs et actionneurs acoustiques pour des applications médicales

01/09/1975 – 31/08/1976 : **Centre National de Recherche, Prague, République Tchèque**
Institut de la Médecine Expérimentale
Laboratoire d'Electrophysiologie de la Vue et de l'Audition
Chercheur (sous contrat)
Thème de recherche : Instrumentation électroacoustique pour la recherche médicale

EXPERIENCE INDUSTRIELLE

01/10/1994 – 31/01/2004 : **Ultraanalyza, Prague**
Ingénieur recherche et développement (mi-temps)
Sujets : Recherche et développement d'équipement de mesure des grandeurs non-électriques, capteurs de vibrations, transducteurs électromécaniques pour des applications industrielles, traitement de signal destiné pour l'analyse de vibrations.

SEJOURS DE RECHERCHE (minimum de 1 mois)

2005 : **City University, Hong Kong, Chine**
(1 mois) Dans le cadre du projet Procore et DUO – France
Thèmes de recherche : Capteur chimique à base des ondes acoustiques de surface
Encapsulation de MEMS

2004 : **Hong Kong University of Science and Technology (HKUST), Chine**
(1 mois) Dans le cadre du projet DUO – France
Thèmes de recherche : MEMS acoustiques et ultrasonores
Micro-générateur électrique

1997 - 1999 : **University Concordia, School for Building, Acoustics Laboratory, Montréal, Canada**
(2 × 6 mois)
Thèmes de recherche : Caractérisation des matériaux acoustiques
Caractérisation de la qualité des salles acoustiques basée sur la réponse impulsionnelle

1992 - 1993 : **Ecole Centrale de Lyon, LMFA, Centre Acoustique (l'URA CNRS 263)**
(12 mois) Dans le cadre d'un congé sabbatique avec une bourse TEMPRA de la Région Rhône-Alpes
Thème de recherche : Les capteurs pelliculaires de pression acoustique

1980 : **Danish Technical University, Laboratoire Acoustique, Lyngby, Danemark**
(6 mois) Une bourse conjointe des Ministères de l'Education Tchèque et danois
Thème de recherche : Transducteur piézoélectrique pour une application médicale

SUBVENTIONS DE RECHERCHE

- 2007 **BQR INP**
Bonus Qualité Recherche
Partenaires : CHU Grenoble, Laboratoire TIMC
Sujet : Conception d'un microsystème d'aide au monitoring per-opérateur dans la chirurgie de l'oreille moyenne
- 2007 – 2008 **PROCORE**
Programmes d'actions intégrées (PAI) du Ministère des Affaires Etrangères et du Ministère de l'Education Nationale.
Partenaire : Hong Kong University of Science and Technology, Department of Electrical and Electronic Engineering
Sujet : Micro-capteurs de hautes fréquences pour des mesures en aéroacoustique
- 2006 – 2007 **STEFANIK**
Programmes d'actions intégrées (PAI) du Ministère des Affaires Etrangères et du Ministère de l'Education Nationale.
Partenaire : l'Institut de Génie Electrique (IEE) de l'Académie des Sciences Bratislava, Slovaquie
Sujet : Capteurs chimiques intégrés HEMT-SAW basés sur un substrat piézoélectrique AlGaIn/GaN
- 2005 – 2006 **PROCORE**
Programmes d'actions intégrées (PAI) du Ministère des Affaires Etrangères et du Ministère de l'Education Nationale.
Partenaire : City University Hong Kong, EPA Centre
Sujet : Encapsulation fiable de micro-capteurs intégrés
- 2003 – 2005 **DUO – France**
Programme : Ministère français des Affaires Etrangères, Direction de la coopération scientifique, universitaire et de la recherche
Partenaire : Hong Kong University of Science and Technology, Department of Electrical and Electronic Engineering
Sujet : Application des technologies avancées sur le polysilicium pour l'implémentation des microsystèmes
- 2003 – 2004 **BARRANDE**
Programmes d'actions intégrées (PAI) du Ministère des Affaires Etrangères et du Ministère de l'Education Nationale.
Partenaires : Université Technique Tchèque, Faculté de Génie Electrique, Départements de Microélectronique et de Radioélectronique
Sujet : Modélisation, conception et caractérisation de transducteurs électroacoustiques micro-usinés

2.2. PRODUCTION SCIENTIFIQUE

Ouvrages collectifs

- [A1] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., On-chip pseudorandom testing for linear and non-linear MEMS. *Chapter in VLSI-SoC: From Systems To Silicon, Book Series IFIP International Federation for Information Processing, Springer Boston*, ISBN 978-0-387-73660-0, Volume 240, 2007, pp. 245-266.
- [A2] Rufer, L., *La modélisation des microsystèmes électromécaniques*. in Mir, S. (Ed.), *Conception des microsystèmes sur silicium*. Traité EGEM, Hermès Science Publ., 2002, pp. 101-128.
- [A3] Rufer, L., *Les microsystèmes électromécaniques*. in Mir, S. (Ed.), *Dispositifs et physique des microsystèmes sur silicium*. Traité EGEM, Hermès Science Publ., 2002, pp. 19-64.
- [A4] Svatos, J., Basta, I., Rufer, L., *Elektrotechnika*, SPN , Praha, 1990, 308 pp. (*Electrical Engineering, chapter: Electroacoustics*)
- [A5] Zadrazil, O. Rufer, L., *Metrologie akustických a mechanických velicin*, skriptum PGS, CVUT - FEL Praha, srpen 1990, 51 pp. (*Metrology of acoustic and mechanical quantities*)

Articles dans des revues

- [B1] Simeu, E., Nguyen, H. N., Cauvet, P., Mir, S., Rufer, L., Khereddine, R., Using signal envelope detection for RF MEMS switch testing, *VLSI Design*, (*soumis*).
- [B2] Lalinský, T., Rufer, L., Vanko, G., Mir, S., Hascik, S., Mozolová, Ž., Vincze, A., Uherek, F., AlGaIn/GaN heterostructure based surface acoustic wave structures for chemical sensors, *Applied Surface Science* (*à paraître*).
- [B3] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., Simeu, E., Bounceur, A., Pseudorandom BIST for test and characterization of linear and nonlinear MEMS, *Microelectronic Journal*, (*sous évaluation*).
- [B4] Ma, W., Zhu, R. Rufer, L., Zohar, Y., Wong, M., An Integrated Floating-Electrode Electric Micro-Generator, *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 16, No. 1, 2007, pp. 29-37.
- [B5] Rufer, L., Domingues, C., Mir, S., Petrini, V., Jeannot, J.-C., Delobelle, P., Design and test of an integrated MEMS-based ultrasonic pulse-echo system, *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 15, No. 6, 2006, pp. 1766-1776.
- [B6] Alam, M. O., Wu, B. Y., Chan, Y. C., Rufer, L., Reliability of BGA Solder Joints on the Au/Ni/Cu Bond Pad – Effect of Thicknesses of Au and Ni layer, *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, Vol. 6, No. 3, 2006, pp. 421-428.
- [B7] Mir, S., Rufer, L., Dhayni, A., Built-In-Self-Test Techniques for MEMS, *Microelectronic Journal*, 2006, Vol. 37, No. 12, 2006, pp. 1591-1597.
- [B8] Rufer, L., Mir, S., Simeu, E., Domingues, C., On-chip pseudorandom MEMS testing. *Journal of Electronic Testing: Theory and Applications*. Kluwer Academic Publishers, Vol. 21, No. 3, 2005, pp. 233 - 241.

- [B9] Raffaitin, Ch., Roger, M., Rufer, L., Fabicki, M., Caractérisation des Sources de Bruit Aérodynamique sur un Ventilateur Centrifuge à Flux Axial, *Journal de Physique IV*, suppl. Vol. 4, May 1994, pp. C5 985-988.
- [B10] Rufer, L., Akusticka emise, *Bulletin CSAS*, 1/1991, pp. 2-8.
(*Acoustic emission, in Czech, Journal of the Czech Acoustical Society*)
- [B11] Voldrich, Z., Skvor, Z., Novak, V., Zeleny, M., Rufer, L., A silastic prosthesis for total replacement of the middle-ear ossicular chain, its acoustic properties and clinical application, *Polymers in Medicine*, 1989, T.XIX, No.3-4, pp. 127-136.

Communications à des congrès internationaux

- [C1] Mir, S., Rufer, L., Simeu, E., Nguyen, H.-N., Khereddine, R., DFT for MEMS. *RF-MEMS Workshop on Industry Applications: "RF power MEMS: reliability and applications*, Invited Talk, Barcelona, Spain, June 2007.
- [C2] Simeu, E., Cauvet, P., Nguyen, H. N. Mir, S., Rufer, L. Khereddine, R., Using signal envelope detection for RF MEMS switch testing, *IEEE International Mixed-Signals Testing Workshop 2007*, Porto, Portugal, June 18-20 2007, pp. 68-73.
- [C3] Alam, M. O., Yang Dan, Wu, B. Y., Chan, Y. C., Rufer, L., Bailey, C., Solid State growth kinetics of complex intermetallics in the Pb-free Ball Grid Array (BGA) solder joint for MEMS Packaging, *8th Electronics Packaging Technology Conference, EPTC 2006*, Dec. 6-8, 2006, Singapore, pp. 211-213.
- [C4] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., Bounceur, A., Characterization and Testing of MEMS nonlinearities, *International Design and Test Workshop, IDT 2006*, Dubai, United Arab Emirate, Nov. 19-20, 2006.
- [C5] Rufer, L., Lalinský, T., Grobelný, D., Mir, S., Vanko, G., Ószi, Zs., Mozolová, Ž., Gregus, J., GaAs and GaN based SAW chemical sensors: acoustic part design and technology, *6th International Conference on Advanced Semiconductor Devices and Microsystems, ASDAM 2006*, Smolenice, Slovakia, Oct. 16-18, 2006, pp. 165-168.
- [C6] Nguyen, N.H., Simeu, E., Rufer, L., Mir, S., Use of regressive method for RF MEMS test and diagnosis, *IFIP Int. Conf. on Very Large Scale Integration, PhD Forum, VLSI-Soc 2006*, Nice, France, Oct. 16-18, 2006, 56-61.
- [C7] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., Pseudorandom Functional BIST for MEMS – a case study, *IEEE International Mixed-Signals Testing Workshop 2006*, Edinburgh, UK, June 21-23 2006, pp 143-149.
- [C8] Rufer, L., Domingues, C., Wong, M., Dong, J., Mir, S., Electroacoustic and ultrasonic microtransducers, *8th French Acoustical Congress*, Tours, France, 24-27 April 2006, pp. 487-490.
- [C9] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., Bounceur, A., Pseudorandom functional BIST for linear and non-linear MEMS. In *Design and Test Conference in Europe*, Munich, Germany, 2006, pp. 664-669.
- [C10] Rufer, L., Torres, A., Mir, S., Alam, M. O., Lalinsky, T., Chan, Y. C., SAW chemical sensors based on AlGaIn/GaN piezoelectric material system: acoustic design and packaging considerations, *7th Int. Conf. on Electronics Materials and Packaging, EMAP 2005*, Dec. 11-14, 2005, Tokyo Inst. of Technology, Japan, pp.204-208.

- [C11] Alam, M. O., Chan, Y. C., Rufer, L., Effect of Au and Ni Layer Thicknesses on the Reliability of BGA Solder Joints, *7th Int. Conf. on Electronics Materials and Packaging, EMAP 2005*, Dec. 11-14, 2005, Tokyo Inst. of Technology, Japan, pp.88-94.
- [C12] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., Bounceur, A., On-chip pseudorandom testing for linear and nonlinear MEMS, *IFIP WG Conference on Very Large Scale Integration System-on-Chip*, Perth, Western Australia, Oct. 17-19, 2005, pp. 435-440.
- [C13] Simeu, E., Mir, S., Rufer, L., Online testing embedded systems: Adapting automatic control techniques to microelectronic testing, *In 16th International Federation of Automatic Control (IFAC) Congress*, Prague, Czech Republic, July 4-8, 2005, Paper Code Tu-A15-TO/1.
- [C14] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., Bounceur, A., Nonlinearity Effects on MEMS On-chip Pseudorandom Testing, *11th Annual International Mixed-Signals Testing Workshop, IMSTW'05*, Cannes, France, June 27-29, 2005, pp. 224-233.
- [C15] Ma, W., Rufer, L., Zohar, Y., Wong, M., Design and implementation of an integrated floating-gate electrostatic power micro-generator, *The 13th Int. Conf. on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, Seoul, Korea, June 5-9, 2005, pp. 299-302.
- [C16] Ma, W., Wong, M., Rufer, L., Dynamic simulation of an implemented electrostatic power micro-generator, *Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS*, Montreux, Switzerland, June 2005, pp.380-385.
- [C17] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., Evaluation of Impulse Response-Based BIST Techniques for MEMS in the Presence of Weak Nonlinearities, *IEEE European Test Symposium, ETW 05*, Tallin, Estonia, 22nd – 25th May 2005, pp. 82-87.
- [C18] Mir, S., Rufer, L., Dhayni, A., Built-In Self-Test Techniques for MEMS, *1st Int. Workshop on Advances in Sensors and Interfaces (IWASI)*, Invited talk, Bari, Italy, April 19-20, 2005, April 19-20, 2005, pp. 34-38.
- [C19] Mir, S., Rufer, L., Charlot, B., Courtois, B., On-chip testing of embedded silicon transducers. *In 16th International Conference on Microelectronics (ICM)*, Invited talk, Tunis, Tunisia, December, 2004, pp. 2-7.
- [C20] Mir, S., Charlot, B., Rufer, L., Courtois, B., On-chip testing of embedded silicon transducers. *Invited talk at IEEE International SOC Conference (SOCC)*, Santa Clara, California, USA, September, 2004, pp. 13-18.
- [C21] Mir, S., Prenat, G., Rolíndez, L., Simeu, E., Rufer, L., On-chip analogue testing based on Sigma-Delta modulation, *Workshop on the testing of high resolution mixed signal interfaces*, Invited presentation, Ajaccio, Corsica, France, May 2004.
- [C22] Dhayni, A., Mir, S., Rufer, L., MEMS Built-In-Self-Test Using MLS, *IEEE European Test Symposium*, Ajaccio, Corsica France, May 2004, pp. 131-136.
- [C23] Mir, S., Rufer, L., Courtois, B., On-chip testing of embedded transducers, *17th International Conference on VLSI Design*, Invited Talk, Mumbai, India, January 5-9, 2004, pp. 463-472.
- [C24] Domingues, C., Mir, S., Rufer, L., Design of a MEMS-based ultrasonic pulse-echo system, *XVIII Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, DCIS 2003*, Ciudad Real, Spain, November 18-20, 2003, pp. 623-628.

- [C25] Rufer, L., Mir, S., Simeu, E., Domingues, C., On-chip pseudorandom MEMS testing. *9th International Mixed-Signal Testing Workshop*, Seville, Spain, June 2003, pp. 93-98.
- [C26] Rufer, L., Mir, S., Domingues, C., Simeu, E., MLS-based technique for MEMS characterisation. *3rd International Workshop on Micromachined Ultrasonic Transducers*, Lausanne, Switzerland, June 2003, pp. 157-164.
- [C27] Rufer, L. Simeu, E., Mir, S., Built-In Self-Test of linear time invariant systems using maximum-length sequences, *IEEE European Test Workshop*, ETW 03, Maastricht, The Netherlands, 25th – 28th May 2003, pp. 111-112.
- [C28] Rufer, L., Mir, S., Simeu, E., Domingues, C., On-chip testing of MEMS using pseudo-random test sequences. *SPIE Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS*, Cannes, France, May 2003, pp. 50-55.
- [C29] Rufer, L., Simeu, E., Mir, S., On-chip testing of linear time invariant systems using maximum-length sequences, *IFAC Workshop on Programmable Devices and Systems*, PDS 2003, Ostrava, Czech Republic, 11th - 13th February 2003, pp. 437-440.
- [C30] Mir, S., Rolíndez, L., Domingues, C., Rufer, L., An implementation of memory-based on-chip analogue test signal generation. In *Asia South Pacific Design Automation Conference*, Invited Talk, Kitakyushu, Japan, January 2003, pp. 663-668.
- [C31] Mir, S., Rufer, L., Domingues, C., Behavioural modelling and simulation of a MUT-based pulso-echo system. In *2nd International Workshop on Micromachined Ultrasonic Transducers*, Besançon, France, June 2002, pp. 18-24.
- [C32] Rufer, L., Domingues, C., Mir, S., Behavioural modelling and simulation of a MEMS-based ultrasonic pulse-echo system. In *SPIE Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS*, Cannes, France, May 2002, pp. 171-182.
- [C33] Mir, S., Rufer, L., Thouraud, B., Simo, M., “CMOS front-end for capacitive micromachined ultrasonic transducers“, *First International Workshop on Micromachined Ultrasonic Transducers*, May 10-11, 2001, Rome, (Italy).
- [C34] Rufer, L., Mir, S., “Modelling of Silicon Electrostatic Ultrasonic Transducers”, *First International Workshop on Micromachined Ultrasonic Transducers*, May 10-11, 2001, Rome, (Italy).
- [C35] Rufer, L., Benech, Ph., The multiple-layer PVDF structure, *Workshop on the Technology of Ferroelectric Polymers*, Albuquerque, USA, Oct. 17-19, 1995, pp. 103-122.
- [C36] Rufer, L., Raffaitin, Ch., Roger, M., Pressure Fluctuational Measurements on Fan Blades, *3rd Int. Congr. on Air- and Structure- Borne Sound and Vibrations*, Montreal, Canada, June 13-15, 1994, pp. 981-986.
- [C37] Rufer, L., Flat PVDF Sensor for Measurement of Pressure on Rigid Wall, *31st. Conf. on Acoustics*, Prague, May 30 – June 3, 1994, pp. 75-78.
- [C38] Rufer, L., On the use of PVDF sensors for the measurement of pressure fluctuations on fan blades, *SFA Conference on Aero and Hydroacoustics*, Lyon, 9-11 June 1993, pp. 21-25.

- [C39] Rufer, L., Weiss, M., Computer program for speaker-box design, *Congress FASE*, Zürich, July 1992, pp. 37-40.
- [C40] Merhaut, J., Rufer, L., Zkusenosti s vyvojem miniaturneho elektretoveho mikrofonu, *27. Int. Acoust. Conf.*, Vysoke Tatry, Oct. 3-7, 1988, pp. 119-122.
(*Development of the miniature electret microphone*)
- [C41] Rufer, L., Composite electromechanical systems with piezoelectric transducers, *VI. Konferencja Piezoelektroniky "Piezo 85"*, Poland, March 20-22, 1985, p 54.
- [C42] Novak, V., Skvor, Z., Voldrich, Z., Zeleny, M., Rufer, L., Akusticke vlastnosti, technologicke reseni a klinicke pouziti nekterych stredousnich protezek, *22. Int. Acoust. Conf.*, Strbske Pleso, Oct. 4-7, 1983, pp. 27-30.
(*Acoustic properties, technological solutions and clinical use of some middle-ear prostheses*)
- [C43] Rufer, L., Priprava elektretovych folii pro elektrostaticky menic, *22. Int. Acoust. Conf.*, Strbske Pleso, Oct. 4-7, 1983, pp. 62-65.
(*Charging of the thin-film polymers for electrostatic transducer*)
- [C44] Rufer, L., Navrh soustavy ultrazvukoveho menice pro lekarske ucely pomoci pocitace, *20. Mezinar. konf. Ultrazvuk*, Praha July 6-10 1981, pp. 94-97.
(*Design of the ultrasonic system for the medical purposes by means of computer*)
- [C45] Skvor, Z., Rufer, L., Analyza mechanickych a akustickych soustav s rozprostrenymi prvky, *17. Int. Acoust. Conf.*, Strbske Pleso, Oct. 3-6 1978, pp. 181-184.
(*Analysis of the mechanical and acoustic systems with distributed parameters*)

Communications à des congrès nationaux

- [D1] Nguyen, H. N., Rufer, L., Simeu, E., Mir, S., RF MEMS series capacitive switch: Test and diagnosis, *Colloque National GDR SOC-SIP : System-On-Chip & System-In-Package*, 13-15 juin, 2007, Paris, Jussieu, (to appear).
- [D2] Rufer, L., Domingues, C., Mir, S., Petrini, V., Jeannot, J.-C., Delobelle, P., Transducteur ultrasonore micro-usiné compatible CMOS, *Ecole MEMS & Acoustique*, IEMN - Villeneuve d'Ascq, 3-4 avril 2007.
- [D3] Grobelny, D., Rufer, L., Simulation of SAW-based chemical sensor, *WOFEX 2006*, Ostrava, Czech Republic, 21-22 Sep. 2006, pp. 213-218.
- [D4] Domingues, C., Rufer, L., Mir, S., Modélisation et simulation d'un microsystème ultrasonore pour une application pulse-echo. In *5^{ème} Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique*, pages 87-88, Grenoble, France, avril 2002, pp 87-88.
- [D5] Rufer, L., Piezoelektricky snimac akusticke emise, *konf. Senzory a sensorove systemy*, Strbske Pleso, May 10 -12, 1989, p 273.
(*Piezoelectric acoustic emission sensor*)
- [D6] Rufer, L., Analyza soustav s piezoelektrickymi menici, *Celost. Konf. Piezoelektricka keramika-jeji vlastnosti a technicke vyuziti*, Hradec Kralove, Sept. 24-26, 1985, p 21-24.
(*Analysis of the systems with piezoelectric transducers*)
- [D7] Rufer, L., Zarizeni pro klicovani nizkofrekvencniho signalu pro akustickou stimulaci, *6. celostatni konference o elektronicke merici technice*, Brno, May 4-6, 1976.
(*Device for gating low-frequency signal for acoustic stimulation*)

Brevets

- [E1] Rufer, L., Piezoelektrický snímac akustického tlaku, uzitný vzor c.1750, 13.4.1994.
(*Piezoelectric acoustic pressure sensor*)
- [E2] Rufer, L., Holan, D., Janecek, P., Elektroakusticky referencni zdroj zvuku, autorske osvedceni c.270467, 23.2.1990.
(*Electro-acoustic sound source for measurement purposes*)

Rapports de recherche

- [F1] Rufer, L., Simeu, E., Mir, S., Dhayni, A., MEMS RF and MEMS testing – State-of-the-Art & On-going Research, MEDEA+ Project NANOTEST, Technical Report, Q3/2005, TIMA, 2005, 53 pp.
- [F2] Rufer, L., Microsystems Course, Development of Training Modules, in: Internet-based Performance-Centred Instructional System (IPCI) project, Leonardo da Vinci Programme, <http://www.ipci-project.com>, 2004.
- [F3] Rufer, L., Mir, S., Analogue Integrated Circuits Course, Development of Training Modules, in: Internet-based Performance-Centred Instructional System (IPCI) project, Leonardo da Vinci Programme, <http://www.ipci-project.com>, 2004.
- [F4] Rufer, L., Mir, S., MEMS-based Ultrasonic Transducer for Advanced Inspection System, Feasibility study, TIMA, February 2002, 21 pp.
- [F5] Rufer, L., Electrostatic microphone made by MUMPs technology, Rapport de recherche TIMA, February 1999, 22 pp.
- [F6] Rufer, L., Program for the acoustic indicators calculation and display based on Matlab for Windows, Research Report, Centre d'études sur le bâtiment, Université Concordia, Montréal, Canada, July 1999, 60 pp.
- [F7] Rufer, L., Program for the Norsonic 840 real-time analyser control using the MLS procedure for impulse response measurement and acoustic indicators evaluation, Research Report, Centre d'études sur le bâtiment, Université Concordia, Montréal, Canada, July 1999, 79 pp.
- [F8] Horeau, B., Rufer, L., Measurement of the parameters for assessing the acoustic quality of the room in accordance with the standard ISO/FDIS 3382: 1997(E), Test Report No. AQ1/98, Centre d'études sur le bâtiment, Université Concordia, Montréal, Canada, Sept. 1998, 22 pp.
- [F9] Rufer, L., Measurement of sound absorption coefficient and acoustic impedance using the transfer-function method (ISO/CD 10534-2), Research Report, Centre d'études sur le bâtiment, Univ. Concordia, Montréal, Canada, Aug. 1998, 167 pp.
- [F10] Rufer, L., Sound absorption coefficient measurement in accordance with the standard ISO/CD 10534-2, Test Report, Centre d'études sur le bâtiment, Université Concordia, Montréal, Canada, Sept. 1997, 38 pp.
- [F11] Rufer, L., Blanchard, D., Kriz, P., Mesure de la densité de la neige à partir de ses propriétés acoustiques, Rapport de recherche LIME, juin 1996, 31 p.
- [F12] Rufer, L., Récepteur - Emetteur Ultrasonore, Rapport Centre.Acoustique, ECL, Lyon, 1994, 41 pp.
(*Ultrasonic receiver-transmitter*)

- [F13] Skvor, Z., Kleps, Z., Kadlec, F., Rufer, L., Hora, P., Systemy pro ultrazvukovou atomizaci kapalin, Zav. zpr. k hosp. sml. HS313290, Sept. 1990, 48 pp.
(Systems for ultrasonic atomisation of liquids)
- [F14] Skvor, Z., Dusek, K., Basta, I., Kadlec, F., Rufer, L., Valenta, R., Hora, P., Nove principy premen a zaznamu akustickych signalu, Zav. zpr. uk. st. planu I-4-6/02, Praha 27 Sept. 1990, 180 pp.
(New principles of acoustic signals transduction and recording)
- [F15] Skvor, Z., Kleps, Z., Kadlec, F., Rufer, L., Hora, P., Prutokovy symetricky dezintegrator; vliv konstrukce ultrazvukovych cisticich van na jejich hlucnost, Zav. zpr. k hosp. sml. HS315789, Dec. 1989, 49 pp.
(Symmetrical disintegrator; the influence of the construction of the ultrasonic cleaning devices to their noise)
- [F16] Skvor, Z., Kleps, Z., Nehnevaj, D., Syrovatka, B., Rufer, L., Hora, P., Metody reseni a mereni soustav pro vykonovy ultrazvuk, Zav. zpr. hos. sml. HS310588, Oct. 1988, 70 pp.
(Methods for solving and measurements of the systems for power ultrasonics)
- [F17] Skvor, Z., Merhaut, J., Dusek, K., Basta, I., Kadlec, F., Rufer, L., Mereni, zpracovani a zaznam akustickych signalu a jejich aplikace, Zav. zpr. k ukolu st. pl. I-4-6/02, Oct. 1988, 216 pp.
(Measurement, processing and recording of the acoustic signals and their application)
- [F18] Merhaut, J., Rufer, L., Elektretovy mikrofon, Zav. zpr. k hosp. sml. HS3117/87, Dec. 1987, 63 pp.
(Electret microphone)
- [F19] Skvor, Z., Kleps, Z., Rufer, L., Syrovatka, B., Hora, P., Primovyzarujici ultrazvukovy menic, Zav. zpr. k hosp. sml. HS309687, Nov. 1987, 87 pp.
(Direct radiating ultrasonic transducer)
- [F20] Merhaut, J., Rufer, L., Simulator lidskeho ucha, Zav. zpr. k hosp. sml. HS19/86, 1. dil, unor 1986, 2. dil Dec. 1986, 41 pp.
(Ear simulator)
- [F21] Merhaut, J., Rufer, L., Ozvucovani salu a prostranstvi, Zav. zpr. k hosp. sml. 156/85, 2. dil, Dec. 1985, 40 pp.
(Sound systems for inside and outside areas)
- [F22] Merhaut, J., Rufer, L., Navrh mericich metod pro vyhodnocovani akustickych vyzarovacich systemu pro prumyslovou aplikaci, Zav. zpr. k hosp. sml. 156/85, 1. dil, Dec. 1985, 50 pp.
(Measurement methods for the evaluation of the industrial acoustic sources)
- [F23] Merhaut, J., Rufer, L., Zarizeni pro spojite mereni stavu polarizace nabite elektretove folie, Zav. zpr. k hosp. sml. HS148/84, Dec. 1984, 33 pp.
(Device for the continuous measurement of the state of polarization of the electret foil)
- [F24] Merhaut, J., Rufer, L., Elektroakusticke menice pro telefony II, Zav. zpr. k hosp. sml. HS141/83, Nov. 1983, 62 pp.
(Electroacoustic transducers for the telephone sets II)

- [F25] Merhaut, J., Rufer, L., Cobej, L., Lehocky, P., Elektretovy menic, projekt, Tesla Stropkov, Oct. 1983, 74 pp. (*Electret transducer - the project*)
- [F26] Merhaut, J., Rufer, L., Cobej, L., Lehocky, P., Elektretovy menic, predprojekt, Tesla Stropkov, Sept. 1982, 34 pp. (*Electret transducer*)
- [F27] Merhaut, J., Rufer, L., Elektroakusticke menice pro telefony I, Zav. zpr. k hosp. sml. HS131/82, Dec.1982, 29 pp.
(*Electroacoustic transducers for the telephone sets I*)
- [F28] Rufer, L., Holan, D., Vsesmerovy zdroj pro stavebni mereni, Zprava v ramci spoluprace s VUPB, Praha, June 1981, 12 pp.
(*Omnidirectional source for the measurements in the room acoustics*)
- [F29] Skvor, Z., Kleps, Z., Rufer, L., Kula, V., Holan, D., Elektroakusticke menice pro kapalnou fazi; aplikace impulzove metody na mereni reproduktorovych soustav, Zav. zpr. k hosp. sml.HS41/80, Nov. 1980, 50 pp.
(*Electroacoustic transducers for liquid state; application of the impulse method to the loudspeaker measurements*)
- [F30] Skvor, Z., Kleps, Z., Rufer, L., Kula, V., Experimentalni a technologicke zpracovani soustav elektromechanickych menicu II. Zav. zpr., hosp. sml. HS60/79, Nov.1979, 48 pp.
(*Experimental and technological solutions of systems with distributed parameters II*)
- [F31] Skvor, Z., Rufer, L., Experimentalni a technologicke zpracovani soustav elektromechanickych menicu a studium metod mereni akustickeho vykonu, Zav. zpr. k hosp. sml. HS47/78, Dec.1978, 54 pp.
(*Experimental and technological solutions of the systems with distributed parameters, measurements of the acoustic power*)
- [F32] Skvor, Z., Rufer, L., Rozbor elektroakustickych vlastnosti soustavy menice a akustooptickeho deflektoru se stojatou vlnou, Dilci zpr. k ukolu st. planu I-4-2/1, Feb. 1978, 57 pp.
(*Electroacoustic properties of the transducer and acousto-optical deflector with the standing wave*)
- [F33] Skvor, Z., Rufer, L., Nahradni schemata soustav nekonstantniho prurezu v oboru ultrazvukovych kmitoctu, Zav. zpr. k hosp. sml. HS25/77, Dec. 1977, 77 pp.
(*Analogue circuits of systems with non-constant cross-section in the ultrasonic range*)
- [F34] Kadlec, F., Rufer, L., Mereni hluku vznikajicich pri spekani rudy, spektralni analyza, Zav. zpr. k hosp. sml. HS27/77, Nov. 1977, 40 pp.
(*Measurement of noise of smelting processes, spectral analysis*)

Mémoires et thèse

- [G1] Rufer, L., Analyse de systèmes piézoélectriques composés, Thèse de doctorat, Faculté de Génie Electrique, Prague, 1985, 145 pp.
- [G2] Rufer, L., Les capteurs pelliculaires de pression, Mémoire du Diplôme d'Etudes Approfondies d'Acoustique, Ecole Centrale de Lyon, 1993, 55 pp.
- [G3] Rufer, L., Analyse de systèmes mécaniques avec les éléments distribués, Mémoire (équivalent DEA), Faculté de Génie Electrique, Prague, avril 1979, 60 pp.
- [G4] Rufer, L., Etalonnage des microphones en basses fréquences, Mémoire de projet de fin d'études, Faculté de Génie Electrique, Prague, juin 1974, 40 pp.

2.3. FORMATION PAR LA RECHERCHE

2.3.1. Enseignement à l'Université Joseph Fourier et INP, Grenoble (1994 – 2007)

COURS

Période	Matière	Niveau	Unité	Heures		
				Cours	TD	TP
1994-1999	Physique - projet (Acoustique/Ampli Op.)	DEUG MIAS ⁴	UFR Physique			260
1995-2003	Transducteurs électroacoustiques et ultrasonores	DESS (Master2 Pro) Techniques et applications de la physique	UFR Physique	252	126	126
1998-2003	Acoustique et lutte contre les bruits	PRIHSE ¹ 2ème année	Ecole Polytechnique		60	72
1999-2003	Physique - projet	SCIGMA ² 1ère année	Ecole Polytechnique		35	
2000-2003	Bruit acoustique et méthodes de mesure du bruit	DESS (Master2 Pro) Maîtrise et gestion de l'environnement industriel	Ecole Polytechnique	12	12	36
2000-2002	Image et signaux projet	3I ³ 3ème année	Ecole Polytechnique		28	
2004-2005	Microsystèmes	Bac+3 à Bac+5	CIME ⁵	e-learning		
2004-2005	Electronique	Bac+3 à Bac+5	CIME ⁵	e-learning		
2006	Micro-transducteurs ultrasonores	Master2 Pro Acoustique ultrasonore	UFR Physique	12		
2007	Microsystèmes / ANSYS	FORMATECH ⁶	CIME/INP			4

Départements de l'Ecole Polytechnique de l'Université Grenoble-I :

¹ PRIHSE : Prévention des Risques Industriels, Hygiène, Sécurité, Environnement

² SCIGMA : Science et Génie des Matériaux

³ 3I : Informatique Industrielle et Instrumentation

⁴ MIAS : Filière de DEUG : Mathématiques, Informatique et Applications aux Sciences

⁵ CIME : Centre Inter universitaire de MicroElectronique, Grenoble

⁶ FORMATECH : Formation « Manager Technique » organisée par l'INPG.

ENCADREMENT DE PROJETS, MEMOIRES ET THESES

Thèses de Doctorat

- *Conception d'un microsysteme d'aide au monitoring per-opératoire dans la chirurgie de l'oreille moyenne*
En cours (1^{ère} année)
Yoann ARTHAUD, Institut National Polytechnique, Grenoble
Spécialité : Micro et nano électronique
Directeur : L. RUFER
Co-directeur : S. MIR
- *Conception en vue du test de composants MEMS RF à propagation d'ondes acoustiques*
En cours (3^{ème} année)
Hoang Nam NGUYEN, Université Joseph Fourier, Grenoble
Spécialité : Micro et nano électronique
Directeur : S. MIR
Co-directeur : L. RUFER et E. SIMEU
- *Techniques de BIST pour les composants microsystemes*
Soutenue le 14 novembre 2006
Achraf DHAYNI, Institut National Polytechnique, Grenoble
Spécialité : Micro et nano électronique
Directeur : S. MIR
Co-directeur : L. RUFER
- *Conception des microsystemes acoustiques sur silicium*
Soutenue le 29 avril 2005
Christian DOMINGUES, Université Joseph Fourier, Grenoble
Spécialité : Micro et nano électronique
Directeur : B. COURTOIS
Co-directeur : S. MIR et L. RUFER

Collaborations avec professeurs invités et stagiaires post-doctoraux

- *Micro-capteurs de hautes fréquences pour des mesures en aéroacoustique*
Projet PROCORE
Prof. Man WONG, Université de Technologie et Sciences, Hong Kong
Juin 2007, 10 jours
- *Capteurs chimiques intégrés HEMT-SAW basés sur un substrat piézoélectrique AlGaIn/GaN*
Projet STEFANIK
Dr. Tibor LALINSKY, Académie de Sciences à Bratislava, Slovaquie
Novembre 2006, octobre 2007, 2 semaines en total
- *Encapsulation fiable de micro-capteurs intégrés*
Projet PROCORE
Prof. Y. C. CHAN, City University, Hong Kong
Mars 2005, novembre 2005, juin 2006, novembre 2006, 4 semaines en total

- *Conception de l'électronique d'interface intégré pour un capteur capacitif sur silicium*
Projet SOCRATES
Prof. Milan STORK, Université West Bohemia, Pilsen, République Tchèque
Mai 2001, juin 2002, mai 2003, juin 2004, mars 2005, avril 2006, 6 semaines en total
- *Développement d'une méthode de caractérisation de microstructures électroacoustiques*
Projet BARRANDE
Prof. Ass. Frantisek KADLEC, Université Technique Tchèque, Prague, République Tchèque
Novembre 2004, 10 jours
- *Conception de l'électronique d'interface intégré pour un capteur capacitif sur silicium*
Projet BARRANDE
Prof. Miroslav HUSAK, Université Technique Tchèque, Prague, République Tchèque
Juin 2003, septembre 2004, 20 jours en total
- *Générateurs électriques à la base de la conversion électromécanique*
Projet DUO-FRANCE
Wei MA, Université de Technologie et Sciences, Hong Kong
Juillet 2004 à janvier 2005, 6 mois
- *Modélisation, fabrication et caractérisation de transducteurs capacitifs micro-usinés, destinés aux applications acoustiques*
Projet DUO-FRANCE
Prof. Man WONG, Université de Technologie et Sciences, Hong Kong
Juillet 2004, 1 mois
- *Etude de faisabilité de la source acoustique avec l'entrée numérique*
Projet BARRANDE
Dr. Libor HUSNIK, Université Technique Tchèque, Prague, République Tchèque
Avril 2003, 10 jours

Stages de troisième cycle

- *Modélisation du capteur tactile pour les applications dans ORL*
Yoann ARTHAUD, Stage de deuxième année, Ecole Nationale de Physique de Grenoble (ENSP), 2006
- *Outil de monitoring per-opératoire dans la chirurgie de l'oreille moyenne*
Tareq HADIDI, Master 2ème année, Techniques et Application de Physique, UJF, 2006.
- *Outil de monitoring per-opératoire dans la chirurgie de l'oreille moyenne*
Jiri MOZIESIK, Stage de doctorat (2ème année), Université Technique, Ostrava, République Tchèque, 2006.
- *Capteur chimique basé sur des ondes de surface*
David GROBELNY, Stage de doctorat (2ème année), Université Technique, Ostrava, République Tchèque, 2006.
- *Microphone inductif MEMS*
Fares TOUNSI, Stage de doctorat (3ème année), ENIS, Sfax, Tunisie, 2006, 2007.
- *Modélisation comportementale de réseaux des capteurs sans fil*
Alberto TORRES, Stage de fin d'études, Univ. Politec. de Catalunya (UPC), Espagne
Co-dirigée avec Salvador MIR, TIMA

- *Modélisation des pertes visqueuses dans un micro-générateur capacitif*
Hervé YVINEC, Master 2ème année, EEATS, Spécialité Micro- et Nano-électronique, INP/UJF Grenoble, 2005
Co-dirigée avec Man WONG, Hong Kong University of Science and Technology
- *Conception des transducteurs capacitifs ultrasonores micro-usinés*
Marc ESMERIT, Master 2ème année, EEATS, Spécialité Micro- et Nano-électronique, INP/UJF Grenoble, 2005
Co-dirigée avec Man WONG, Hong Kong University of Science and Technology
- *Modélisation et simulation des transducteurs capacitifs micro-usinés*
Man Hin TSANG, Stage de fin d'études, Hong Kong University of Science and Technology
Co-dirigée avec Man WONG, Hong Kong University of Science and Technology, 2005
- *Microphone capacitif micro-usiné*
Franck KOUKOU, Master 2ème année, Techniques et Application de Physique, UJF, 2004.
Co-dirigée avec Man WONG, Hong Kong University of Science and Technology
- *Test des systèmes non linéaires par l'approche MLS*
Petr KASPAR, Doctorat (3ème année), Université West Bohemia, Pilsen, République Tchèque, 2004.
Co-dirigée avec Achraf DHAYNI, TIMA
- *Etude d'un champ sonore d'un transducteur ultrasonore multi-élément micro-usiné*
Josef JAROS, Doctorat (2ème année), Université Technique Tchèque, Brno, République Tchèque, 2003.
- *Conception d'une interface analogique pour microphones capacitifs intégrés*
Miroslav SEIDENGLANZ, Doctorat (1ère année), Université Technique Tchèque, Prague, République Tchèque, 2003.
- *Modélisation d'un champ sonore d'un transducteur ultrasonore micro-usiné*
Rachid FASRAOUI, DESS Techniques et Application de Physique, UJF, 2003
- *Validation de techniques d'auto-test de circuits intégrés et microsystèmes par génération de séquences pseudo-aléatoires et analyse de la réponse impulsionnelle*
Achraf, DHAYNI, DEA Signal - Image - Parole - Télécommunications, UJF, 2003
Co-dirigée avec Salvador MIR, TIMA
- *Conception d'un circuit intégré numérique pour le test de circuits linéaires en technologie ST 0.18 μm*
Michel NOWAK, Stage de fin d'études, Institut Supérieur des Techniques Avancées, St. Etienne, 2003
Co-dirigée avec Salvador MIR, TIMA
- *Conception d'une interface analogique pour transducteurs ultrasonores capacitifs*
Zélie THOURAUD, DEA de Microélectronique, UJF, 2001
Co-dirigée avec Salvador MIR, TIMA
- *Interface électronique d'un transducteur électroacoustique capacitif micro-usiné*
Marian SIMO, Stage de fin d'études, Université West Bohemia, Pilsen, République Tchèque, 2001

- *Logiciel de mesure des caractéristiques des systèmes linéaires*
Stefan HAMRAN, Stage de fin d'études, Université West Bohemia, Pilsen, République Tchèque, 2001
- *Etude d'un microsysteme électroacoustique micro-usiné en volume par la face arrière*
Christian DOMINGUES, DEA de Microélectronique, UJF, 2000
Co-dirigée avec Salvador MIR, TIMA
- *Méthode de mesure des fonctions de transfert des systèmes linéaires*
Jakub TREJBAL, Stage de fin d'études, Université West Bohemia, Pilsen, République Tchèque, 2000
- *Estimation de qualité acoustique des salles*
Benoît HOREAU, DESS-Techniques et Application de Physique, UJF, 1998
Co-dirigée avec Richard W. GUY, Concordia University, Montreal, Canada
- *Capteur pour la mesure de l'impédance acoustique de matériaux poreux*
Jean-François GACHET, Maîtrise de Physique et Applications, UJF, 1997
- *Capteur acoustique pour la mesure de la densité de la neige*
Pavel KRIZ, Stage de fin d'études, Université West Bohemia, Pilsen, République Tchèque, 1996
- *Capteur acoustique pour la mesure de la densité de la neige*
Didier BLANCHARD, Maîtrise de Physique et Applications, UJF, 1996

2.3.2. Enseignement à la Faculté de Génie Electrique, Université Technique Tchèque, Prague (1976 - 1992)

COURS

<i>Période</i>	<i>Matière</i>	<i>Niveau</i>	<i>Unité</i>	<i>Heures (C ou TD ou TP)</i>
1976-1992	Electroacoustique	Bac + 3	Département du son et vibrations	1900
1976-1992	Techniques du son	Bac + 5	Département du son et vibrations	480
1980-1992	Acoustique dans les matériaux solides	Bac + 5	Département de radioélectronique	340
1980-1992	Ultrason	Bac + 5	Département de radioélectronique	340
1983-1985	Electronique et télécommunications	Bac + 3	Département de radioélectronique	80
1987	Métrologie des grandeurs acoustiques et mécaniques	Bac + 6	Département de radioélectronique	20
1989-1992	Acoustique des salles et des bâtiments	Bac + 6	Département de radioélectronique	50

ENCADREMENT DE PROJETS

Projets finaux

Encadrement de plusieurs dizaines de projets de fin d'études réalisés entre 1975 et 1992, dont les plus récents :

- *Calibrating System for Acoustic Emission Sensors*
Pavel STRNAD, Université Technique Tchèque, Prague, 1993
- *Step-force Calibration of Electromechanical Sensors in Ultrasonic Frequency Range*
Markus BOTLINGER, Technische Hochschule, Darmstadt, Allemagne, 1992
Co-dirigée avec Gerhardt S. SESSLER, TH, Darmstadt

2.4. AUTRES ACTIVITES

2.4.1. *Administration et autres responsabilités collectives*

- Membre du Conseil du Laboratoire TIMA, depuis 2007
- Membre de la Commission informatique du Laboratoire TIMA, depuis 2005.
- Chargé de mission pour le développement des relations entre l'Ecole Polytechnique de l'Université Grenoble-I et des universités en République Tchèque, 1995-2003.
- Membre du jury d'attribution de bourses du gouvernement français aux étudiants Tchèques des sciences exactes pour l'ingénieur (mathématiques, physique, informatique, électronique), Ambassade française, Prague, 2002.
- Membre de la Commission d'Etat auprès de l'Université Technique Tchèque qui sanctionne les études de doctorat en acoustique, Faculté de Génie Electrique, Université Technique Tchèque de Prague, 1991-1993.
- Directeur adjoint du département de Radioélectronique, Faculté de Génie Electrique, Université Technique Tchèque de Prague, 1990-1992.

2.4.2. *Référent pour les éditions des revues et membre des comités scientifiques*

- Référent pour l'édition du Journal of Microelectronics Reliability, Elsevier, 2007.
- Référent pour l'édition du Journal of MEMS, IEEE/ASME, 2007.
- Référent pour l'édition du Journal of Electronic Materials, Springer, 2006.
- Référent pour la conférence VLSI-SoC, Nice, France, 2006.
- Référent pour les éditions du Microelectronics Journal (Circuits and Systems), depuis 2003.
- Membre du comité scientifique de la conférence IFAC 'Programmable Devices and Systems', depuis 2003.
- Membre du comité scientifique des conférences 'Electronique Appliquée', Pilsen, République Tchèque, depuis 2000.
- Responsable local de la conférence IEEE 'International Mixed-Signals Testing Workshop' (IMSTW), Cannes, France, 2005.
- Rapporteur du Ministère Tchèque de l'Education et de la Jeunesse pour l'attribution des bourses de recherche, 2003.
- Membre fondateur de la Société Tchèque d'Acoustique et son secrétaire, 1990-1992.
- Responsable de la Section Ultrasonore de la Société Tchèque d'Acoustique, 1990-1992.

2.4.3. Participation aux projets de recherche

FP7 NMP Call NMP-2007-2.5-1 on “Novel Materials Tailored for Extreme Conditions and Environments”, *sous évaluation*

MORGaN (Materials for Robust Gallium Nitride)

Partenaires : Alcatel Thales, Aixtron GmbH, MicroGaN GmbH, Université Technique Tchèque de Prague, Element Six, EPFL de Lausanne, Fcubic, FORTH, Gwent Electronic Materials, Université de Glasgow, Impact Coatings, Académie de Sciences de la Slovaquie, IEMN de Lille, IET de Pologne, IVF, MFA, MicroGaN, Sifam Fibre Optics, Université Technique Slovaque de Bratislava, Université d’Ulm, Université Technique de Vienne, Université de Bath, Vivid Components Ltd,

Je suis responsable pour la partie du projet proposée par UJF Grenoble. Notre recherche s’intégrera dans deux workpackages. Le workpackage WP6 est intitulé ‘Physical properties and modelling’ et le workpackage WP7 est intitulé ‘Process and material validation for extreme condition sensors’. Je suis responsable de sub-workpackage appelée ‘Thermal, mechanical, and piezo effect simulation’.

CERG (Competitive Earmarked Research Grant of Hong Kong Research Grants Council), *sous évaluation*

The Development and the Characterization of a Micro-Fabricated Wide Bandwidth Piezoresistive Aero-Acoustic Microphone

Partenaire : Université de Science et de Technologie, Hong Kong (HKUST),
Département d’Electronique et d’Ingénierie Informatique.

Je suis co-responsable de ce projet soumis dans le cadre d’appel à projets financés par le Research Grants Council de Hong Kong. L’objectif du projet est un microphone avec un fonctionnement avancé, permettant des mesures qui ne sont actuellement faisables qu’avec un sacrifice de la sensibilité. La disponibilité d’un nouveau capteur améliorera considérablement la précision de certaines mesures aéroacoustiques et fournira des données qui ne sont pas à ce jour disponibles.

BQR INP 2007

Outil de monitoring per-opérateur dans la chirurgie de l’oreille moyenne

Partenaires : Laboratoire TIMC, Grenoble, CHU Grenoble

Je suis responsable de ce projet sélectionné par l’INP Grenoble qui a pour but le développement d’une sonde tactile à base de microsystèmes permettant des mesures du transfert de vibrations par des structures très légères. L’application visée pour ce capteur est la vérification du résultat d’une ossiculoplastie réalisée sur l’oreille moyenne.

PROCORE (PAI), 2007-2008

Micro-capteurs de hautes fréquences pour des mesures en aéroacoustique

Partenaire : Université de Science et de Technologie, Hong Kong (HKUST),
Département d’Electronique et d’Ingénierie Informatique.

Je suis responsable de ce projet, qui a pour l’objectif le développement d’un transducteur acoustique pour des mesures de son de hautes fréquences. L’objectif de ce projet est un microphone piézorésistif avec une gamme de fréquence allant jusqu’à 800 kHz.

STEFANIK (PAI), 2006-2007

Capteurs chimiques intégrés HEMT-SAW basés sur un substrat piézoélectrique

Partenaire : l'Institut de Génie Electrique (IEE) de l'Académie des Sciences à Bratislava, Slovaquie

Je suis responsable de ce projet, dont le but est de développer un capteur chimique intégré HEMT-SAW basé sur un substrat piézoélectrique. Ce capteur, basé sur des ondes acoustiques de surface, doit être sensible aux vapeurs contenant du mercure.

NANOTEST (MEDEA+), 2005-2008

Méthodes de test pour signaux mixtes et RF (workpackage 2.2)

Partenaires : AMIS, Infineon, NXP(Philips), ST Microelectronics, Q-Star Test, Tecmic, Temento Systems, INESC, CEA-LETI, LIRMM.

Dans le cadre de ce projet, nous sommes chargés du développement de techniques de test alternatives pour les composants MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) RF utilisés dans des technologies de type SiP (System-In-Package) et SoC (System-on-Chip). Ces technologies permettent l'intégration des composants MEMS dans le domaine RF (ex. filtres SAW et BAW, interrupteurs RF, ou capacités variables) et des parties microélectroniques soit dans des puces séparées mais dans un même boîtier, soit directement sur le même substrat. Ce nouveau niveau d'intégration demande de nouvelles méthodes de test afin d'obtenir une bonne couverture de défauts et de fautes.

PROCORE (PAI), 2005-2006

Encapsulation fiable de micro-capteurs intégrés

Partenaire : City University of Hong Kong, Department of Electronic Engineering.

Je suis responsable de ce projet, qui a pour but d'optimiser une conception fiable d'encapsulation de micro-capteurs intégrés. Les micro-capteurs faisant l'objet du projet seront fabriqués par une technologie MEMS (Micro-Electro-Mechanical System). Les tâches visées par ce projet sont l'étude d'encapsulation fiable de micro-capteurs intégrés, l'étude de faisabilité d'un collage électro-mécanique des puces sur différents types de substrats, le test de fiabilité d'encapsulation de MEMS et la caractérisation des mécanismes de défaillance de MEMS.

DUO - France, 2003-2005

Application des technologies avancées sur le polysilicium pour l'implémentation des microsystèmes

Partenaire : Université de Science et de Technologie, Hong Kong (HKUST), Département d'Electronique et d'Ingénierie Informatique.

Je suis responsable de ce projet, qui a pour but le développement d'échanges universitaires entre l'Université Joseph Fourier et le laboratoire TIMA d'un côté et l'Université de Science et Technologie de Hong Kong et son Département d'Electronique de l'autre côté. La collaboration dans le cadre de ce projet est centrée sur les échanges de stagiaires du niveau Master dans le domaine des microsystèmes. Plusieurs stagiaires de chaque côté ont travaillé sur des thèmes comme micro-générateurs capacitifs et transducteurs électrostatiques micro-usinés.

IPCI (LEONARDO), 2003-2005

Internet-based Performance-Centred Instructional System

Partenaires : Université Technique de Sofia, Bulgarie ; MASHO, Ltd., Bulgarie ;
INP Grenoble ; ELSYS Design, Grenoble ; Préfecture de l'Isère ; Université
Technique de Budapest, Hongrie ; Université de Twente, Pays-Bas.

Dans le cadre de ce projet, j'étais chargé du développement de deux web-cours, un sur les microsystèmes, l'autre sur l'électronique analogique. Ces cours couvrent les aspects de fabrication, les principes de transduction d'énergie utilisés dans le domaine de microsystèmes et les interfaces électroniques qui sont utilisées pour l'adaptation des signaux de sortie des microsystèmes. Les cours sont destinés aux enseignements de la microélectronique au Centre Interuniversitaire de MicroElectronique (CIME) de Grenoble et aux établissements partenaires du projet.

BARRANDE (PAI), 2003 - 2004

Modélisation, conception et caractérisation de transducteurs électroacoustiques micro-usinés

Partenaires : Université Technique Tchèque, Faculté de Génie Electrique,
Départements de Microélectronique et de Radioélectronique, République Tchèque.

Je suis responsable de ce projet, dont le but est d'optimiser, à partir d'un modèle détaillé, la conception d'un transducteur électroacoustique, de proposer la technologie de fabrication la plus adaptée et d'établir une procédure simple et efficace pour sa caractérisation. Le transducteur faisant l'objet du projet est basé sur le principe électrostatique (capacitif) et sera fabriqué par une technologie MEMS (Micro-Electro-Mechanical System). Cette nouvelle technologie permet d'obtenir un système électroacoustique intégré avec l'électronique nécessaire sur une même puce microélectronique. Les avantages de cette solution sont entre autres la miniaturisation, la possibilité de production en séries avec des coûts de fabrication réduits et l'intégration mixte avec la microélectronique d'interface.

TECHNODAT T-101 (EUREKA MEDEA+), 2001-2004

Technology-driven design and test for system innovation on silicon

Partenaires : ST Microelectronics, France, Italie ; CISC, Autriche ; DOLPHIN,
France ; FhG EAS, Allemagne ; HIREX, France ; INFINEON, Autriche ;
IROC, France ; ISD, Grèce ; PHILIPS, Pays-Bas ; SIMPLEX, France.

Dans le cadre de ce projet, nous avons travaillé sur le développement de la méthode de test basée sur l'évaluation de la réponse impulsionnelle obtenue d'une réponse du système à la stimulation par les séquences binaires pseudo-aléatoires. Cette méthode sera appliquée au test des structures mécaniques fabriquées par les technologies très submicroniques.

ANDES (EUREKA/EURIMUS), (*soumis*)

MEMS based Ultrasonic Transducer for Advanced Inspection System

Partenaires : CNM, Espagne ; VTT, Finlande ; METALSCAN, France ; BMW,
Allemagne ; DASSAULT Aviation, France ; D-INSPEKT, République
Tchèque ; CLS3, Canada.

Nous étions des initiateurs de ce projet qui a été soumis dans le cadre du programme EURIMUS. La commission européenne a accepté la première version du projet et a

recommandé sa soumission finale. Le laboratoire TIMA a été désigné comme coordinateur du projet et chargé de sa gestion scientifique.

SAME (FP4), 1994-1997

Snow Avalanche Mapping and Warning in Europe

Partenaires : CEMAGREF, CNRM, France ; ICC, Espagne ; Université Barcelona ; CSVDI, Italie ; Université Pavia, Italie ; Université Torino, Italie ; INW-TUG, Autriche ; FBVA, Autriche ; NGI, Norvège ; IMO, Island ; WSL, Suisse ; EPFL, Suisse.

Dans le cadre de ce projet, nous avons travaillé sur la réalisation d'un capteur de la densité de la neige. L'évaluation de la densité a été basée sur la mesure de l'impédance acoustique mesurée dans le champ d'une onde plane. Ce capteur a été destiné aux mesures à l'extérieur et il a fait partie des mesures physiques pour la prévention des risques en montagne.

PROJETS DE RECHERCHE NATIONAUX (République Tchèque), 1976-1989

Partenaires : TESLA Valasske Mezirici, République Tchèque ; Académie des Sciences slovaque, TESLA Vrable, TESLA Stropkov, Slovaquie.

En République Tchèque, nous avons participé à de nombreux projets de recherche de longue durée, financés par l'Académie des Sciences Tchèque et slovaque. Parmi ces projets citons le projet 'Mesures, traitement et enregistrement des signaux acoustiques et leurs applications' et le projet 'Nouveaux principes de transduction et d'enregistrement des signaux acoustiques'. Dans le cadre de ces projets, nous avons mené nos travaux de recherche dans les années 1976 à 1988.

2.4.4. Collaborations industrielles

NXP (PHILIPS SEMICONDUCTORS), Caen, 2004 – 2008

Nous avons commencé la collaboration avec l'équipe "SbSIP Program" de la société NXP (Philips Semiconductors) Caen en 2004 à l'occasion de la préparation du projet NanoTest dans le cadre du projet européen MEDEA+ (description du projet, cf. section 1.6.2). Dans le cadre de ce projet, qui a été accepté pour la période 2005 à 2008, notre collaboration portera sur des nouvelles méthodes de test de composants MEMS RF à propagation d'ondes acoustiques.

ULTRAANALYZA, Prague, République Tchèque, 1995 - 2003

Notre collaboration avec cette société Tchèque a commencé bien avant 1995. Dès nos premiers contacts, nous avons collaboré au développement d'un accéléromètre qui, depuis, fait partie de leur catalogue de production. Nous participons depuis aux travaux de recherche menés par la société dans le domaine des capteurs de vibrations et de traitement de signal associé, ainsi qu'au développement de leurs relations internationales.

IMASONIC, Besançon, 2002

Le profil de cette société étant étroitement lié à nos intérêts de recherche, nous sommes en contact avec eux depuis plusieurs années. C'était au moment de la définition du projet européen ANDES portant sur les transducteurs ultrasonores micro-usinés pour le contrôle non destructif que nous avons élaboré conjointement un rapport détaillé sur la faisabilité de ce type de transducteur.

PARATRONIC, Reyrieux, 1995

Nous avons collaboré avec cette entreprise au développement d'un transducteur ultrasonore d'une directivité élevée, destiné aux applications dans l'air. Au terme de ce projet, nous avons conçu un transducteur piézoélectrique dont les caractéristiques correspondaient au cahier des charges.

ABB SOLYVENT – VENTEC, Lyon, 1993

Nous avons eu l'occasion de participer à un projet proposé par ce fabricant de ventilateurs qui portait sur le développement d'un capteur de fluctuations de la pression générée sur les pales d'un ventilateur. Le capteur en question a été basé sur un transducteur PVDF et développé en collaboration avec le Centre Acoustique de l'Ecole Centrale de Lyon.

TESLA, Vrable, TESLA Stropkov, VUMA Piestany, Slovaquie ;

TESLA Valasske Mezirici, VURT Prague, VUZORT Prague, VUHZ Ostrava, VUSS Prague, CHU Prague, République Tchèque, 1976 – 1989

Les projets de collaboration avec les institutions Tchèques et slovaques dont les noms figurent ci-dessus relevaient des sujets décrits dans les paragraphes 6.2.3 à 6.2.5 et concernaient notamment des capteurs acoustiques, systèmes ultrasonores de puissance, méthodes de mesure acoustiques et électroacoustiques, sonorisation et traitement des signaux.