

UNIVERSITÉ FRANÇOIS – RABELAIS DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE Énergie, Matériaux, Sciences de la Terre, et de l'Univers

CNRS ERL 3106 - UMRS INSERM U930 - Unité « Imagerie et Cerveau »

THÈSE

présentée par :

Cyril MEYNIER

soutenue le : 19 juin 2012

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université François – Rabelais de Tours**

Discipline/ Spécialité : Sciences de la vie

**Modélisation, conception et caractérisation de
transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usinés**

THÈSE dirigée par :

M. CERTON Dominique

Maitre de conférences-HDR, université François - Rabelais de Tours

RAPPORTEURS :

M. CHAPELON Jean-Yves

Directeur de recherche, INSERM

Mme HLADKY HENNION Anne Christine

Directeur de recherche, CNRS

JURY :

M. CHAPELON Jean-Yves

Directeur de recherche, INSERM

Mme HLADKY HENNION Anne Christine

Directeur de recherche, CNRS

M. CERTON Dominique

Maitre de conférences-HDR, université François - Rabelais de Tours

M. FELIX Nicolas

Chef de projet-Docteur, SuperSonic Imaging-Aix e Provence

Abstract

Electro-acoustic transduction based on electrostatic force has a long history in the range of audible frequencies, mainly as membrane-based microphones. Starting in the late 1990's, it has been proposed to use the same principle in the multi-MHz frequency domain, thanks to micro-machined devices – meaning they're produced through lithography technology. Such transducers, known as cMUT for *capacitive micromachine ultrasonic transducers*, are made of an assembly of elementary vertically mobile cells, usually designated as membranes, driven by electrostatic force.

This PhD work is part of the development of this kind of transducers designed for medical imaging applications. This area currently uses transducers based on piezoelectric ceramics (or piezoelectric polymers for some peculiar cases). CMUT is an interesting alternative for some subdomains of medical ultrasound applications, due to its volume production ability, its easier integration with electronic elements, its low heat dissipation and the absence of toxic materials.

The theoretical part of this work is based upon a finite difference approach. Using thin plates theory, a discrete model of the mechanics of the elementary cell has been developed. Acoustic loading (fluid coupling) have also been integrated. In order to model a whole transducer, it is mandatory to integrate the mutual radiation between cells. To make this realistic, a lumped model has been developed, in which each cell is regarded as having a single degree of freedom. This simplified approach is validated using a comparison with the discrete model in cases where both can be used.

The experimental work mostly used two techniques: electrical impedance characterization, and interferometric displacement measurement. Two objectives were set for the measurements. First, they allowed the functionality control and performance assessment of several set of manufactured devices. Second, they allowed a successful validation of the predictive use of the model, by allowing comparisons between a range of designs.

Keywords : cMUT, microsystem, characterisation, transducer, finite difference model, modelling, echography, electrostatic actuation, ultrasound

Résumé

La transduction électrostatique est utilisée depuis plusieurs décennies dans les fréquences du domaine audible, principalement sous la forme de microphones membranaires. La transposition du même principe de transduction, mais dans un domaine de fréquence au-dessus du MHz, et par l'utilisation de dispositifs micro-usinés, c'est-à-dire produits à l'aide de technologies de photolithographie, a été proposée à partir de la fin des années 1990. Ces transducteurs, désignés sous l'acronyme cMUT (*capacitive micromachine ultrasonic transducers*), se composent d'un assemblage de transducteurs élémentaires, chacun possédant une partie mobile conventionnellement appelée diaphragme ou membrane, actionnée par la pression électrostatique.

Cette thèse s'inscrit dans le développement de transducteurs de ce type destinés au domaine de l'imagerie médicale ultrasonore. Ce secteur d'application utilise actuellement des transducteurs basés sur des céramiques (ou, dans certains cas précis, des polymères) piézoélectriques. Le cMUT est intéressant dans certains sous-domaines d'application des ultrasons médicaux en raison de sa bonne adaptation à une production en grande série, de son intégration plus facile avec des éléments électroniques, de son faible échauffement et de l'absence de matériaux toxiques dans son processus de fabrication.

La partie théorique de cette thèse repose sur une approche de modélisation par différences finies. Un modèle basé sur la théorie des plaques minces est développé pour prendre en compte la mécanique du transducteur élémentaire cMUT (c'est-à-dire d'un seul diaphragme). Ce modèle est ensuite complété par l'intégration de l'effet d'un chargement acoustique par un fluide. De façon à modéliser un transducteur entier, il est nécessaire de prendre en compte le couplage acoustique existant entre les différentes membranes. Pour rendre cela possible, un circuit équivalent, permettant de réduire chaque membrane à un système à un seul degré de liberté, est développé. Il est validé en le comparant au modèle de différences finies dans des cas où celui-ci peut être utilisé.

Les travaux expérimentaux ont fait appel principalement aux deux techniques de caractérisation suivantes : les mesures d'impédance électrique, et les mesures de déplacement effectuées par interférométrie laser. Ces mesures ont été utilisées dans une double optique. D'une part, dans un objectif de caractérisation, ils ont permis de vérifier la fonctionnalité des dispositifs fabriqués et d'évaluer leurs performances. D'autre part, en comparant différentes configurations entre elles, ils ont rendu possible une validation expérimentale du modèle qui a été mis au point.

Mots-clés : cMUT, microsystème, caractérisation, transduction, différences finies, modélisation, échographie, actionnement électrostatique, ultrasons

Remerciements

Je tiens bien sûr en premier lieu à remercier mon Directeur de thèse, Dominique Certon, pour son encadrement et son soutien tout au long de ce travail, ainsi que mes autres encadrants au sein du laboratoire, Franck Teston pour sa contribution au projet et les compétences techniques qu'il m'a transmises, et Frédéric Patat pour son apport à l'origine de la thématique cMUT à Tours, ainsi que, d'une façon générale, l'équipe 5 de l'unité 930, pour son accueil et sa convivialité.

Je salue Jean-Édouard Bernard et Nicolas Sénégond, pour avoir fait fonctionner pendant de longs mois cette complexe installation le banc de mesure interférométrique, et m'avoir fourni de précieuses séries de mesures, qui ont rendu possible la validation expérimentale du modèle que j'ai développé. Jean-Édouard a également effectué nombre de mesures d'impédances utilisées ici. Nicolas est l'auteur des simulations éléments finis présentées en confrontation avec le modèle FD, cette confrontation est d'ailleurs présentée de façon bien plus détaillée dans son propre document de thèse.

Cette thèse a été organisée en cofinancement avec la société VERMON SA et de la Région Centre, dans le cadre du projet de recherche MEMSORS, financé par le ministère de l'industrie et labellisé Eurimus (projet EM89). Au sein de cette société, Nicolas Félix, par son encadrement pendant la première année de ma thèse, m'a apporté une importante aide technique et scientifique tout en me guidant dans le fonctionnement de l'entreprise et dans l'organisation d'un projet de recherche ; relayé par Guillaume Férin qui a géré l'activité cMUT vermon après le départ de Nicolas. Je pense aussi à Matthieu Legros, avec qui j'ai travaillé sur tant de projets, à Claire Bantignies qui a dû subir les caprices des concepteurs des masques au moment de découper les wafers, à Pascal Chatain pour de nombreux conseils, et à beaucoup d'autres de la R&D à la production, pour des aides qui ont pu aller d'un conseil technique à l'assemblage de connecteurs, sans oublier les as du tournevis. Et son directeur, Rémi Dufait, pour avoir rendu possible cette thèse, et avoir permis mon intégration au pôle R&D de Vermon au terme de celle-ci.

Pour la relecture et les corrections de ce manuscrit, je remercie Dominique en premier lieu, ainsi que Franck, Guillaume, Pascal, Matthieu et d'autres collègues de vermon ont aussi passé en revue certains passages. Je pense aussi aux différents partenaires impliqués dans les projets MEMSORS et MONITHER (et notamment à Edgard Jeanne, dont le travail en salle blanche a rendu possible ce projet), et à l'ensemble des membres des équipes de l'Université et de VERMON SA pour leur accueil chaleureux.

Et pour conclure, je suis reconnaissant aux membres du Jury, pour cet important travail qu'ils ont accepté et pour leurs corrections.

Sommaire

ABSTRACT	1
RESUME	3
REMERCIEMENTS	4
INTRODUCTION	8
I. SONDES CMUTS POUR L'IMAGERIE ECHOGRAPHIQUE : CONTEXTE GENERAL	10
INTRODUCTION	10
I.1 REVUE DES TECHNIQUES DE BASE D'IMAGERIE ULTRASONORE	10
I.2 TOPOLOGIE ET CONCEPTION D'UNE BARRETTE CMUT	13
I.2.1 La cellule élémentaire	13
I.2.2 Le réseau d'imagerie 1D	15
I.3 PROCÉDES DE FABRICATION DES CMUTS	16
I.3.1 Dépôts de matériaux	16
I.3.2 Photolithographie	18
I.3.3 Filière de microusinage de surface	19
I.3.4 Filière Wafer Bonding	23
I.4 DIFFÉRENTES CONCEPTIONS DE TRANSDUCTEURS MICRO-USINES	25
I.4.1 cMUTs à double électrode	26
I.4.2 cMUT intégrés à un transistor MOS	27
I.4.3 cMUT à collage contrôlé	27
I.4.4 cMUT avec plots d'isolation	28
I.4.5 cMUT sans diélectrique interélectrode	28
I.4.6 Excavation totale du wafer	29
I.4.7 Réalisation de transducteurs convexes	30
I.4.8 pMUTs	30
I.5 ANALYSE SIMPLIFIÉE D'UN MICROSYSTÈME ELECTROSTATIQUE	31
I.5.1 Analyse statique	32
I.5.2 Analyse dynamique	34
II. CARACTERISATION D'UNE BARRETTE CMUT	38
INTRODUCTION	38
II.1 IMPEDANCEMETRIE	38
II.1.1 Protocole de mesure	39
II.1.2 Problème inverse avec le modèle 1D modifié	40
II.1.3 Exemple sur quatre cMUTs de géométrie carrée	42
II.2 MESURES D'IMPEDANCE DANS L'HUILE	45
II.3 MESURES ELECTRO-ACOUSTIQUES ET PRESSION RAYONNEE	47
II.3.1 Sensibilité – Fréquence centrale et bande passante	47
II.3.2 Mesure de la pression rayonnée	52
II.4 MESURES DE DEPLACEMENT	54
II.4.1 Mesures en domaine fréquentiel	55
II.4.2 Mesures en domaine temporel	58
II.5 ANALYSE DE DEFAILLANCES	60
II.5.1 Stabilité sur une heure de fonctionnement	60
II.5.2 Effets de charge	62
CONCLUSION	67
III. MODELISATION MECANIQUE D'UNE MEMBRANE CMUT	68

INTRODUCTION	68
III.1	ECRITURE DU MODELE MECANIQUE 69
III.1.1	<i>Déplacement – Contraintes et Moments</i> 69
III.1.2	<i>Ecriture du principe fondamental de la dynamique</i> 71
III.1.3	<i>Annulation des termes issus du déplacement en membrane</i> 72
III.1.4	<i>Ré-écriture des termes issus de la courbure</i> 73
III.2	MODELISATION NUMERIQUE PAR DIFFERENCES FINIES 76
III.2.1	<i>Maillage de la membrane, définition des matrices</i> 76
III.2.2	<i>Conditions aux limites</i> 79
III.3	ANALYSE STATIQUE 81
III.3.1	<i>Déplacement statique, tension de collapse</i> 81
III.3.2	<i>Capacités hautes et basses fréquences</i> 84
III.4	ANALYSE DYNAMIQUE DANS L’AIR 85
III.4.1	<i>Equations générales</i> 85
III.4.2	<i>Contrôle en tension – résonance</i> 86
III.4.3	<i>Contrôle en courant – antirésonance</i> 87
III.4.4	<i>Équivalence avec le modèle 1D</i> 88
III.4.5	<i>Modes propres (plaque seule)</i> 92
III.4.6	<i>Comparaison avec des résultats obtenus par éléments finis</i> 94
III.5	SCHEMA EQUIVALENT D’UN CMUT 95
III.5.1	<i>Présentation du problème</i> 97
III.5.2	<i>Choix des variables du schéma</i> 98
III.6	RESULTATS EXPERIMENTAUX ET VALIDATION DU MODELE DANS L’AIR 100
CONCLUSION ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.	
IV.	REPONSE D’UN CMUT COUPLE A UN MILIEU FLUIDE..... 104
INTRODUCTION	104
IV.1	MISE EN EQUATION DU CAS D’UN CMUT ISOLE 105
IV.2	MISE EN EQUATION DU CAS D’UN CMUT DANS UN RESEAU PERIODIQUE 2D 106
IV.3	REPONSE EN FREQUENCE D’UN CMUT DANS L’EAU 108
IV.3.1	<i>Membrane de géométrie carrée : évolution avec la polarisation</i> 108
IV.3.2	<i>Membrane de géométrie rectangulaire</i> 110
IV.4	IMPACT DU FLUIDE SUR LA REPONSE EN FREQUENCE 113
IV.4.1	<i>Notion d’impédance de rayonnement d’une membrane</i> 113
IV.4.2	<i>Influence du taux de couverture</i> 115
IV.4.3	<i>Propriétés du fluide</i> 116
IV.5	INFLUENCE DES PROPRIETES DE LA MEMBRANE 119
IV.5.1	<i>Module de Young</i> 120
IV.5.2	<i>Epaisseur</i> 121
IV.6	ETABLISSEMENT D’UN SCHEMA EQUIVALENT DU CMUT ISOLE DANS L’EAU 124
CONCLUSION 126	
V.	COUPLAGE ENTRE PLUSIEURS CELLULES DANS L’EAU..... 128
INTRODUCTION	128
V.1	CAS DE DEUX CELLULES VOISINES 128
V.1.1	<i>Ecriture d’une matrice de couplage mutuel</i> 129
V.1.2	<i>Approche par les schémas équivalents</i> 131
V.1.3	<i>Cas de cellules rectangulaires</i> 134
V.1.4	<i>Cas d’une cellule émettrice et d’une cellule réceptrice</i> 136
V.2	GENERALISATION A UN ELEMENT DE BARRETTE 141

V.2.1	<i>Equations de N cMUTs couplés : construction d'un schéma matriciel.....</i>	141
V.2.2	<i>Confrontation avec les milieux périodiques.....</i>	143
V.3	FONCTIONNEMENT EN RECEPTION D'UN ELEMENT DE BARRETTE	146
V.3.1	<i>La membrane en réception.....</i>	146
V.3.2	<i>L'élément complet.....</i>	149
V.4	RESULTATS EXPERIMENTAUX ET VALIDATION DU MODELE DANS L'EAU	150
V.4.1	<i>Caractérisation complète d'un cMUT de géométrie carré.....</i>	151
V.4.2	<i>Variation de l'épaisseur et de la taille des membranes carrées.....</i>	154
V.4.3	<i>Caractérisation de membranes de forme rectangulaire.....</i>	156
V.4.4	<i>Mesures électroacoustiques en réception.....</i>	162
CONCLUSION		165
CONCLUSION.....		166
ANNEXE 1 : MATRICES DE COUPLAGE FLUIDE		168
ANNEXE 2 : REDUCTION DU NOMBRE DE DEGRES DE LIBERTE		172
RÉFÉRENCES		173
PRECIS DES NOTATIONS		179
TABLE DES ILLUSTRATIONS		184

INTRODUCTION

Le développement de l'usage des ultrasons comme moyen de diagnostic médical trouve ses origines dans les travaux menés aux États-Unis et en Suède dans les années suivant la deuxième guerre mondiale [1]. Depuis les premières images échographiques qui datent des années 1960, les techniques d'exploration ultrasonore n'ont jamais cessé d'évoluer. Les grandes étapes de progression de ces méthodes ont été l'arrivée des procédés de formation d'image par balayage électronique (similaire aux techniques radars) remplaçant le balayage mécanique, l'amélioration de la sensibilité, du contraste et de la résolution, la montée en fréquence et l'intégration de nouvelles fonctionnalités (imagerie harmonique [2], élastographie [3]). Reprenant les techniques de base développées pour des besoins militaires (détection des sous-marins) et industriels, le secteur médical a ainsi hérité de la technologie des transducteurs piézoélectriques développés dans ce contexte. Cette technologie est aujourd'hui au cœur de toutes les sondes ou barrette d'imagerie échographique soit à l'état massif, soit sous forme d'un composite avec un polymère (solution qui abaisse l'impédance acoustique élevée de la céramique et réduit les modes parasites). Ce matériau actif est excité sur son mode épaisseur. Il est l'élément clé de la source ultrasonore puisque c'est lui qui dicte ce que seront les performances finales du capteur, en termes de fréquence centrale, de sensibilité, de bande passante, de résolution et de directivité.

Les matériaux piézoélectriques ont aujourd'hui fait leurs preuves, que ce soit en termes de robustesse et performances, et sont encore incontournables dans la majorité des systèmes innovants d'exploration ultrasonore actuellement développés. Toutefois, certaines applications s'essouffent des limites qu'ils présentent à leur utilisation: par exemple, avec un rendement énergétique relativement bas (en général inférieur à 50%), ces dispositifs peuvent présenter des échauffements internes importants, leur diagramme de rayonnement est moins large que celui d'une source piston idéale (du fait de l'impact de la microstructure et des couches d'adaptation), le Plomb qui entre dans la composition de la céramique (PZT - Titanate de Plomb et de Zirconium) est devenu un matériau soumis à des normes environnementales strictes et enfin, l'usinage de ce matériau pour la réalisation de réseaux à forte densité d'émetteurs ultrasonores ou hautes fréquences est une réelle contrainte de fabrication. Dans un tel contexte, les initiatives visant à améliorer les propriétés de ces matériaux ne cessent d'être à l'émergence de nouveaux projets de recherche. Toutefois, depuis les années 1990, il existe une autre alternative à la piézoélectricité, celle de l'utilisation des forces électrostatiques pour actionner des membranes microscopiques capables de transmettre des ondes ultrasonores dans un milieu fluide. Cette approche rendue possible grâce aux procédés de microusinage du silicium a été initiée par deux équipes celle du Pr Khury Yakub de Stanford (Californie)[4] et de Peter Eccardt chez Siemens[5]. On appelle ces dispositifs cMUTs (Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers) qui entrent dans la catégorie des microsystèmes électrostatiques ou Mems.

Cette technologie reprend le principe, très ancien, du microphone électrostatique. En appliquant une différence de potentiel entre deux surfaces planes parallèles, dont l'une est mobile (membrane), on crée un couplage électromécanique, pouvant être utilisé pour la transduction acoustique. Le cMUT applique ce principe à des échelles de membranes micrométriques, réalisées sur la surface d'un wafer de silicium par des procédés de dépôt et de photolithographie. Aujourd'hui, l'utilisation des cMUTs pour la réalisation de sondes d'imagerie médicale a largement dépassé le stade de la

« preuve de concept ». Plusieurs équipes en plus de celles précédemment citées, travaillent sur ce sujet dont les plus avancées sont l'équipe de Levent Degertekin (Georgia Tech Institute, Washington), l'équipe de Pappalardo [6] et depuis presque 10 ans, l'Université de Tours, dans le cadre d'un consortium où se côtoient deux industriels : la société Vermon (Fabriquant de sondes pour l'imagerie échographique) et la société STMicroelectronics. Les travaux que je présente dans ce mémoire ont essentiellement été conduits au sein de l'Université de Tours et de la société Vermon, dans le contexte d'un projet Européen *MEMSORS*, financé par le ministère de l'industrie et labellisé Eurimus. L'objectif de ce projet était de concevoir et développer des sondes cMUTs de type cathéters, dont les applications couvrent l'imagerie échographique intravasculaire et intraoesophagienne.

Dans un contexte industriel, aussi fort, où domine une expérience de plus de dix années, dans la conception de barrettes d'imagerie ultrasonore, les objectifs fixés dans ce travail de thèse ont été de développer des outils de caractérisation, essentiellement par impédancemétrie, dédiés à ces nouvelles technologies et de proposer des approches théoriques capables de prédire, si ce n'est les performances complètes d'un réseau d'imagerie, la fréquence centrale, la bande passante et la réponse en fréquence de ces dispositifs. Ces deux aspects ont plusieurs fois été adressés dans la littérature, mais pour la caractérisation sans jamais aboutir à une véritable méthodologie de mesure, comparable à celle définie pour les matériaux PZT [7] et pour la simulation sans vraiment traiter le problème dans l'objectif de développer un outil de conception d'une sonde ultrasonore cMUT.

Ce mémoire comporte 5 chapitres. Le premier chapitre, essentiellement bibliographique, cherche à établir le contexte général de ces travaux, en exposant les principaux éléments du cahier des charges d'un réseau multiélément d'imagerie médicale, en décrivant les principaux travaux menés par les équipes du domaine. Les principaux procédés de fabrication des cMUTs sont décrits ainsi qu'un modèle de référence analytique pour comprendre les lois comportementales de base de ces microsystèmes. Le deuxième chapitre, d'une orientation expérimentale s'intéresse aux techniques de caractérisation des échantillons cMUTs, au suivi des lots, et à l'étude des mécanismes de défaillance et de vieillissement existant sur ces transducteurs. Le chapitre III s'intéresse à la modélisation mécanique et électrostatique de la membrane d'une cellule cMUT ; un modèle basé sur la méthode des différences finies y est présenté. Les chapitres IV et V prolongent ce travail de modélisation mécanique, en parti existant au laboratoire, pour aborder respectivement la modélisation du couplage d'une membrane cMUT au fluide puis d'un élément de barrette complet (une population de cellules).

I. SONDES CMUTs POUR L'IMAGERIE ECHOGRAPHIQUE : CONTEXTE GENERAL

Introduction

Dans ce chapitre, on s'attachera d'abord à définir les usages des sondes d'imagerie médicale. Une rapide présentation de leur utilisation permettra de définir leurs critères de performances. La deuxième section présentera la topologie typique d'une sonde d'imagerie constituée de transducteurs cMUT. Ensuite sont présentés le procédé de fabrication de ces transducteurs, et les contraintes résultant de celui-ci dans leur conception. Un état de l'art est ensuite présenté pour inventorier les variantes de conception répertoriées dans la bibliographie autour du concept de transducteur microusiné.

Enfin, est développé le modèle unidimensionnel dit « masse-ressort », qui fournit une analyse simplifiée du fonctionnement, statique et dynamique, du mode d'actionnement utilisé par les cMUTs (actionnement électrostatique à électrodes parallèles).

I.1 Revue des techniques de base d'imagerie ultrasonore

On désigne par barrette d'imagerie un réseau multi-élément 1D composé d'un assemblage linéaire de plusieurs transducteurs ultrasonores pilotés indépendamment. Historiquement, les premières images échographiques étaient obtenus par un transducteur mono-élément (ou un réseau annulaire permettant une focalisation dynamique en profondeur), déplacé mécaniquement (en translation ou en rotation) pour couvrir la zone à imager. Cette technique, toujours utilisée (notamment dans le domaine des hautes fréquences, où la réalisation de sondes multi-éléments est difficile), présente des limites liées au balayage mécanique, dont les principales sont une cadence d'imagerie relativement basse et l'usure des pièces mobiles.

Deux principaux types de réseaux périodiques unidimensionnels sont utilisés pour l'imagerie échographique dans un plan : les sondes linéaires (*linear arrays*), qui peuvent éventuellement être courbes (concaves ou convexes) et les sondes à déflexion électronique (*phased arrays*).

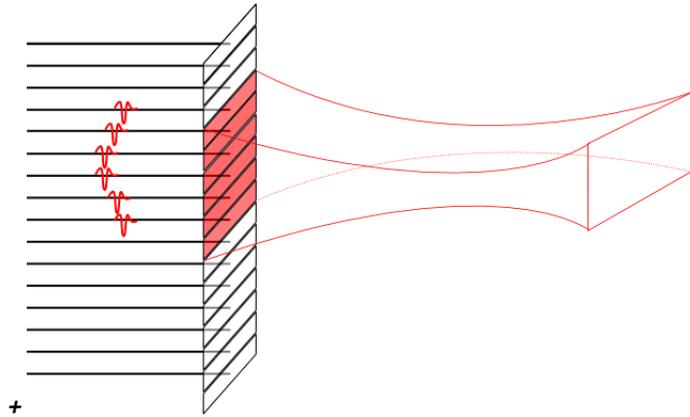


Figure I-1: Principe de réalisation d'une image à l'aide d'une barrette multi-élément en faisant appel au balayage linéaire : déplacement de l'ouverture et focalisation en profondeur

La focalisation électronique, assurée par les déphasages appliqués aux signaux d'excitation envoyés aux éléments (et entre les signaux provenant de ces éléments à la réception), permet de déplacer le point focal en profondeur : le point focal est la position où les impulsions émises par tous les éléments de l'ouverture arrivent en phase – on néglige généralement les inhomogénéités de la célérité du son dans le milieu, de sorte que le calcul des lois de retard est purement géométrique. En revanche, dans la direction transverse, la focale est fixe, généralement déterminée par le rayon de courbure de la lentille en élastomère qui recouvre les transducteurs. Son choix relève d'un compromis concernant la profondeur de la région d'intérêt.

Dans une barrette à déphasage, un grand nombre d'éléments sont utilisés simultanément (généralement tous). Le déphasage apporté aux éléments est la somme de deux composantes : d'une part une focalisation en profondeur, comme dans le cas de la barrette linéaire, d'autre part une composante linéaire, qui assure un angle de déflexion.

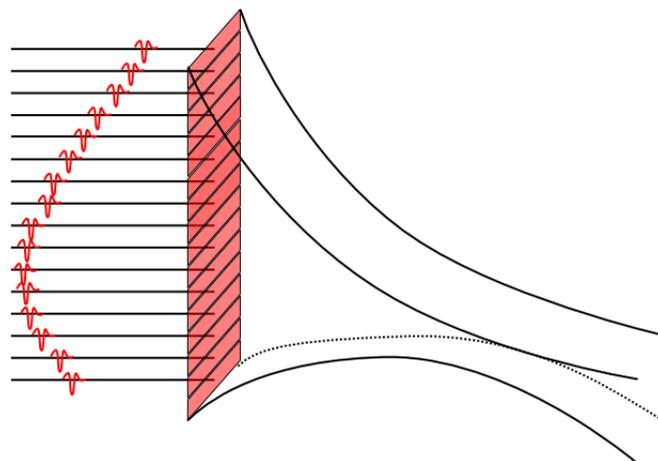


Figure I-2: Principe de réalisation d'une image à l'aide d'une barrette multi-élément en faisant appel au mode « phased array » : focalisation et déflexion

A côté de ces techniques basées sur une focalisation à l'émission des ultrasons, sont apparus depuis une vingtaine d'années les techniques dites d'imagerie synthétique. Ce terme regroupe des

principes relativement variés, mais dont le point commun est l'absence de focalisation physique des ultrasons, remplacée par un traitement numérique *a posteriori* des données.

Depuis plusieurs années, l'imagerie tri-dimensionnelle connaît un intérêt croissant. Plusieurs techniques sont employées, la plus simple utilisant une barrette multi-élément mono-dimensionnelle classique (souvent courbe) couplée à un balayage mécanique. L'image est réalisée (selon l'une des techniques citées) pour chaque position angulaire et une recombinaison logicielle est effectuée pour constituer une représentation en volume de la zone explorée. Les réseaux multi-éléments bidimensionnels (matrices) visent à constituer directement une image d'un volume en généralisant les techniques de formation de faisceaux à deux dimensions. Si le principe est simple (une variable supplémentaire apparaît dans le calcul des retards), son implémentation directe demanderait de traiter indépendamment plusieurs milliers de voies, ce qui est technologiquement impossible (électronique, densité de la connectique, volume de données à traiter). Différentes solutions existent aujourd'hui pour résoudre ces difficultés, comme le multiplexage en tête [8]. Une version simplifiée est l'adressage lignes-colonnes : les éléments sont interconnectés en lignes sur un de leur port électrique, en colonne sur l'autre, en permuttant électriquement masses et lignes RF, on peut ainsi obtenir une barrette à déphasage formée par les lignes de la matrice, ou par ses colonnes. En effectuant une focalisation selon un axe à l'émission et selon l'autre axe à la réception, une image 3D est obtenue[9].

Dans la conception d'un réseau multi-éléments, le mode d'imagerie choisi et les performances voulues dictent un certain nombre de critères de performances. Ainsi, la directivité de la barrette (c'est-à-dire la capacité d'un élément isolé à rayonner sur un angle important) doit être particulièrement large pour les applications d'imagerie synthétique ou de Phased Array. Pour cette raison, la largeur des éléments est de l'ordre de $\lambda/2$ à la fréquence centrale lorsqu'une application *phased array* est visée, alors qu'elle est plus proche de λ pour les barrettes linéaires classiques. La conception d'un *phased array* veille aussi fortement à minimiser le couplage entre éléments (les principes de conception des *phased arrays* ont été brevetés en 1981[10]). De la sensibilité de la barrette (dont la mesure la plus précise est obtenue par les pertes d'insertion en émission-réception) découle la capacité du système d'imagerie à détecter, malgré le bruit, de faibles signaux, donc à percevoir de faibles rétrodiffuseurs et/ou à imaginer une zone plus profonde.

Par ailleurs, la résolution de l'image (par exemple, la distance minimale entre deux rétrodiffuseurs permettant de les distinguer) dépend directement de la durée temporelle de l'écho (en régime impulsionnel). Ainsi, des transducteurs hautes fréquences permettent l'observation de petits détails, mais l'atténuation acoustique leur empêche d'observer profondément dans le corps. Pour cette raison, on destine des sondes haute fréquence (fréquence centrale >12 MHz) à des applications superficielles (ganglions, thyroïde, à l'extrême dermatologie, mais aussi pour les organes dans le cas du petit animal) où la résolution est importante et la profondeur d'imagerie faible, tandis que les barrettes opérant à des fréquences relativement basses (en dessous de 5 MHz) sont destinées à des applications comme l'imagerie du foie, du cœur, ou du fœtus.

Le cahier des charges des sondes médicales prend maintenant en compte de nouvelles applications qui vont-delà de la simple collecte d'informations par rétrodiffusion des ultrasons. Ainsi, un ensemble de techniques, désignées collectivement sous le nom d'électrographie, visent à mesurer les propriétés mécaniques des tissus. L'une de ces techniques[11] consiste à créer une onde

de choc dans les tissus en appliquant avec la sonde une pression de radiation en un point que l'on déplace plus rapidement que la vitesse des ondes transverses dans les tissus. De telles applications créent ainsi de nouvelles contraintes pour le transducteur, notamment sur l'évacuation thermique. L'imagerie harmonique, qui repose sur l'imagerie du facteur de non-linéarité des tissus, demande des transducteurs possédant une large bande passante, car cette application demande d'émettre à une fréquence donnée et de recevoir à la fréquence double[12]. Les applications HIFU (High Intensity Focused Ultrasound) qui utilisent des ultrasons très focalisés pendant de longues périodes pour chauffer les tissus localement (afin de détruire des tumeurs cancéreuses par exemple), sont tellement contraignantes en termes de gestion thermique des sondes, que des transducteurs doivent être conçus uniquement pour elles.

I.2 Topologie et conception d'une barrette cMUT

Dans cette section, la structure d'une barrette d'imagerie de technologie cMUT est décrite de façon relativement générique, c'est-à-dire indépendamment de la technique de fabrication choisie.

I.2.1 La cellule élémentaire

Le transducteur cMUT élémentaire est une structure de type membranaire, parallèle au substrat, et libre de se déplacer grâce à la présence d'une cavité (*gap*) qui est généralement scellée sous vide. Un schéma de principe est présenté Figure I-3. La cellule est ici représentée carrée, mais peut être d'une forme quelconque. Deux électrodes sont présentes : l'une solidaire du substrat, l'autre de la membrane. La zone où la transduction électrostatique est active est l'étendue où les deux électrodes sont en vis-à-vis, elle ne recouvre généralement que la partie centrale de la membrane (dans le schéma ci-dessous environ 50%, plus une piste de connectique reliant l'électrode au port électrique).

Le terme de membrane est conventionnellement employé pour désigner la partie mobile des cMUTs, du fait de l'héritage des premiers transducteurs électrostatique macroscopiques qui utilisaient une feuille métallisée et tendue. Il est néanmoins inexact selon les termes de la mécanique : dans les dispositifs que nous étudions ici, la rigidité flexionnelle l'emporte largement sur la tension, et le terme exact serait donc celui de *plaque*.

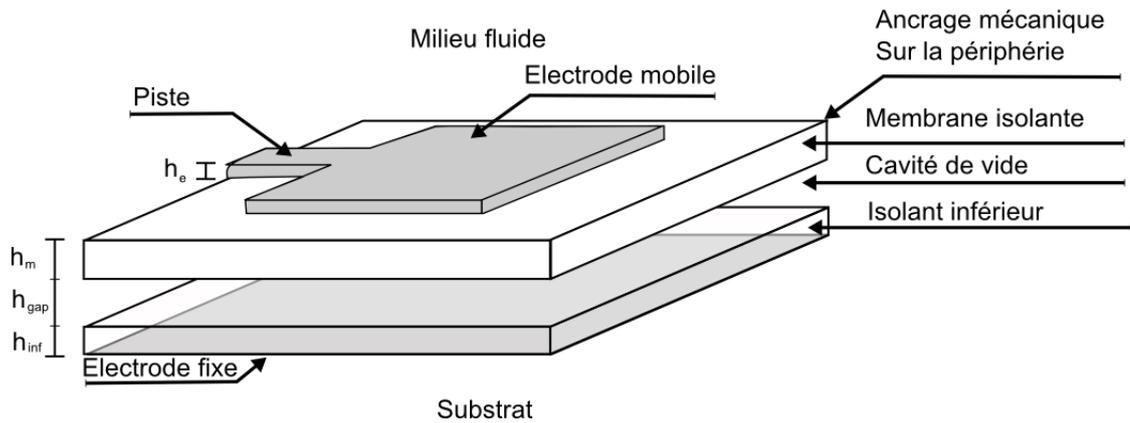


Figure I-3 : Schéma de principe d'une cellule cMUT, notation des épaisseurs

L'application d'une différence de potentiel électrique entre les deux électrodes crée une pression électrostatique (sur le principe d'une capacité variable) qui tend à rapprocher la membrane de l'électrode inférieure. L'application d'une composante alternative, superposée à une tension continue, permet de créer des déplacements dynamiques qui sont à l'origine de l'émission d'un signal acoustique. Réciproquement, lorsqu'une pression acoustique incidente met en mouvement la membrane électriquement polarisée, elle provoque un déplacement de charges qui constitue le signal exploitable. La membrane se compose, pour les dispositifs utilisés ici, de nitrure de silicium. Les autres matériaux utilisés dans ce rôle sont notamment l'oxyde de silicium, le polysilicium [13] et le silicium monocristallin.

La Figure I-4 donne une représentation de la structure d'un cMUT (électrode fixe et diaphragme mobile). La Figure I-3 et la Figure I-4 Introduisent également les notations de la description géométrique de la cellule, qui seront utilisées tout au long du document. La rigidité de la membrane est assurée par les deux couches mobiles de diélectrique (h_m et h_{sup}) et l'électrode (h_e). La couche supérieure permet d'assurer l'isolation électrique avec le milieu ambiant. Certains cMUT rencontrés dans la bibliographie[14] présentent aussi une couche d'isolant supplémentaire sur l'électrode inférieure (h_{inf}) qui intervient alors dans l'expression de la force électrostatique, mais pas dans la rigidité de la membrane. Le choix des épaisseurs h_{sup} et h_{inf} permet, lors de la conception, d'ajuster plus librement les propriétés de la membrane, en agissant indépendamment sur les aspects mécaniques et électrostatiques. La vue supérieure illustre la géométrie de la cellule (ici carrée, mais des cMUTs circulaires, rectangulaires, hexagonaux ou octogonaux ont été présentés). La présence des puits d'exvacation est liée à la technique de fabrication (détaillée en section I.3)

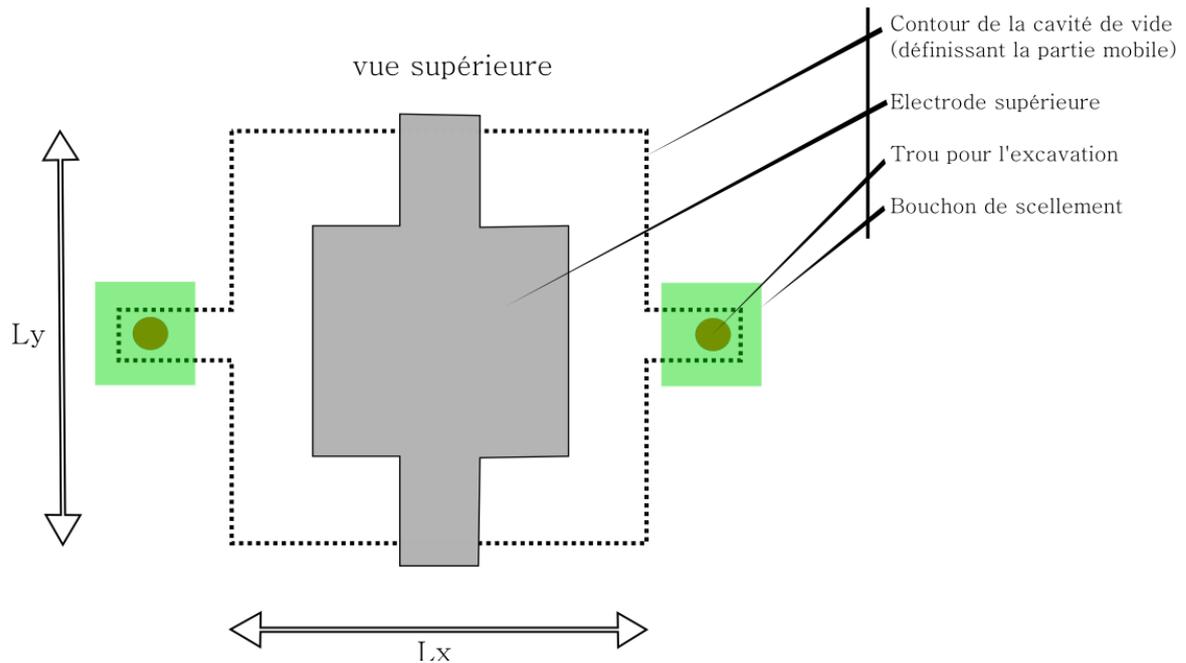


Figure I-4 : Schéma général d'une membrane cMUT réalisée dans le projet MEMSORS, notations des dimensions horizontales

I.2.2 Le réseau d'imagerie 1D

Chaque élément du réseau d'imagerie (ou communément « barrette ») est constitué d'un assemblage de plusieurs centaines de cellules cMUTs élémentaires connectés en parallèle. A titre d'exemple, dans le cas d'une barrette d'imagerie superficielle avec une fréquence centrale de l'ordre de 8 MHz, l'élévation transverse est typiquement de 5 mm, et le pas de $220 \mu\text{m}$ – ces dimensions découlent des considérations de formation d'image. La conception des membranes pour cette fréquence dans le cas du microusinage de surface donnera, pour des membranes carrées, une dimension de l'ordre de $25 \times 25 \mu\text{m}^2$, donc une périodicité de disposition de l'ordre de $30 \times 30 \mu\text{m}^2$ - ces valeurs sont évidemment variables selon les détails des couches employées. Le nombre de membranes par élément dans cet exemple est proche de 1200.

La Figure I-5 donne un schéma des barrettes étudiées dans cette thèse. Chacun des éléments acoustique est relié à une pastille métallisée pour la connexion (pad), sur lequel on reprend le contact par un *wedge* (fil « soudé » par ultrasons) ou par collage d'un circuit flexible. Pour réduire la capacité parasite, la couche formant l'électrode de masse est absente sous les pads (en rouge sur la figure). En outre, pour réduire la densité des connexions, ceux-ci sont disposés alternativement des deux côtés de la puce. La masse, commune à tous les éléments, est reprise par quatre pads aux extrémités de la puce, ce qui procure une certaine redondance et limite la résistivité. Les pads de masse sont définis dans la même couche métallique que les pads des éléments et que les électrodes des membranes, une ouverture dans la couche isolante (nitrure de silicium, constituant des

membranes) permet d'établir le contact avec la plan de masse. L'ensemble de ces considérations aboutit à la disposition représentée Figure I-5, où l'électrode de masse enterrée apparaît en noir.

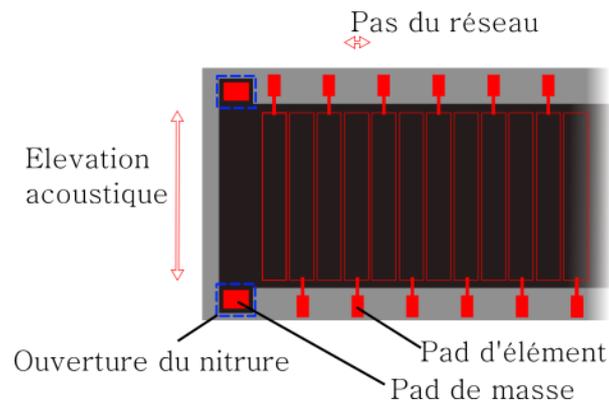


Figure I-5 : Disposition des éléments d'une barrette cMUT

I.3 Procédés de fabrication des cMUTs

Les cMUTs sont fabriqués, comme tous les microsystèmes, avec des procédés de microusinage issus essentiellement de l'industrie de la microélectronique : sur la base d'un wafer typiquement constitué de silicium monocristallin (mais d'autres supports peuvent être utilisés : wafers de polycilicium ou d'arséniure de gallium, plaque de verre, etc.), les structures sont créées par des étapes successives de dépôt, dopage, photolithographie et attaque des matériaux. Néanmoins, les microsystèmes se distinguent de la microélectronique, principalement par la nécessité de réaliser des structures libres de se mouvoir par rapport au substrat et parfois présentant de grandes dimensions verticales. Deux principales filières technologiques – chacune présentant de nombreuses variantes - existent pour fabriquer les cMUT, et plus généralement les microsystèmes présentant des membranes ou des poutres mobiles et parallèles au substrat.

L'une, utilisée pour les dispositifs du projet MEMSORS, dite de microusinage en surface, se base sur la construction du microsystème par dépôts de couches successives sur le substrat. Le gap de vide est créé grâce à un matériau dit sacrificiel, déposé avant la structure mobile et retiré par la suite. La deuxième solution est celle du *wafer bonding*, dans laquelle la structure mobile est rapportée sur le substrat. Elle appartient originellement à un autre wafer.

I.3.1 Dépôts de matériaux

Les couches successives définissant la structure sont déposées par différentes techniques. Les techniques de dépôt chimique en phase vapeur (CVD) utilisent des précurseurs gazeux pour créer la couche désirée sur le substrat, en se décomposant ou en réagissant entre eux. À titre d'exemple, le dépôt de nitrure de silicium (SiN_x) s'obtient en faisant réagir un gaz azoté comme de l'ammoniac et

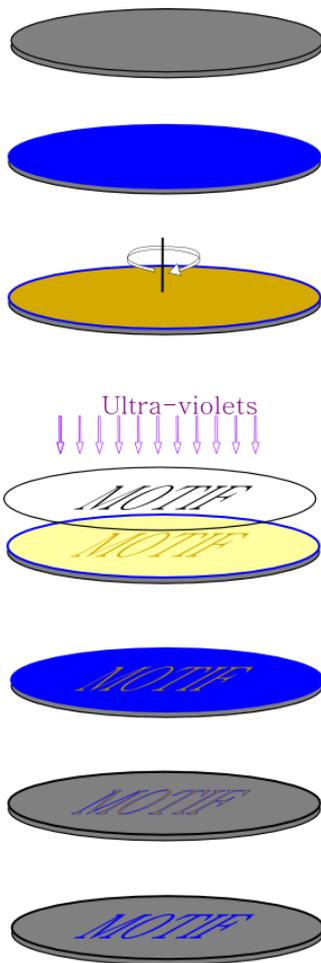
du gaz silane (SiH_4). Le dépôt est généralement effectué dans un bâti sous un vide plus ou moins poussé : la faible pression réduit les réactions, non voulues, dans la phase gazeuse. On parle alors de *Low-pressure Chemical Vapor Deposition* (LPCVD) ou d'*Ultra - High Vacuum Chemical Vapor Deposition* (UHVCVP) selon le niveau de vide employé.

Une variante importante est la technique de *Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition* (PECVD). Dans ce procédé, les gaz précurseurs sont partiellement ionisés par des décharges électriques ou une source radiofréquence. Cette variante permet de déposer un même matériau avec une température de travail moins élevée (ce qui réduit les précontraintes des couches créées). Les électrons ont une énergie importante, qu'ils ne cèdent que faiblement au gaz. Ils peuvent induire des réactions chimiques qui seraient improbables aux températures utilisées. Par ailleurs, la différence de potentiel entre le plasma et le substrat précipite les ions vers ce dernier.

L'autre grande technique de dépôt de couches est la pulvérisation cathodique (*Sputtering*) dont l'origine remonte au milieu du XIXe siècle. Elle ne s'utilise que pour les métaux car le matériau doit être conducteur. On introduit, dans un bâti sous faible pression d'argon, en face du wafer une *cible* constituée du métal à déposer. L'argon est partiellement ionisé. Une grande différence de potentiel est appliquée entre la cible (constituant la cathode) et le substrat. Les atomes d'Argon ionisés sont attirés par la cathode et, entrant en collision avec celle-ci, expulse des atomes du métal, neutres, qui viennent se déposer sur le substrat. Ils peuvent percuter en route des atomes d'argon et les ioniser, remplaçant ainsi les ions qui sont venus percuter la cathode.

La *pulvérisation cathodique magnétron* est une variante dans laquelle un champ magnétique statique est présent, ce qui allonge la trajectoire des ions (qui devient hélicoïdale), augmentant leur pouvoir d'ionisation (la probabilité qu'ils rencontrent un atome d'argon est augmentée).

I.3.2 Photolithographie



La photolithographie permet la définition des motifs à partir d'une couche.

Dans un premier temps, une couche (représentée ici en bleu) est déposée sur le substrat par l'un des procédés listés dans le paragraphe précédent.

Une résine photosensible (en jaune) est déposée sur le substrat par *spin-coating*, technique qui permet l'obtention d'une épaisseur très uniforme (dictée par la viscosité de la résine et la vitesse de rotation).

La résine est ensuite insolée aux ultra-violets à travers un masque. Lorsque le masque est en taille réelle, il est placé sur le wafer (avec ou sans contact). Pour des résolutions élevées, on utilise un masque agrandi et l'insolation se fait au travers d'une optique.

Un premier solvant vient retirer la partie de la résine qui a été exposée aux ultra-violets, dans l'exemple pris ici d'une résine positive. Pour une résine négative, c'est la partie non-exposée qui est retirée, et le masque comporte l'image négative du motif voulu.

Ensuite on attaque la couche déposée, sauf là où elle est protégée par la résine restante. La dernière étape est de retirer le reste de résine avec un autre solvant.

Figure I-6 :
Photolithographie

La technique de photolithographie est au cœur de l'évolution de l'industrie des semi-conducteurs, notamment en termes de résolution. L'amélioration continue de celle-ci imposée par la *loi de Moore* implique d'utiliser des U.V. de plus en plus lointains (la résolution étant limitée par la diffraction).

L'attaque de la couche (5^e étape) peut être menée selon trois techniques principales :

- L'attaque humide : la wafer est plongé dans une solution qui attaque le matériau d'intérêt. Cette attaque est par nature isotrope (vitesse identique dans toutes les directions)
- L'attaque sèche anisotrope : le wafer est bombardé par des ions réactifs. La trajectoire quasi-rectiligne des ions (propulsés par un champ électrique) permet de réaliser des structures à grand rapport d'aspect dont les parois restent très verticales.
- L'attaque sèche isotrope, par un gaz ou un plasma.

Il existe une alternative, la technique de *lift-off*, où la résine est déposée, insolée et attaquée avant le dépôt de la couche d'intérêt. Ensuite, en attaquant la résine, on retire la couche hors des motifs voulus en la soulevant. Dans le domaine des microsystèmes, les résolutions nécessaires sont en général assez éloignées de celles utilisées dans les dernières générations de composants logiques. La photolithographie employée est donc relativement conservatrice.

I.3.3 Filière de microusinage de surface

I.3.3.1 Principe de la couche sacrificielle

La principale difficulté de la réalisation des microsystèmes est la définition de structures mobiles. La technique qui consiste à utiliser une couche sacrificielle a été présentée en 1967 par Nathanson [15] dans son article fondateur sur le *transistor à grille vibrante*. La couche sacrificielle est un premier matériau qui couvre tout le substrat, sauf les endroits où la structure mobile sera ancrée. Dans le cas du procédé de Nathanson, la couche sacrificielle était elle-même une résine photosensible, éliminant une étape de photolithographie. Actuellement, on utilise également de l'oxyde de silicium [4] ou des métaux [16]. Le matériau qui constituera la partie mobile (dans l'article de Nathanson, il s'agissait d'aluminium) est ensuite déposé, puis délimité selon la technique de photolithographie classique. Ensuite, la couche sacrificielle est retirée à l'aide d'une attaque anisotrope. L'attaque doit être extrêmement sélective, car il faut graver horizontalement plusieurs microns ou plusieurs dizaines de microns de la couche sacrificielle sans attaquer significativement l'épaisseur de la structure. L'attaque doit ainsi avoir une sélectivité de l'ordre de 1000, ce qui est très contraignant dans le choix des matériaux. La Figure I-19 illustre la fabrication selon cette technique d'une simple structure de type cantilever (les étapes intermédiaires de résinage et de photolithographie ne sont pas représentées).

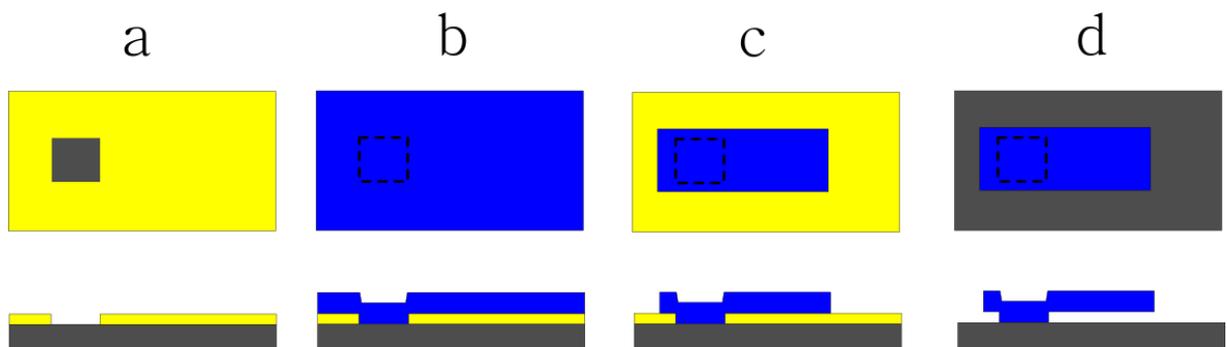


Figure I-7 : Microusinage de surface : fabrication d'une structure libre de type cantilever (poutre encastrée d'un côté)

Les quatre étapes illustrées sont (a) dépôt et délimitation de la couche sacrificielle (jaune) : le carré excavé deviendra le point d'accroche de la poutre, (b) dépôt de la couche structurale, (c) délimitation de celle-ci, (d) excavation de la couche sacrificielle, libérant la structure

La difficulté majeure, commune à tous les microsystèmes présentant ce type de parties mobiles (membranes, poutres, ponts) est d'éviter le collage des structures mobiles ainsi révélées sur le substrat. En particulier, un tel collage peut apparaître lors du séchage de la solution utilisée pour excaver la couche sacrificielle, à cause des forces capillaires. Une solution est le séchage par CO₂ supercritique [17]. Dans cette technique, la solution à sécher est mélangée avec du CO₂ liquide, qui est ramené à l'état gazeux en contournant le point critique, ce qui permet d'éviter le changement d'état, et donc l'apparition des forces capillaires.

1.3.3.2 Procédé de fabrication des dispositifs caractérisés

Dans cette section sont décrites brièvement les étapes de la production des dispositifs cMUT qui ont été caractérisés dans cette thèse. La filière de production à Tours a été mise en place par Edgard Jeanne [18]. Le processus est représenté (Figure I-8) de façon stylisée pour une puce qui ne comporterait qu'une seule membrane (et un seul puits d'excavation), modèle bien sûr irréaliste mais qui permet de représenter toutes les étapes sur une seule coupe.

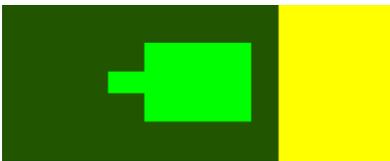
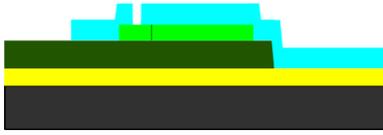
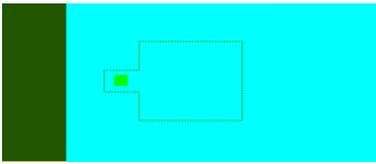
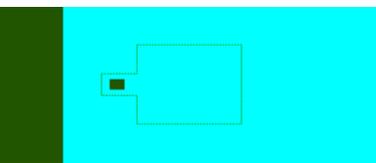
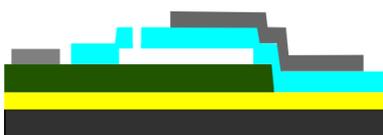
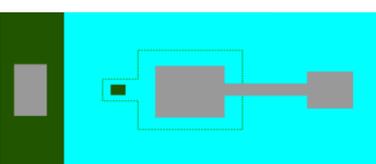
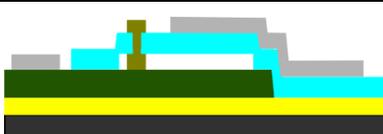
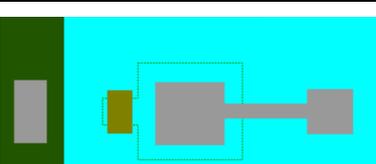
VUE EN COUPE	VUE SUPERIEURE	DESCRIPTION
		Le wafer de silicium (noir) est oxydé en surface, créant une couche de SiO ₂ (jaune) isolant le substrat.
		Dépôt d'une couche de polysilicium dopé et d'une couche d'oxyde de silicium (couche sacrificielle, vert clair).
		Délimitation (<i>patterning</i>) de l'oxyde puis du polysilicium
		Dépôt, puis délimitation d'une couche de nitrure (membranes, bleu ciel)
		Excavation de l'oxyde sacrificiel par le puits prévu.
		Dépôt et délimitation d'une couche d'aluminium (ou autre métal) constituant les électrodes (gris)
		Dépôt puis délimitation d'une couche d'oxyde servant à sceller les puits d'excavation.

Figure I-8 : Etapes de fabrication d'un cMUT par microusinage de surface

Une étape supplémentaire peut être ajoutée pour le dépôt d'une couche de passivation (polymère, oxyde ou nitrure), protégeant les électrodes, qui doit bien sur être délimitée pour permettre l'accès aux plots de connexion. Des procédés de fabrication plus ou moins similaires sont utilisés par plusieurs équipes. Les couches sacrificielles utilisées sont parfois métalliques, en Chrome

par exemple [19] [20] [21]. Cette solution est efficace mais souffre des restrictions sur l'utilisation de ce métal relativement nocif.

La conception des cellules doit prévoir les puits d'excavation. La place qu'ils occupent limite la surface active (c'est-à-dire la surface totale des membranes, reportée à celle de l'élément). Dans les dispositifs qui ont été utilisés pour l'essentiel de cette thèse, les puits sont placés à l'écart des membranes, et reliés à celles-ci par un « canal » (Figure I-9, partie a). Les limites de résolution de la photolithographie ont imposé des côtes minimales visant à éviter le chevauchement entre les éléments : il y a ainsi une marge minimale à respecter entre le puits et le bord de l'oxyde, de même qu'entre le puits et l'extrémité du bloc d'oxyde de scellement (de façon à garantir le scellement). Les marges à respecter entre ces différents éléments ont imposé un espacement minimal de 10 µm entre les membranes.

De nouveaux dispositifs cMUT ont été conçus au cours de cette thèse. De façon à augmenter la surface active (sans disposer d'une meilleure résolution photolithographique) et en se basant sur les résultats de caractérisation des premiers dispositifs, la disposition a été fortement modifiée. Les canaux d'évacuation ont été supprimés : les puits se situent quasiment au bord des membranes. Une meilleure évaluation de la distance excavée à partir de chaque puits a permis de disposer ceux-ci aux extrémités des membranes, et non réparties sur la longueur. Une autre amélioration est la possibilité d'utiliser un même bloc d'oxyde pour sceller deux ou plusieurs puits d'excavation, ce qui permet de rapprocher ceux-ci. Les blocs de scellement, dont la taille minimale est fixée par des considérations de sécurité de process (le scellement doit être assuré même avec un léger désalignement), se chevauchent légèrement avec les membranes, mais ils viennent bloquer le déplacement d'une petite zone située à l'angle de la membrane, dont le déplacement est de toute façon très faible, la modification portée à la mécanique de la membrane est donc minime. En outre, les puits ne relient pas entre elles les lignes de membranes, ainsi une perte d'étanchéité (puits mal scellé, membrane brisée), n'affectera qu'une ligne de membranes, et non l'élément entier.

La Figure I-9 présente l'arrangement de ces nouveaux dispositifs (b), comparé aux précédents (a). Elle montre que les différents changements dans la stratégie d'excavation ont permis de diminuer considérablement la surface des zones inactives (blanches). Le taux de surface active est ainsi de 25% à 55% (selon les formes de membranes) sur les dispositifs initiaux à 75% sur la version améliorée.

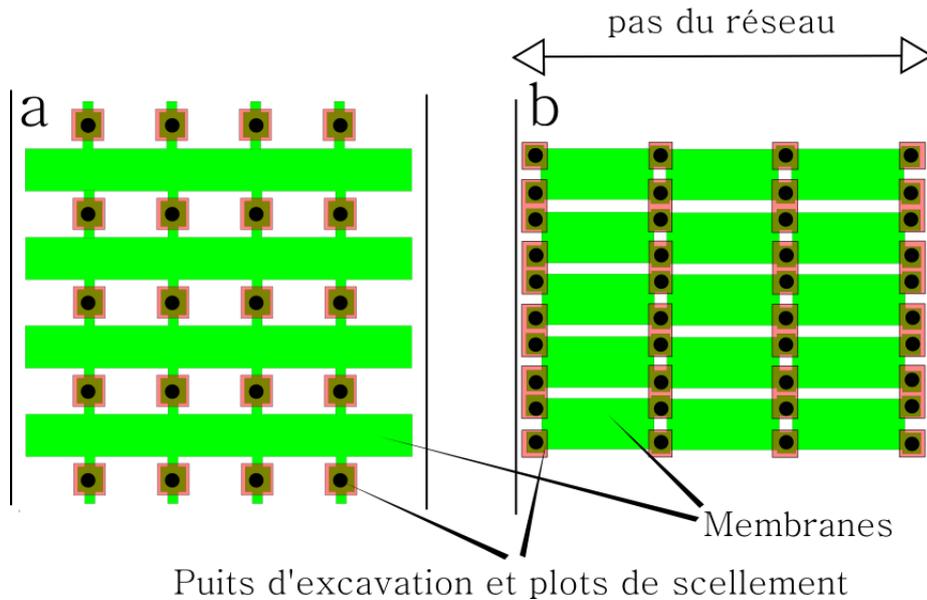


Figure I-9 : Schéma de principe de la disposition des membranes et des puits d'excavation sur les deux générations de cMUTs. Les électrodes et les pistes ne sont pas représentées pour alléger le schéma. La couleur verte représente le dépôt d'oxyde sacrificiel, le rouge l'oxyde de scellement, les points noirs étant les ouvertures du nitrure pour l'excavation

I.3.4 Filière Wafer Bonding

Dans la filière *wafer bonding*, les membranes sont rapportées à partir d'un 2^e wafer, par collage moléculaire. Le wafer rapporté est du type SOI (silicon-on-insulator). Ce type de wafer est recouvert d'une couche d'oxyde de silicium, elle-même surmontée d'une fine couche (de quelques dizaines de nm à quelques micromètres) de silicium cristallin. Initialement conçus pour l'électronique logique (l'isolant enterré permet de supprimer en presque totalité les courants de fuite vers le substrat), ces wafers ont aussi trouvé de nombreuses applications dans le domaine des microsystèmes.

Plusieurs techniques permettent de produire un tel wafer :

- La technologie *smarcut* (commercialisée par SOITEC à Grenoble) utilise une étape de *wafer bonding*. La tranche supérieure de silicium est rapportée depuis un 2^e wafer dans lequel des ions hydrogène ont été implanté pour affaiblir les liaisons le long d'un plan.
- La technologie *simox* consiste à implanter profondément l'oxygène dans le wafer puis à procéder à un recuit
- Enfin, on peut aussi les produire par croissance : on implante sur la couche d'oxyde un germe de silicium monocristallin à partir duquel une nouvelle couche de silicium est formée.

La Figure I-10 décrit le principe de la production de cMUT par wafer bonding tel qu'utilisée par l'université de Stanford, et est basé sur les publications de Huang [22] [23] [24]. Les wafers SOI employés sont issus de la technologie *smartcut* (la seule qui soit industrialisée à grande échelle).

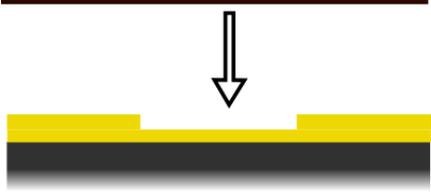
Vue en coupe	Description
	<p>Dépôt et délimitation d'une couche d'oxyde sur le wafer. L'emplacement de la future membrane est défini à ce stade.</p>
	<p>Dépôt d'une deuxième couche d'oxyde. Le dépôt étant conforme, la cavité est préservée.</p>
	<p>Collage d'un wafer SOI. Le silicium supérieur sur ce wafer, qui deviendra la membrane, est dopé, ainsi, conducteur, il formera une équipotentielle et la pression électrostatique sera appliquée à sa base.</p> <p>Sous ultra-vide, des liaisons moléculaires se créent, le wafer rapporté est solidarisé du premier.</p>
	<p>Des attaques chimiques sélectives permettent d'éliminer d'abord le silicium du substrat du wafer SOI (l'oxyde servant de couche d'arrêt), puis l'oxyde lui-même.</p>
	<p>Des électrodes en aluminium peuvent être ajoutées (pour compenser la résistivité relativement importante du silicium dopé)</p>

Figure I-10 : Etapes de fabrication d'un cMUT par wafer bonding

La technologie LOCOS (acronyme de Local Oxidation of Silicon) a été initialement développée par Philips dans les années 70, l'objectif étant d'améliorer l'isolation entre transistors CMOS voisins dans des circuits logiques. Le procédé consiste à oxyder thermiquement certaines zones du wafer de silicium (au lieu de déposer de l'oxyde par épitaxie). Le reste du wafer est protégé par un masque en nitrure de silicium, car le procédé utilise une température trop élevée pour la résine. Cette contrainte ajoute des étapes supplémentaires : dépôt du nitrure, résinage, photolithographie et attaque du nitrure. L'oxydation crée une structure en oxyde partiellement enterrée, et partiellement en relief, du fait de l'augmentation de volume lors de l'oxydation.

Une filière de production de cMUTS développée par l'université de Stanford [25] cumule le procédé locos et le *Wafer bonding*. L'oxydation locale est utilisée pour délimiter les membranes, en créant les murs qui les sépareront une fois le collage effectué. Le wafer de base, très dopé, sert également d'électrode arrière. Les «tranchées» d'oxyde entre les membranes permettent de réduire la capacité parasite.

I.4 Différentes conceptions de transducteurs micro-usinés

Les transducteurs microusinés présentent de nombreuses variantes, en fonction du mode d'actionnement, des applications visées, et des améliorations techniques apportées pour résoudre certains problèmes, faciliter l'intégration avec d'autres systèmes ou améliorer les performances. Sont présentées ici les filières ayant une pertinence directe pour l'imagerie médicale et les sujets connexes. D'autres types de transducteurs microusinés ont été présentés pour les milieux aériens, ainsi que des variations pour des applications éloignées de la transduction proprement dite (détection de particules en suspension [26] par exemple).

I.4.1 cMUTs à double électrode

Dans ce concept, présenté par l'équipe de Degertekin de Georgia Tech [27], chaque élément possède deux ports électriques (en plus de la masse). L'un correspondant à l'électrode inférieure, le deuxième à des électrodes périphériques sur les membranes, l'autre à des électrodes centrales, selon la Figure I-11.

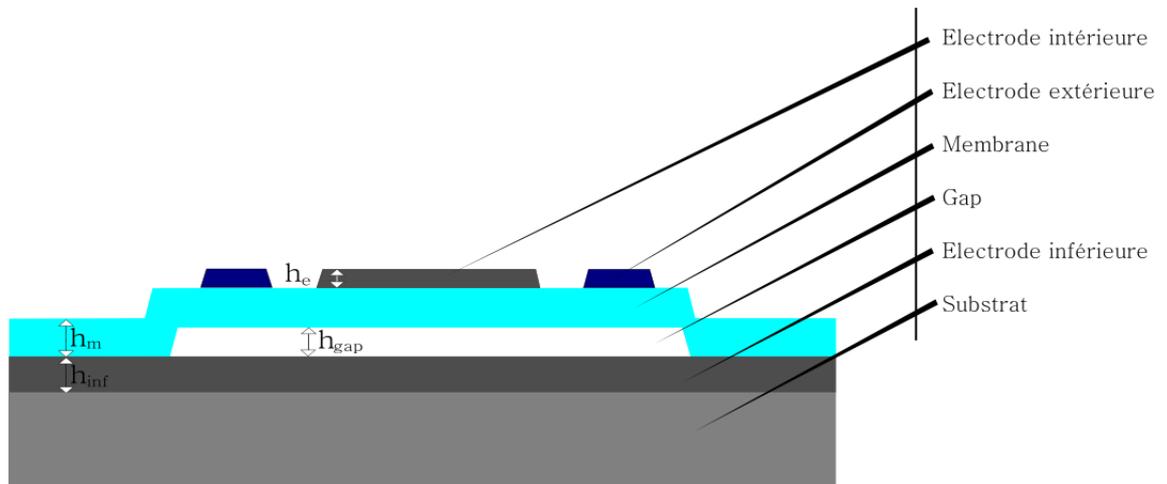


Figure I-11 : Schéma en coupe d'un cMUT à double électrode.

L'objectif est de résoudre un paradoxe concernant la valeur de gap idéale d'un cMUT :

- En émission, pour pouvoir générer de fortes pressions acoustiques (qui impliquent de grands déplacements, particulièrement si la fréquence de travail est faible), le gap doit être relativement important.
- En réception, pour obtenir un fort couplage (donc une forte sensibilité) sans appliquer de valeurs extrêmes de tension de polarisation, un petit gap est bénéfique.

Dans une analyse statique de ce système, une polarisation appliquée sur l'électrode externe déforme la membrane et peut même placer le centre de celle-ci en contact avec l'électrode inférieure de façon « continue » (c'est-à-dire sans présenter une discontinuité telle que le collapse). Ainsi, la partie centrale de la membrane se comporte comme un cMUT dont le gap serait contrôlé par la polarisation de l'électrode externe. Pour la réception, on peut ainsi diminuer fortement ce gap central, et polariser l'électrode centrale avec une tension très faible (moins de 10 V), facile à découpler avec un pont RC intégrable sur ASIC. L'émission est réalisée avec l'électrode externe, ce qui permet d'obtenir un grand débattement. La conception de l'électronique est considérablement simplifiée par cette séparation des fonctions d'émission et de réception.

I.4.2 cMUT intégrés à un transistor MOS

Ce concept reprend l'idée du transistor à grille vibrante de Nathanson [15] : il s'agit d'un transducteur capacitif dont la membrane fait en même temps office de grille (mobile) d'un transistor MOS. La membrane est mise en mouvement par le champ acoustique incident, ce qui modifie le gap, qui dans ce cas correspond à l'épaisseur de grille du transistor MOS, changeant ainsi la largeur du canal de conduction entre le drain et source (donc la conductance). Ainsi, l'effet transistor permet, en réception, de bénéficier d'une amplification intégrée directement au transducteur. Graf a présenté [28] en 1993 un dispositif de ce type travaillant dans le domaine audible, donc présentant de grandes dimensions (membranes de 2300 μm de côté). Le dispositif est constitué de deux puces, l'une portant la cavité (et des trous destinés à limiter l'effet d'amortissement par l'air, la cavité n'étant pas sous vide), l'autre la membrane. Le gap est grand (3.5 μm) sauf au centre où un petit plot solidaire de la membrane le réduit à 0.5 μm . C'est dans cette zone que se situe la partie électriquement active (effet transistor).

I.4.3 cMUT à collage contrôlé

Ce concept présenté par Eccardt [5] vise à proposer des cMUTS fonctionnant avec des tensions de polarisation et d'excitation très faibles (de l'ordre de 10 volts), de façon à être compatibles avec l'électronique CMOS intégrée de façon monolithique (les cMUTs sont réalisés par usinage de surface et intégrés dans la filière CMOS). Pour fonctionner sous une tension aussi faible et présenter une sensibilité suffisante pour être utilisable, ces cMUTs doivent avoir un gap extrêmement petit, de l'ordre de 50 nm. Un gap aussi faible ne peut pas être réalisé directement par microusinage en surface : le collage des membranes lors du séchage de la solution d'excavation de la couche sacrificielle ne pourrait être évité. La solution est de fabriquer initialement un gap plus grand et de placer (grâce à des indentations dans la couche sacrificielle) des plots solitaires de la membrane. La membrane est ensuite volontairement collée dans le fond, mais grâce aux plots, un petit gap subsiste (Figure I-12)

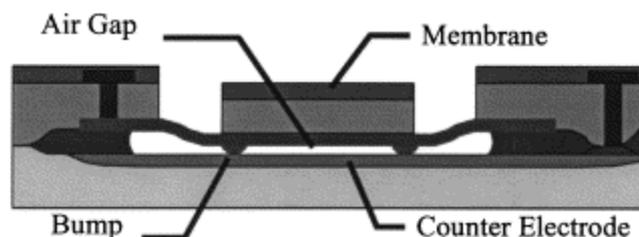


Figure I-12 : cMUT à collage contrôlé. Image extraite de [5]

I.4.4 cMUT avec plots d'isolation

L'équipe de Stanford a présenté [29] des cMUT conçus spécialement pour réduire les problèmes d'effets de charge dans le diélectrique. Celui-ci, au lieu de former une couche uniforme, est présent uniquement sous forme discrète : des plots sur lesquels repose la membrane collapsée, évitant le court-circuit. Ces plots, naturellement, sont alors soumis au même champ électrique que le serait une couche complète d'isolant, mais, du fait de la surface limitée, peu de charges sont accumulées. Les mesures présentées dans l'article montrent que les effets de charge et de collage sont quasiment annulés. En termes de procédé de fabrication, ces cMUT sont fabriqués en définissant d'abord les plots et les parois intermembranes (oxyde de silicium) puis en rapportant les membranes de silicium par *wafer bonding*.

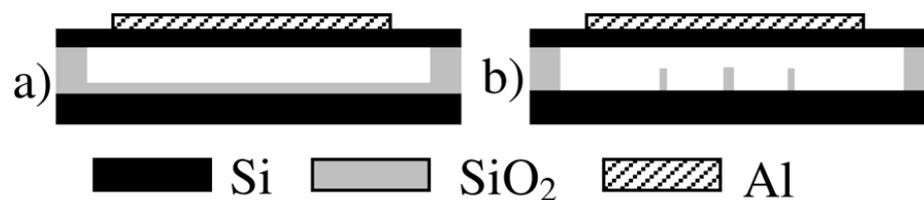


Figure I-13 : Représentation en coupe du « PostCMUT » (b), comparé à un cMUT « classique » (a), image extraite de [29]

I.4.5 cMUT sans diélectrique interélectrode

Classiquement, un cMUT intègre une ou plusieurs couches de matériaux isolants (typiquement nitrure ou oxyde de silicium) placées entre les deux électrodes. La présence du diélectrique limite les intensités de champ électrique applicables, en raison des risques de claquages et des effets de charges. Kupnik a proposé en 2007 [30] une structure éliminant le diélectrique central, présentée Figure I-14. Pour éviter qu'un court-circuit se produise lors du *collapse* (ce qui est la raison d'être de l'isolant habituel) un plot isolant (rouge), est placé au centre, dans une zone où l'électrode de masse est absente (celle-ci a donc une forme de bouée). Ce plot diélectrique est proéminent par rapport à l'électrode de masse, ainsi en cas de collapse le contact se fait sur lui et évite un court-circuit. En outre, la distance entre électrodes plus grande à ce niveau fait qu'il n'est traversé que par un champ électrique modeste, évitant tout problème de claquage.

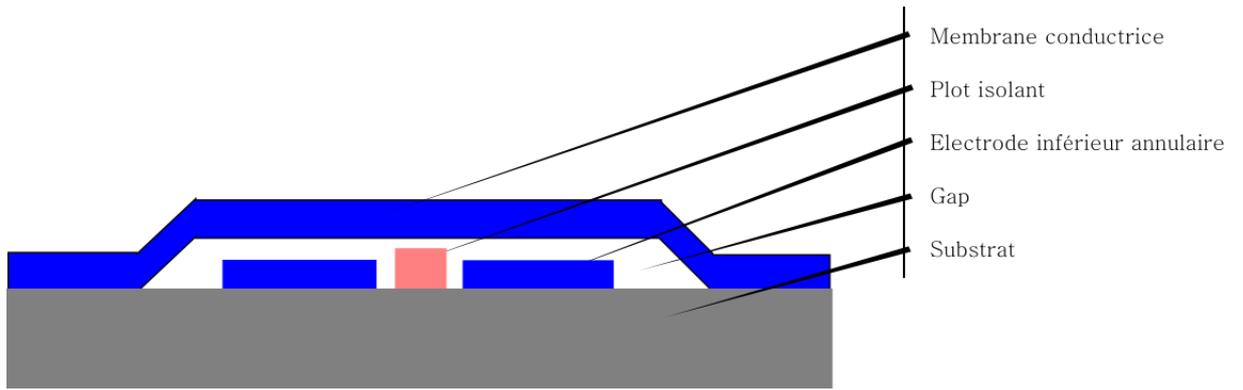


Figure I-14 : Une membrane cMUT sans diélectrique central.

I.4.6 Excavation totale du wafer

L'équipe de Caliano a présenté [31] un processus de fabrication de cMUT dit « renversé » (*reversed production process*). Ce processus commence par la fabrication des cMUTs selon la filière de microusinage en surface (le *process flow* est similaire à celui décrit pour le projet MEMSORS), puis les capteurs multi éléments sont individualisés et partiellement intégrés (reprise de contacts par *wire bonding*). Ensuite, de l'époxy, qui servira de backing, est déposé sur la puce, puis une attaque chimique détruit la totalité du substrat silicium, seules les couches supérieures sont maintenues (Figure I-15)

Ainsi, la couche « inférieure » (c'est-à-dire la première déposée sur le wafer) devient celle constitutrice des membranes (et donc la face avant du transducteur). Les avantages revendiqués pour cette technologie sont notamment la planéité de la surface et l'élimination complète des modes de substrat : comparé au substrat silicium, le bloc d'époxy est plus bas en impédance acoustique, plus atténuant, et ne présente pas de surfaces miroirs parallèles, il a donc beaucoup moins tendance à résonner dans son mode épaisseur. Un autre intérêt est d'ordre purement pratique : les fils de reprise de contact encapsulés dans l'époxy.

Cette filière technique a également été mise à profit pour réaliser des barrettes courbes [32].

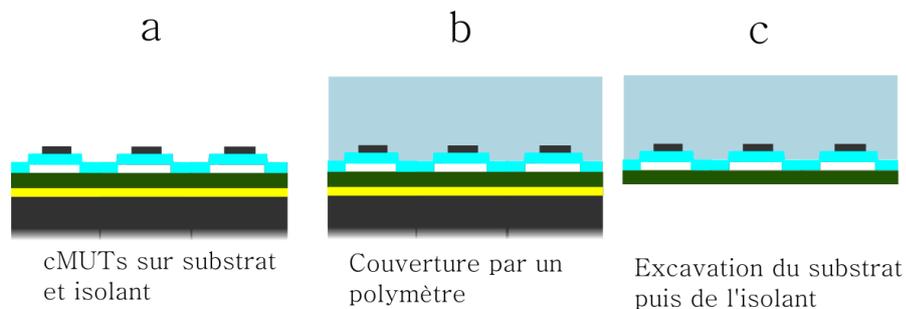


Figure I-15 : Procédé comprenant l'excavation totale du substrat

I.4.7 Réalisation de transducteurs convexes

Les barrettes convexes occupent une place importante en imagerie médicale : permettant d'obtenir un champ de vision large, elles sont particulièrement utiles dans les applications endocavitaires. Une première solution pour produire une barrette courbe en cMUT a été présentée par Wong en 2003 [33] : le wafer est très fortement affiné, jusqu'à présenter la souplesse nécessaire. Un wafer très aminci présente néanmoins le problème d'être cassant. Une autre solution [34] consiste à excaver le silicium séparant les éléments après avoir fixé la puce sur un support. Le silicium retiré est remplacé par un polymère souple (PDMS).

I.4.8 pMUTs

Un pMUT (Piézoélectrique Micromachined Ultrasonic Transducer) fonctionnant en mode flexion se compose d'une membrane dont une face est couverte d'une couche de matériau piézoélectrique. Les épaisseurs de céramique piézoélectrique sont généralement comprises entre 0.5 et 10 μm . [35] [36] [37] [38]. La couche de céramique piézoélectrique est entourée de deux métallisations permettant de la contrôler. Les dimensionnels du dispositif ne permettent pas au mode épaisseur d'entrer en action (sa fréquence propre est extrêmement élevée). En revanche, en appliquant une tension entre les deux électrodes, le champs électrique parallèle à l'axe normal de la plaque crée des contraintes dans le plan de plaque (terme piézoélectrique e_{31}), qui se convertissent en mouvement de flexion.

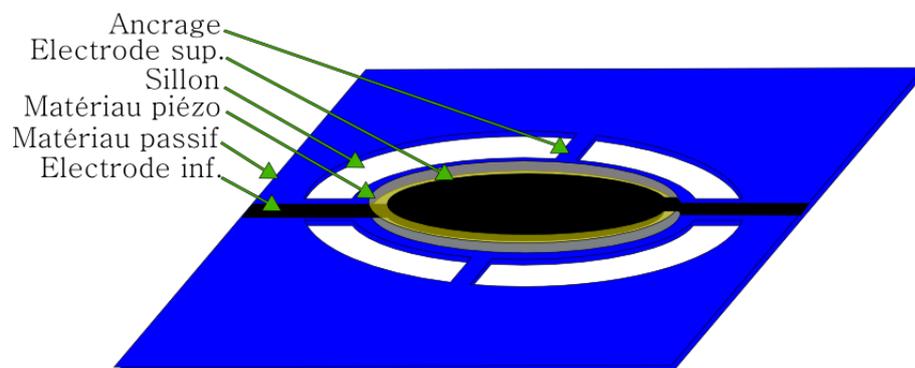


Figure I-16 : Schéma de principe d'un pmut en mode flexion, d'après Murali [37] et Wang [36]

La fréquence de fonctionnement d'un tel pMUT est principalement déterminée par la rigidité flexionnelle des membranes élémentaires et leurs dimensions, dans une moindre mesure par la disposition des membranes de l'élément, selon des principes identiques à ceux qui seront développés pour les cMUTs dans les chapitres suivants. Ainsi, contrairement à la règle générale observée dans le domaine de la transduction piézoélectrique conventionnelle, il n'y a pas de relation directe entre l'épaisseur du matériau actif et la fréquence centrale.

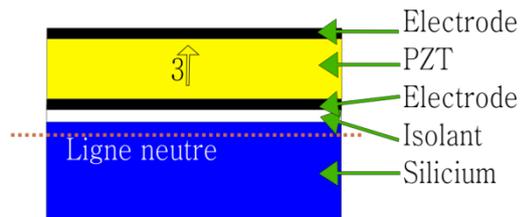


Figure I-17 : Couches d'un pMUTs en mode flexion – d'après Muralt [37] – l'axe « 3 » est celui de la polarisation

La Figure I-17 donne les différentes couches d'un type de pMUTs travaillant en mode flexion. Il existe une position optimale du plan neutre par rapport à la couche de PZT pour laquelle la transduction sera le plus efficace. Muralt montre ainsi via des simulations FEM, pour des valeurs de 2 à 10 μm d'épaisseur de PZT, qu'un maximum est obtenu sur le coefficient de couplage électromécanique pour une épaisseur de silicium supérieure d'environ 25% à celle de PZT. Les valeurs de coefficient de couplage électromécanique restent modestes (typiquement 5-6%) en raison de l'utilisation d'un terme piézoélectrique non diagonal. Des pMUTs en mode flexion destinés à l'imagerie médicale, y compris sous forme de réseaux 2D, ont également été présentés, des images obtenues avec ce type de transducteurs ont été publiées ces dernières années [39]. Des pMUT utilisant, au lieu du PZT, un copolymère piézoélectrique PVDF-TrFe ont aussi été réalisés [40].

I.5 Analyse simplifiée d'un microsystème électrostatique

Les cMUTs, ainsi que les autres microsystèmes à actionnement électrostatique à électrodes parallèles, peuvent en première approximation être représentée par un modèle souvent appelé modèle 1D (car ne présentant qu'un seul degré de liberté) et utilisé largement dans la communauté MEMS [41]. Ce modèle permet d'appréhender les phénomènes mis en jeu dans le fonctionnement d'un tel dispositif (dépendance à la polarisation, instabilité, comportement en fréquence). Toutefois, dans le dernier paragraphe de cette étude, nous montrerons que ce modèle n'est pas qu'un simple modèle comportemental. On peut très facilement établir une équivalence entre l'approche 1D et les modèles exacts pour en particulier être capable de déterminer et prédire facilement l'impédance électrique d'un cMUT. Le modèle masse-ressort devient alors un support de la caractérisation des microsystèmes, comme le prochain chapitre le montrera.

Les hypothèses de bases du modèle 1D sont les suivantes :

- L'actuateur se compose de deux électrodes (l'une fixe et l'autre mobile)
- Les électrodes restent parallèles et planes
- L'électrode mobile est affectée d'une masse et d'une force de rappel mécanique linéaire.

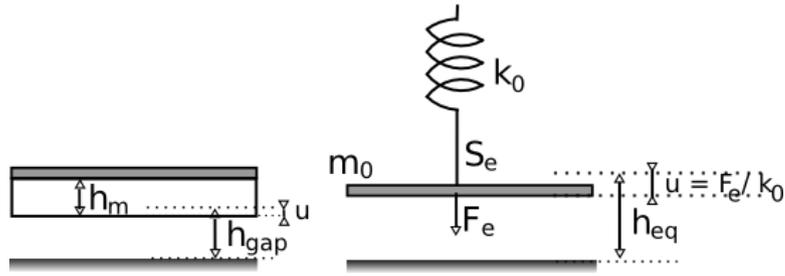


Figure I-18 : Représentation du modèle masse-ressort d'un système électromécanique

La Figure I-18 présente le modèle 1D dans sa version la plus simple. En règle générale une couche isolante (ou même plusieurs) est présente sur une des deux électrodes (ou les deux). Dans le cas des cMUTs étudiés ici, cette couche constitue la membrane d'épaisseur h_m et de permittivité relative ϵ_m . Pour l'écriture des interactions électrostatique, une épaisseur h_m de diélectrique est équivalente à une épaisseur h_m/ϵ_m de vide. Il en va de même pour l'isolant éventuel sur l'électrode inférieure. On peut alors définir (I-1) une distance *équivalente* à l'état initial entre les électrodes.

$$z_{eq} = h_{gap} + \frac{h_m}{\epsilon_{rm}} + \frac{h_{inf}}{\epsilon_{rb}} \quad I-1$$

Par la suite, la position selon l'axe z sera systématiquement donnée en utilisant cette définition. On peut alors facilement, en fonction de z , écrire la capacité C (à *déformation constante*) et l'énergie électrostatique E_e , dépendant de la tension V appliquée entre les électrodes ou de la charge Q stockée.

$$C = \frac{S_e \epsilon_0}{z}; E_e = \frac{1}{2} \frac{S_e \epsilon_0}{z} V^2; V^2 = \frac{1}{2} \frac{z}{\epsilon_0 S_e} Q^2 \quad I-2$$

où ϵ_0 est la permittivité diélectrique du vide ($8,85 \times 10^{-12}$ A.s.V-1.m-1)

I.5.1 Analyse statique

L'analyse statique et dynamique de ce système dépend des conditions électriques considérées. Dans un premier cas, la tension est une donnée d'entrée imposée, ce qui signifie que les électrodes sont reliées à un générateur de tension à faible impédance. Dans un deuxième cas, la charge est la donnée d'entrée, ce qui traduit une condition électrique en circuit ouvert. A tension imposée V_0 , on peut écrire l'énergie totale du système (énergie E_e électrostatique et E_m mécanique) comme suit, et en déduire les positions d'équilibre en annulant sa dérivée :

$$E = E_e + E_m = \frac{1}{2} \frac{S_e \epsilon_0}{z} V_0^2 + \frac{k}{2} (z - z_{eq})^2 \quad I-3$$

$$\left(\frac{\partial E}{\partial x} \right)_{V_{DC}} = -\frac{1}{2} \frac{S_e \epsilon_0}{z^2} V_0^2 + k(z - z_{eq}) = 0 \quad I-4$$

Plusieurs cas se présentent alors selon la valeur de V_0 , illustrés schématiquement sur la Figure I-19. Pour une tension nulle (courbe bleue), l'unique position d'équilibre stable se situe, par définition, à $z = z_{eq}$. Lorsqu'une faible valeur de V_{DC} est appliquée (courbe vert sombre), la force électrostatique vient légèrement déplacer la position d'équilibre stable. Une position d'équilibre instable apparaît à une valeur bien plus faible de z .

En augmentant la tension (vert clair), les deux positions d'équilibre se rapprochent, tandis que l'écart de potentiel qui les sépare diminue. Pour une valeur particulière de tension, la position d'équilibre stable disparaît. Cette valeur, désignée comme *tension de collapse* (ou de *pull-in* selon les auteurs), notée ici V_C est déterminée analytiquement (I-5). La valeur maximale de déplacement statique avant le collapse vaut $z = 2z_{eq}/3$. Lorsque tension est atteinte (courbe rouge) ou dépassée (noire), l'électrode mobile, n'ayant plus de position d'équilibre, s'effondre jusqu'au contact physique (la couche isolante évite un court-circuit). On a alors $z = h_m/\epsilon_r$.

$$V_C^2 = \frac{8kz_{eq}^3}{27S_e\epsilon_0}$$

I-5

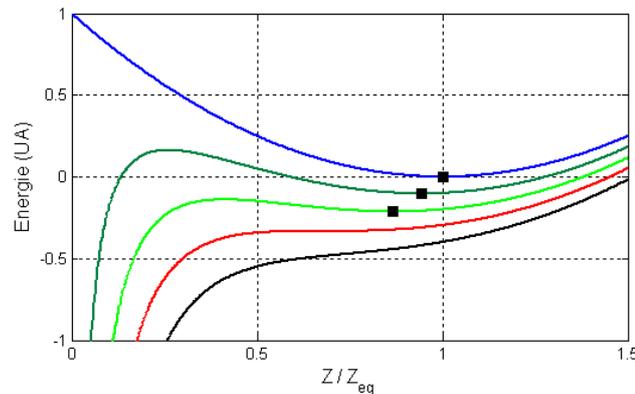


Figure I-19 : Evolution de l'énergie totale du système en fonction de z

Elle ne quitte cette position qu'une fois que la tension est revenue sous une deuxième valeur remarquable, nommée *tension de pull-out* ou de *snapback*, donc l'expression analytique (I-6) s'obtient en cherchant à nouveau l'équilibre des forces électrostatiques et mécaniques, mais pour $z = h_m/\epsilon_r$. En pratique, le snapback peut se produire à une tension inférieure à celle attendue théoriquement, du fait de forces de collages et de charges électriques résiduelles [42] [14] [43].

$$V_{sb}^2 = \frac{2h_mkh_{gap}}{S_e\epsilon_r\epsilon_0}$$

I-6

Le cas d'un contrôle en charge est très différent. La force est fonction de Q et indépendante de z . Il n'y a pas de cycle d'hystérésis, et la position z peut être stable à n'importe quelle valeur. Certains auteurs ont proposé [44] d'utiliser un actionneur à plaques parallèles auquel une capacité (constante) est ajoutée en série. Le pont capacitif (deux capacités, fixe et variable) agit comme une rétroaction, qui repousse le collapse, et permet d'étendre la plage de déplacement statique, normalement limitée à un tiers de z_{eq} .

$$z = z_{eq} - \frac{Q^2}{k2\epsilon_0 S_e} \quad \text{I-7}$$

I.5.2 Analyse dynamique

Un signal harmonique est superposé à la tension de polarisation. Il en résulte un déplacement harmonique autour de la position d'équilibre.

$$\begin{aligned} V &= V_0 + V_1 \\ z &= z_{eq} + u_0 + u_1 \end{aligned} \quad \text{I-8}$$

En procédant au développement limité de la force électrostatique à l'ordre 1 par rapport aux deux variables u_1 et V_1 (équation I-9), on fait apparaître trois termes, qui correspondent respectivement à la composante continue et à deux termes dynamiques, proportionnels à ces deux variables. Le terme proportionnel à V_1 est la force électrostatique dynamique. Le terme proportionnel à u_1 , désigné sous le nom de *spring softening effect* ou *electrostatic stiffness*, agit comme une modification de la raideur dans l'équation différentielle du mouvement (I-10). Un terme de pertes mécaniques linéaires pertes ξ (forme canonique) est également introduit.

$$F_e = \frac{S_e \epsilon_0 V_0^2}{2(z_{eq} + u_0)^2} - \frac{S_e \epsilon_0 V_0^2}{(z_{eq} + u_0)^3} u_1 + \frac{S_e \epsilon_0 V_0}{(z_{eq} + u_0)^2} V_1 \quad \text{I-9}$$

$$m \ddot{u}_1 = -\xi \dot{u}_1 + k u_1 - \frac{S_e \epsilon_0 V_0^2}{(z_{eq} + u_0)^3} u_1 + \frac{S_e \epsilon_0 V_0}{(z_{eq} + u_0)^2} V_1 \quad \text{I-10}$$

Cette équation amène à définir deux termes, la raideur \tilde{k} affectée du softening (notons que \tilde{k} devient nulle au collapse), et le coefficient de transformation électromécanique φ .

$$\tilde{k} = k - \frac{S_e \epsilon_0 V_0^2}{(z_{eq} + u_0)^3} \quad \text{I-11}$$

$$\varphi = \frac{S_e \epsilon_0 V_0}{(z_{eq} + u_0)^2}$$

On déduit de l'expression de la raideur \tilde{k} , celle de la fréquence de résonance mécanique du système pour une tension d'excitation V_1 constante (I-13). Cette fréquence correspond au maximum d'amplitude de déplacement dans le cas d'une excitation par une source en tension parfaite.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\tilde{k}}{m}} \quad \text{I-12}$$

L'admittance électrique du système 1D se calcule simplement en déterminant le courant entrant en fonction de la tension appliquée : I-13.

$$I = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV}{dt} + V_0 \frac{d}{dt} \left(\frac{S_e \epsilon_0}{z_{eq} + u_0 + u_1} \right) \quad \text{I-13}$$

$$I = YV = \left(j\omega C + j\omega \frac{\varphi^2}{m\bar{\omega}_r^2 + 2mj\sigma\omega\bar{\omega}_r - m\omega^2} \right) V$$

Les comportements asymptotiques en hautes et basses fréquences correspondent à des valeurs de capacité différentes, que nous noterons C_{HF} et C_{BF} (I-14). La capacité hautes fréquences correspond à la capacité « géométrique », tandis que la capacité basses fréquences est augmentée par le mouvement de l'électrode.

$$C_{HF} = \frac{S_e \epsilon_0}{z_{eq} + u_0} ; C_{BF} = C_{HF} + \frac{\varphi^2}{k} \quad \text{I-14}$$

On définit à partir de ces deux valeurs de capacité l'expression du coefficient de couplage électromécanique du microsystème k_t , qui correspond à la transformation électromécanique (k_t^2 exprime un rendement énergétique). Les définitions possibles de ce terme ont été présentées par Caronti[45]. La notation a été empruntée aux transducteurs piézoélectriques, et l'indice t désigne à l'origine le mode épaisseur (*thickness*) de ceux-ci.

$$k_t^2 = 1 - \frac{C_{HF}}{C_{BF}} \quad \text{I-15}$$

Les quatre grandeurs CHF, CBF, kt et fr suivent toujours les mêmes courbes si on les normalise sur les deux axes, c'est-à-dire qu'on exprime la tension de polarisation en fraction de V_c , C_{HF} et C_{BF} en fraction de C_0 et f_r en fraction de f_0 . La Figure I-20 reporte ces courbes intrinsèques.

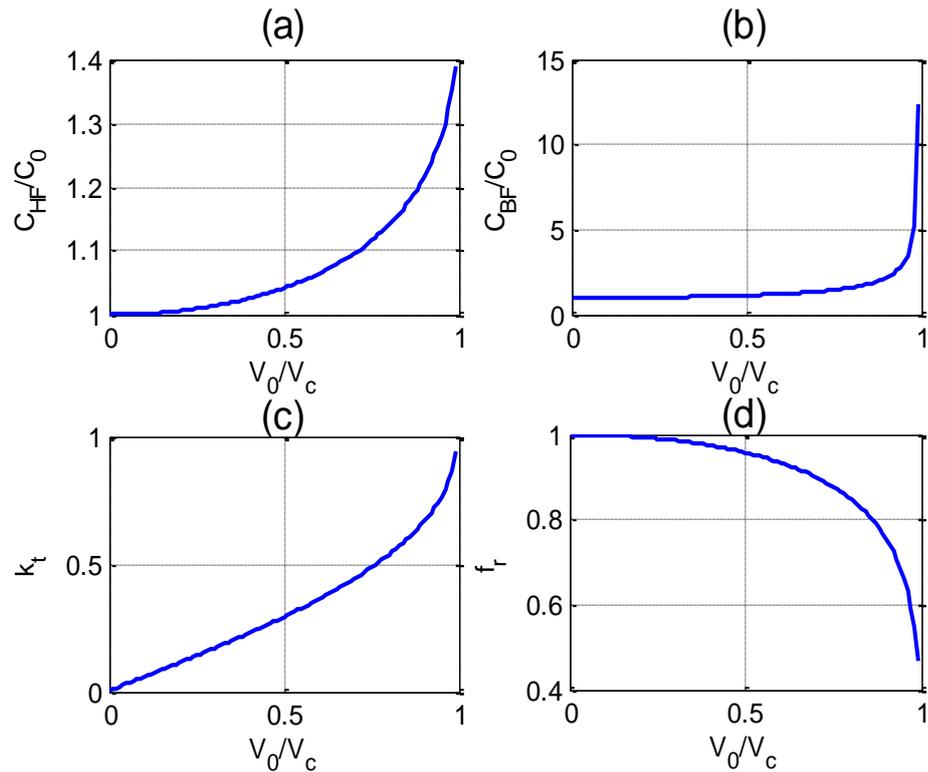


Figure I-20 : Courbes maîtresses pour un système 1D sans capacité parasite

I.6 Conclusion

Ce premier chapitre, à vocation introductive et bibliographique, a introduit les notions utiles pour le reste du document, présenté les dispositifs qui ont été étudiés au cours de ce travail, et placé ce travail dans le contexte technique et scientifique existant.

Le développement analytique du modèle 1D a été placé dans ce chapitre du fait de l'importante bibliographie existant sur ce sujet. Sa manipulation a permis d'acquérir une compréhension générale des phénomènes en jeu, utile pour les travaux de modélisation et de caractérisation menée par la suite.

(intentionnellement blanc)

II. CARACTERISATION D'UNE BARRETTE cMUT

Introduction

Ce chapitre a pour objectif de présenter et décrire l'ensemble des outils expérimentaux que nous avons mis en place pour caractériser le comportement des transducteurs cMUTs. Trois techniques ont principalement été utilisées. Pour chacune ce chapitre présentera les équipements employés, les protocoles de mesures et des résultats typiques.

Les mesures d'impédances électriques, effectuées à l'échelle d'un élément de barette, moyennent par nature l'ensemble de la population de membrane. Deux types de mesures d'impédance ont été utilisés. Dans l'air (c'est-à-dire en l'absence de couplage acoustique, l'impédance acoustique de l'air étant négligeable au regard des membranes utilisées), l'étude de l'impédance électrique, et de son évolution en fonction de la tension de polarisation, permet d'accéder indirectement aux propriétés mécaniques des membranes. En immergeant l'élément cMUT dans un liquide, on peut aussi quantifier la radiation d'énergie sous forme acoustique.

Les mesures de déplacement, basées sur le principe de l'interférométrie laser, ont elle aussi été exploitées dans l'air comme en immersion. Elles permettent une mesure locale du déplacement d'une membrane, et ainsi d'étudier séparément les membranes, ou population de membranes d'un élément, à la différence des mesures d'impédance. Elles ont donc été particulièrement utiles pour l'étude des effets de couplage. Elles permettent aussi une mesure en domaine temporel.

Ces démarches de caractérisation ont deux objectifs principaux : le premier est d'être capable d'évaluer les performances électroacoustiques des dispositifs (et par extension la reproductibilité de leur production) et le second, valider par la comparaison avec les mesures les modèles prédictifs du comportement des cMUT qui ont été développés dans cette thèse.

II.1 Impédancemétrie

L'impédancemétrie est la mesure la plus courante dans la caractérisation d'un système électromécanique. Elle offre à la fois simplicité et facilité de mise en oeuvre et permet d'accéder de manière extrêmement rapide à la mesure des performances du microsysteme. Dans le cas des cMUTs, cinq grandeurs nous intéressent, comme nous l'avons vu précédemment : C_{HF} , C_{BF} , k_t , f_r et la tension de collapse V_c . La capacité géométrique HF, permet de manière indirecte de contrôler uniquement les propriétés diélectriques de la membrane et évidemment la hauteur de la cavité. La capacité BF donne accès au coefficient de couplage. La fréquence de résonance permet de contrôler la reproductibilité des propriétés mécaniques des membranes. La tension de collapse est une grandeur plus complexe puisqu'elle dépend des propriétés mécaniques et diélectriques de la

membrane et de la hauteur de cavité. Nous avons mis en place un protocole de mesure, basé sur une méthode de problème inverse, qui, partant des séries de courbes expérimentales de l'impédance électrique mesurée en fonction de la tension de polarisation et de la fréquence, permet d'extraire sans ambiguïté ces cinq grandeurs.

II.1.1 Protocole de mesure

Les mesures d'impédances sont effectuées à l'aide d'un analyseur de type Agilent 4294. Cet analyseur possède les caractéristiques de précision rendues nécessaires par l'impédance élevée (faible capacité) des cMUTs. Sa plage de mesure s'étend de 40 Hz à 110 MHz. La chaîne de mesure est représentée Figure II-1 et Figure II-2.

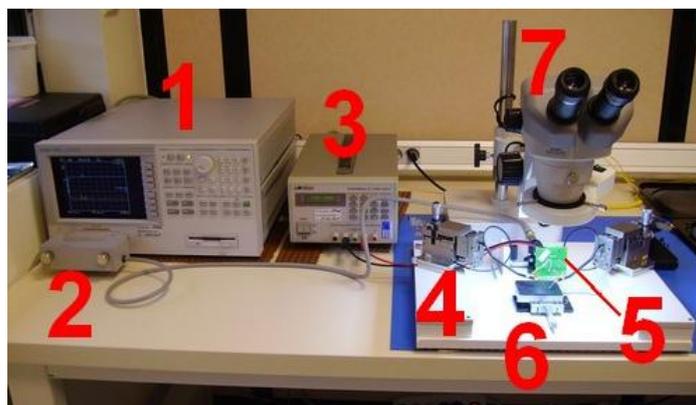


Figure II-1 : photo du banc de mesures d'impédance électrique

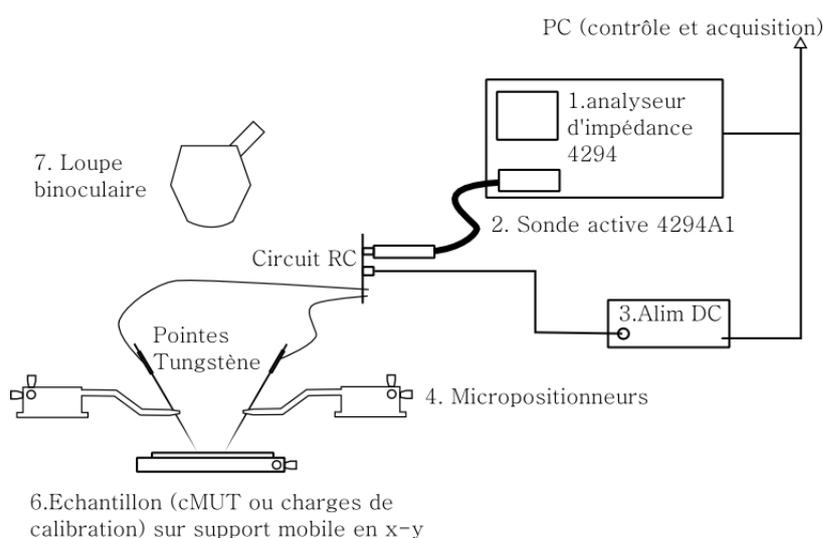


Figure II-2 : Représentation schématique du banc de mesures d'impédance

La tête de mesure est une sonde active 42941A, basée sur le principe du pont autobalancé. Sa connectique de sortie est une miniprise coaxiale de type SMA. Pour cette raison, nous utilisons une alimentation extérieure et un circuit de découplage R, C. Ainsi des tensions de polarisation allant jusqu'à 250 volts peuvent être utilisées. Certaines mesures (notamment pour les effets de charges) demandent des polarisations pouvant être négatives. Les alimentations utilisées ne sont pas réversibles mais ont une masse flottante, la tension relative peut donc s'obtenir en connectant deux alimentations (ou les deux voies d'une alimentation double) tête-bêche de façon à recueillir $V_1 - V_2$.

Le circuit imprimé supportant le circuit de découplage se connecte directement à la sonde 42941A. Le contact avec l'échantillon est assuré par deux pointes en tungstène manipulées grâce à des micro-positionneurs à l'aide de la loupe binoculaire. L'analyseur d'impédance et l'alimentation sont pilotés par ordinateur via une liaison GPIB. La campagne de mesures commence par le chargement dans l'analyseur d'un vecteur de fréquence personnalisé. Notons que pour caractériser un cMUT le vecteur de fréquence que nous choisissons n'est pas régulier. Après détection de la fréquence de résonance par une première mesure rapide nous choisissons d'avoir une densité de points plus importante dans la zone où se produit la résonance, et moindre dans des plages inférieures et supérieures en fréquences. Les mesures extrêmes en fréquence sont nécessaires pour évaluer les capacités HF et BF hors de l'influence de la résonance, tandis que des mesures rapprochées dans la partie centrale permettent une détection précise de la position de la résonance (et de l'antirésonance). Le nombre de points étant limité à 801, le vecteur non régulier permet de concilier ces nécessités. La calibration 3 points (court-circuit, ouvert et 50Ω) est effectuée sur ce vecteur de fréquence, à l'aide d'une carte comportant des charges de référence. Ensuite, l'ordinateur pilote la tension donnée par l'alimentation et enregistre les mesures d'impédance successives.

II.1.2 Problème inverse avec le modèle 1D modifié

Dans une approche de caractérisation, il est utile de disposer d'un modèle de référence simple permettant d'évaluer, de manière robuste, les paramètres de base d'un élément de barrette cMUT : capacités (HF et BF), k_t, f_0 . L'utilisation du modèle de différences finies n'est pas adapté à ce type d'analyse, du fait des temps de calcul trop importants, et du trop grand nombre de paramètres d'entrée (le jeu de paramètres aboutissant à des résultats donnés en sortie n'est pas unique). Le modèle masse-ressort décrit dans le premier chapitre est tout indiqué pour ce type d'analyse.

Le fait que la membrane ne soit pas un piston parfait (électrode indéformable) fait qu'il est impossible d'ajuster exactement le modèle 1D avec les courbes mesurées. Comme cela a été montré au paragraphe III.4.4, il est nécessaire de le modifier légèrement par l'ajout d'une capacité parallèle, dite parasite.

Les relations du modèle 1D ainsi modifié permettent d'exprimer l'impédance électrique du cMUT comme fonction de V_0 et ω dépendant de cinq paramètres : $Z_{\text{modèle}}(V_0, \omega, V_C, f_0, C_0, C_p, \xi)$. Il est, d'un point de vue pratique, préférable de prendre comme paramètres au modèle les valeurs V_C, C_0, C_p, f_r plutôt que les données géométriques exactes puisque ces 4 grandeurs sont « directement » accessibles par la mesure et donc faciles à initialiser. Notons que ξ est un unique terme de pertes. L'utilisation d'une démarche d'ajustement implique de disposer d'une fonction servant à quantifier

l'erreur, c'est-à-dire une mesure de l'écart entre la fonction paramétrique d'ajustement et les données d'entrée (mesurées ou simulées par un autre modèle), mesure que l'on cherche à minimiser. Une simple fonction d'erreur quadratique sur la fonction d'impédance complexe n'est pas optimale pour ce problème, pour deux raisons :

- En termes de module, les parties imaginaires sont largement supérieures aux parties réelles.
- L'amplitude des pics d'antirésonance croît approximativement avec le carré de la tension de polarisation.

Pour que l'ajustement tienne compte de façon équilibrée de l'ensemble des données, la fonction d'erreur (équation II-1) est définie de façon à ce que chacune des tensions de l'ensemble choisi ait un poids équivalent, de même que les parties réelles et imaginaires. On note $V_0(1)$ à $V_0(N)$ les valeurs de tensions de polarisation utilisées, avec $V_0(1) = 0$. R et X sont les parties réelles et imaginaires de l'impédance. L'indice i désigne la tension.

$$E(V_C, f_0, C_0, C_p, \xi) = \sum_{i=1}^N E_X(i) + \sum_{i=2}^N E_R(i) \quad \text{II-1}$$

$$E_R(i) = \frac{\int (R_{\text{modèle}}(V_0(i), \omega) - R_{\text{mes}}(V_0(i), \omega))^2 d\omega}{\int (R_{\text{modèle}}(V_0(i), \omega))^2 d\omega}$$

$$E_X(i) = \frac{\int (X_{\text{modèle}}(V_0(i), \omega) - X_{\text{mes}}(V_0(i), \omega))^2 d\omega}{\int (X_{\text{modèle}}(V_0(i), \omega))^2 d\omega}$$

Pour $V_0 = 0$, E_X est bien définie (la courbe attendue étant une simple capacité), mais E_R ne peut pas être calculée, car $R_{\text{modèle}}(0, \omega) = 0$.

II.1.3 Exemple sur quatre cMUTs de géométrie carrée

Nous présentons ici une validation de notre protocole de mesure dans le cas de quatre membranes cMUTs, chacune de géométrie carrée, se différenciant par la surface et l'épaisseur. Les quatre éléments de barrette caractérisés ici sont répertoriés dans le Tableau II-1.

	Dimensions (μm)	Epaisseur (nm)	Membranes par élément
A	20x20	450	330
B	25x25	450	285
C	20x20	650	330
D	25x25	650	285

Tableau II-1 : Topologie des quatre barrettes cMUTs de référence.

Ces échantillons viennent d'un même lot de fabrication. Cela permet de supposer sans risque que les propriétés mécaniques des matériaux (module de Young notamment) sont les mêmes sur les quatre éléments, simplifiant l'interprétation des résultats.

Après avoir déterminé préalablement la tension de collapse, nous avons mesuré pour ces quatre dispositifs l'impédance électrique des éléments de barrette dans la plage utile en termes de tension et en termes de fréquence. À titre d'exemple, la Figure II-3 reporte les mesures d'impédance obtenues pour l'échantillon A. Sur la partie réelle, on distingue parfaitement la fréquence de résonance de la membrane. Pour certains dispositifs, cette résonance est parfois multiple du fait d'éventuelles inhomogénéités. Le phénomène de « softening » est parfaitement visible avec la décroissance de la fréquence avec la polarisation. La seconde figure, représente non pas la partie imaginaire de l'impédance, mais sa capacité équivalente, d'un intérêt plus pratique. On voit que pour chaque tension de polarisation, le passage à la résonance introduit un saut dans la valeur de la capacité, c'est la transition entre la capacité BF et la capacité HF. Avant la résonance, la capacité mesurée tient compte des déplacements de charges d'origine électrostatique et de ceux d'origine électromécanique. Au-delà, seule la capacité électrostatique est perceptible, le déplacement de la membrane devenant négligeable. Par ailleurs, on voit clairement l'augmentation de la capacité BF avec la polarisation qui traduit le gain en coefficient de couplage. La capacité HF augmente plus faiblement, traduisant le déplacement statique de la membrane : sur un système 1D parfait sans capacité parasite, cette hausse serait de 50% jusqu'au collapse.

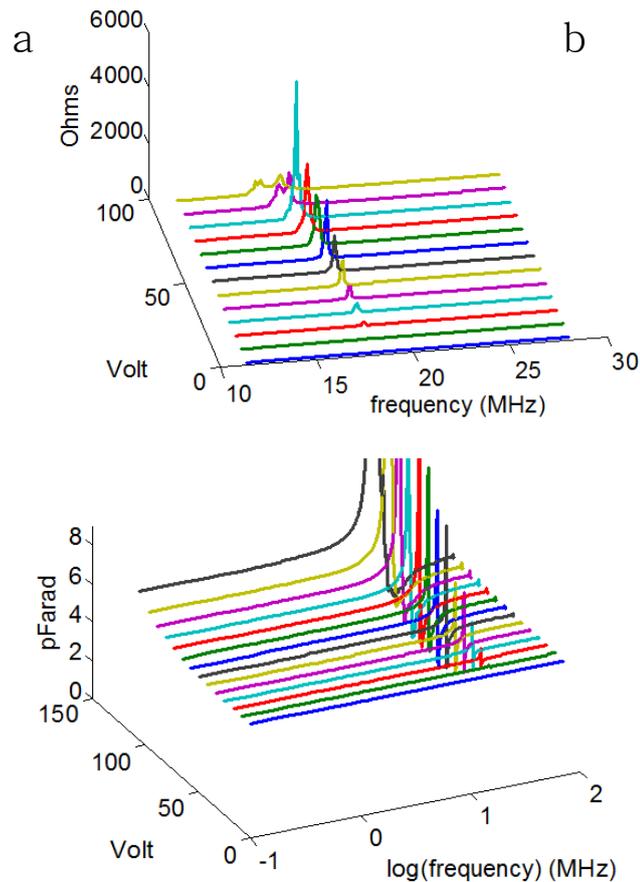


Figure II-3 : Courbe expérimentale de l'impédance électrique de l'échantillon A (haut : partie réelle, bas : capacité) en fonction de la fréquence, pour une série de valeurs de tension de polarisation

L'application du modèle d'ajustement à l'ensemble des courbes permet pour chaque tension de trouver un modèle de l'ensemble des points de mesure, permettant ainsi de mesurer de manière plus robuste les valeurs des capacités HF, BF et de la fréquence de résonance. Sur la Figure II-4, on voit clairement que les données mesurées permettent dans le cas présent d'ajuster l'ensemble des points expérimentaux. Cette procédure n'est toutefois pas toujours aussi simple, car certains dispositifs, comportant des effets de charges ou pour lesquels le polysilicium qui sert de plan de masse ne présente pas une conductivité parfaite, présentent des courbes extrêmement difficiles à modéliser. Ils nécessitent des modèles électriques équivalents plus complexes, pour par exemple prendre en compte des capacités parasites supplémentaires. Ce type d'analyse n'a pas fait l'objet de travaux développés ici mais ils doivent être considérés notamment pour les technologies du *wafer bonding* où le matériau conducteur en face avant est un semi-conducteur.

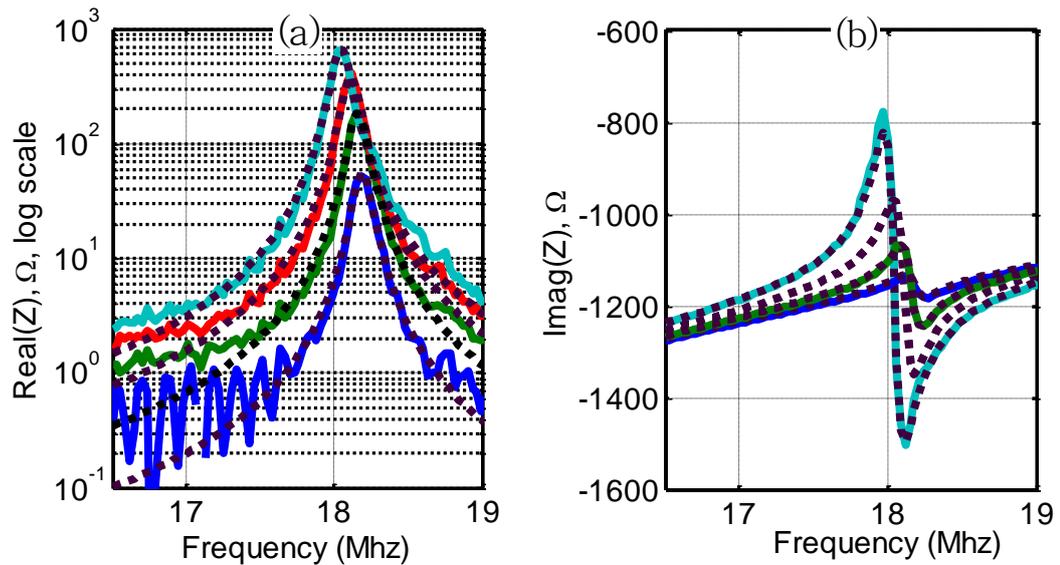


Figure II-4 : Mesure de l'impédance électrique de l'échantillon A (courbes continues) superposées au modèle d'ajustement (pointillés).

Pour chaque mesure, on applique l'ajustement sur un jeu de 5 tensions de polarisation relativement basses (espacées régulièrement de zéro à environ la moitié de V_c). La Figure II-5 donne les coefficients de couplage et les fréquences de résonance extraites directement des mesures (points) et, en comparaison, les valeurs prévues par le modèle 1D ajusté sur les mesures en basse tension (traits continus), pour les quatre échantillons. Le modèle ajusté prolonge le comportement attendu jusqu'au collapse, atteignant théoriquement un k_t égal à 1, alors que les mesures s'écartent du modèle vers 80% de V_c , ce qui se traduit notamment par un maximum de k_t bien inférieur. Cette différence est attribuée à une dispersion entre les cellules, qui se traduit par une non-uniformité des tensions de collapse des cellules. Une rugosité de l'électrode de masse, perturbant le comportement à l'approche du collapse (à l'extrême, la membrane pourrait toucher l'électrode inférieure avant que le point de collapse soit atteint) peut aussi être avancée comme explication. Dans les deux cas, ces imperfections de fabrication deviennent des facteurs limitants des performances des cMUTs.

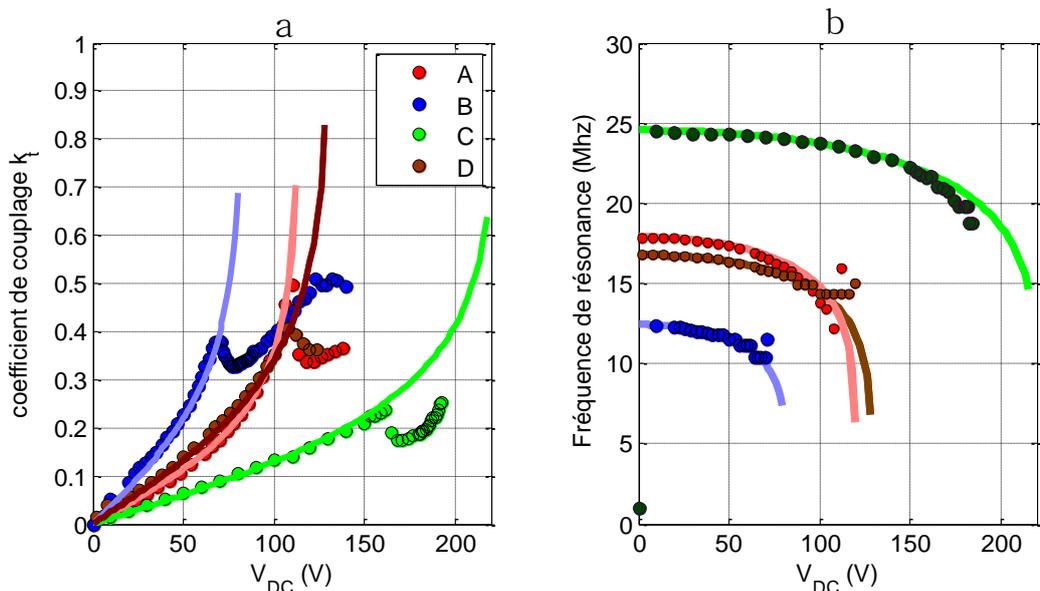


Figure II-5 : Résultats sur les 4 géométries : comparaison taille et épaisseur de membrane (a : k_t ; b : f_r). Les membranes sont carrées, avec un côté de 20 μm (A et C) ou 25 μm (B et D), une épaisseur de 450 nm (A et B) ou 650 nm (C et D)

II.2 Mesures d'impédance dans l'huile

Cette technique sera utilisée pour valider le modèle de couplage acoustique entre cellules. L'impédance est mesurée selon le même protocole que pour dans l'air, la puce cMUT étant immergée dans une boîte de pétri (Figure II-6). L'échantillon doit être plusieurs millimètres sous la surface du fluide : la distance séparant la surface active de la surface du fluide doit être grande devant la longueur d'onde. Les mesures sont effectuées directement dans le fluide, les pointes de tungstène prenant les contacts sur l'échantillon. Cela empêche d'utiliser de l'eau, qui mettrait les électrodes en court-circuit (la tension de polarisation étant relativement élevée). Il faut donc utiliser un fluide qui assure l'isolation électrique. Une huile végétale (en l'occurrence une huile d'olive) a été choisie pour ses propriétés acoustiques proches de celles de l'eau ou du silicone ($c_0 = 1450 \text{ m.s}^{-1}$, $\rho = 920 \text{ kg.m}^{-3}$). Les simulations utilisées pour la comparaison sont effectuées avec les paramètres acoustiques de l'huile.

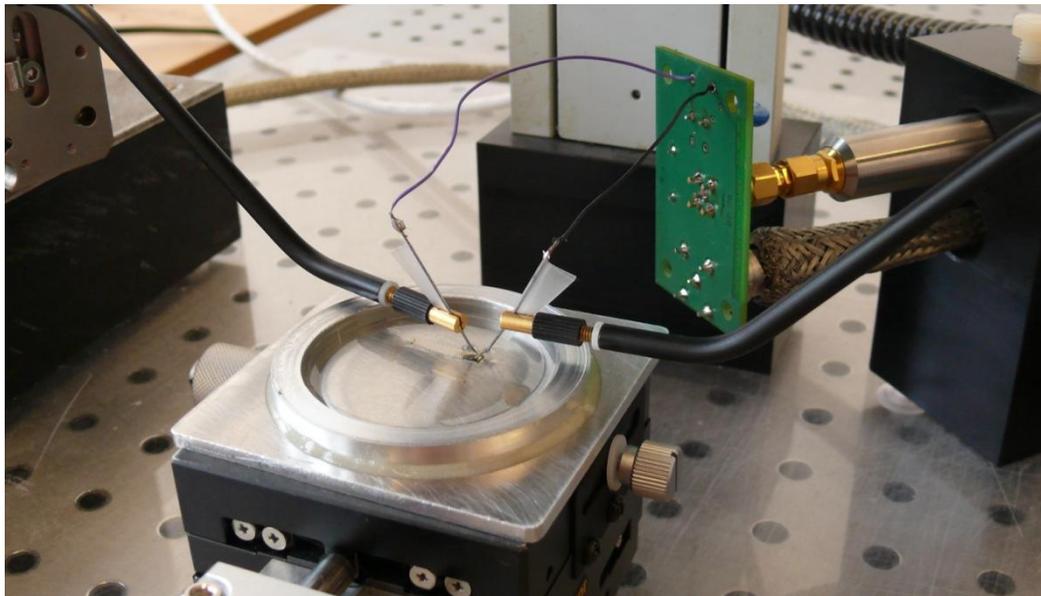


Figure II-6 : Aperçu du banc de mesure : puce placée dans une coupelle d'huile, contact repris par micropointes, circuit de découplage

La réponse en fréquence d'un élément dans l'huile est très différente de celle mesurée dans l'air. Dans l'air, on observe un simple pic peu amorti, situé à 18 MHz pour l'échantillon A. Le couplage liquide atténue complètement la résonance et en abaisse la fréquence. La réponse dans l'huile est plus complexe, présentant plusieurs maximums. En revanche, l'évolution des capacités BF et HF (et donc du K_T) est la même. On observe juste un décalage d'environ 500 fF qui s'explique par les différences entre échantillons, la précision de la mesure et le fait que les pointes soient immergées

(capacité de mesure). Mais outre ce décalage, les courbes (Figure II-8) suivent la même évolution, ce qui reflète le fait que l'influence du fluide ne modifie que le comportement dynamique du cMUT. La capacité HF est liée à la déflexion de la membrane, et la capacité BF à la dérivée de celle-ci : il s'agit de paramètres uniquement statiques.

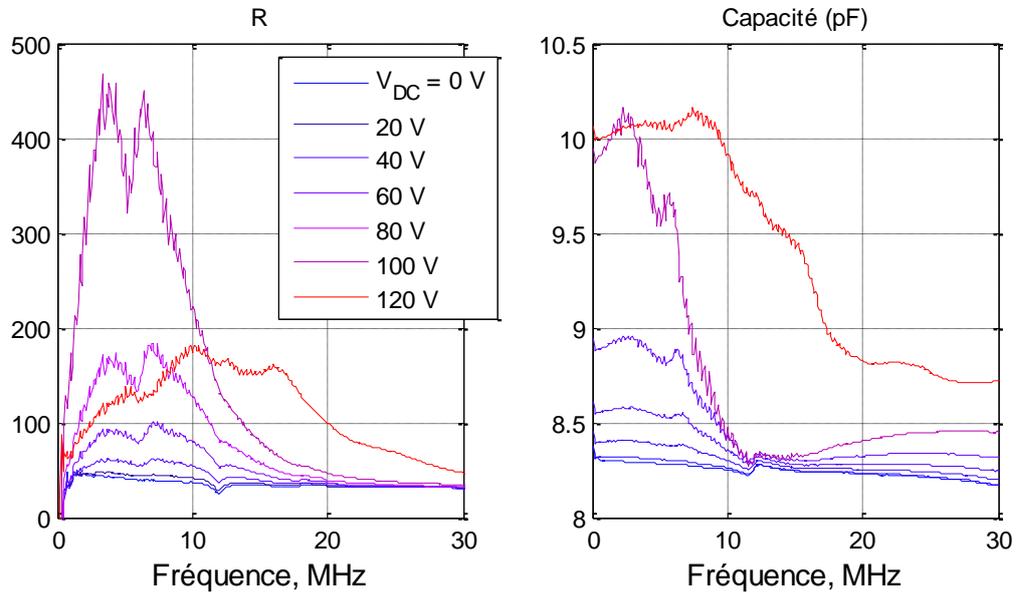


Figure II-7 : Partie réelle de l'impédance (gauche) et capacité (droite) mesurées dans l'huile pour l'échantillon A, pour différentes valeurs de tension de polarisation

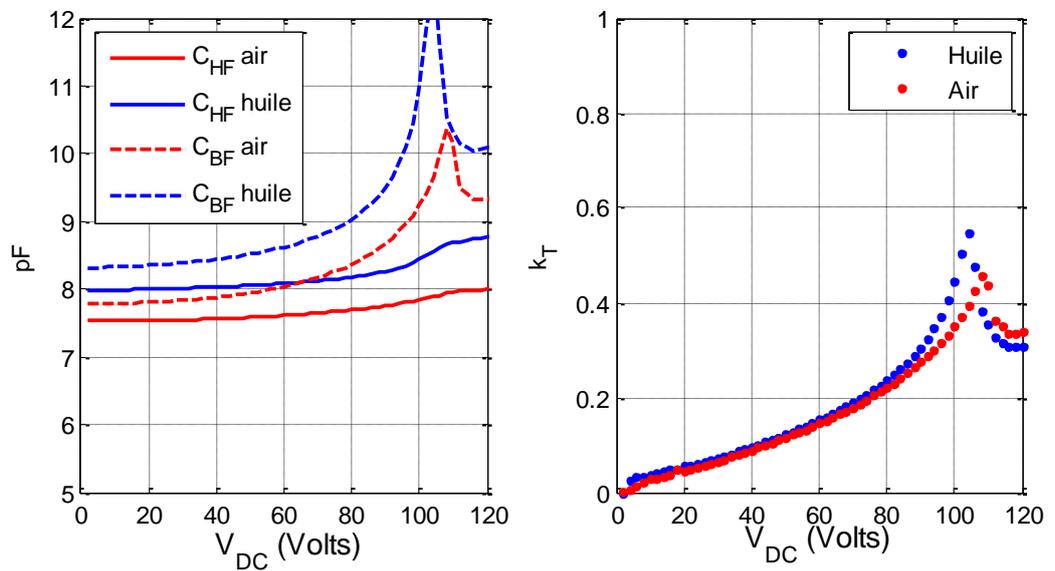


Figure II-8 : A gauche, Capacités HF et BF de l'échantillon A mesuré dans l'air et dans l'huile et coefficient de couplage.

II.3 Mesures électro-acoustiques et pression rayonnée

II.3.1 Sensibilité – Fréquence centrale et bande passante

Les mesures électro-acoustiques comprennent l'ensemble des expérimentations dédiées à l'évaluation, en charge, de la réponse impulsionnelle d'un élément de barrette. Différents protocoles ont été mis en place pour qualifier la réponse électro-acoustique dans les trois situations suivantes :

- Émission pure avec détection du champ de pression au moyen d'un hydrophone,
- Réception pure où on utilise une source acoustique standard (basée sur une technologie PZT),
- Émission-réception où cette fois le cMUT est émetteur puis récepteur, comme dans un système d'imagerie. On utilise une cible plane en inox comme réflecteur.

Les mesures sont effectuées en cuve, la sonde cMUT et l'autre élément (hydrophone, émetteur ou cibles) sont placés sur des supports pilotés. Dans le cas où le dispositif cMUT n'a pas été intégré dans une sonde finie, des mesures sur *puce nue*, en émission-réception ont également été effectuées. Dans ce cas, on utilise un dispositif de mesure analogue à celui employé pour les mesures d'impédance en immersion : le cMUT est placé dans une boîte remplie d'huile, et les contacts sont pris par des pointes en tungstène. La surface libre de l'huile fait office de réflecteur.

Pour la mesure de la réponse électro-acoustique d'un élément de barrette cMUT, nous avons testé trois modes de polarisation du cMUT :

- Solution 1 : on amène la polarisation sur l'électrode arrière.
- Solution 2 : on amène la polarisation sur l'électrode arrière avec un circuit RC, les lignes chaudes sont en connexion directe.
- Solution 3 : toutes les masses sont reliées, pont RC pour amener la polarisation par l'avant. Elle est de signe inverse par rapport aux solutions 1 et 2 pour conserver en valeur absolue la même excitation.

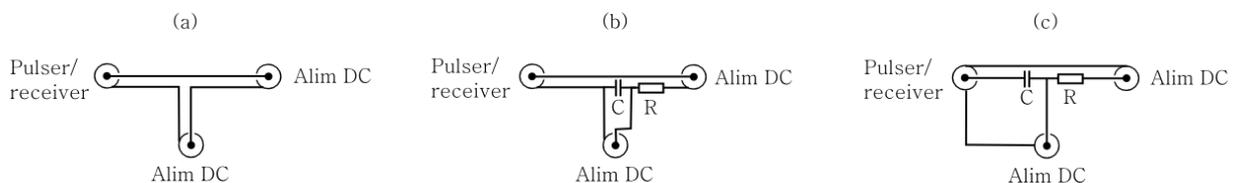


Figure II-9 : Schéma des trois méthodes de connexion de la polarisation : (a) alimentation sur la masse, (b) circuit RC arrière, (c) circuit RC avant

Les composants utilisés sont identiques pour les circuits 2 et 3 (100 k Ω et 100 pF). La solution 1 présente une désadaptation d'impédance de ligne : en sortie on retrouve deux lignes 50 ohms branchées en série. La Figure II-10 en montre l'effet au moment de l'excitation du pulser : alors que dans les cas 2 et 3 le signal mesuré revient vite à zéro, dans le cas 1 une forte oscillation de ligne est présente, ce qui exclut l'usage de cette configuration. On compare ensuite (Figure II-11) les systèmes 2 et 3 pour l'observation de l'écho du transducteur pour un même élément (membranes 180x20 μm^2) à une même tension de polarisation (105 volts, maximum de sensibilité).

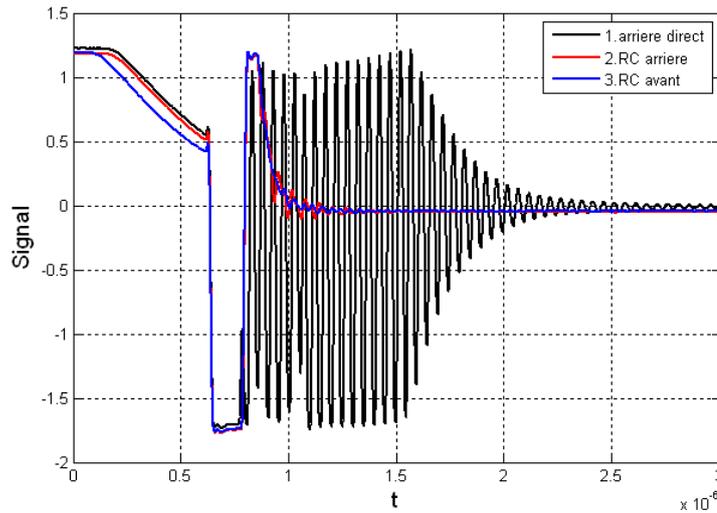


Figure II-10 : Signal de sortie de l'amplificateur : excitation

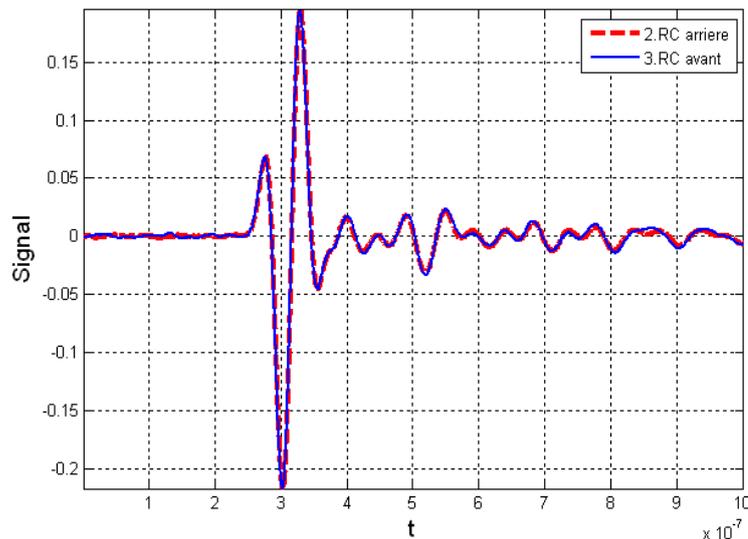


Figure II-11: Signal de sortie de l'amplificateur : circuits 2 et 3, écho de la cible

Il n'y a aucune différence entre les échos observés. Nous avons choisi par la suite de ne retenir que la solution 2. Elle est transposable plus facilement au câblage complet d'une barrette, puisqu'elle ne demande qu'un seul circuit RC et non un par élément.

Afin d'illustrer la mesure de la réponse électroacoustique d'un élément de barrette cMUT, nous présentons ici les résultats obtenus pour un réseau dédié à l'imagerie intracardiaque (Figure II-12), il s'agit d'une barrette de type cathéter avec des membranes carrées (membrane de type A avec une tension de collapse de 100 volt). La surface active a été recouverte d'une fine couche de silicone pour permettre l'immersion dans l'eau – cette couche est plane, et n'apporte aucune focalisation. Dix éléments ont été interconnectés afin de former un petit mono-élément de 2 millimètre de coté. Un émetteur-récepteur large bande de marque Panametrics a été employé pour exciter le transducteur. Une amplification de 20 dB était fixée à la réception du signal. Une charge de 50 ohms a été placée pour diminuer l'amplitude de l'excitation. Les émetteurs standards dépassent

généralement 100 volts d'amplitude pic-pic, ces valeurs ne sont pas compatibles avec les dispositifs testés ici. Le sens de la polarisation était tel que le pulse d'excitation soit *soustractif* à la tension de polarisation appliquée. En d'autres termes, l'excitation a tendance à relâcher la membrane plutôt que de continuer à la contraindre. On peut noter sur cette réponse, que l'on est capable d'identifier parfaitement la fréquence centrale du dispositif ainsi que sa bande passante. La fréquence de coupure présente à 6 MHz provient de la résonance en épaisseur du substrat. Elle produit sur la réponse temporelle la traîne « parasite » que l'on observe à la fin de l'écho.

A partir des échos enregistrés, on peut déterminer quatre critères de performance (Figure II-12) :

- La sensibilité S définie comme l'amplitude pic-pic du signal.
- La résolution axiale qui correspond à la hauteur à -10 dB de l'enveloppe (représentée en bleu) du signal.
- Les fréquences de coupure haute et basse f_{h6} et f_{b6} à -6dB. Leur milieu donne la fréquence centrale f_{c6} , tandis que la bande passante fractionnaire est donnée par $(f_{h6} - f_{b6})/f_{c6}$.

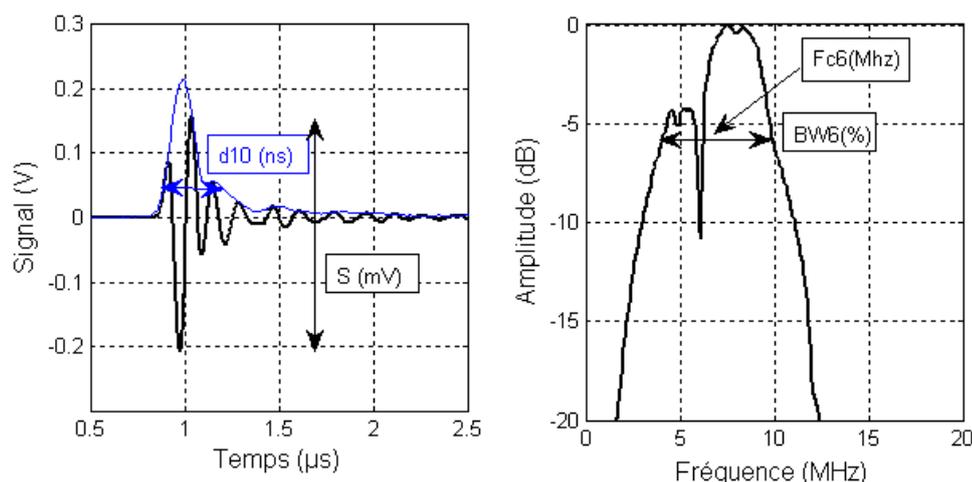


Figure II-12 : **Réponse électroacoustique (gauche) et spectre de celle-ci (droite) d'une barrette cMUT en émission-réception pour une excitation large bande.**

Nous avons analysé l'évolution de ces quatre paramètres, avec la tension de polarisation, dans le cas où l'échantillon fonctionnait en émission pure (Figure II-13), en émission-réception (Figure II-14), ou en réception pure (Figure II-15). Dans chaque cas, l'élément testé était connecté à un circuit de découplage (R, C) similaire à celui présenté dans la section précédente. Les mesures ont été faites en faisant varier la tension de polarisation de 0 à 120 volts par pas de 1 volt puis de 120 volts à 0 volt par pas de 1 volt. Les réglages acoustiques avaient au préalable été optimisés pour que l'amplitude reçue ou émise soit maximale. Pour les tensions de polarisation trop faibles la résolution axiale et la fréquence centrale n'ont pu être déterminées car le rapport signal-bruit était trop faible. Pour les mesures en réception pure, nous avons utilisé comme source ultrasonore un mono-transducteur de fréquence centrale 6 MHz. Seule la sensibilité est reportée pour ce cas, les autres données n'étant pas pertinentes (elles correspondent essentiellement aux caractéristiques de l'émetteur).

Pour les deux situations de mesure (émission et émission/réception), deux grandeurs présentent une évolution significative, la sensibilité et la fréquence centrale. Elles présentent respectivement la

même évolution que celle du coefficient de couplage d'une cellule cMUT et de sa fréquence de résonance (Figure I-20). La sensibilité passe par un maximum au voisinage de la tension de collapse. Jusqu'à la moitié environ de la tension de collapse, la sensibilité en réception évolue de façon très linéaire. En émission, l'évolution n'est pas strictement linéaire du fait de l'excitation en grand signal : même sans polarisation, un signal est émis. La sensibilité en émission-réception, produit des deux, a une forme quadratique.

Au-delà de la tension collapse, la réception se fait sur la périphérie, encore mobile, de la membrane [46]. Ces sondes n'étant pas conçues pour ce mode de fonctionnement, la sensibilité y est assez faible. Notons que, comme pour les mesures d'impédance réalisées dans l'huile la fréquence centrale de la barrette a pratiquement été divisée par trois par rapport à la résonance dans l'air. La bande passante semble diminuer avec la tension de polarisation. Cette évolution est cohérente avec l'augmentation de la résolution axiale observée. On peut se référer aux résultats de simulation produits dans la Figure IV-3 pour expliquer ce phénomène.

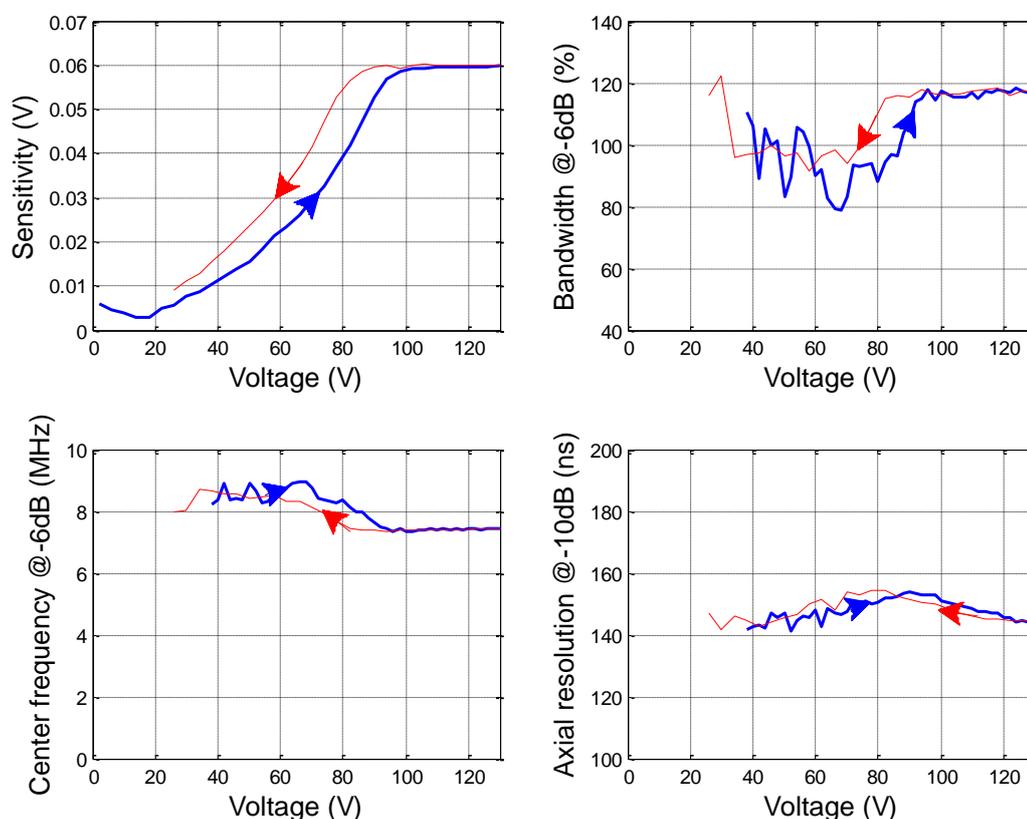


Figure II-13 : Evolution des paramètres sensibilité, bande passante, fréquence centrale et résolution axiale avec la tension de polarisation (bleu : aller et rouge : retour), pour une barrette cMUT de la configuration A fonctionnant en émission.

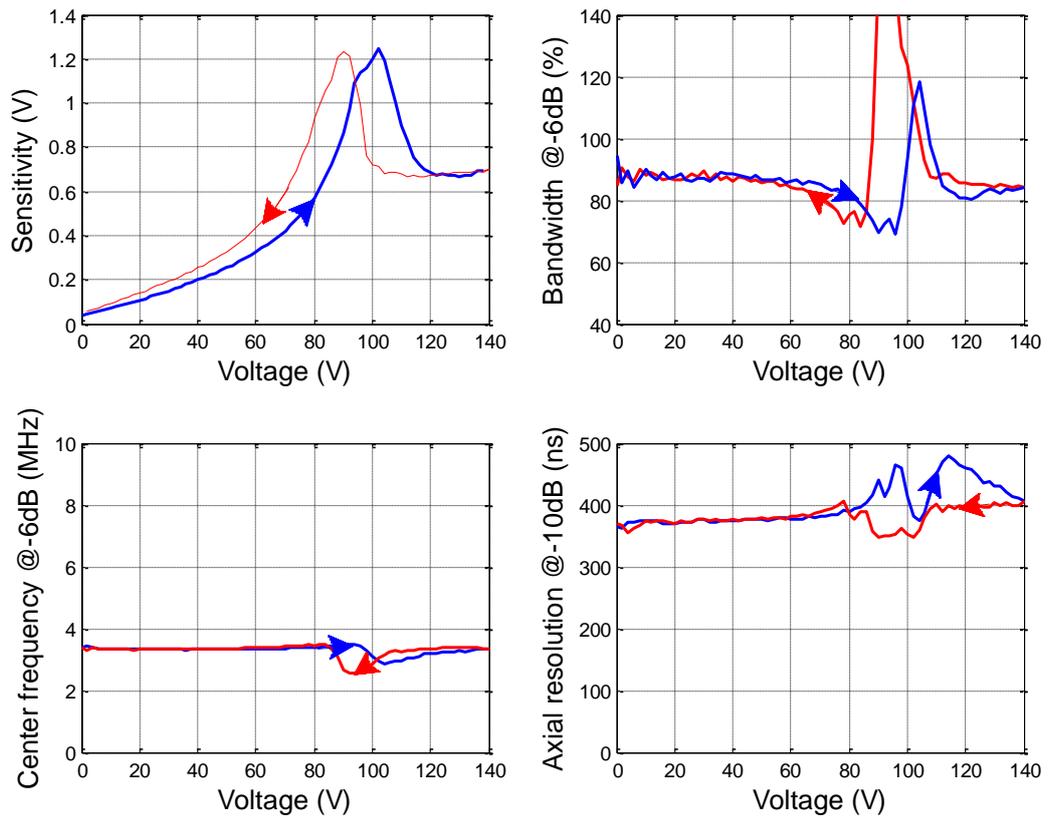


Figure II-14 : Evolution des paramètres sensibilité, bande passante, fréquence centrale et résolution axiale avec la tension de polarisation (bleu : aller et rouge : retour), pour une barrette cMUT fonctionnant en émission.

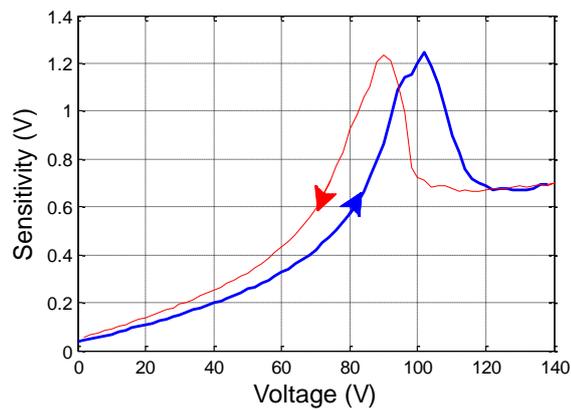


Figure II-15 : Evolution de la sensibilité en réception pure, avec la tension de polarisation (bleu : aller et rouge : retour), d'une barrette cMUT.

II.3.2 Mesure de la pression rayonnée

Dans cette mesure, le champ de pression rayonné est évalué à l'aide d'un hydrophone le long de l'axe « z ». La barrette utilisée a un pas de 205µm et une élévation de 5 mm. 24 éléments de la barrette sont interconnectés en parallèle, ce qui permet de rapprocher l'impédance (en module) de 50 Ω et surtout d'obtenir une source qui, selon l'axe « x » est très grande devant la longueur d'onde (4.92 mm, pour une longueur d'onde de 200 µm) ce qui permet d'ignorer la directivité selon cette direction. Cette donnée permet de déterminer la pression en surface du transducteur à partir de celle mesurée à la focale, selon la formule du gain de focalisation uniaxial [1] :

$$G = \sqrt{\frac{L_y^2}{\lambda F}}$$

II-2

Où L_y est l'élévation de la sonde (ici 5 mm), λ la longueur d'onde et F la distance focale.

La chaîne de mesure est présentée ci-après. Le signal (un train pseudoharmonique de 10 cycles dont on sélectionne la fréquence d'excitation f_0) est produit par un générateur de fonctions arbitraires. La tension au plus proche du cMUT (sur le circuit RC) est mesurée à l'aide d'une sonde haute impédance, ce qui permet de régler le gain de l'amplificateur en fonction de la tension pic-pic voulue. La mesure sur l'hydrophone est enregistrée en fonction de la profondeur z .

Lors du traitement des données, un programme coupe le début et la fin du train d'ondes, pour ne s'intéresser qu'au régime établi. Une transformée de Fourier réduite à deux points (fréquences F_0 et $2xF_0$) permet alors d'extraire les amplitudes pic-pic des composantes fondamentales et harmonique du signal enregistré par l'hydrophone. Utilisant les données de calibration de celui-ci, ces mesures sont converties en valeurs de pression.

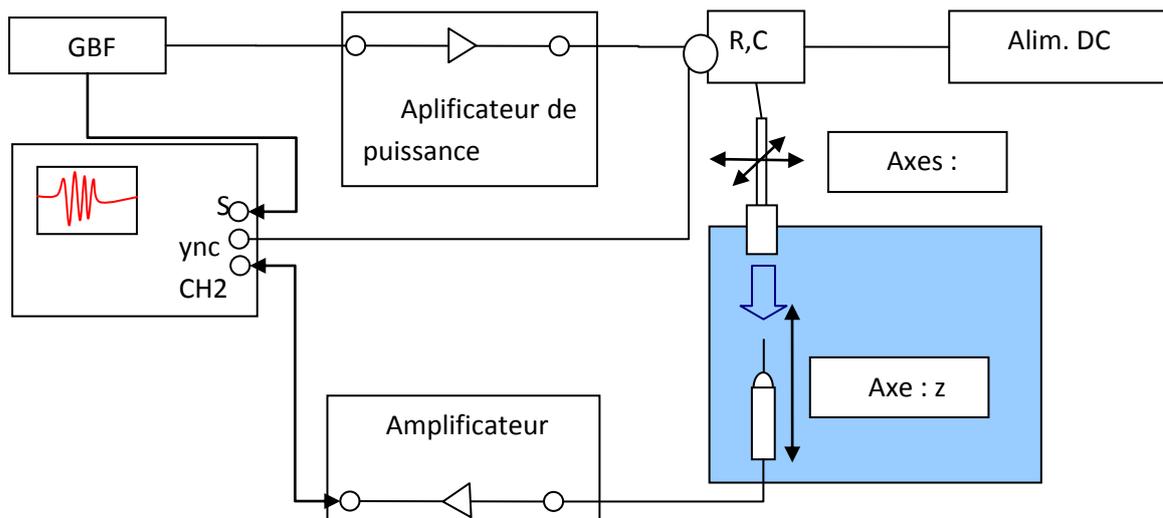


Figure II-16 : Chaîne de mesure pour la caractérisation de la pression émise

La Figure II-17 donne ainsi les résultats pour une polarisation de 160 volts (75% de la tension de collapse) et une tension d'excitation pic-pic de 120 volts. Dans cet exemple, la pression à la focale

atteint 1.1 MPa. Le gain de focalisation étant de 2.2, on trouve 500 kPa en surface du transducteur. Il faut également prendre en compte les pertes de la lentille, évaluée ici à 8dB, ce qui amène à 1200 kPa en surface du cMUT.

On a ainsi déterminé, pour cette polarisation de 75% de V_c , une pression en surface de 8 kPa/V environ. Cette donnée est importante dans l'évaluation du transducteur, car elle donne une mesure de performances à l'émission intrinsèque à la conception des membranes, qui ne dépend pas de données telles que l'élévation et le pas de l'élément ou encore le rayon de courbure de la lentille.

La composante à fréquence double est très faible à courte distance, elle semble générée par la propagation non linéaire dans l'eau plus que par la non-linéarité du transducteur.

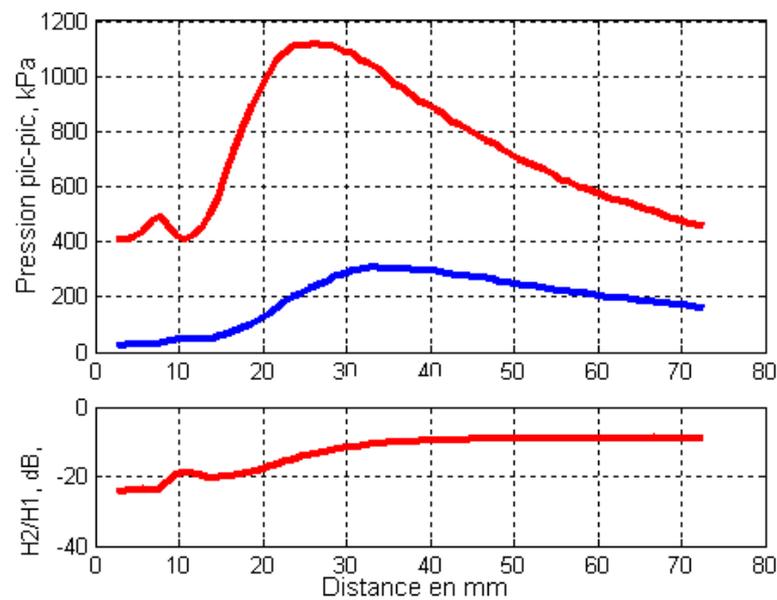


Figure II-17 : Résultats pour $V_0 = 120$ V, $V_{pp} = 160$, $F_0 = 7.5$ MHz. En haut : pression pic-pic à 7.5 MHz (rouge) et à 15 MHz (bleu) le long de l'axe normal au transducteur, en bas rapport en dB entre ces deux valeurs.

II.4 Mesures de déplacement

L'interférométrie est une technique de mesure des petits déplacements dans le domaine des radiofréquences en surface d'un échantillon. Elle s'appuie sur le principe des interférences lumineuses. Un faisceau laser est séparé en deux faisceaux, dont l'un laser (dit *faisceau sonde*) est réfléchi sur la surface de l'échantillon. Les deux faisceaux sont ensuite recombinaison, et les interférences permettent d'accéder à l'information de déplacement et/ou de vitesse. Dans le cas de l'interféromètre hétérodyne utilisé ici, au moins l'un des deux faisceaux (sonde et/ou référence) subit un décalage en fréquence ν_b . Celui-ci peut être obtenu soit à l'aide d'une source émettant sur deux longueurs d'ondes légèrement différentes (*via* un phénomène de battements), soit par l'emploi d'une cellule de Bragg (modulateur acousto-optique). La grandeur mesurée est le changement de phase (correspondant au déplacement de l'échantillon) sur les oscillations apparaissant lors de la recombinaison des faisceaux. L'avantage principal de cette technique est que les variations d'amplitude de la source laser n'ont pas d'impact sur la mesure, alors qu'un interféromètre homodyne a besoin, pour être précis, d'une source laser extrêmement stable. L'interféromètre utilisé ici, décrit dans les références [47] et [48], utilise une cellule de Bragg sur le faisceau sonde. Le principe de fonctionnement est présenté par la Figure II-18. Les faisceaux laser en réalité confondus sont représentés côtés à coté pour faciliter la lecture.

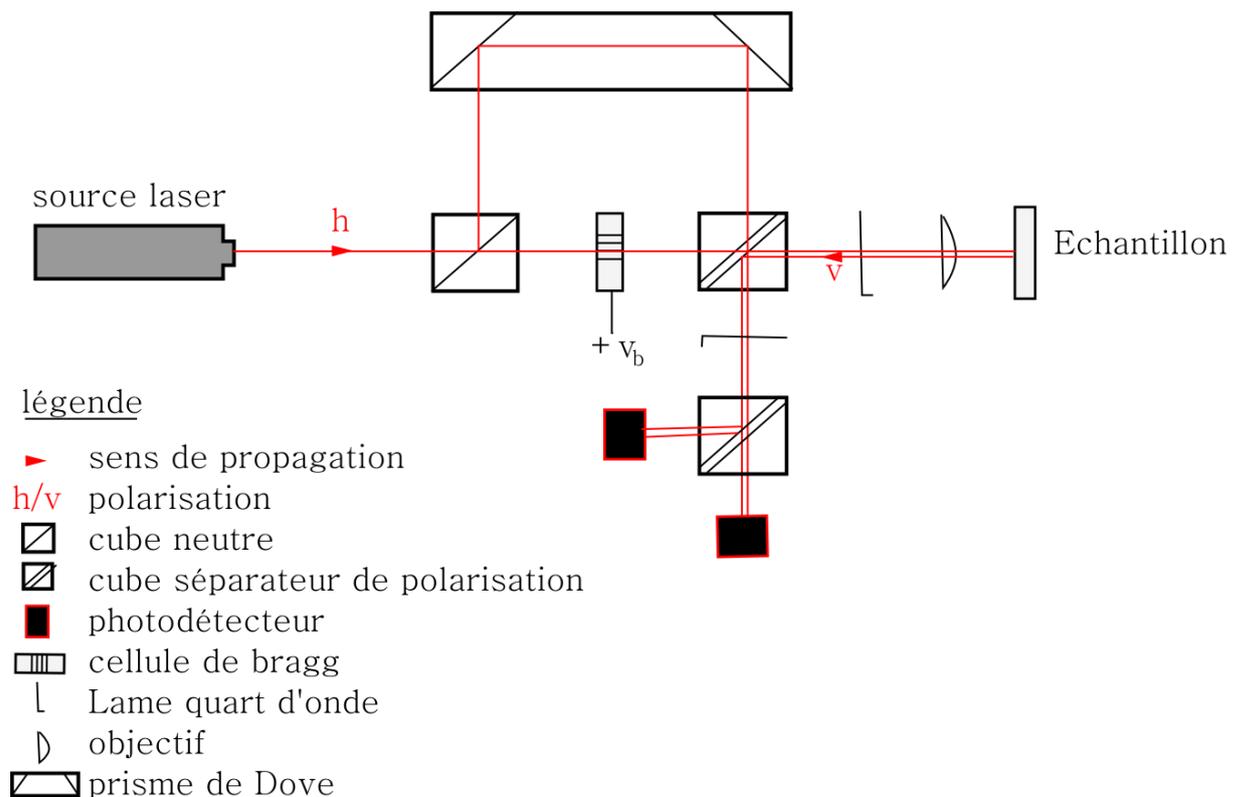


Figure II-18 : Principe de l'interféromètre hétérodyne de D. Royer et al [47], [48]

II.4.1 Mesures en domaine fréquentiel dans l'air

Dans ce protocole expérimental, la réponse en fréquence du cMUT est mesurée par un analyseur de réseau. Le dispositif de mesure est représenté Figure II-19. L'analyseur génère une excitation harmonique d'amplitude constante et de fréquence variable, qui est sommée avec la tension de polarisation continue. Sur son entrée, il reçoit le signal démodulé de l'interféromètre laser : l'ensemble constitué par le circuit de découplage, cMUT et l'interféromètre est donc caractérisé à la manière d'un filtre ou d'un amplificateur.

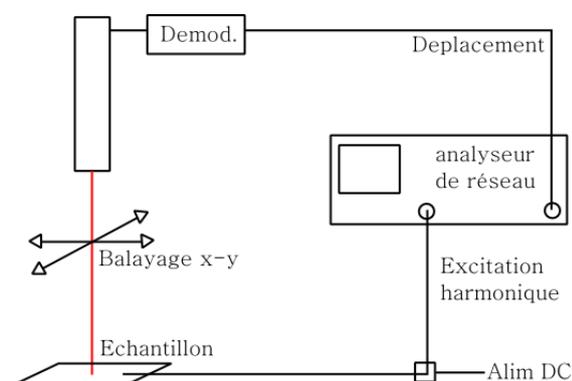


Figure II-19 : Schéma du dispositif expérimental

Ce principe permet de mesurer directement la fonction de transfert déplacement/tension de la membrane cMUT polarisée. Sont présentés (Figure I-19) les résultats sur deux membranes, de types A et B (dimensions $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ et $25 \times 25 \mu\text{m}^2$ respectivement, et d'épaisseur 450 nm), le spot laser étant placé le plus près possible du centre de la membrane. Dix valeurs de polarisation différentes ont été appliquées : 5, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 et 100 volts pour la membrane de $20 \mu\text{m}$ de côté, les valeurs s'arrêtant à 60 volts pour la membrane plus grande (qui présente une tension de collapse de 65 volts). Les courbes correspondantes sont représentées en dégradé (de 5V en bleu à 100V en rouge). L'amplitude est représentée sur échelle logarithmique. On retrouve la réponse typique d'un filtre passe-bas résonant, présentant un régime basses fréquences où le déplacement est constant (bien que la mesure soit relativement bruitée, car la valeur mesurée est faible) et une résonance. Les effets prédits par le modèle 1D sont retrouvés : diminution de la fréquence de résonance (*softening*), augmentation de l'amplitude de résonance, augmentation de la valeur du déplacement en basses fréquences. Une transition de phase est observée à la fréquence de résonance, superposée à une pente correspondant au temps de propagation dans les éléments du banc de mesure.

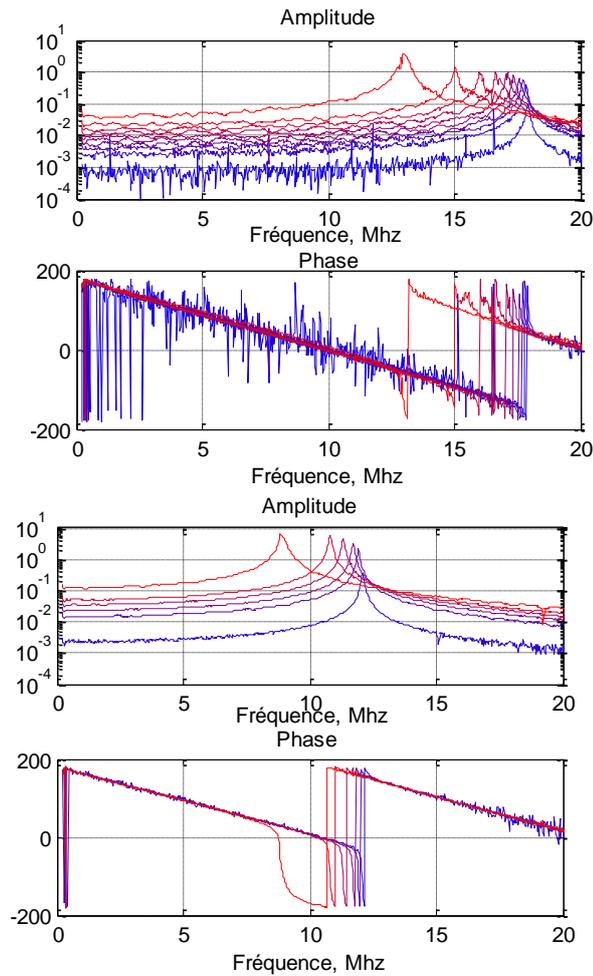


Figure II-20 : réponse fréquentielle en module (déplacement par volt, où l'unité « 1 » vaut 50nm/V) et phase : cellule de 20 μm de côté (gauche) et de 25 μm de côté (droite). Les couleurs correspondent aux tensions de polarisation (de 5 à 100 volts à gauche, de 5 à 60 à droite).

Une première information obtenue à partir de cette mesure est le rapport d'amplitude de déplacement entre le mode forcé (très basse fréquence) et le pic de résonance : il est d'environ 100. En posant $\omega = \tilde{\omega}_r$ dans l'équation I-10, on peut en déduire que le terme d'amortissement sous forme canonique, σ , vaut environ 5×10^{-3} : la membrane cMUT dans l'air est un bon oscillateur, qui dissipe peu d'énergie. Cette caractéristique sera exploitée dans le dernier chapitre lorsque des transducteurs cMUTs seront chargés par un fluide, lequel sera alors la cause presque exclusive de dissipation d'énergie.

Cette mesure permet aussi de reconstituer le déplacement statique du point central de la membrane. En effet l'asymptote en basse fréquence, en régime forcé, de la courbe obtenue, correspond à la dérivée locale du déplacement statique en fonction de la tension de polarisation.

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \left(\frac{\hat{u}}{\hat{V}_1} \right) = \frac{du_0}{dV_0}$$

II-3

La Figure II-21 illustre cette démarche. A gauche, est donnée (en valeur absolue) la valeur de déplacement pseudostatique (en nm/V) pour chacun des points de mesure (chaque point est obtenu en moyennant la mesure de 0.5 à 2.5 MHz). Le nombre de points de mesure étant limité (6 ou 10 selon la valeur de la tension de collapse), les données sont complétées par une interpolation (spline cubique) – aux points de mesures on adjoint une valeur nulle à zéro volt. A droite, on donne l'intégrale de cette courbe interpolée, qui correspond donc à une reconstitution du déplacement statique. On obtient respectivement pour les deux types de membranes un déplacement de 40 ou 60 nm entre zéro et 100 volts.

L'intérêt de cette méthode est de permettre une mesure indirecte du déplacement statique avec un équipement techniquement limité aux mesures dynamiques. Ses limites sont de donner un résultat par intégration donc à une constante près (on ne peut pas mesurer la déflexion initiale de la membrane), et de ne pas pouvoir mesurer le déplacement correspondant au collapse (qui est une discontinuité, inaccessible par cette méthode basée sur les oscillations autour des positions d'équilibre successives).

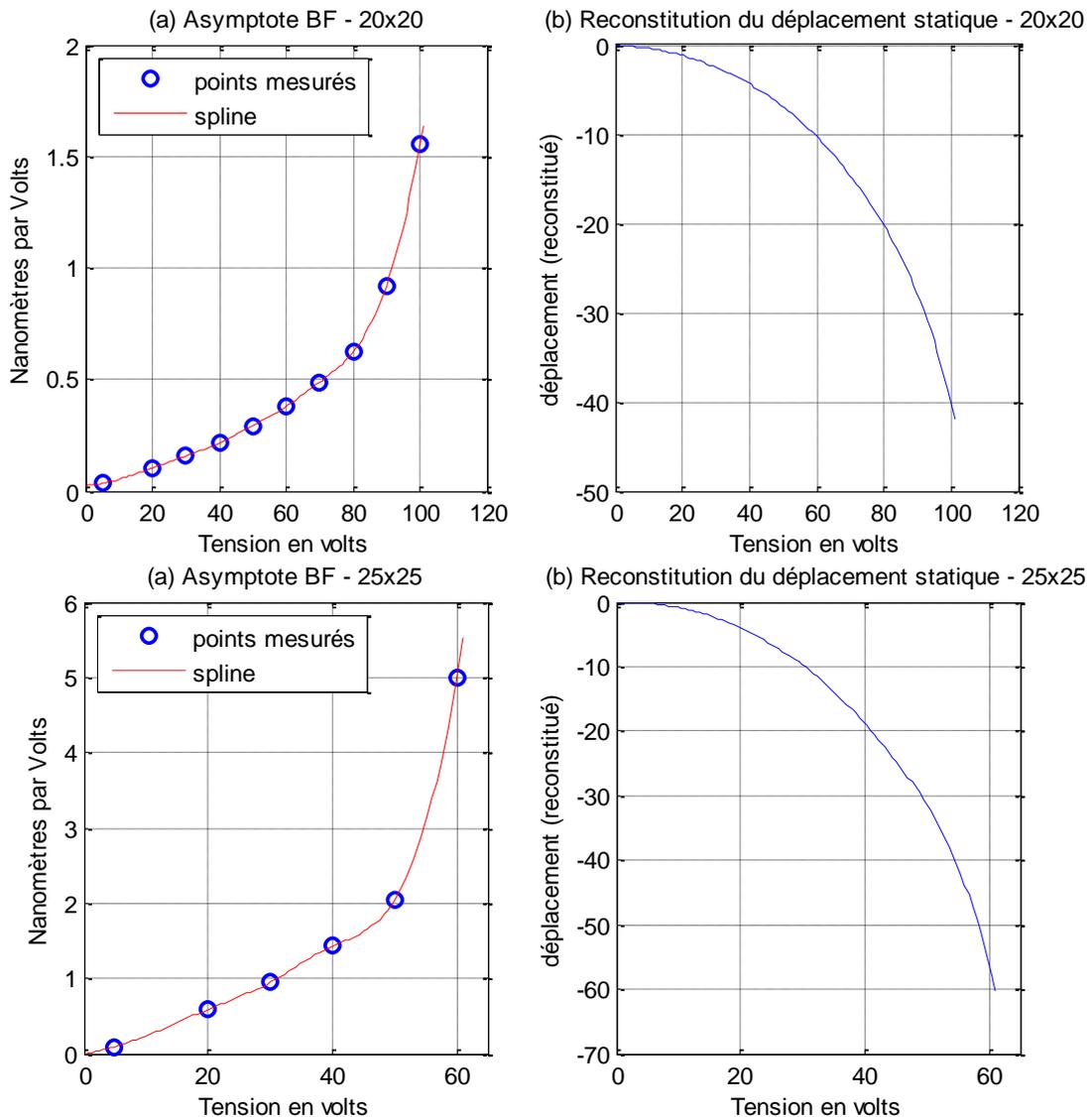


Figure II-21 : Reconstitution du déplacement statique : cellule de 20 μm de coté (haut) et de 25 μm de coté (bas)

II.4.2 Mesures en domaine temporel en immersion

Le banc de mesure interférométrique comprend, outre l'interféromètre lui-même et les éléments détaillés ci-avant (microscope, caméra), les instruments suivants :

- Un générateur de fonctions arbitraires qui crée l'excitation
- Un oscilloscope numérique à échantillonnage rapide, qui enregistre les données produites par l'interféromètre, ainsi que le signal d'excitation aux bornes des cMUTs (sonde haute impédance)
- Un système de déplacement micrométrique motorisé, qui permet de balayer point par point une zone de l'échantillon.

La mesure étant effectuée dans un fluide, deux phénomènes se manifestent :

- L'indice optique du fluide agit comme un diviseur sur la longueur d'onde du laser, et modifie donc la valeur mesurée.
- Lors de la propagation de l'onde acoustique au-devant des membranes, elle interagit avec le faisceau laser (interaction acousto-optique), créant une composante supplémentaire au signal mesuré (ne correspondant pas à un déplacement de la membrane).

L'influence de ces deux phénomènes a été présentée dans [49]. Il est montré dans cet article que pour une onde plane à incidence normale, les deux effets cumulés donnent un facteur de calibration (c'est-à-dire une échelle en volts/nm) de la sonde identique à celui utilisé dans l'air, permettant donc une utilisation en immersion sans modification de la calibration. La zone balayée par le spot laser inclut l'ensemble des membranes d'une ligne, ligne choisie près du milieu de l'élément. L'excitation décrit un cycle de sinusoïde à 5 MHz. La Figure II-22 donne un exemple de résultat. La représentation donnée est le déplacement en fonction de l'axe x (le long de l'axe de symétrie de la ligne de membrane) et du temps.

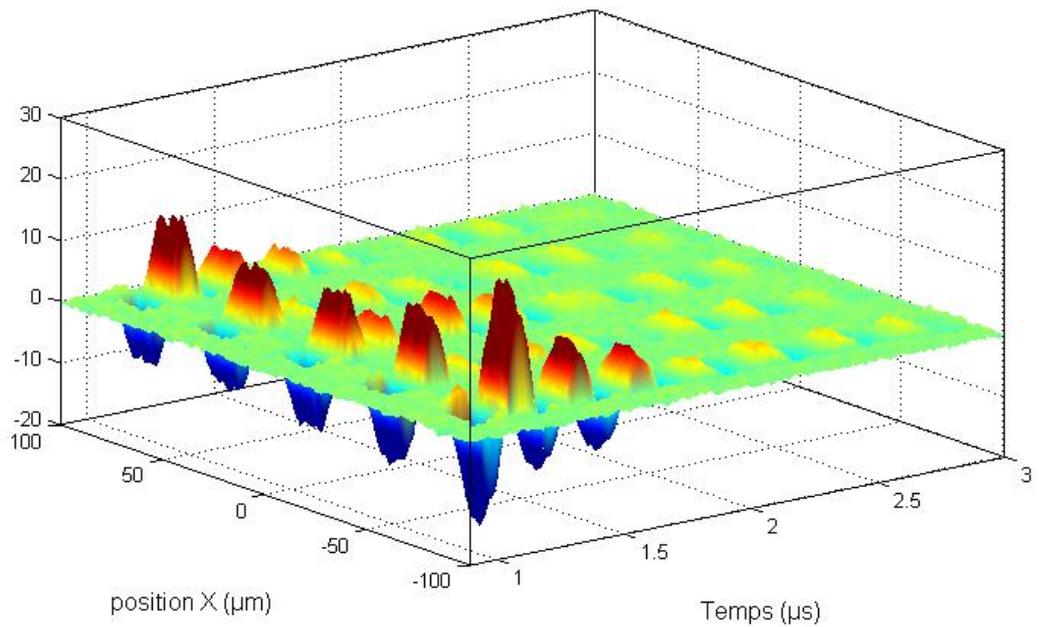


Figure II-22 : Résultats d'une mesure de déplacement le long de l'axe de symétrie pour des cellules carrées (échantillon B)

Ce protocole permet aussi d'étudier le déplacement d'une membrane passive, appartenant à l'élément adjacent à celui qui est excité électriquement. Dans la Figure II-23, les déplacements de deux cellules sont distantes de $65\mu\text{m}$ (centre à centre), l'une émettrice (élément excité), l'autre passive, sont comparés (ainsi que l'enveloppe de chaque signal).

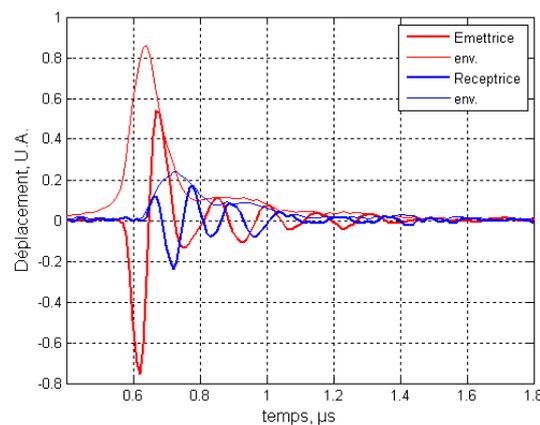


Figure II-23 : Comparaison du déplacement d'une cellule excitée et d'une cellule passive

Aucun déplacement dépassant la limite de bruit n'est observé sur la membrane réceptrice avant un délai de 50 ns environ, qui correspond au temps de propagation dans le fluide. Un couplage par une onde solide (de surface ou de volume) dans un matériaux tel que le silicium serait plus rapide. Caronti[50] a pu mesurer un couplage dans l'air entre cellule excitée et cellule passive sur des dispositifs comparables, mais le déplacement de la membrane passive était inférieur de 30dB à celui de la membrane excitée.

II.5 Analyse de défaillances

Dans cette section, essentiellement expérimentale, ont été étudiés certains modes de défaillances des transducteurs cMUTs. Le but est ici de déterminer la compatibilité des cMUTs avec la production en série (niveau de maturité du procédé de fabrication) et avec les applications visées (en termes de fiabilité).

II.5.1 Stabilité sur une heure de fonctionnement

Il existe peu de littérature sur l'évaluation dans la durée des transducteurs cMUTs, en revanche des travaux ont été publiés sur d'autres types de microsystèmes tels que des microrelais [51] [42] [52] [53] [54] [55] [56] présentant les mêmes modes de défaillances probables : claquage diélectrique, fatigue mécanique.

Dans ces travaux, le temps total que le microrelais a passé sous polarisation et le nombre de commutations étaient les critères utilisés pour mesurer la durée de vie du système.

Dans la démarche expérimentale adoptée, une puce, possédant 64 éléments, de type cathéter, interconnectée sur un circuit imprimé et surmontée d'une couche de silicone, est vissée face à une cible en acier, dans une petite cuve remplie d'eau. Des entretoises assurent un espacement constant. On effectue une mesure en pulse-écho sur un seul élément à l'aide d'un pulser-receiver Panametrics 5077 via un circuit de couplage RC. Une alimentation classique fournit la tension de polarisation, qui est appliquée sur l'électrode arrière.

Le pulser-receiver excite l'élément cMUT selon une cadence de l'ordre de 200 hertz (comparable au taux de rafraichissement des échographes). La mesure est effectuée en trois temps :

- Un premier balayage en tension de 0 à 100 volts est effectué, en enregistrant la réponse électroacoustique
- Pendant deux heures, l'écho est enregistré toutes les 30 secondes. Le courant débité par l'alimentation est également enregistré, pour dévoiler un éventuel claquage diélectrique.
- A la fin de la procédure, on recommence la mesure à V_0 variable.

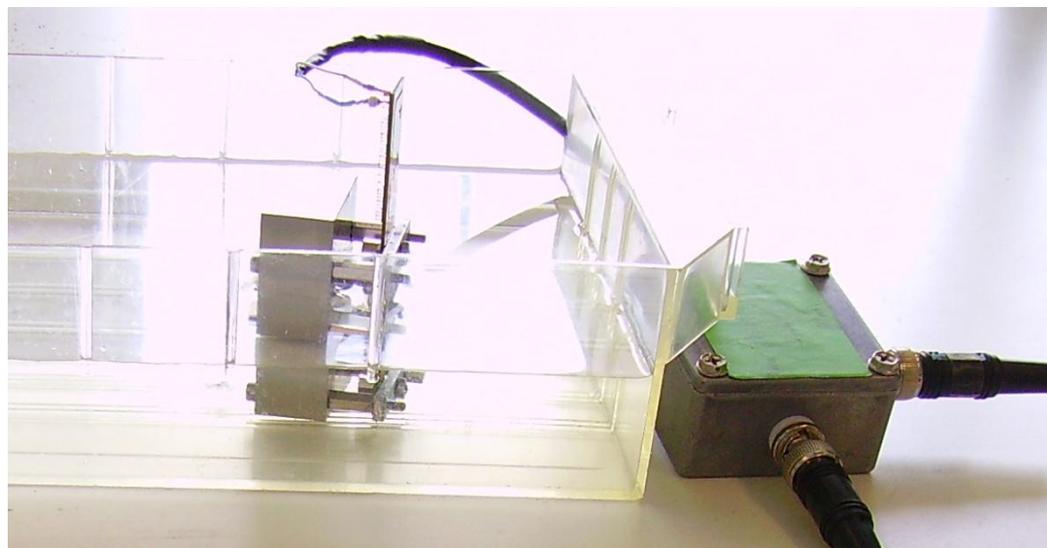
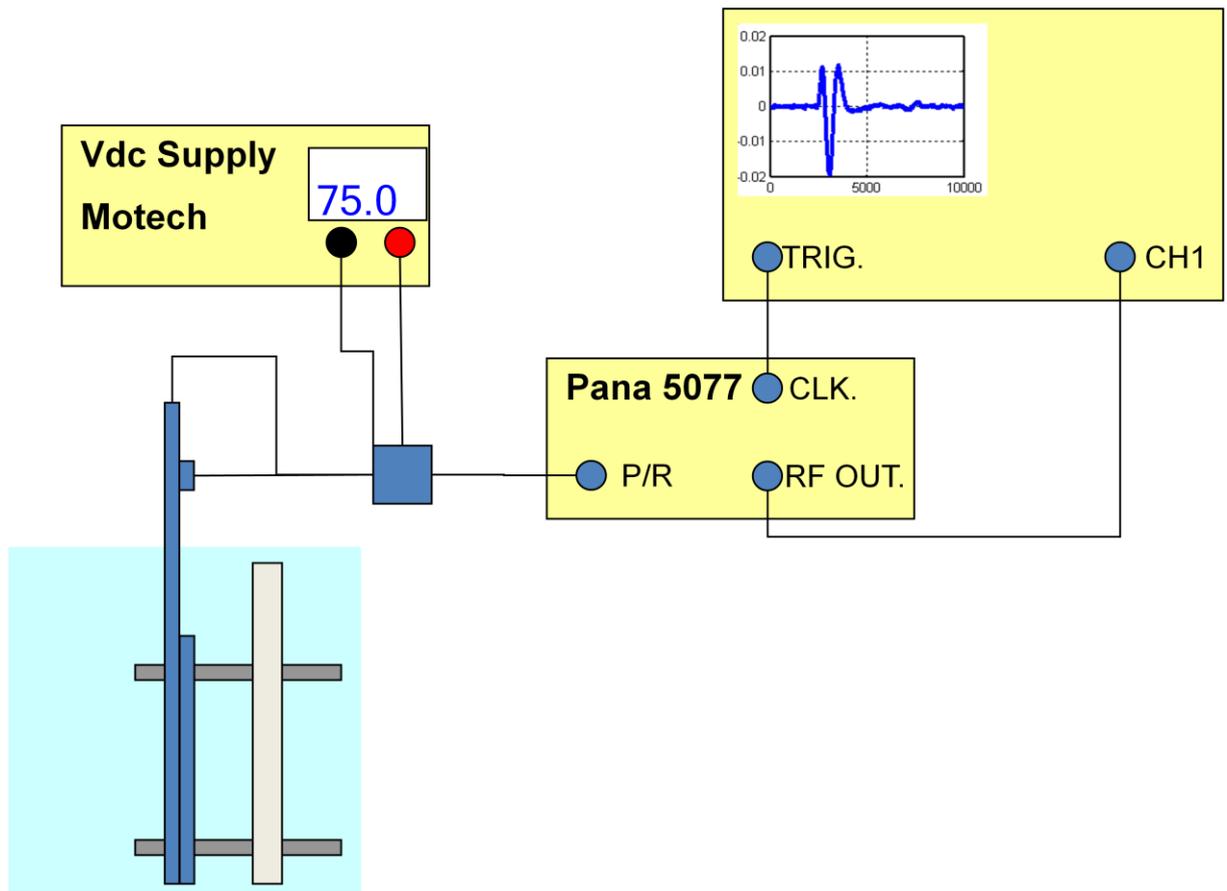


Figure II-24 : Banc de mesure de vieillissement

La Figure II-24 donne les résultats typiques enregistrés. La mesure dure légèrement plus d'une heure, le taux de répétition de l'excité est fixé à 200 hertz, l'expérience comprend donc 800 000 cycles environ. Sur les tracés de l'écho et de son spectre, sont superposés la réponse de l'élément en début d'expérience (bleu) et en fin d'expérience (rouge). Le spectre et la forme de l'écho ne sont pas modifiés, mais une perte de sensibilité (moins d'un dB) est enregistrée.

Il n'y a pas de dégradation visible de l'échantillon au microscope (une lentille transparente a été utilisée pour permettre l'inspection optique). La cause de la perte de sensibilité n'est pas identifiée avec certitude, il peut s'agir d'un changement des propriétés du silicone de la lentille (au contact de l'eau). La relative stabilité de fonctionnement sur une heure est encourageante car cette durée est supérieure à la durée de l'examen dans l'application visée.

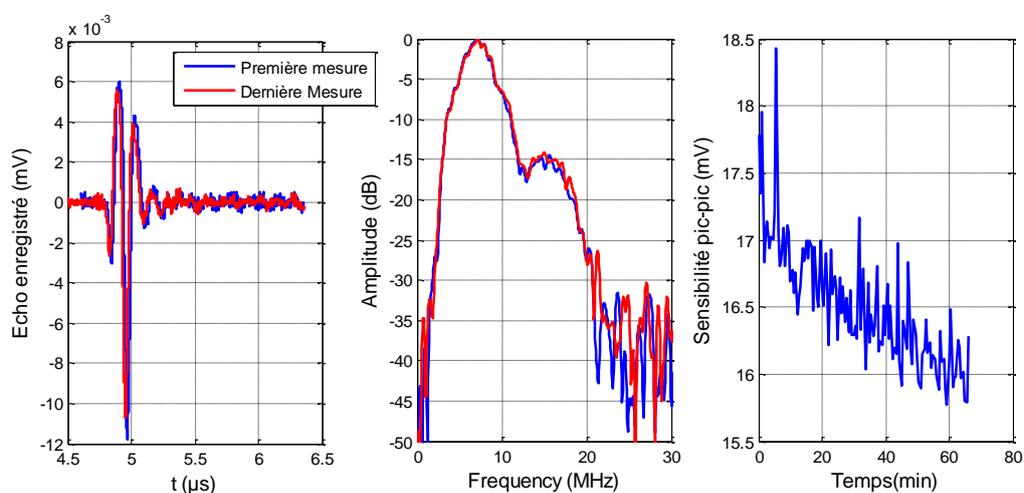


Figure II-25 : Résultats sur un échantillon de référence

II.5.2 Effets de charge

Le diélectrique qui constitue la membrane des cellules cMUT est soumis à des champs électriques importants, notamment lorsque la membrane est en état collapsé. Les configurations étudiées dans ce travail ont une épaisseur de diélectrique de 450 ou 650 nm. Lorsqu'une cellule de 450 nm d'épaisseur est collapsée, et soumise à une tension de polarisation de 100 volts, le champ existant dans le diélectrique vaut 2.3 MV/cm. Cette valeur est encore éloignée du champ de claquage du nitrure (estimée à 5-7 MV/cm [56]) mais elle suffit à créer dans le matériau des charges rémanentes, qui vont ensuite affecter la force électrostatique.

Dans la communauté MEMS, les effets de charge ont été surtout étudiés dans le cadre des microrelais électrostatiques [52] [55]. Si ces effets de charges sont en général considérés comme un risque que l'on cherche à minimiser, il a été proposé de les utiliser de façon contrôlée comme moyen de garder un microrelais en position fermée sans appliquer une polarisation continue [42].

Un modèle relativement simple comprend un bloc de diélectrique chargé spatialement occupant partiellement l'espace entre deux électrodes planes. Il aboutit [53] à introduire deux quantités V_q et σ , homogène à des tensions, et intervenant dans l'expression de la force électrostatique :

$$\vec{F} = \frac{S\epsilon_0}{2h_{eq}} V_{DC}^2 \text{ en l'absence de charges}$$

$$\vec{F} = \frac{S\epsilon_0}{2h_{eq}} \left\{ (V_{DC} + V_q)^2 + \sigma^2 \right\} \text{ en tenant compte des charges}$$

II-4

Le terme V_q traduit la moyenne des charges, et provoque un décalage de la position neutre et des tensions de collapse et de snapback, tandis que σ représente l'écart-type de leur distribution, et se traduit par une force électrostatique non nulle quelle que soit la polarisation (et donc par une absence de retour à la position d'équilibre). Ces deux termes évoluent en fonction des tensions appliquées et d'un temps de relaxation propre au matériau. On peut alors définir une *polarisation effective* $\sqrt{(V_{DC} + V_q)^2 + \sigma^2}$.

Dans ces termes sont en fait regroupées plusieurs réalités physiques distinctes :

- Des charges fixes, sous forme d'ions prisonniers du matériau (lors de l'épitaxie)
- Des charges de volume créées sous l'influence du champ électrique (orientation de dipôles, dissociations d'espèces)
- Des charges de surface créées à l'interface avec les électrodes (électrons ou trous injectés)

Des effets identiques à ceux reportés sur les microrelais ont été observés ici (même si seul l'impact de V_q est facilement observable) dans le cas des cMUTs. On peut les visualiser de différentes façons : sur les positions de la résonance et de l'antirésonance, le k_t , ou la variation des capacités HF et BF. La capacité BF est utilisée ici comme indicateur pour des raisons purement pratiques : c'est une donnée facile à mesurer précisément, où une polarisation faible se traduit par des variations importantes. Pour les mesures, des éléments de barrette à membranes de $20 \times 20 \mu\text{m}$ présentant une tension de collapse d'environ 40 volts ont été utilisées : cette faible tension de collapse rend plus facilement observable un décalage de quelques volts. Les polarisations appliquées vont de -100 à +100 volts, suivant le cycle décrit ci-dessous. Le pas en tension entre les mesures est plus fin entre -50 et +50 volts pour permettre une mesure précise du minimum du cycle.

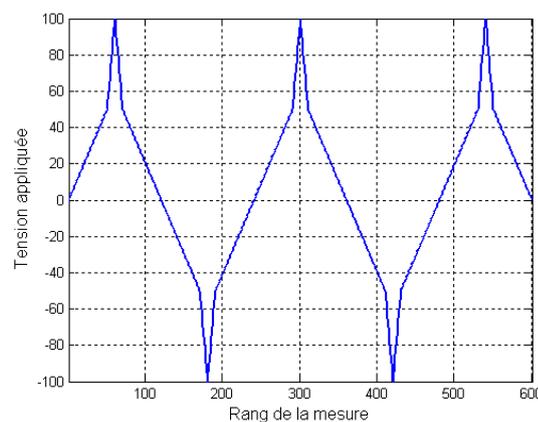


Figure II-26 : Cycles de polarisation appliqués pour l'évaluation des charges

Les échantillons utilisés proviennent de deux wafers différents, identiques à l'exception de la stochiométrie du nitrure employé.

- L'un des utilise un nitrure à très faible niveau de stress (environ 100 MPa, selon les mesures faites en salle blanche), car riche en silicium

- Le deuxième utilise un nitrure qui présente un stress un peu plus élevé (de l'ordre de 200 MPa), plus riche en azote.

Les résultats de mesure sont donnés ci-dessous (Figure II-27 et Figure II-28, respectivement, pour les deux nitrures). Pour chaque figure, les courbes donne l'évolution de la capacité basses fréquences au cours des cycles en tensions successives : de 0 à 100, de 100 à -100 etc., repérés par les couleurs différentes. Les tensions auxquelles surviennent les effets de *collapse* et de *snapback* sont repérées.

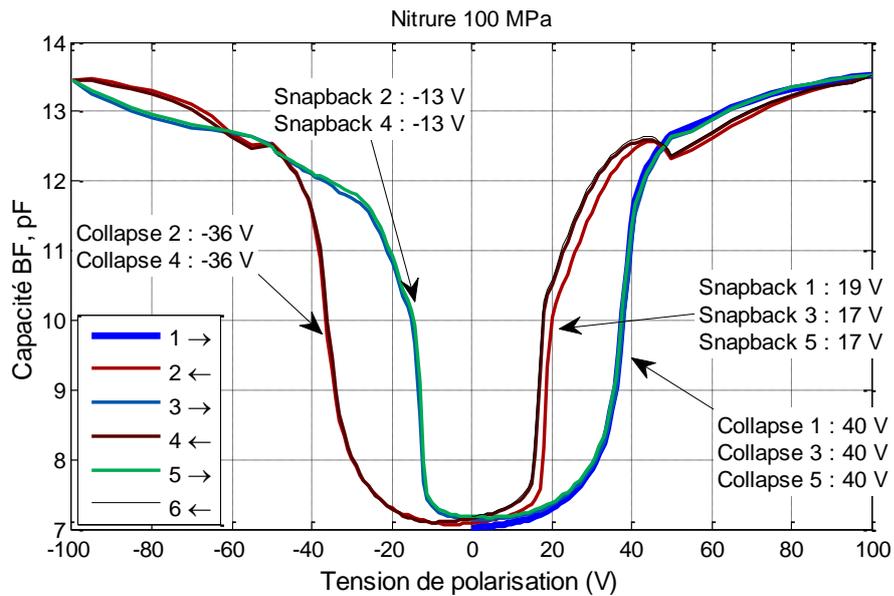


Figure II-27 : Capacité BF d'un élément utilisant le nitrure le moins stressé, au cours de cycles de polarisation bipolaires

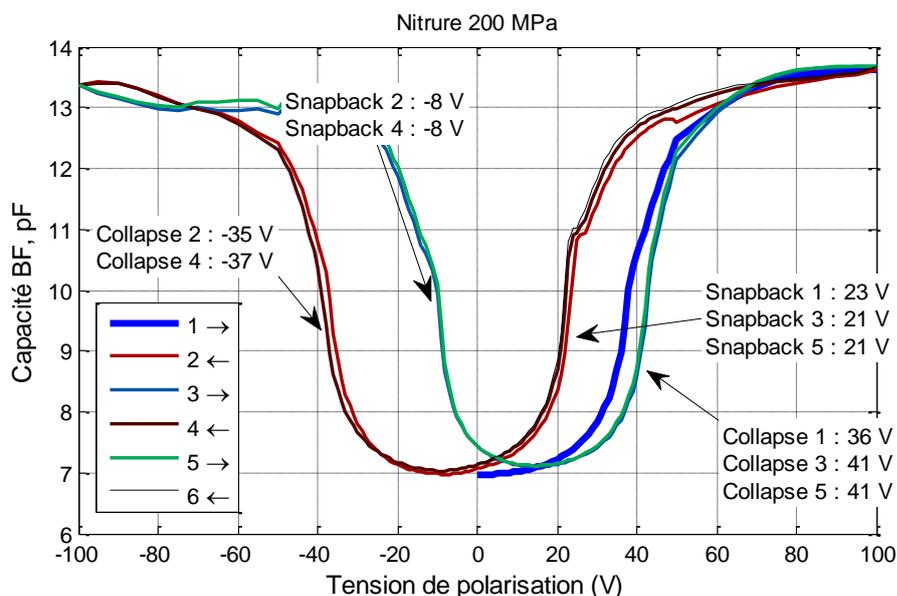


Figure II-28 : Capacité BF d'un élément utilisant le nitrure le plus stressé, au cours de cycles de polarisation bipolaires

Dans ces mesures, deux effets distincts sont observés. D'une part l'hystérésis collapse/snapback, prévue par le modèle 1D, apparaît, avec des tensions de collapse à 40 volts environ et des tensions de snapback moitié moindre. A cette hystérésis s'ajoute un décalage entre les cycles successifs, et une certaine asymétrie entre les tensions de *collapse/snapback* dans les domaines positifs et négatifs. Le minimum de capacité BF correspond au point où $V_{DC} = -V_q$, d'où le minimum de polarisation effective. Pour le nitrure présentant des précontraintes de 200 Mpa, les points en question se situent à -8 et +15 volts. Ce qui signifie qu'au cours des cycles montants (à l'exception du premier), la valeur V_q résultant du passage dans les grandes valeurs négatives vaut -15 V, tandis qu'elle est de +8 V dans le cycle descendant. Il s'agit des valeurs vers le milieu du cycle, elles évoluent en permanence, mais la comparaison est possible car les cycles sont symétriques et réguliers. En revanche, si les minima sont décalés par rapport au cycle de référence (le premier), ils ne sont pas augmentés, ce qui signifie qu'on passe par un état de polarisation effective proche de zéro, donc que σ est très faible.

Il est alors important de chercher à déterminer la cause de cette asymétrie :

- Due à la nature du matériau, notamment à une différence entre la mobilité des trous et celle des électrons
- Due à l'expérience : le cycle de polarisation appliqué est lui-même asymétrique

Un autre essai est alors mené sur le nitrure le plus stressé, en inversant le cycle de polarisation. Un nouvel élément de la barrette est utilisé, pour éviter tout artefact lié aux mesures précédentes.

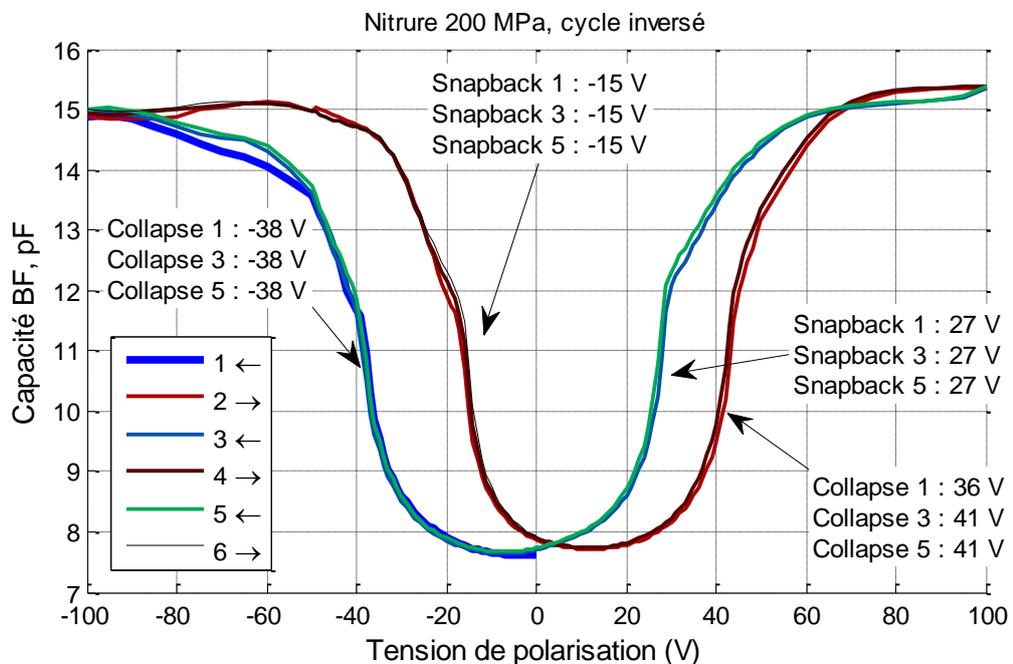


Figure II-29 : Répétition de l'expérience avec un cycle de polarisation inversé, commençant par les valeurs négatives

Les valeurs d'annulation ne sont que faiblement modifiées (-7 et +12 volts). Si les valeurs de tensions de collapse et de snapback sont modifiées, l'asymétrie est dans la même direction que précédemment : en valeur absolue, les tensions positives sont plus élevées. On remarquera aussi que l'asymétrie est plus forte pour les tensions *snapback* que pour les tensions de *collapse*. Cela peut s'expliquer par le fait que les charges sont accumulées pendant la période où la membrane est collapsée, et tendent à se résorber avec le temps après le snapback.

Pour évaluer le rythme de cette disparition des charges, une mesure supplémentaire (sur le wafer utilisant le nitrure le plus stressé) a été menée, où après un premier cycle de polarisation jusqu'à 100 volts, la tension a été ramenée à zéro. La Figure II-30 donne en haut les valeurs de polarisation appliquée, et en bas la mesure de capacité basse fréquence, au cours du temps.

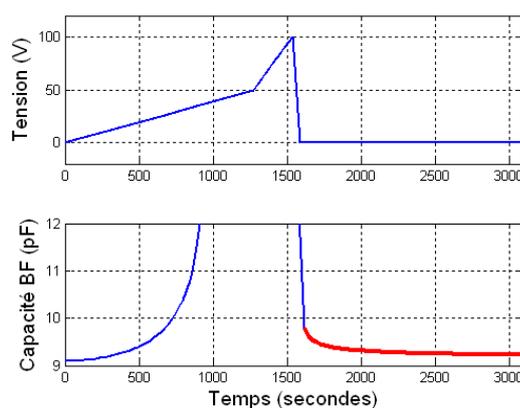


Figure II-30 : protocole de mesure de l'inertie des charges : valeurs de tension appliquées et mesure de la capacité basses fréquences

Dans la première partie de la mesure (où la tension augmente linéairement) on peut approcher correctement la capacité à basses fréquences par une parabole. En première approximation, pour les basses polarisations (<20 V), un fit donne :

$$C_{bf} \text{ (pF)} = 9.1 + 0.00094(V_{dc} - 2.5)^2 \quad \text{II-5}$$

L'offset de 2.5 volts peut être attribué aux charges déjà présentes dans la membrane et fixes. On peut appliquer la réciproque de cette relation et obtenir une approximation de l'évolution de V_q une fois la polarisation arrêtée. La valeur obtenue ne diminue que très lentement (). La diminution ne suit pas une simple loi exponentielle.

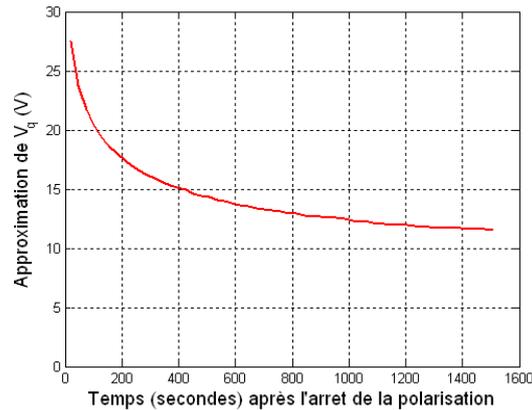


Figure II-31 : Estimation de V_q

De cette étude, qui n'avait pas pour objectif de modéliser ou de mesurer très précisément les effets de charges sur les cMUTs, mais seulement d'identifier dans quelles mesures elles pouvaient pénaliser l'utilisation opérationnelle de ces transducteurs, on retient les conclusions suivantes :

- La qualité du nitrure influe sur l'amplitude de ces effets
- La constante de temps de disparition des charges est de l'ordre de l'heure.
- Les effets de charge doivent être pris en compte sur des dispositifs utilisant des tensions de collapse faibles.

Conclusion

Les méthodes de caractérisation existant au laboratoire ont pu, dans le cadre de cette thèse, être améliorées, fiabilisées et systématistées. La mise au point d'une technique d'extraction de paramètres globaux par l'intermédiaire d'un ajustement portant sur un faisceau de courbes d'impédances (sur deux variables : tension de polarisation et fréquence) et la quantification des effets de charges ont été les principales nouveautés dans ce domaine.

Les lots de fabrication successifs effectués dans le projet MEMSORS ont permis le développement d'une filière de production, qui a depuis été reprise pour de nouveaux projets. Ces moyens de caractérisation ont également été utilisés pour surveiller la reproductibilité des lots de fabrications, aussi bien entre échantillons d'un même wafer, entre wafers d'un même lot, et entre lots successifs.

L'étude des modes de défaillance des cMUTs a permis également de déterminer des règles de conception visant à les fiabiliser.

III. MODELISATION MECANIQUE D'UNE MEMBRANE cMUT

Introduction

Cette partie s'intéresse à la modélisation par une méthode de différences finies d'une membrane cMUT isolée. Les aspects pris en compte sont la rigidité et l'inertie de la membrane, les forces électrostatiques et la pression atmosphérique. Ce travail découle d'une approche antérieurement développée sur des membranes circulaires, dans un système axisymétrique, puis sur des membranes carrées en partie dans le cadre du stage de DEA d'Arnaud Spinelli [57].

Les membranes des cellules cMUT étant constituées de plusieurs couches de matériaux différents, la première étape de cette modélisation est la détermination analytique de la rigidité équivalente de la plaque stratifiée, dans un modèle de plaque mince basé sur les hypothèses de Kirchhoff.

Ensuite, la réaction de la plaque homogénéisée à une déformation est reportée numériquement sous forme d'un opérateur matriciel de raideur, basé du modèle de différences finies. Les conditions aux limites (encastrement, symétrie) de la membrane sont introduites par modification de cette matrice.

L'inertie de la membrane est représentée par une autre matrice. D'autres hypothèses sont faites pour introduire la pression électrostatique : le gap et le déplacement de la membrane restent très petits devant les dimensions latérales, on considère que les lignes de champ électrostatiques restent verticales. Cette hypothèse permet un calcul simple de la pression électrostatique.

Le modèle ainsi construit permet de résoudre les problèmes du cMUT en l'absence de charge acoustique : déflexion face à une polarisation DC, coefficient de couplage, réponse dynamique, impédance électrique.

III.1 Ecriture du modèle mécanique

Sur le plan mécanique, le modèle repose sur l'écriture des déformations d'une plaque mince, ou modèle de Kirchhoff [58]. Les cMUT étudiés sont, du moins sur une partie de leur surface, constitués d'un multicouche ou stratifié : *a minima*, le diélectrique constituant la membrane (SiN) et l'électrode métallique (Al), une couche d'isolation pouvant s'y ajouter.

On considère une plaque constituée de n couches de matériaux différents, en notant h_k l'épaisseur de la couche k . L'origine du repère en z étant arbitrairement placé en bas de la première couche, chaque couche k occupe l'espace entre les ordonnées $z_{k-1} = \sum_{i=0}^{k-1}(h_i)$ et $z_i = \sum_{i=0}^k(h_i)$. Les axes x et y sont placés dans le plan de la plaque au repos (Figure III-1)

Les matériaux de chaque couche sont supposés isotropes (c'est le cas des constituants les dispositifs étudiés ici : nitrure de silicium, oxyde de silicium et aluminium sont des matériaux amorphes), le module de Young et le coefficient de Poisson de la couche k sont notés E_k et ν_k respectivement. Cette section vise à introduire la rigidité équivalente du stratifié, calculée de façon analytique, et utilisée par la suite pour le modèle numérique.

III.1.1 Déplacement - Contraintes et Moments

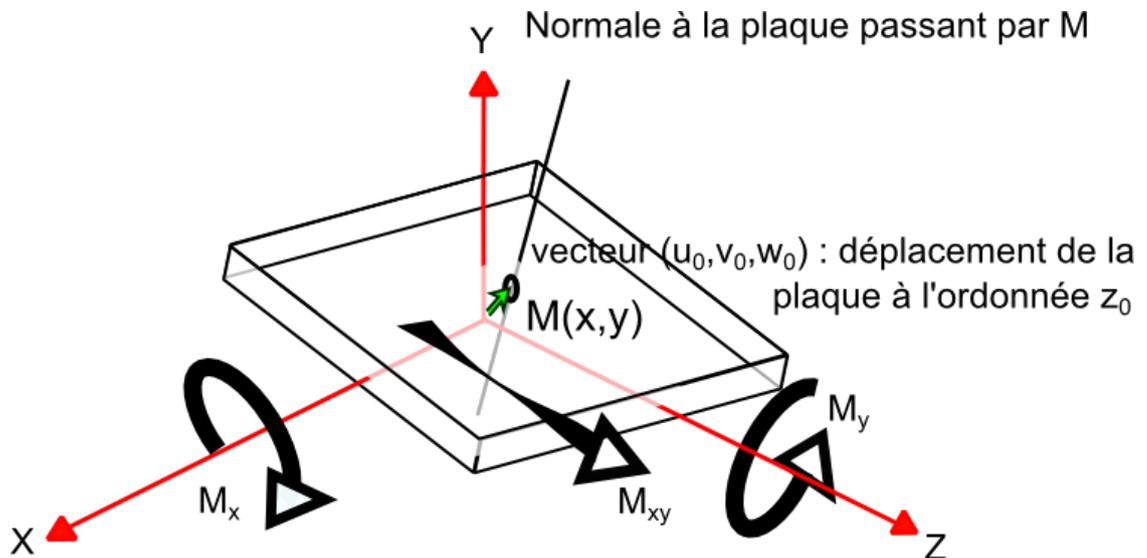


Figure III-1 : Déplacement et moments sur un élément de plaque

Pour tout point $M(x, y, z)$ appartenant à la plaque, sur la base des hypothèses de plaque mince en petits déplacements [59], les trois composantes u, v, w dans l'épaisseur de la plaque s'écrivent (z_0 est une ordonnée de référence arbitraire) :

$$u = u_0(x, y) - (z - z_0) \frac{\partial w}{\partial x}$$

III-1

$$v = v_0(x, y) - (z - z_0) \frac{\partial \omega}{\partial y}$$

$$w = \omega(x, y)$$

Où ω est le champ de déplacement transverse étudié. u_0 et v_0 sont les valeurs de déplacement dans le plan à l'abscisse z_0 , résultant d'une extension initiale de la plaque. L'ensemble des termes (sauf $\omega(x, y)$ le déplacement transverse de la membrane) dépendent donc du choix de z_0 .

Du fait des hypothèses effectuées dans le modèle de Kirchoff, notamment la nullité des contraintes verticales, la déformation n'a que trois termes non nuls : compression/extension selon x et y , cisaillement dans le plan. On introduit la matrice des courbures χ :

$$\varepsilon = \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \gamma_{xy} \end{pmatrix} = \varepsilon^0 + \varepsilon^1$$

$$\varepsilon^0 = \begin{pmatrix} \frac{\partial u_0}{\partial x} \\ \frac{\partial v_0}{\partial y} \\ \frac{\partial u_0}{\partial y} + \frac{\partial v_0}{\partial x} \end{pmatrix} \text{ et } \varepsilon^1 = (z - z_0) \begin{pmatrix} -\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \\ -\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \\ -2\frac{\partial^2 \omega}{\partial x \partial y} \end{pmatrix} = (z - z_0) \chi \quad \text{III-2}$$

Les différents coefficients élastiques sont regroupés dans une matrice permettant localement d'écrire les contraintes dans la couche k sous la forme suivante – il s'agit d'une traduction directe de la loi de Hooke :

$$\sigma = H'_k \varepsilon = \frac{E_k}{1 - \nu_k^2} \begin{pmatrix} 1 & \nu_k & 0 \\ \nu_k & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1 - \nu_k}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \gamma_{xy} \end{pmatrix} \quad \text{III-3}$$

Pour conserver les conventions mécaniques de notation des axes (axes de compression numérotés de 1 à 3, axes de cisaillement de 4 à 6), les lignes et les colonnes de cette matrice et (et de celles qui en dérivent par la suite) sont numérotées 1, 2, 6 – les termes en 3, 4, 5 étant nuls dans les hypothèses de départ adoptées. Dans un élément de plaque (Figure III-1), trois moments sont présents. M_x et M_y dérivent de l'intégration des efforts de compression. Ces moments tendent à faire tourner l'élément de plaque selon les axes x et y . M_{xy} résulte de l'intégration des efforts de cisaillement et tend à imposer une torsion à la membrane.

$$M = \begin{pmatrix} M_x \\ M_y \\ M_{xy} \end{pmatrix} = \sum_k \left(\int_{z_{k-1}}^{z_k} (z - z_0) H'_k \varepsilon^0 \right) + \sum_k \left(\int_{z_{k-1}}^{z_k} (z - z_0) H'_k \varepsilon^1 \right) \quad \text{III-4}$$

$$\text{Soit } M = \sum_k \int_{z_{k-1}}^{z_k} (z - z_0) H'_k \varepsilon^0 + \sum_k \int_{z_{k-1}}^{z_k} (z - z_0)^2 H'_k \chi = M^0 + M^1$$

Dans le cas d'une plaque homogène, il existe des conditions de symétrie simples : les termes en ε^0 sont symétriques par rapport au plan médian de la plaque et ne créent donc pas de moment :

l'intégrale selon z s'annule. Seuls les termes de courbure (en ε^1), antisymétriques, doivent donc être pris en compte. Dans le cas général étudié ici, aucune condition de symétrie ou d'antisymétrie n'existe a priori, le calcul est donc mené en prenant tous les termes en compte. Les termes de ε^0 et de χ étant constants par rapport à z , les intégrales se calculent par de simples polynômes. On s'intéresse d'abord à M^0 :

$$M^0 = \sum_k \left[\left(\frac{(z_k - z_{k-1})^2}{2} - z_0(z_k - z_{k-1}) \right) H'_k \varepsilon^0 \right] \quad \text{III-5}$$

On pose deux opérateurs matriciels :

$$B = \sum_k \left[\left(\frac{(z_k - z_{k-1})^2}{2} \right) H'_k \right] \quad \text{III-6}$$

$$A = \sum_k [(z_k - z_{k-1}) H'_k]$$

$$M^0 = [B] \varepsilon^0 - z_0 [A] \varepsilon^0$$

De même, pour les termes en flexion pure :

$$M^1 = \frac{1}{3} \sum_k [z^3]_{z_{k-1}}^{z_k} H'_k \chi - z_0 \sum_k [z^2]_{z_{k-1}}^{z_k} H'_k \chi + z_0^2 \sum_k [z]_{z_{k-1}}^{z_k} H'_k \chi + z_0^3 \sum_k [1]_{z_{k-1}}^{z_k} H'_k \chi \quad \text{III-7}$$

On y identifie les opérateurs A et B déjà définis et on pose un nouvel opérateur C.

$$M^1 = C \chi - 2z_0 B \chi + z_0^2 A \chi \quad \text{III-8}$$

$$C = \sum_k \left[\left(\frac{1}{3} (z_k^3 - z_{k-1}^3) + 2z_0 (z_k^2 - z_{k-1}^2) + z_0^2 (z_k - z_{k-1}) \right) H'_k \right]$$

III.1.2 Ecriture du principe fondamental de la dynamique

En tout point de la plaque, il y a équilibre entre l'inertie de la plaque, la pression extérieure appliquée (p) et le gradient des efforts tranchants :

III-9

$$\frac{\partial Q_x}{\partial x} + \frac{\partial Q_y}{\partial y} - m\ddot{\omega} + p = 0$$

Soit :

$$\frac{\partial^2 M_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 M_y}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial M_{xy}}{\partial x \partial y} - m\ddot{\omega} + p = 0$$

III-10

La quantité $F = \frac{\partial^2 M_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 M_y}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial M_{xy}}{\partial x \partial y}$ comprend à nouveau des termes issus de la déformation ε^0 et d'autres de ε^1 .

III.1.3 Annulation des termes issus du déplacement en membrane

On développe l'écriture de F^0 , c'est-à-dire la partie de F issue des termes de déplacement en membrane :

$$F^0 = \frac{\partial^2 M_x^0}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 M_y^0}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial M_{xy}^0}{\partial x \partial y} \quad \text{III-11}$$

$$\text{Où } M^0 = ([B] - z_0[A]) \begin{pmatrix} \frac{\partial u_0}{\partial x} \\ \frac{\partial v_0}{\partial y} \\ \frac{\partial u_0}{\partial y} + \frac{\partial v_0}{\partial x} \end{pmatrix}$$

Soit, en notant que les termes $A_{16}, A_{26}, A_{61}, A_{62}$ sont nuls (et de même pour B) :

$$F^0 = \frac{\partial^2 \left((B_{11} - z_0 A_{11}) \frac{\partial u_0}{\partial x} + (B_{12} - z_0 A_{12}) \frac{\partial v_0}{\partial y} \right)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \left((B_{21} - z_0 A_{21}) \frac{\partial u_0}{\partial x} + (B_{22} - z_0 A_{22}) \frac{\partial v_0}{\partial y} \right)}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial^2 \left((B_{66} - z_0 A_{66}) \left(\frac{\partial u_0}{\partial y} + \frac{\partial v_0}{\partial x} \right) \right)}{\partial x \partial y}$$

Un certain nombre de simplifications sont possibles, car la matrice H'_k est telle que :

$$A_{12} + 2A_{66} = A_{11} \quad \text{III-12}$$

$$A_{12} = A_{21}$$

$$A_{11} = A_{22}$$

Et de même pour B .

Une fois ces simplifications effectuées, il ne reste pour l'écriture F^0 que des termes indicés "11".

$$F^0 = [B_{11} - z_0 A_{11}] \left[\frac{\partial^3 u}{\partial x^3} + \frac{\partial^3 v}{\partial x^2 \partial y} + \frac{\partial^3 u}{\partial x \partial y^2} + \frac{\partial^3 v}{\partial y^3} \right] \quad \text{III-13}$$

Ce terme peut être annulé en choisissant une valeur particulière pour z_0 , notée z_{ref} :

$$z_{ref} = \frac{B_{11}}{A_{11}} = \frac{\sum_k \left[\left(\frac{z_k - z_{k-1}}{2} \right)^2 H'_{11} \right]}{\sum_k [(z_k - z_{k-1}) H'_{11}]} = \frac{\sum_k \left[\left(\frac{h_k}{2} \right) \frac{E_k}{1 - \nu_k^2} \right]}{\sum_k \left[h_k \frac{E_k}{1 - \nu_k^2} \right]} \quad \text{III-14}$$

Ce résultat demande quelques remarques :

- Dans le cas d'une flexion uniaxiale pure, z_{ref} correspond à la position de la fibre neutre, c'est-à-dire l'ordonnée où la matière n'est ni étirée, ni comprimée. Cela peut se démontrer à condition de supposer l'existence d'une telle fibre (et d'écrire le déplacement en conséquence), alors en calculant l'énergie de déformation élastique créée par la courbure on montre que la valeur ci-dessus la minimise.
- Dans le cas trivial où la plaque ne comprend qu'une seule couche (ou pour un multicouche symétrique), on vérifie facilement que z_{ref} se situe au milieu de l'épaisseur.
- On remarque aussi que si une couche présente une quantité $\frac{E_k}{1 - \nu_k^2}$ très grande par rapport à l'autre, la position de z_{ref} se situera proche du centre de cette couche rigide.

III.1.4 Ré-écriture des termes issus de la courbure

Ayant fixé $z_0 = z_{ref}$, on étudie la composante F^1 de la quantité F .

$$F^1 = \frac{\partial^2 M_x^1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 M_y^1}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial M_{xy}^1}{\partial x \partial y} \quad \text{III-15}$$

$$\text{Où } M^1 = C\chi - 2z_{ref} B\chi + z_{ref}^2 A\chi$$

$$\text{Où } \chi = \begin{pmatrix} -\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \\ -\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \\ -2\frac{\partial^2 \omega}{\partial x \partial y} \end{pmatrix}$$

En notant à nouveau que les termes 16, 26, 61, 62 sont nuls pour chaque matrice, et en remplaçant z_{ref} par $\frac{B_{11}}{A_{11}}$, on obtient :

$$M_x^1 = C_{11} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + C_{12} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) - 2 \frac{B_{11}}{A_{11}} \left(B_{11} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + B_{12} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) \right) + \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right)^2 \left(A_{11} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + A_{12} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) \right)$$

$$M_x^1 = \left(C_{11} - \frac{B_{11}^2}{A_{11}} \right) \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + \left(C_{12} - \frac{2B_{11}B_{12}}{A_{11}} + A_{12} \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right)^2 \right) \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right)$$

$$M_y^1 = C_{21} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + C_{22} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) - 2 \frac{B_{11}}{A_{11}} \left(B_{21} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + B_{22} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) \right) + \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right)^2 \left(A_{21} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + A_{22} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) \right)$$

$$M_y^1 = \left(C_{22} - \frac{B_{22}^2}{A_{22}} \right) \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) + \left(C_{21} - \frac{2B_{11}B_{12}}{A_{11}} + A_{21} \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right)^2 \right) \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right)$$

$$M_{xy}^1 = \left(C_{66} - 2 \frac{B_{11}}{A_{11}} B_{66} + \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right)^2 A_{66} \right) \left(-2 \frac{\partial^2 \omega}{\partial x \partial y} \right)$$

On rappelle que dans le cas d'une plaque homogène d'épaisseur h , constituée d'un matériau de module de Young E et de coefficient de Poisson ν , la rigidité flexionnelle D s'écrit [60] :

$$D_{11} = \frac{Eh^3}{12(1-\nu^2)}, D_{12} = \nu D_{11}, D_{66} = \frac{D_{11} - D_{12}}{2}$$

Dans une telle plaque, les moments s'écrivent :

$$M_x^1 = D_{11} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + D_{12} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right)$$

$$M_y^1 = D_{11} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) + D_{12} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right)$$

$$M_{xy}^1 = 2D_{66} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y}$$

En identifiant les équations III-15 et III-18, on peut maintenant définir la rigidité *équivalente* de la plaque stratifiée.

III-19

$$D_{11}^{eq} = C_{11} - \frac{B_{11}^2}{A_{11}}$$

$$D_{12}^{eq} = C_{12} - \frac{2B_{11}B_{12}}{A_{11}} + A_{12} \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right)^2$$

$$D_{66}^{eq} = C_{66} - 2 \frac{B_{11}}{A_{11}} B_{66} + \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right)^2 A_{66}$$

On retrouve $D_{66}^{eq} = \frac{D_{11}^{eq} - D_{12}^{eq}}{2}$, comme pour la plaque simple : cette égalité traduit l'isotropie dans le plan. On peut définir un coefficient de Poisson *équivalent* par le ratio D_{12}^{eq}/D_{11}^{eq} .

La rigidité équivalente se calcule directement à partir des données de la plaque stratifiée, après avoir calculé z_{ref} selon III-14

III-14

$$z_{ref} = \frac{B_{11}}{A_{11}} = \frac{\sum_k \left[\left(\frac{z_k - z_{k-1}}{2} \right)^2 H'_{11} \right]}{\sum_k [(z_k - z_{k-1}) H'_{11}]} = \frac{\sum_k \left[\left(\frac{h_k^2}{2} \right) \frac{E_k}{1 - \nu_k^2} \right]}{\sum_k \left[h_k \frac{E_k}{1 - \nu_k^2} \right]}$$

Les composantes s'expriment alors en fonction de z_{ref} comme suit [61] :

III-20

$$D_{11}^{eq} = \sum_k \left[\left(\frac{z_k^3 - z_{k-1}^3}{3} - z_{ref}(z_k^2 - z_{k-1}^2) + z_{ref}^2(z_k - z_{k-1}) \right) \frac{E_k}{(1 - \nu_k^2)} \right]$$

$$D_{12}^{eq} = \sum_k \left[\left(\frac{z_k^3 - z_{k-1}^3}{3} - z_{ref}(z_k^2 - z_{k-1}^2) + z_{ref}^2(z_k - z_{k-1}) \right) \frac{\nu_k E_k}{(1 - \nu_k^2)} \right]$$

$$D_{66}^{eq} = \frac{D_{11}^{eq} - D_{12}^{eq}}{2}$$

Ce calcul est facile à implémenter numériquement pour un nombre quelconque de couches. En conclusion, la plaque stratifiée répond à l'équation III-21 :

$$\begin{aligned}
 & \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(D_{11}^{\text{eq}} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) + D_{12}^{\text{eq}} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) \right) & \text{III-21} \\
 & + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \left(D_{11}^{\text{eq}} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial y^2} \right) + D_{12}^{\text{eq}} \left(-\frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2} \right) \right) \\
 & + 4 \frac{\partial}{\partial x \partial y} \left(D_{66}^{\text{eq}} \frac{\partial^2 \omega}{\partial x \partial y} \right) - m\ddot{\omega} + p = 0
 \end{aligned}$$

III.2 Modélisation numérique par différences finies

III.2.1 Maillage de la membrane, définition des matrices

On adopte une discrétisation de la membrane où les points, bien que géométriquement disposés de façon bidimensionnelle, sont numérotés selon un seul indice. Pour la plupart des usages, seul un quart de la membrane est discrétisé, en utilisant les deux axes de symétrie. Toutefois, la membrane entière peut aussi être modélisée, si cela est nécessaire pour la résolution d'un problème particulier (comme le couplage entre deux cellules voisines, problème asymétrique). On note N_x et N_y le nombre de pas de discrétisation dans les deux directions. Le premier point de chaque ligne (et de chaque colonne) appartient à l'axe de symétrie. Le fait de choisir indépendamment les nombres de points en x et en y permet d'adapter le maillage aux membranes rectangulaires. La figure ci-dessous donne une représentation de la disposition des points pour $N_x = N_y = 4$. En réalité, le nombre de points est de l'ordre de 20 sur chaque axe. La disposition des points implique que les valeurs de pas de maillage sont $\delta x = L_x/N_x$, $\delta y = L_y/N_y$.

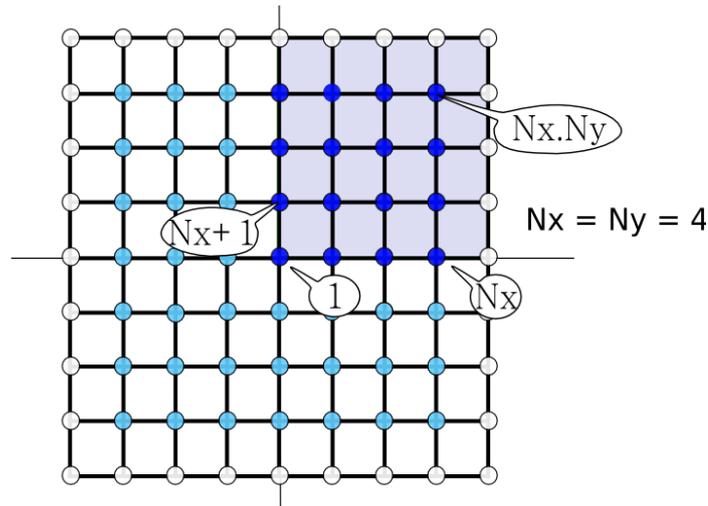


Figure III-2 : Représentation de la disposition des points dans le quart de membrane.

Cette section vise à définir les matrices de masse M et de raideur K qui permettent d'écrire le principe fondamental de la dynamique sous forme matricielle (III-22), où le vecteur de déplacement u est l'inconnue, et p_e le vecteur l'ensemble des pressions appliquées sur la membrane :

$$[K][u] - [M] \frac{d^2}{dt^2} [u] + [p_e] = 0 \quad \text{III-22}$$

La matrice de masse $[M]$ est facile à définir : c'est une matrice diagonale, et chaque terme correspond à la masse de la portion de membrane centrée au point i (III-23) :

$$M_i = \left(\sum_{\text{couches } k} h_k \rho_k \right) \delta x \delta y \quad \text{III-23}$$

Où h_k est l'épaisseur de la couche k , ρ_k sa masse volumique. La matrice M exprime l'inertie de la membrane. On remarque que cette matrice est diagonale et ne contient pas de termes nuls, elle est donc inversible.

La matrice de raideur est la matrice $[K]$ qui permet de relier la pression $[P]$ appliquée à la membrane et le déplacement vertical de celle-ci, en situation d'équilibre :

$$[P] = [K][u] \quad \text{III-24}$$

Il s'agit donc d'une matrice carrée de dimension $N_x N_y$. $[P]$ est un vecteur contenant la pression exercée en chaque point, en Pascals, les termes de $[K]$ sont donc homogènes à des $N \cdot m^{-3}$.

Cette matrice constitue donc la traduction en différences finies de l'équation des plaques adoptée.

$$F = \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left\{ -D \left[\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \right] + \nu \left[\frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right] \right\} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \left\{ -D \left[\frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right] + \nu \left[\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \right] \right\} - 2 \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \left(D \nu \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial y} \right)$$

Une série d'opérateurs linéaires sont définis pour exprimer les dérivées centrées :

Pour tout point i , et suivant la disposition des points représentée Figure II-3.

$$\left(\frac{du}{dx} \right)_i = \frac{u_{i+1} - u_{i-1}}{2\delta x}$$

$$\left(\frac{du}{dy} \right)_i = \frac{u_{i+N_x} - u_{i-N_x}}{2\delta y}$$

$$\left(\frac{d^2u}{dx^2} \right)_i = \frac{u_{i+1} - 2u_i + u_{i-1}}{\delta x^2}$$

$$\left(\frac{d^2u}{dy^2} \right)_i = \frac{u_{i+N_x} - 2u_i + u_{i-N_x}}{\delta y^2}$$

$$\left(\frac{d^2u}{dxdy} \right)_i = \frac{u_{i+N_x+1} - u_{i+N_x-1} + u_{i-N_x-1} - u_{i-N_x+1}}{4\delta x \delta y}$$

La position des points en question

Chacun de ces opérateurs se traduit naturellement sous la forme d'une matrice. Elles sont notées respectivement, $[d_x]$, $[d_y]$, $[d_{xx}]$, $[d_{yy}]$, $[d_{xy}]$. Il en résulte l'écriture de K utilisant ces opérateurs matriciels et les termes D et ν (de la plaque homogénéisée) déjà définis :

$$[K] = -[d_{xx}][D][d_{xx} + \nu d_{yy}] - [d_{yy}][D][d_{yy} + \nu d_{xx}] - 2[d_{xy}][D\nu][d_{xy}]$$

Par cette matrice, chaque point est lié à 17 points (c'est-à-dire pour que pour i donné, il existe 17 valeurs $K_{ij} \neq 0$ dans la matrice, y compris K_{ii}), dont la disposition est représentée sur la Figure II-3.

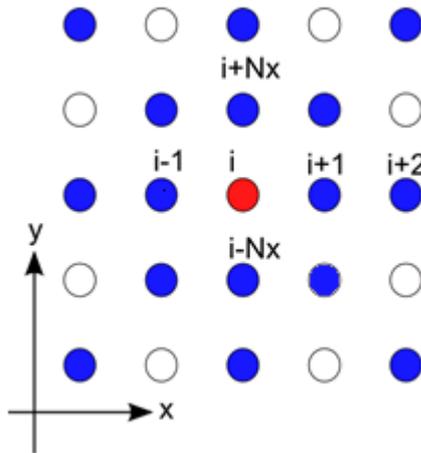


Figure III-3 : Visualisation d'un point i (en rouge) et des points (en bleu) relié à lui par des termes non nuls de la matrice K

La matrice K ainsi créée décrit la réaction mécanique locale de la membrane à une déformation, mais elle modélise seulement une section d'une plaque infinie. Il faut y intégrer des conditions aux limites pour qu'elle représente réellement une membrane de cMUT.

III.2.2 Conditions aux limites

Les limites de la zone maillée répondent à des conditions particulières en termes de champs de déplacement. Deux types de conditions aux limites ont été implémentés :

- Condition d'« encastrement » : le déplacement est nul, la dérivée première locale du déplacement est nulle. Cette condition décrit les limites extérieures de la membrane, supposée reliée rigidement au substrat.
- Condition de « symétrie » : déplacement quelconque, dérivée première du déplacement nulle.

Pour tenir des conditions de symétrie, des opérations sont effectuées sur la matrice K . A titre d'exemple, l'écriture de la condition symétrique est représentée ci-après pour un point i situé sur le bord gauche. Les points figurés en bleu clair n'appartiennent pas au maillage de la cellule, ce sont des points « virtuels » créés pour l'implémentation des conditions aux limites et supprimés ensuite.

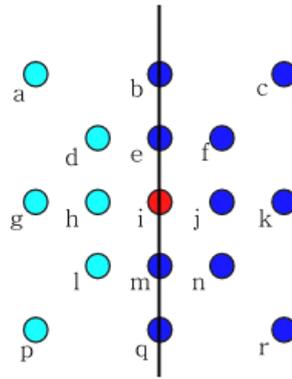


Figure III-4 : schéma des points autour d'une ligne de symétrie

La condition de symétrie signifie que les déplacements en ces points «virtuels » sont égaux à ceux des points de la partie droite : $u_a = u_c$, $u_d = u_f$, etc. Ainsi, le couplage de a vers i est reporté dans le couplage de c vers i, grâce à l'égalité des déplacements de a et c. On procède donc en théorie à l'opération suivante (on note K_a la matrice avant intégration des conditions aux limites) :

$$K(i, c) = K_a(i, c) + K_a(i, a)$$

III-28

Le terme $K_a(i, a)$ n'existe pas, il est donc remplacé par $K_a(k, b)$, qui a la même valeur (même position relative des points). Tous les points sont traités comme dans cet exemple. Pour le cas de la condition « encastrement », le principe est le même, mais les points situés sur la ligne d'encastrement ont par définition un déplacement nul , ce qui permet d'ignorer les termes correspondants .

Quatre types de conditions aux limites ont été implémentés, illustrés dans la Figure V-5.

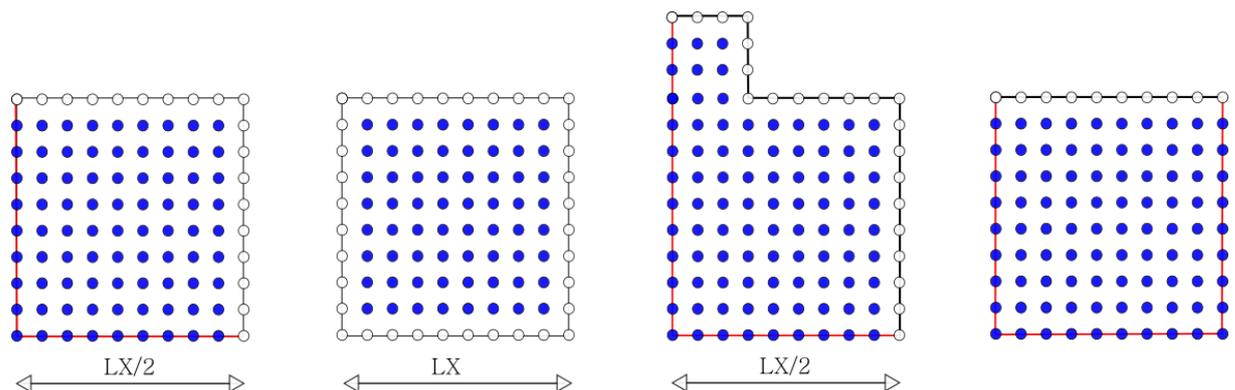


Figure III-5 : Différents cas de conditions aux limites : les lignes rouges correspondent à la condition de symétrie, le noir à l'encastrement

Le premier cas, le plus général, est la modélisation d'un quart de membrane rectangulaire. Deux côtés présentent des conditions de symétrie (rouge), les deux autres des conditions d'encastrement (noir). Le deuxième cas prend en charge la membrane entière, sans symétrie. Les quatre côtés sont donc encastres. Ce modèle complet est utilisé pour pouvoir coupler acoustiquement deux

membranes (couplage qui supprime la symétrie du champ de déplacement dans une cellule). Le troisième modèle proposé intègre le canal d'excavation de la couche sacrificielle comme une extension de la membrane. Ce modèle implique l'écriture des conditions d'un coin « rentrant » et une réorganisation des points. Enfin, une dernière variante place des conditions de symétrie sur deux côtés opposés, ce qui permet de simuler le comportement d'un rectangle infiniment long. Dans chaque cas, les points situés dans les angles de la structure sont des cas particuliers pour l'écriture des conditions aux limites et sont traités individuellement.

III.3 Analyse statique

Dans cette section sont présentées les méthodes de résolution des problèmes statiques dans le modèle de différences finies, c'est-à-dire la recherche d'une position d'équilibre de la membrane. Pour alléger les notations, les variables spatiales ne sont pas explicitées dans les équations.

III.3.1 Déplacement statique, tension de collapse

La déformation créée par un champ de pression prédéterminé, par exemple la pression atmosphérique (l'intérieur de la cavité étant sous vide), est facile à déterminer : il suffit d'inverser la matrice $\{K\}$ (équation III-29) pour déterminer le champ de déplacement qui l'équilibre. La Figure III-6 présente le déplacement ainsi déterminé.

$$[K][u] = [P_{atm}]$$

$$[u] = [K]^{-1}[P_{atm}]$$

III-29

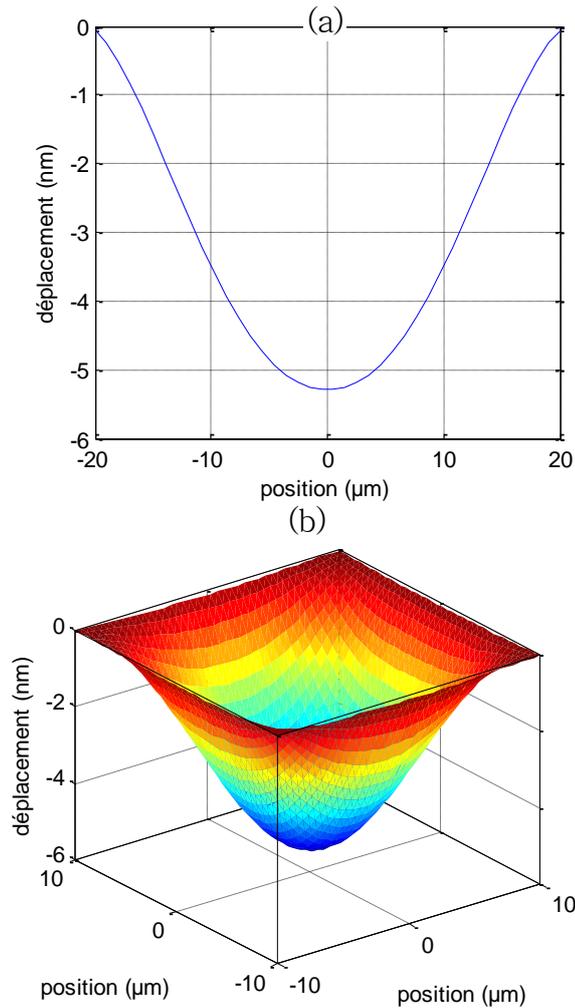


Figure III-6 : représentation en coupe et en 3D du déplacement statique sur la cellule de référence soumise à la pression atmosphérique

Notons que, sur les cellules que nous étudions, la pression atmosphérique ne crée qu’une très faible déflexion de quelques nanomètres (5 nm sur un gap de 200 nm). Néanmoins, sur des cMUT plus flexibles (conçu pour des fréquences plus basses), cette déflexion serait bien plus importante. Le calcul du déplacement crée par une tension de polarisation V_0 n’est pas aussi direct, car la force électrostatique est elle-même dépendante du déplacement. Il implique la résolution d’un système de deux équations couplées, dont l’une est non linéaire.

III-30

$$[K][u(V_0)] = [P_{elec}] + [P_{atm}]$$

$$[P_{elec}] = \left[\frac{\theta \varepsilon_0 V_0^2}{2(z_{eq} + u)^2} \right]$$

Ce système ne peut pas se résoudre analytiquement, mais l’on obtient une solution par méthode des perturbations, en itérant le calcul suivant jusqu’à obtenir une position stable (k est l’ordinal de l’itération). Le calcul converge très rapidement (Figure III-7).

$$[P_{elec}^{(k-1)}] = \left[\frac{\theta \varepsilon_0 V_0^2}{2(z_{eq} + u^{(k-1)})^2} \right]$$

$$[u^{(k)}] = [K]^{-1} \left([P_{elec}^{(k-1)}] + [P_{atm}] \right)$$

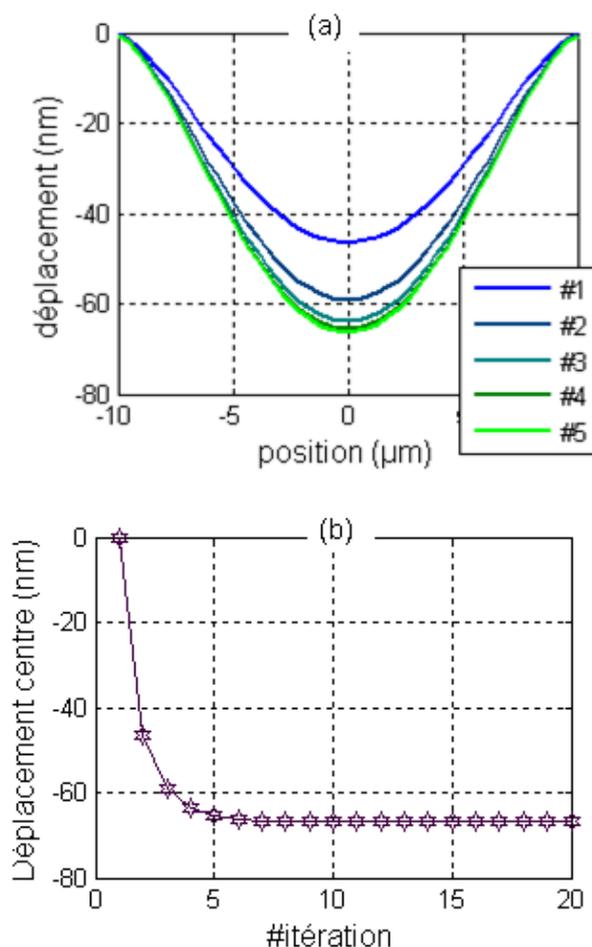


Figure III-7 Convergence du calcul de la position statique pour $V_0 = 0.9 \times V_{collapse}$: visualisation en coupe (a) et déplacement du point central de la membrane (b)

La même démarche est également utilisée pour déterminer la tension de collapse. En effet, si la tension V_0 dépasse cette valeur, la position d'équilibre recherchée n'existe pas, et le calcul ne converge pas. Le déplacement prend après quelques itérations des valeurs supérieures à la hauteur du gap (ce qui est le critère utilisé pour détecter la non-convergence).

On recherche donc la tension de collapse par dichotomie, avec un intervalle de recherche minimal donné (par exemple 1 V), comme étant la dernière valeur pour laquelle le calcul itératif converge.

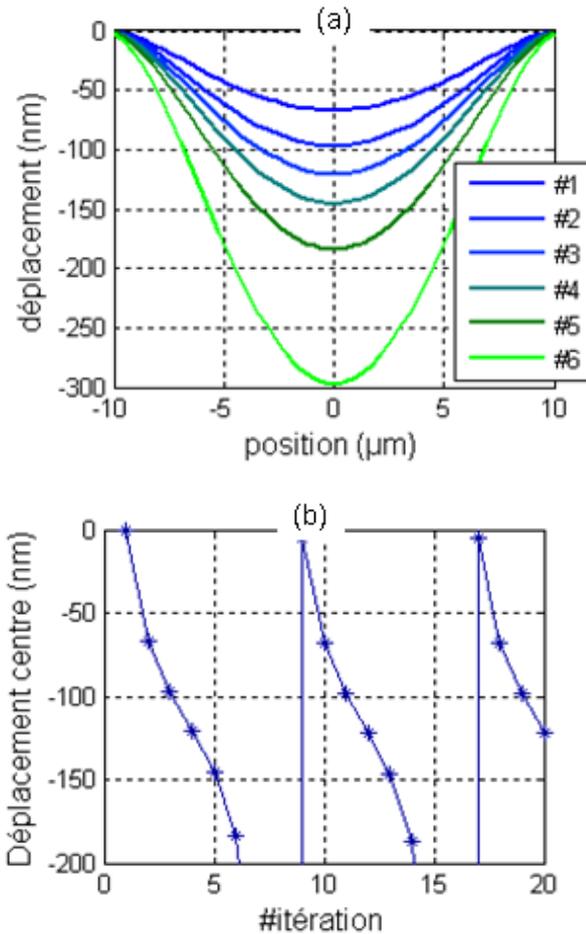


Figure III-8 : Echec de la convergence du calcul de la position statique pour $V_0 = 1.1 \times V_{collapse}$: visualisation en coupe (a) et déplacement du point central de la membrane (b). En réalité on arrête le calcul à la 6^e itération, ou le gap (200 nm) est dépassé

III.3.2 Capacités hautes et basses fréquences

Pour calculer la capacité à hautes fréquences (c'est-à-dire à déplacement constant), on intègre les charges sur la surface métallisée :

$$C_{HF}(V_0) = \int \frac{\epsilon_0 \theta}{(z_{eq} + u)} dS \tag{III-32}$$

Ce qui utilise le calcul du déplacement statique z_{eq} pour une polarisation V_0 .

La capacité à basses fréquences est définie par la dérivée de la charge stockée dans le cMUT pour une variation infinitésimale de la tension de polarisation :

$$C_{BF}(V_0) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{V_\epsilon C_{HF}(V_0 + \epsilon) - V_0 C_{HF}(V_0)}{\epsilon} \tag{III-33}$$

Pratiquement, cette valeur est déterminée pour un delta de tension très petit (c'est-à-dire inférieur de plusieurs ordres de grandeur à la tension de collapse).

Le coefficient de couplage se définit par le rapport des capacités HF et BF, comme dans le cas du modèle 1D (équation I-15).

III.4 Analyse dynamique dans l'air

On s'intéresse ici au cas général d'une membrane oscillant autour d'une position d'équilibre u_0 . On note V_1 et u_1 , respectivement, les composantes dynamiques de la tension aux bornes du cMUT et du déplacement.

III.4.1 Equations générales

La position d'équilibre correspond à une annulation entre la réaction élastique de la plaque, la force électrostatique exercée par la tension de polarisation et la pression atmosphérique notée P_{atm} :

$$[K][u] + [P_{elec0}] + [P_{atm}] = 0 \quad III-34$$

Lors de petites oscillations, u_1 , autour de cette position, l'équation dynamique générale prend en compte une pression extérieure, P_a (acoustique), la variation linéaire de la réaction de la plaque et la variation de la force électrostatique :

$$[M][\ddot{u}_1] = [K][u_1] + [P_{elec} - P_{elec0}] + [\xi][\dot{u}_1] + [P_a] \quad III-35$$

ξ est le terme de pertes propre à la membrane. Il est très faible, car le système oscillant formé par le cMUT dans l'air ne perd que très peu d'énergie (ondes de cisaillement rayonnant dans le substrat, pertes des matériaux). A titre d'approximation, on utilise une constante multipliant la matrice identité, dont la valeur est ajustée en fonction du facteur de qualité mesuré pour la résonance dans l'air (de l'ordre de 100). Le terme $[P_a]$ est négligeable dans l'air pour des transducteurs conçus pour un liquide.

En décomposant de façon linéaire la force électrostatique, on fait apparaître trois termes (équation III-36) : la composante constante, la force d'entraînement dynamique créée par la variation de la tension aux bornes du cMUT et le terme de *softening*, ce qui permet de poser la matrice $[K_V]$,

raideur à tension constante, modifiée pour tenir compte de ce terme de softening . Ce calcul est analogue à l'équation I-9 (modèle 1D).

$$[P_{elec}] = \left[\frac{\theta \varepsilon_0 (V_0 + V_1)^2}{2(z_{eq} + u_0 + u_1)^2} \right] = \left[\frac{\theta \varepsilon_0 V_0^2}{2(z_{eq} + u_0)^2} \right] + \left[\frac{\theta \varepsilon_0 V_0^2 u_1}{(z_{eq} + u_0)^3} \right] + \left[\frac{\theta \varepsilon_0 V_0 V_1}{(z_{eq} + u_0)^2} \right] \quad III-36$$

$$[P_{elec}^0] = \left[\frac{\theta \varepsilon_0 V_0^2}{2(z_{eq} + u_0)^2} \right], \text{ composante statique}$$

$$\left[\frac{dP_{elec}}{dV_1} \right] = \left[\frac{\theta \varepsilon_0 V_0}{(z_{eq} + u_0)^2} \right] = \frac{2[P_{elec}^0]}{V_0}, \text{ et } \left[\frac{\partial P_{elec}}{\partial u_1} \right] = \left[-\frac{\theta \varepsilon_0 V_0^2}{(z_{eq} + u_0)^3} \right]$$

$$[K_V] = [K] + \left[\frac{dP_{elec}}{du_1} \right]$$

$\left[\frac{dP_{elec}}{dV_1} \right]$ est le terme de conversion électromécanique distribué. Il convertit dans le sens direct la tension d'excitation en pression, et donc réciproquement la vitesse en densité de courant ($A \cdot m^{-2}$). θ est l'opérateur (ou la matrice pour les equations distribuées) d'ouverture, égal à 1 dans la zone métallisée et 0 ailleurs.

L'équation III-34, reformulée avec cette décomposition de la force électrostatique, devient, dans l'air, III-37

$$[M][\ddot{u}_1] = [K_V][u_1] + \frac{2[P_{elec}^0]}{V_0} V_1 + [\xi][\dot{u}_1] \quad III-37$$

Le calcul de l'admittance électrique est identique à celui effectué dans le cas du modèle 1D, il ne sera donc pas détaillé ici. Le courant se pose à nouveau comme la somme d'une composante capacitive et d'une composante motionnelle, cf équation I-13. Les deux paragraphes suivant vont utiliser ces relations dans deux les cas particulier du contrôle en tension et en courant du cMUT, permettant de définir deux points remarquables de la courbe d'impédance.

III.4.2 Contrôle en tension - résonance

On supposera ici que le cMUT est directement relié à un générateur de tension, la tension à ses bornes est donc contrôlée directement. Un petit signal harmonique, V_1 , de pulsation ω est superposé à la polarisation V_0 .

$$[M][\ddot{u}_1] = [K][u_1] + \frac{d[P_{e0}]}{d[u]} [u_1] + [\xi][\dot{u}_1] + \frac{2[P_{elec}^0]}{V_0} V_1 \quad III-38$$

En régime harmonique, le déplacement, u_1 , peut prendre des valeurs très grandes pour les vecteurs qui vérifient :

$$-\omega^2[M][u_1] = [K][u_1] + \frac{d[P_{e0}]}{d[u]}[u_1] \quad \text{III-39}$$

On en déduit que les modes et fréquences de résonance de la membrane commandée en tension sont donnés par les vecteurs propres et valeur propres de la matrice suivante :

$$[M^{-1}] \left[K + \frac{d[P_{e0}]}{d[u]} \right] = [M^{-1}] \left[K - \frac{\theta \varepsilon_0 V_0^2}{(z_{eq} + u_0)^3} \right] = [M^{-1}][K_V] \quad \text{III-40}$$

Cette propriété constitue l'analogie de la relation I-11 du modèle 1D. Le premier de ces modes propres constitue la résonance du cMUT commandé en tension – ou résonance série, qui se manifeste par un maximum de la partie réelle de l'admittance.

III.4.3 Contrôle en courant - antirésonance

Comme dans le cas du modèle 1D, le résultat est assez différent si au lieu de considérer une situation électrique à tension constante (c'est-à-dire avec un générateur de tension parfait), on suppose que la charge électrique présente dans le cMUT est contrôlée (impédance infinie sur le port électrique).

On note i_1 le courant entrant dans le cMUT imposé par la source extérieure ($i_1 = 0$ pour un cmut en circuit ouvert). On peut déterminer une relation entre le courant i_1 , la tension V_1 et le déplacement u_1 .

$$i_1 \frac{dQ}{dt} = \frac{d(CV)}{dt} \quad \text{III-41}$$

$$i_1 = \frac{d(CV)}{dt} = j\omega C_{HF} V_1 + j\omega \left[\frac{dP_{elec}}{dV_1} \right] [u_1]$$

$$V_1 = \frac{i_1}{j\omega C_{HF}} - \delta x \delta y \left[\frac{dP_{elec}}{dV_1} \right] [u_1]$$

On intègre cette expression de V_1 dans l'expression de la force électrostatique :

$$[P_{elec}] = [P_{elec0}] + \left[\frac{-\theta \varepsilon_0 V_0^2}{(z_{eq} + u_0)^3} \right] u_1 + \frac{\delta x \delta y \left[\frac{dP_{elec}}{dV_1} \right] \left[\frac{dP_{elec}}{dV_1} \right]}{C_{HF}} u_1 + \left[\frac{dP_{elec}}{dV_1} \right] \frac{i_1}{j\omega C_{HF}} \quad \text{III-42}$$

Il est facile de vérifier que dans le cas d'un modèle 1D, les 2^e et 3^e termes de la partie droite de III-42 s'annulent exactement. Ainsi, pour le modèle 1D, la raideur ne dépend pas de V_0 , la fréquence d'antirésonance est donc constante. En revanche, dans un système distribué ces deux matrices ne sont pas égales : la matrice de softening (2^e terme) est une matrice diagonale tandis que le dernier

terme contient des termes non nuls liants tous les points de l'électrode (matrice *pleine*). Ce terme exprime la capacité des charges à se déplacer à l'intérieur de la zone métallisée. En effet, on ne contrôle via le générateur que l'intégrale des charges présentes, et non leur distribution locale. En conséquence, l'antirésonance (également appelée selon les ouvrages résonance parallèle ou résonance à courant nul), est décrite par la première valeur propre de la matrice donnée par l'équation

III-43 :

$$[M^{-1}] \left[K_V + \frac{j\omega}{C_0} \delta x \delta y [\varphi_{em}] [{}^t \varphi_{em}] \right] = [M^{-1}] [K_Q] \quad \text{III-43}$$

Les matrices K_V et K_Q constituent les analogues des rigidités en circuit fermé et ouvert d'une céramique piézoélectrique.

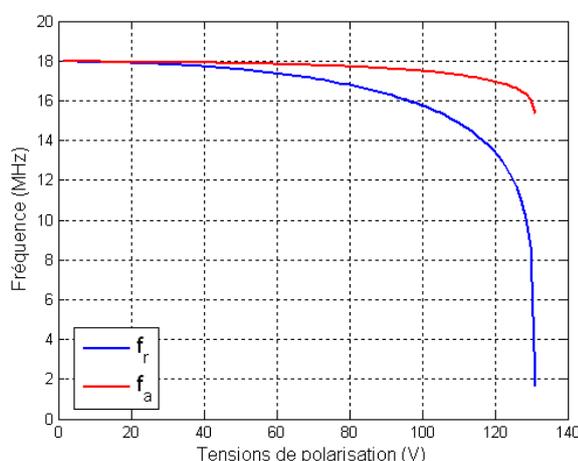


Figure III-9 : Evolution des fréquences de résonance (f_r) et d'antirésonance (f_a) en fonction de la polarisation pour une cellule carrée métallisée à 50%

La Figure III-9 donne, pour la cellule $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ de référence, l'évolution des fréquences de résonance et d'antirésonance en fonction de la polarisation. Ces valeurs sont calculées par diagonalisation des matrices $[M^{-1}][K_V]$ et $[M^{-1}][K_Q]$. On met ici en évidence une différence importante entre ces résultats FD et le modèle 1D (sans capacité parasite), où la fréquence d'antirésonance est constante.

III.4.4 Équivalence avec le modèle 1D

Cette section s'intéresse à la comparaison entre le modèle simplifié unidimensionnel (ou modèle piston), décrit au cours du premier chapitre, et le modèle différence finie. La différence essentielle tient dans la déformabilité des membranes qui a pour conséquence qu'un cMUT, lorsqu'il est soumis à un champ pression électrostatique ($p_e(x, y)$) uniforme ou non, se déplace de manière plus importante au centre que sur ses bords.

Pour établir une équivalence entre un système réel et un système piston, les grandeurs que l'on suppose égales sont les suivantes :

- La capacité géométrique et fréquence propre mécanique,
- Le déplacement dynamique $\langle u \rangle$ et statique moyen de la membrane sur l'électrode $\langle u \rangle_e$ est égal à celui du piston ceci afin de préserver le même volume balayé,
- Le travail exercé par la pression électrostatique qui déforme la membrane doit être égal à celui de la force électrostatique qui déplace le piston. Cette équivalence conserve les énergies mises en jeu entre les deux systèmes.

Ces équivalences permettent de déterminer sans ambiguïté les paramètres du piston équivalent à partir d'un modèle de cMUT exact. On considère bien sûr que les paramètres géométriques sont les mêmes : surface de l'électrode, hauteur de cavité, épaisseur de la membrane et hauteur de gap équivalent (h_{eq}). La raideur équivalente de la membrane cMUT est déterminée en utilisant la conservation de l'énergie, et la masse pour préserver la fréquence propre.

$$k = \frac{\text{Travail des pressions électrostatiques}}{|\langle u_e \rangle|^2} = \frac{\iint_{S_e} p_e(x, y) u(x, y) dS}{|\langle u_e \rangle|^2} \quad \text{III-44}$$

$$m = \frac{k}{4\pi^2 f_r^2} \quad \text{III-45}$$

A partir du modèle discrétisé, nous avons déterminé les paramètres du piston équivalent et comparé les résultats de simulation exacts à ceux du modèle masse ressort. Le cas traité est celui d'une membrane de géométrie carrée dont les paramètres sont donnés dans le tableau 1. Les paramètres du piston équivalent sont donnés dans ce même tableau. N'importe quel outil de modélisation numérique d'une membrane déformée permet de mener ce genre de calculs.

modèle FD	Valeur
Taille membrane (μm^2)	20x20
Taille electrode	14.1x14.1
Epaisseur membrane (nm)	450
Epaisseur électrode	350
Permittivité relative	7.5
Hauteur de gap (nm)	200
Module de Young(N/m ²)	220
Masse volumique électrode	3300
Masse volumique	2700
Fréquence de résonance	16.5
Modèle 1D	Valeur
Heq (nm)	260
Raideur k	5300
Masse m (kg)	5.4×10^{-13}
Fréquence f_r (MHz)	16.5

Tableau III-1 : Caractéristiques de la cellule de référence

La figure 18 compare l'évolution avec la polarisation du déplacement statique moyen de l'électrode du cMUT à celui du piston. A faible déformation, les deux modèles sont parfaitement équivalents. L'évolution de la capacité confirme aussi l'équivalence entre les deux approches. Toutefois, on voit clairement qu'au-delà de 80 V, dans ce cas de simulation, le modèle piston est mis à défaut. Cet écart conduit ainsi à sous estimer, avec le modèle piston, la valeur de la tension de collapse. Cette différence provient du fait qu'à pression électrostatique importante les mouvements de la membrane sont essentiellement au centre de l'électrode et très peu sur son pourtour. Ainsi, l'énergie électrostatique que l'on apporte au microsysteme, en limite de l'électrode, est peu ou mal convertie en énergie mécanique. Ce phénomène conduit à dégrader les performances d'un cMUT et nécessite d'être intégré dans le modèle piston.

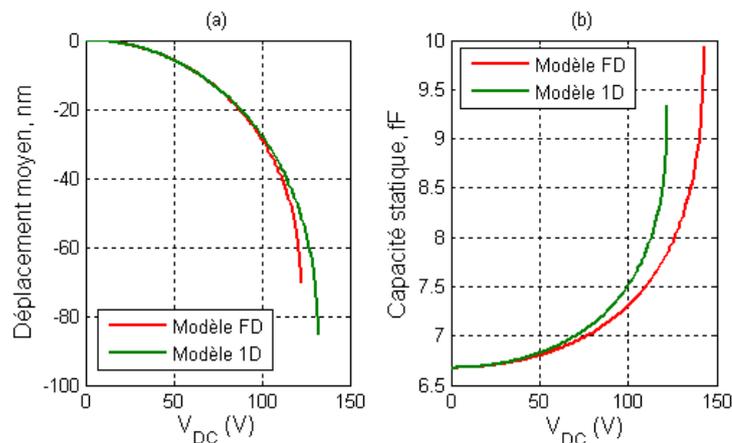


Figure III-10 : Comparaison entre modèle 1D et modèle exact (gauche : déplacement moyen de la partie métallisée de la membrane selon la tension de polarisation, droite : capacité géométrique).

Plusieurs auteurs (dont Caronti [62], Eccardt [63] et Yaralioglu [64]) ont ainsi proposé de séparer la surface de l'électrode en deux, une fraction étant considérée comme fixe et donc parasite, comme illustré sur la Figure III-11. La surface mobile réduite est notée S_a ($S_a < S_e$), la raideur et la masse correspondantes sont respectivement notées k_a et m_a . Le déplacement de la partie mobile est noté u_a .

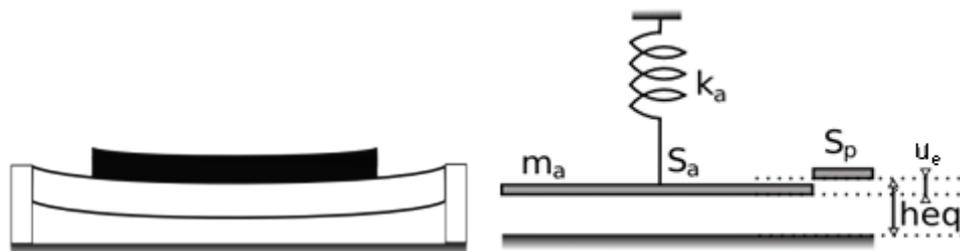


Figure III-11 : Modèle 1D modifié

On fragmente donc en deux parties la métallisation, et par conséquent la capacité initiale du système (en une capacité active C_0 et une capacité parasite C_p).

$$S_e = S_a + S_p$$

$$\frac{C_p}{C_0} = \left(\frac{S_e - S_a}{S_e} \right)$$

Comme précédemment, le volume déplacé par l'électrode (soit, ici, sa partie mobile de surface S_a), doit correspondre à celui du modèle distribué pour une polarisation infinitésimale. La force F_a appliquée sur la surface S_a doit donc déplacer le même volume que précédemment. Par ailleurs, disposant d'un degré de liberté supplémentaire, on impose une autre contrainte : la tension de collapse du système 1D doit être égale à celle calculé à l'aide du modèle distribué.

De ces contraintes résulte le jeu d'équations donné en III-47 :

$$\begin{aligned} (1) \quad & u_e = \frac{u_a S_a}{S_e} \\ (2) \quad & F_a = \frac{F_e S_a}{S_e} \\ (3) \quad & u_e = \frac{F_a}{k_0} \\ (4) \quad & u_a = \frac{F_a}{k_a} \end{aligned} \left\{ \begin{array}{l} k_a = \left(\frac{S_a}{S_e} \right)^2 \end{array} \right. \quad (5) \quad \text{III-47}$$

$$(6) \quad k_a = \frac{27 \epsilon_0 V_{c,FD}^2}{8 h_{eq}^3}$$

L'équation (1) égalise la variation de capacité, qui pour un petit déplacement est proportionnelle au volume balayé par l'électrode. L'équation (2) correspond à l'égalité des distances inter-électrode et de la tension, rendant la force électrostatique proportionnelle à la surface mobile. Les équations (3) et (4) sont la définition de la raideur. L'équation (5) découle des quatre précédentes. (6) traduit l'égalité de la tension de collapse.

Le déplacement u_a de l'électrode « réduite » ne correspond pas à un déplacement géométrique mesurable. On peut le considérer comme une coordonnée généralisée permettant de rendre compte de l'état de déformation du cMUT. L'ajout de cette capacité parasite permet au modèle 1D de suivre correctement le comportement de la cellule tel que donné par un modèle exact. Le modèle ainsi obtenu est utilisé comme outil de comparaison sur la base des mesures d'impédance électrique dans l'air, via une procédure d'ajustement automatique.

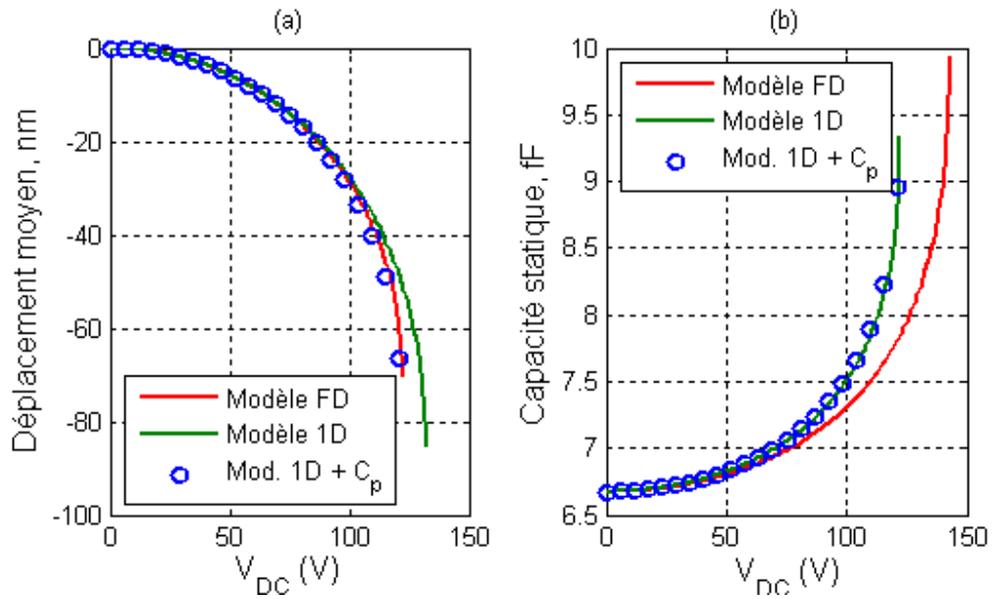


Figure III-12 : Comportement statique des modèles FD, 1D et 1D modifié

1D model modifié	Valeur
Surface de l'électrode (μm ²)	14.1x14.1
He (nm)	260
Raideur k _a	4257
Masse m _a (kg)	3.9x10 ⁻¹³
Fréquence f _r (MHz)	16.5
Tension de collapse	122 V

Tableau III-2 : Paramètres du modèle 1D modifié associé à une cellule de géométrie carrée de taille 20x20 μm²

III.4.5 Modes propres (plaque seule)

On s'intéresse ici aux valeurs propres de la matrice $[M^{-1}][K]$, qui donnent les fréquences propres de la plaque en l'absence de polarisation électrique. On compare celles-ci à des valeurs de références pour s'assurer de la validité et de la précision du modèle discrétisé. Pour une plaque encastree dont le rapport longueur/largeur L_x/L_y est égal 1.5, les fréquences propres des modes (m, n) s'écrivent sous la forme suivante [65] :

$$f_{mn} = \frac{d_{mn}}{X^2} \sqrt{\frac{D}{\rho_s}}$$

III-48

$$\text{Où } D = \frac{Eh^3}{12(1-\nu^2)}$$

Contrairement au cas d'une plaque simplement appuyée, les termes d_{mn} ne peuvent pas être déterminés analytiquement, mais seulement par un calcul numérique approché. Des valeurs sont fournies [65] pour les 5 premiers modes (11, 12, 21, 31, 22).

On simule donc une plaque 20x30 μm , uniforme (sans électrode), d'épaisseur 450 nm. Les conditions aux limites sont de type « encastré » sur les quatre côtés. Pour 450 nm de nitrure ($E_m = 220 \text{ GPa}$, $\nu = 0.24$; $\rho_{\text{vol}} = 3300 \text{ kg.m}^{-3}$), on a :

$$D = 1.7727 \times 10^{-9} \text{ N.m}$$

III-49

$$\rho_s = h \times \rho_{\text{vol}} = 1.485 \times 10^{-3} \text{ kg.m}^{-2}$$

Le Tableau III-3 compare les résultats obtenus pour un maillage de la membrane en 20x20 ou 40x40 points, et l'erreur en pourcentage comparé à la valeur théorique. On choisit en effet un nombre d'échantillons égal sur chaque axe, malgré la forme rectangulaire de la membrane, privilégiant non pas la dimension physique des pas de maillage, mais le nombre de points par lobe des modes de plaque. Cette erreur est faible, et elle est approximativement divisée par quatre en réduisant de moitié le pas du maillage, ce qui s'explique par la nature linéaire du modèle : l'erreur se situe au 2^e ordre.

Mode	d_{mn}	fréq.(MHz) analytique	FD : 20x20 points	FD : 40x40 points
	9.67	11.74	11.58 (-1.3%)	11.69 (-0.4%)
	14.94	18.13	17.68 (-2.5%)	18.00 (-0.7%)
	23.68	28.75	27.78 (-3.3%)	28.57 (-0.6%)
	23.83	28.93	28.08 (-2.9%)	28.61 (-1.1%)
	28.54	34.65	33.57 (-3.1%)	34.38 (-0.8%)

Tableau III-3 : Résultats FD et analytiques (fréquences propres). Les écarts relatifs à la valeur analytique sont donnés entre parenthèses

Ces résultats permettent de vérifier qu'une discrétisation en 20x20 points est suffisante pour très bien approcher le comportement de la plaque, cette résolution sera utilisée par la suite. En utilisant le modèle symétrique, donc des conditions aux limites de type « symétrie » sur deux côtés (en ne modélisant qu'un quart de la membrane), on élimine par nature les modes antisymétriques, l'analyse modale ne donne donc, parmi les modes ci-dessus, que le 11 et le 13. L'intérêt du modèle symétrique est d'obtenir la même précision avec quatre fois moins de points, réduisant d'autant le temps de calcul.

III.4.6 Comparaison avec des résultats obtenus par éléments finis

Une autre validation importante a été menée en confrontant les résultats (pour la détermination de la fréquence de résonance) avec ceux obtenus par une solution commerciale de type éléments finis (en l'occurrence le logiciel FEMLAB). Cette comparaison a été menée pour un cMUT circulaire, avec un modèle axisymétrique. La version du modèle différence finie adaptée à cette géométrie n'est pas présentée en détails dans ce document car les dispositifs que nous avons étudiés sont tous de géométrie rectangulaire. Ce modèle est identique à celui utilisé pour un cMUT rectangulaire, les mêmes équations sont résolues dans pour la géométrie circulaire, utilisant un référentiel cylindrique. La matrice K s'écrit en utilisant l'expression du Laplacien en coordonnées polaire, donnée en III-50 pour une variable u ne dépendant que de r .

III-50

$$\Delta u = \frac{\partial^2 u}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial r}$$

La comparaison avec FEMLAB a été menée sur une configuration issue de la bibliographie, décrite par Caronti [66]. Cet article étudie, à l'aide d'un modèle éléments finis (logiciel ANSYS) l'impact de la nature (or, chrome, ou aluminium) et de la surface de l'électrode (de 0 à 100% de la surface de la membrane) de cMUT axisymétriques sur leur comportement mécanique. La Figure III-13 donne une représentation du dispositif étudié.

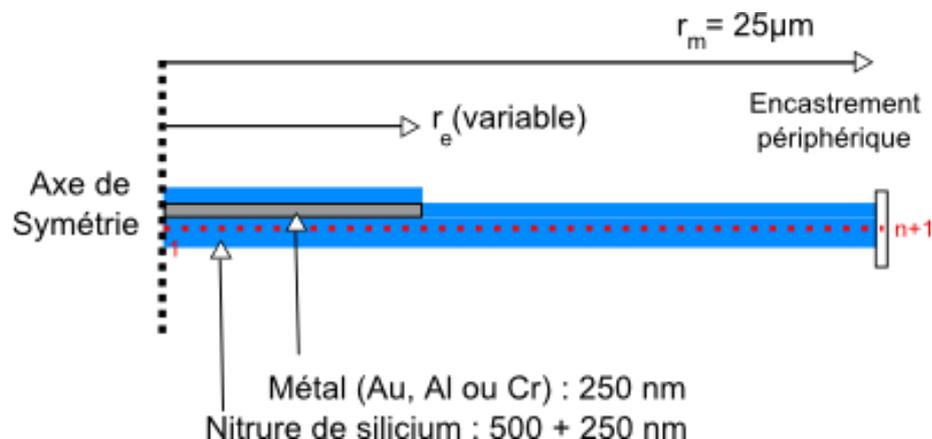


Figure III-13 : Représentation du dispositif simulé. Les points rouges donnent la discrétisation.

Les résultats (Figure III-14) montrent une très bonne superposition des courbes FD et FEM, pour chacune des trois métallisations. L'évolution de la fréquence de résonance est présentée en fonction de taux de métallisation surfacique $(r_e/r_m)^2$. L'or tend à abaisser la fréquence de résonance du fait

de sa masse volumique plus importante que l'aluminium pour une rigidité équivalente. Le chrome se situe à mi-chemin. Ce résultat est important, car le modèle éléments finis discrétise les matériaux de façon tridimensionnelle sans effectuer d'hypothèses simplificatrices.

On vérifie donc, par cette comparaison, la validité de plusieurs aspects du modèle différence finies :

- L'utilisation d'un modèle de plaque mince (kirchoff).
- L'homogénéisation de l'assemblage de couches de matériaux différents en une rigidité équivalente.
- La gestion de la discontinuité (passage de la zone métallisée à la zone non métallisée).
- La prise en compte des conditions aux limites (symétrie et encastrement) par les opérations de traitement de matrices.

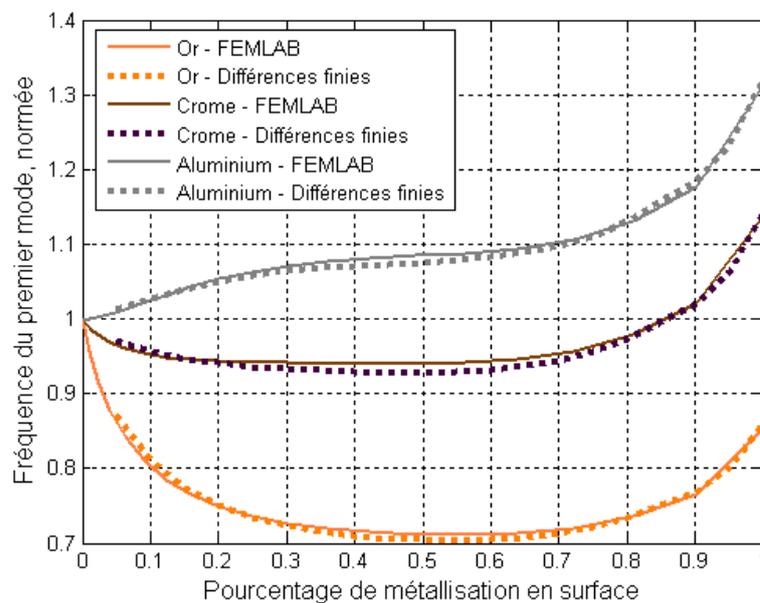


Figure III-14 : Résultats FD et FEM pour la fréquence fondamentale d'un cMUT circulaire, pour trois types de métallisation (or, chrome et aluminium) en fonction du pourcentage surfacique de métallisation. La fréquence est rapportée à celle de la plaque de nitrure de silicium seule (1).

III.5 Schéma équivalent d'un cMUT

Dans cette sous-section est défini le schéma équivalent d'une membrane cMUT, analogue aux circuits de Mason et de KLM utilisés pour les transducteurs piézoélectriques. Ce schéma concerne de petites oscillations autour d'une position d'équilibre déterminée par la polarisation V_0 . Ses termes sont calculés à partir du modèle de différences finies. On ne s'intéressera ici qu'à la membrane en

l'absence de chargement acoustique (dans le vide). Le schéma sera adapté à la membrane chargée par un fluide dans le chapitre suivant.

III.5.1 Présentation du problème

La figure ci-dessous donne une description de principe du schéma équivalent d'un transducteur (indépendamment de la technologie utilisée)

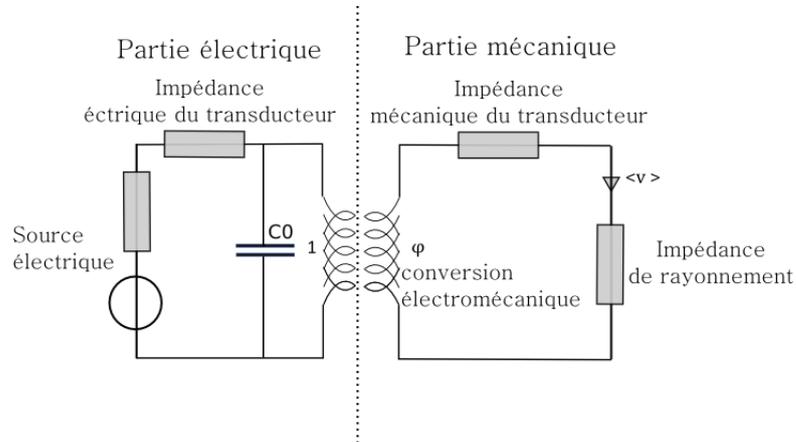


Figure III-15 : circuit équivalent général. La partie gauche est électrique (Tension/courant), la partie droite mécanique (force/vitesse). Seules les composantes dynamiques sont traduites dans le schéma.

La définition des termes équivalents est conditionnée à trois remarques relatives à la nature des transducteurs cMUT comparativement aux transducteurs piézoélectriques. Premièrement, les éléments constitutifs d'un transducteur piézoélectrique (matériau actif, couches d'adaptation) sont représentés sous la forme de guide d'ondes, présentant des impédances de la forme $iZ_0 \tan\left(\frac{\omega t}{2v}\right)$. Une membrane cMUT est très petite devant la longueur d'onde, et ne se comporte pas comme un guide d'onde, mais comme un élément mécanique local. Son impédance s'écrit donc comme une impédance mécanique. Deuxièmement, les schémas de mason et de KLM comportent deux branches mécaniques en parallèle, traduisant l'émission d'une onde acoustique dans chaque sens à partir de la couche de matériau actif. Dans le cas d'un cMUT, on peut utiliser un schéma ne comportant qu'une branche mécanique. La pression électrostatique générée est naturellement réciproque (appliquée également sur la membrane et sur l'électrode arrière), mais l'électrode arrière est rigidement fixée au substrat. De ce fait, la branche mécanique « arrière » peut être négligée, car elle est chargée d'une impédance très grande (le déplacement de l'électrode arrière est négligeable). Enfin, les schémas de mason et de KLM sont établis dans l'hypothèse d'une couche mince uniforme de matériau actif, sur laquelle est appliqué un champ électrique constant : il s'agit d'un problème strictement unidimensionnel. Cette caractéristique permet par exemple d'écrire la puissance mécanique comme un simple produit (surface x pression x vitesse). Dans le cas d'une membrane cMUT, la pression sur la membrane ainsi que sa vitesse ont des distributions non homogènes sur la surface, le calcul de la puissance mécanique demande donc l'intégration du produit de ces fonctions.

III.5.2 Choix des variables du schéma

Le choix des variables de la partie électrique du schéma ne pose aucune ambiguïté : la tension entre les deux électrodes et le courant entrant/sortant de la cellule. Pour la partie mécanique, le choix est moins évident. On retient, comme analogue au courant, la vitesse moyenne de la cellule : cette variable correspond (à un facteur de surface près) au volume balayé, donc au débit de la source acoustique lorsqu'on s'intéresse au rayonnement. Deux choix sont possibles pour le terme analogue à la tension. Le premier est d'adopter la force totale exercée sur la membrane. Ainsi, la force générée par le couplage électromécanique sera simplement l'intégrale de la composante dynamique de la pression électrostatique. L'impédance d'un élément du circuit s'exprimera par le ratio complexe de la force (intégrale de la pression) créée par cet élément par le déplacement moyen. Ainsi, en écriture analytique, l'impédance mécanique de la membrane se calcule à l'aide de ses forces mécaniques et inertielles :

$$Z_{memb} = \frac{\int_S -\nabla(D(\nabla u_1)) + F_\xi - \rho \ddot{u}_1}{\langle \dot{u}_1 \rangle} \quad \text{III-51}$$

Traduit en écriture matricielle dans le cadre du modèle de différences finies et en régime harmonique, on obtient l'expression suivante :

$$Z_{memb} = \frac{[K][u_1] + j\omega[\xi][u_1] - \omega^2[M][\ddot{u}_1]}{j\omega\delta x\delta y[1^t][u_1]/S_m} \quad \text{III-52}$$

Le schéma conçu sur cette base sera désigné ci-après schéma de Mason, car il constitue la transcription la plus directe de celui-ci pour un cMUT. Le couplage électromécanique s'exprime sous la forme de deux coefficients (III-35) :

$$\varphi_{em} = \frac{F_1}{V_{ex}} = \frac{\iint_S P dS}{V_{ex}} = \frac{2F_0}{V_0} \quad \text{III-53}$$

$$\varphi_{me} = \frac{i}{\langle v \rangle} = \frac{\iint_S (F_0/V_0) \times v dS}{\langle v \rangle}$$

L'ensemble de ces termes se calcule par le biais d'une analyse harmonique à l'aide du modèle de différences finies. Le schéma équivalent comprend deux sources commandées (Figure III-16).

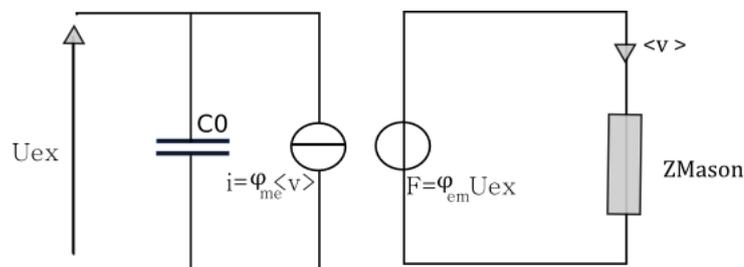


Figure III-16 : Schéma de Mason adapté à un cMUT isolé (dans l'air)

L'inconvénient de ce schéma est de ne pas préserver l'énergie : la puissance mécanique ne peut s'exprimer comme étant le produit de la vitesse moyenne et de l'intégrale de la pression. Cette non-conservation de l'énergie est la raison pour laquelle φ_{me} et φ_{em} sont différents.

Une autre solution utilise la définition de l'impédance mécanique d'une structure telle que proposée par Foldy [[67]], qui assure la continuité de la puissance et d'une vitesse de référence - on choisit ici de conserver la vitesse moyenne de la membrane $\langle v \rangle$.

$$W = \iint_S P v dS \quad \text{III-54}$$

$$Z_{structure} = \frac{W}{\langle v \rangle \langle v \rangle}$$

Dès lors le terme analogue à la tension dans la partie droite du schéma n'est plus réellement la force totale appliquée sur la membrane mais un terme *noté* \tilde{F} , homogène cependant à une force :

$$\tilde{F} = \frac{W}{\langle v \rangle} = \frac{\iint_S P v dS}{\iint_S v dS} \quad \text{III-55}$$

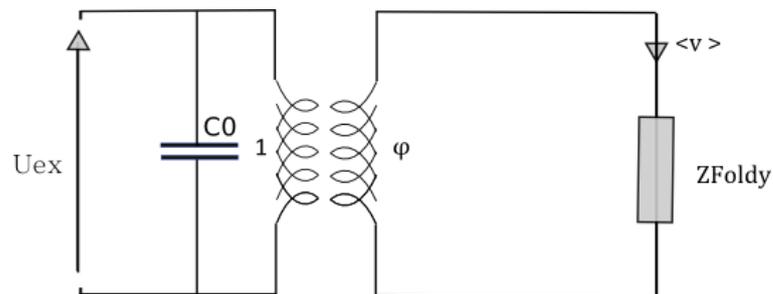


Figure III-17 : Schéma de Foldy adapté à un cMUT isolé (dans l'air)

III.6 Résultats expérimentaux et validation du modèle dans l'air

Propriété, unité	Nitride de silicium	Aluminium
Module de Young, GPa	Selon lot	68
Coeff. de Poisson	0.24	0.35
Masse volumique, kg.m ⁻³	Selon lot	2700
Permittivité relative	7.5	n/a (conducteur)

Tableau III-4 : Paramètres des matériaux pour la simulation

Des échantillons de différents types (membranes de différentes dimensions et d'épaisseurs 450 et 650 nm) sont mesurés systématiquement, selon le protocole exposé dans le 2^e chapitre. Pour chaque mesure d'impédance, la méthode d'ajustement sur les mesures d'impédance est appliquée, permettant d'extraire une valeur expérimentale de la tension de collapse et de la tension de résonance.

La simulation par différences finies est alors utilisée comme moyen de détermination du module de Young et de la masse volumique du nitride, en choisissant une valeur qui permet d'approcher au mieux les fréquences de résonance déterminées expérimentalement. En effet, les wafers ayant été fabriqués ensemble, le nitride étant issu du même mélange d'épitaxie, on fait l'hypothèse que les propriétés sont les mêmes pour l'ensemble du lot de fabrication. La correspondance des fréquences de résonance sur une série de configurations de tailles et d'épaisseurs différentes fournit une bonne validation des paramètres mécaniques choisis. Pour une seule géométrie, il existe une infinité de combinaisons de module de Young et masse volumique qui produisent la même fréquence de résonance. La prise en compte de différentes géométries permet de lever cette indétermination.

Les échantillons utilisés sont issus de deux lots de fabrication différents, désignés ci-après A et B. Les données mécaniques prises en compte pour le A sont un module de Young de 220 GPa et une densité de 3300 kg.m⁻³. Pour le lot B, le module de Young est légèrement plus bas (185 GPa), la densité est identique. Ces valeurs seront utilisées pour les simulations qui seront confrontées aux mesures dans l'huile, dans les sections V.4.1, V.4.2 et V.4.3

<i>Structure</i>	<i>mesure : Vc - V</i>	<i>Mesure : f0 - MHz</i>	<i>FD : Vc</i>	<i>FD : F0</i>
450 nm				
W4 20x20	113	17.9	127	17.8
W4 25x25	96	13.4	75	11.0
W4 20x85	81	12.1	72	11
W4 85x20	76	13.2	75	10.6
W4 20x180	73	10.8	70	10.8
W4 180x20	62	10.9	72	10.9
650 nm				
W9 20x20	213	26.3	229	24.3
W9 25x25	126	16.8	142	15.4
W9 20x85	139	15.6	140	14.8
W9 85x20	125	13.7	139	14.6
W9 20x180	124	16.0	138	14.5
W9 180X20	117	14.8	134	14.3

Tableau III-5 : Résultats dans l'air, échantillons du lot A

<i>Structure</i>	<i>Mesure : Vc - V</i>	<i>Mesure : f0 - MHz</i>	<i>FD : Vc</i>	<i>FD : F0</i>
450 nm				
20x2 0 w4	109	16.8	120	16.8
25x2 5 w4	67	10.8	73	10.6
650 nm				
20x2 0 w2	195	23.2	216	23.0
25x2 5 w2	127	15.1	131	14.3
180x 20 w2	91	11.7	129	13.5
20x1 80 w2	110	14.0	125	13.4

Tableau III-6 : Résultats sur les échantillons du lot B

Les résultats synthétisés dans les deux tableaux III-5 et III-6 tirent parti d'une caractéristique du projet MEMSORS, le fait de disposer de séries de dispositifs cMUTs réalisés sur les mêmes wafers (donc présentant les mêmes caractéristiques de matériaux) mais utilisant six géométries différentes. De plus, ont été réalisés des wafers présentant deux épaisseurs de membranes différentes, 450 et 650 nm, soit au total 12 types d'échantillons. Les matériaux ont été épitaxiés simultanément dans le même bâti, ce qui permet de supposer que leurs propriétés mécaniques (densité, module d'Young, coefficient de Poisson) sont les mêmes. Le fait de croiser les résultats de mesure et de simulations pour tous ces dispositifs en parallèle permet de valider l'approche de modélisation mécanique qui a été développée. Avec une seule géométrie, les résultats n'auraient pas constitué une preuve de la validité du modèle ni de l'exactitude des paramètres mécaniques, car une infinité de combinaison de paramètres peuvent donner les mêmes valeurs de fréquence propre et de tension de collapse. A cette validation expérimentale, s'ajoute la comparaison avec des résultats analytiques et avec des simulations éléments finies.

III.7 Conclusion

Même si la finalité des dispositifs étudiés est l'utilisation en émission-réception dans un milieu fluide, l'étude de leur comportement dans l'air est une étape importante. En effet, caractériser les dispositifs dans l'air revient à isoler les inconnues relatives au comportement mécanique et électrostatique des membranes, l'effet du chargement acoustique par l'air étant négligeable. Ainsi, on a pu confronter le modèle utilisé tant aux résultats expérimentaux qu'à une approche par éléments finis, et, en recoupant les données sur plusieurs dispositifs de géométrie variée, ajuster les propriétés des matériaux aux mesures.

Ces étapes ont permis de disposer d'une base éprouvée avant de compléter le modèle par une prise en compte du couple fluide/structure.

Ce chapitre a également permis l'établissement d'un circuit équivalent du cMUT dans l'air. En outre, l'écriture matricielle aboutissant à l'impédance électrique de la membrane cMUT a explicité les raisons d'une baisse de la fréquence d'antirésonance du cMUT polarisé, même en l'absence de capacité parasite extérieure à la membrane.

IV. REPONSE D'UN cMUT COUPLE A UN MILIEU FLUIDE

Introduction

Au cours du paragraphe précédent, le comportement mécanique et électromécanique d'une cellule cMUT a été étudié par une modélisation différences finies. La finesse du maillage utilisée est adaptée au problème mécanique rencontré, avec un nombre de points par longueur d'onde (de l'onde de plaque stationnaire pour le mode propre fondamental) de l'ordre de 50.

Pour l'étude du comportement acoustique d'un transducteur cMUT complet, les interactions entre les cellules élémentaires par le fluide sont déterminantes et le modèle doit donc prendre en compte la totalité de la surface active. De nombreux travaux publiés s'appuient sur les modèles éléments finis [68] [62] [69]. Ces modèles permettent de modéliser la mécanique de la plaque et l'entraînement électrostatique. Néanmoins, lorsque l'on prend en compte le fluide, en raison de la taille rapidement croissante du problème numérique, il est impossible de prendre en compte plusieurs dizaines de cMUTs sans faire d'hypothèses simplificatrices. Différents auteurs ont choisi de modéliser une seule cellule en intégrant des conditions de périodicité 1D ou 2D [69]. [70] [71], ce qui revient à considérer que le nombre de cellules est très grand, ou à l'inverse d'étudier un groupe limité à quelques cellules de cellules [72].

Une approche directe, intégrant les échanges acoustiques entre cMUTs selon le maillage déjà utilisé pour la résolution mécanique dans le chapitre précédent, sera développée seulement dans deux cas particuliers : celui d'un système limité à deux membranes, et celui d'un réseau périodique 2D infini. Cette étape servira à valider les termes d'un schéma équivalent qui permettra de séparer, dans une certaine mesure, les contributions mécaniques et acoustiques.

Dans les sections suivantes, ce modèle sera utilisé pour étudier l'impact de plusieurs paramètres géométriques, mécaniques et électriques des cMUTs sur leur comportement acoustique. Ses prédictions seront confrontées avec des mesures électriques et interférométriques sur des échantillons présentant plusieurs géométries et deux épaisseurs de couches différentes. Enfin, il sera exploité pour la conception de plusieurs types de sondes.

IV.1 Mise en équation du cas d'un cMUT isolé

En un point M de la membrane cMUT, nous écrivons le principe fondamental de la dynamique, projeté sur l'axe vertical, pour la composante dynamique u_1 du déplacement de la membrane :

$$\rho \ddot{u}_1 = \varphi V_1 - \nabla(D(\nabla u_1)) + P_\xi + P_{eau} + P_{ext} \quad IV-1$$

P_{eau} est un nouveau terme traduisant la pression acoustique exercée par le milieu sur la membrane.

Pour exprimer celui-ci, on se place dans les hypothèses suivantes :

- Le milieu environnant est un fluide (ou un élastomère au comportement acoustique très proche d'un fluide, tel le silicone) semi-infini, seule une onde longitudinale doit donc être prise en compte.
- Le cMUT est situé dans un plan solide infini (condition de baffle rigide) : le wafer environnant le cMUT peut se considérer comme un baffle rigide, les matériaux tels que le silicium ou le nitrure de silicium ont une impédance acoustique très élevée devant celle de l'eau
- Il n'y a pas d'autres sources acoustiques que le cMUT lui-même.
- On néglige le déplacement (statique) dans le sens vertical : la distance entre deux points de la membrane (pour le calcul des retards) se calcule dans le plan, sans tenir compte de l'ordonnée statique, car les déplacements verticaux sont inférieurs de trois ordres de grandeurs aux distances dans le plan.

La pression acoustique reçue par le point M de la membrane s'écrit ainsi comme l'intégrale de la pression rayonnée en ce point par le déplacement de l'ensemble de la membrane. Cette pression peut donc s'écrire à l'aide de la fonction de Green (réponse impulsionnelle acoustique) [73] :

IV-2

$$P_{eau}(M) = \int_{P \in S_m} v(P) G(M, P) dS$$

Où G s'écrit en fonction de la distance MP et de la fréquence

$$G(M, P, \omega) = \frac{j\pi\rho\omega}{2} \times \frac{e^{-jr_{MP}\frac{\omega}{c_0}}}{r_{MP}}$$

Afin de permettre d'introduire cette pression dans notre modèle différences finies, l'ensemble des termes de ce type liant les couples de points de la membrane est regroupé dans une matrice $[K_{eau}]$ dont chaque terme décrira le rayonnement d'un point vers un autre point. La construction de cette matrice, qui dépend de la fréquence (et oblige donc à traiter par la suite le problème sous forme d'analyse harmonique), présente deux spécificités supplémentaires :

- Les conditions de symétries sont prises en compte. Lorsqu'on modélise un quart de membrane avec deux axes de symétrie, chaque terme regroupe donc en réalité de

rayonnement de quatre points source. Il en résulte que la matrice n'est pas symétrique.

- Pour les termes diagonaux, c'est-à-dire lorsque le point source et le point cible sont confondus, la fonction de Green telle qu'écrite plus haut n'est pas définie (distance MP nulle). On utilise alors l'impédance de rayonnement d'un « petit » piston (dimension très inférieure à la longueur d'onde).

La mise en œuvre pratique de la construction de cette matrice est détaillée en annexe. L'équation du déplacement dynamique de la membrane, intégrant le couplage membrane/fluide et reprenant l'hypothèse d'un terme de pertes mécaniques linéaires, devient alors :

$$-\omega^2[M][u_1] = \varphi V_1 - [K][u_1] + [K_{eau}][u_1] + [\xi][\dot{u}_1] \quad IV-3$$

IV.2 Mise en équation du cas d'un cMUT dans un réseau périodique 2D

Dans l'hypothèse où le cMUT appartient à un réseau périodique 2D, infini, une approche similaire est employée, mais ici le chargement par le fluide doit être calculé d'une façon qui prenne en compte la périodicité, à la manière des modèles de type BEM (Boundary Elements Matrix) utilisés avec les outils éléments finis [70]. Une approche analytique est traitée par Lee [74]. On s'intéresse maintenant au cas d'un réseau périodique 2D de cellules, représenté schématiquement par la figure IV-1. La maille de périodicité est caractérisée par les vecteurs \vec{X}_0 et \vec{Y}_0 .

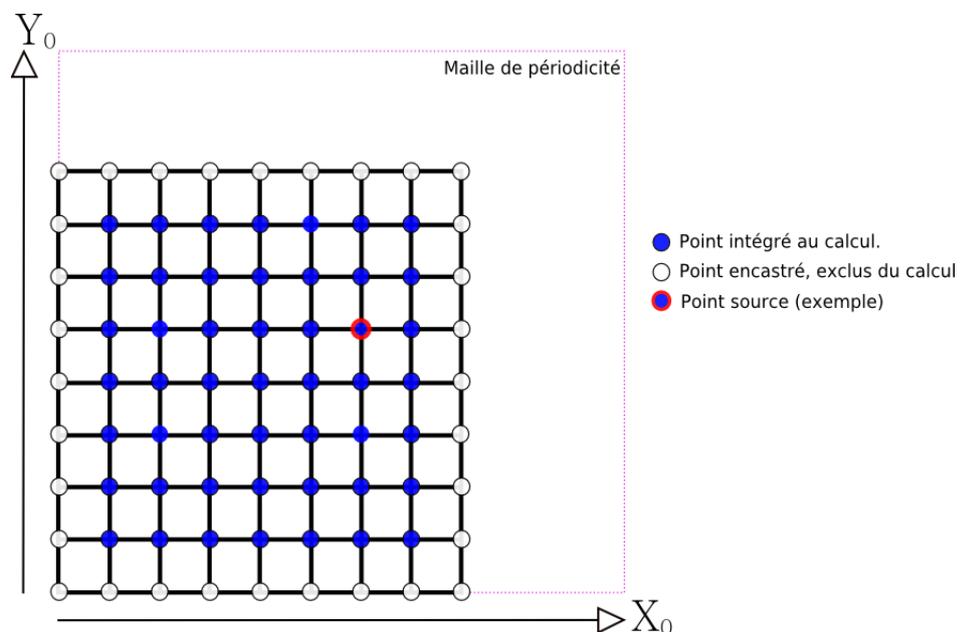


Figure IV-1 : Fonction de Green en modèle 2D

Les cellules étant toutes identiques, on ne prend en compte qu'un seul champ de déplacement u , défini pour une membrane. Le problème consiste donc à écrire l'expression de la pression P_{eau2D} s'intégrant dans l'expression IV-4.

$$\rho \ddot{u}_1 = \varphi V_1 - \nabla(D(\nabla u_1)) + P_\xi + P_{eau2D} \quad IV-4$$

P_{eau2D} peut se décomposer comme étant la somme des contributions des sources présentes dans chacune des membranes.

$$P_{eau2D}(M) = \sum_i \int_{P \in S_i} v(P) G(M, P) dS \quad IV-5$$

Où i désigne une membrane, S_i la zone du plan qu'elle couvre. Cette somme infinie pourrait être correctement approchée en sommant les voisins jusqu'au dixième environ dans toutes les directions [71]. Mais l'approche choisie ici est d'effectuer directement le calcul périodique, en écrivant la fonction de Green dans l'espace réciproque (k_x, k_y) . Le pas de discrétisation en k_x est l'inverse de X_0 , tandis que la valeur maximale de k_x considérée est l'inverse de δx . Le nombre de points de calculs correspond à l'extension du maillage de la cellule à la taille du motif de périodicité (qui est donc approximée à des multiples entiers de δx et δy).

$$\hat{G}(k_x, k_y, \omega) = \frac{\rho \omega}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{c_0}\right)^2 - k_x^2 - k_y^2}} \quad IV-6$$

Comme précédemment, on convertit cette expression en un calcul matriciel pour son intégration dans le modèle de différences finies. Le terme $K_{eau2D ij}$ correspond à la pression créée au point i par la source située j et l'ensemble des images de celle-ci suivant la périodicité. Il s'agit donc d'une somme infinie sur les deux directions de termes dont chacun est analogue au $K_{eau ij}$ du cas non périodique :

$$K_{eau2D ij}(\omega) = \sum_{n_x=-\infty}^{+\infty} \sum_{n_y=-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{j\pi\rho\omega}{2} \times \frac{e^{-jr_{ij}\frac{\omega}{c_0}}}{r_{ij}} \times dS \times j\omega \right\} \quad IV-7$$

$$\text{Où } \vec{r}_{ij} = \vec{r}_j + n_x \vec{X}_0 + n_y \vec{Y}_0$$

$$n_x, n_y \in \mathbb{Z}$$

Les valeurs dans l'espace réel sont retrouvées par transformée de Fourier inverse, exprimée de façon analytique en IV-8. Le calcul est en réalité mené de façon discrétisée, avec une discrétisation $1/\vec{X}_0, 1/\vec{Y}_0$ dans l'espace des ondes planes, qui apporte la périodicité dans l'espace réel.

$$G_{2d}(\vec{r}_{ij}, \omega) = \int_{k_y} \left(\int_{k_x} \hat{G}(k_x, k_y, \omega) e^{i\vec{k}_x \cdot \vec{r}_{ij}} dk_x \right) e^{i\vec{k}_y \cdot \vec{r}_{ij}} dk_y$$

L'intégrale de K_{eau2d} donne l'impédance de rayonnement d'un réseau périodique infini de pistons plans excités en phase.

IV.3 Réponse en fréquence d'un cMUT dans l'eau

IV.3.1 Membrane de géométrie carrée : évolution avec la polarisation

Au cours du chapitre précédent, Pour déterminer la réponse en fréquence de la membrane dans l'air une analyse modale a pu être directement utilisée : les fréquences propres sont les valeurs propres de la matrice $[M^{-1}][K]$. Dans le cas de la membrane chargée par un fluide, la matrice K_{eau} est fonction de la fréquence. Il faut donc procéder à un balayage en fréquence, et résoudre l'équation différentielle IV-1 pour chaque valeur.

La Figure IV-2 compare le module de la vitesse moyenne de la membrane de référence, en décibels (normés à 1 m/s), dans quatre situations de conditions aux limites :

- Dans l'air, c'est-à-dire en l'absence de chargement acoustique. Seule la mécanique de la membrane est prise en compte.
- Pour une membrane isolée dans l'eau.
- Pour un réseau périodique 2D de membranes dans l'eau, avec un faible taux de remplissage de 20% (espacement de 25 μm entre membranes).
- Pour un réseau périodique 2D de membranes dans l'eau, avec un taux de remplissage de 65% (espacement de 5 μm entre membranes).

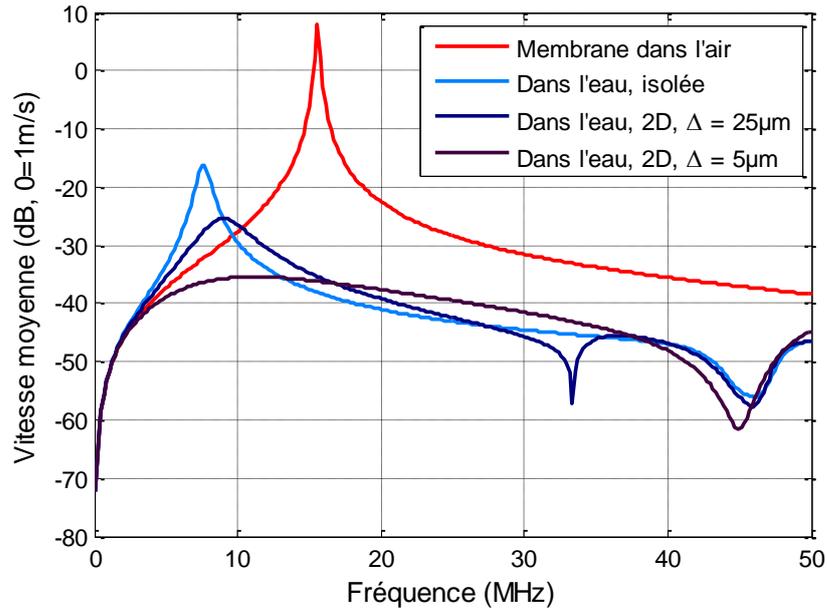


Figure IV-2 : Vitesse moyenne (dB) dans l'air et dans l'eau d'une cellule de dimension $20 \times 20 \mu\text{m}^2$

Dans cet exemple, avec la charge acoustique de l'eau, la fréquence où la vitesse moyenne est maximale est approximativement divisée par deux, tandis que la vitesse maximale elle-même est réduite de 25 dB. Dans une section ultérieure, ces évolutions seront étudiées dans différents cas de conception de la membrane (dimensions, épaisseur, matériaux). Le facteur de qualité est également bien moindre, car une membrane immergée rayonne de l'énergie acoustique, ce qui représente un amortissement bien supérieur aux pertes de la membrane. La membrane isolée est petite devant la longueur d'onde : à 8 MHz, celle-ci est de $180 \mu\text{m}$. L'impédance de rayonnement est donc essentiellement imaginaire et positive, analogue à une masse. La membrane devient donc un système masse-ressort, dont l'inertie est essentiellement constituée par le fluide entraîné, tandis que la raideur est fournie par la mécanique de la plaque.

La Figure IV-3 donne l'évolution de la vitesse de déplacement, toujours pour une excitation harmonique de 1V, en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation, dans les deux cas extrêmes d'une membrane isolée, et d'un réseau infini 2D. La tension de polarisation est donnée en fraction de la tension de collapse (127 volts). On retrouve l'effet de softening qui provoque une diminution de la fréquence de la pseudorésonance. L'amplitude de déplacement de la membrane, elle, augmente avec le terme φ lié à la polarisation.

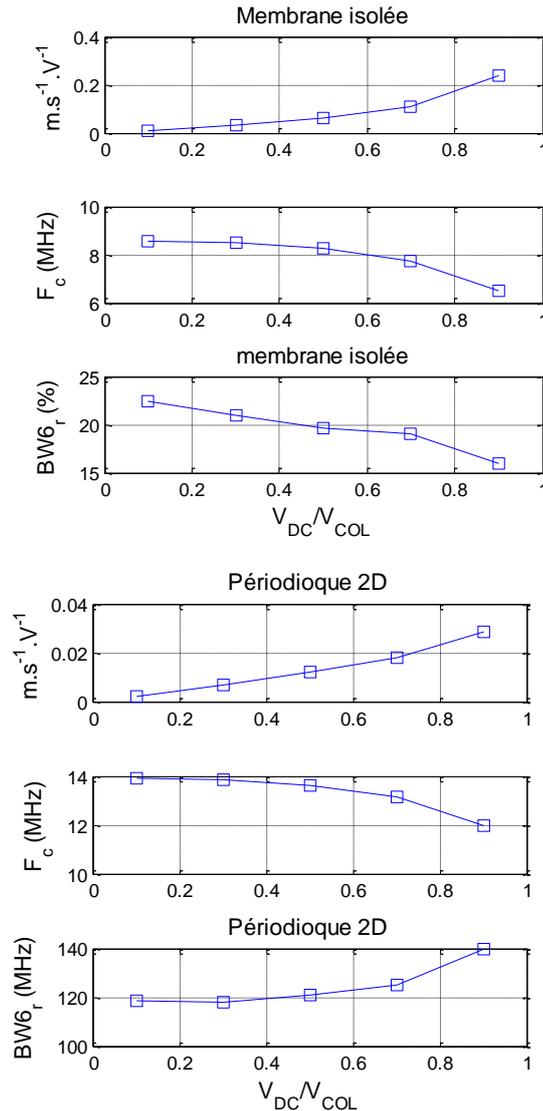


Figure IV-3 : Caractéristiques du déplacement de la membrane pour différentes tensions de polarisation, de 10 à 90% de la tension de collapse, dans le cas de la membrane isolée (gauche) et de l'ensemble périodique 2D (droite). Les trois courbes donnent la vitesse à la fréquence optimale (en m/s par volt), la fréquence centrale à -6dB, et la bande passante relative à -6dB.

IV.3.2 Membrane de géométrie rectangulaire

Des membranes rectangulaires allongées sont un moyen attrayant d'accroître le taux de couverture d'une barrette cMUT tout en respectant les mêmes critères d'espacements minima. Le petit côté détermine essentiellement la rigidité de la membrane, donc la tension de collapse et la fréquence de fonctionnement. La forme allongée permet d'occuper plus efficacement l'espace disponible, tandis que des puits d'excavation disposés périodiquement le long des grands côtés permettent une attaque de l'oxyde aussi rapide que pour une membrane carrée. Néanmoins les membranes rectangulaires présentent des modes supérieurs relativement proches en fréquence du mode principal, qui affectent la bande passante en créant des nœuds. Gérardin [59] donne

l'expression suivante des fréquences modes (r,n) d'une plaque rectangulaire de dimensions a,b, relativement à la fréquence du premier mode :

$$f_{rn} = \left(\frac{r}{a^2} + \frac{n}{b^2} \right) f_{11}$$

IV-9

Une membrane très allongée (b grand devant a) présente donc un mode (1,2) à une fréquence très proche du mode (1,1).

La Figure IV-4 donne, pour une membrane isolée 20x60 μm^2 dans l'eau, la courbe de vitesse en fonction de la fréquence (à 50% de V_c , pour une excitation harmonique de 1 volts) et la forme du déplacement (partie réelle, pour un quart de la membrane) à quatre fréquences particulières : 3.9, 7.2, 7.4 et 14 MHz, repérées sur la courbe. On observe clairement les fréquences ou les modes successifs changent de phase.

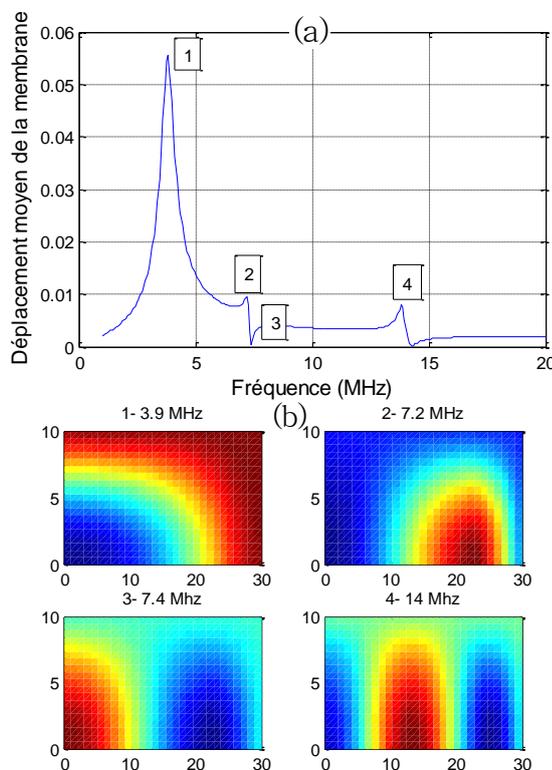


Figure IV-4 : Vitesse moyenne, membrane 20x60 μm^2 isolée dans l'eau, à droite, forme du déplacement pour quatre fréquences particulières

Les « coupures » ainsi créées dans la bande passante sont d'autant plus basses en fréquence que la membrane est allongée et elles sont observées également (aux mêmes positions) dans un système périodique. La Figure IV-5 donne ainsi la réponse (dans les mêmes conditions) de rectangles 20x40, 20x60 et 20x100 dans un arrangement périodique 2D infini avec un espacement intermembrane de 10 μm dans chaque direction. La position des coupures n'est pas changée par la périodicité. On en déduit que des rectangles « courts » (avec un rapport L_x/L_y de l'ordre de 2) sont un bon compromis, au-delà on dégrade la bande passante à cause des modes d'ordre supérieur.

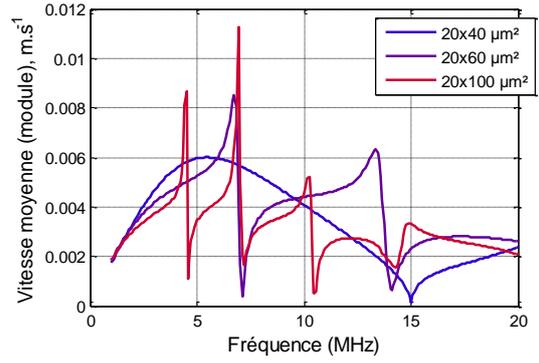
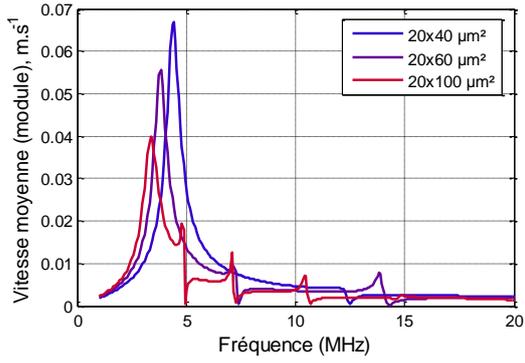


Figure IV-5 : Membranes rectangulaires de trois longueurs différentes : isolées (gauche), périodique 2D (droite)

IV.4 Impact du fluide sur la réponse en fréquence

Dans cette section, sur des cellules 20x20 dont la membrane a une épaisseur de 450nm, on étudie les effets de variations du chargement fluide, en termes de masse volumique et de célérité, toujours en étudiant en parallèle la cellule isolée et le maillage périodique 2D infini, qui constituent deux cas extrêmes bornant tout cas réaliste (assemblage fini de cellules). L'influence du fluide sur les membranes varie en fonction de ses propriétés acoustiques, et de l'arrangement géométrique des membranes. Ces deux données seront étudiées ici. Dans le cas de cMUTs destinés à des sondes médicales, le milieu chargeant les cellules n'est pas directement un liquide, mais un élastomère (tel du silicone) qui assure les fonctions de focalisation acoustique, d'isolation électrique, de protection chimique et de biocompatibilité. Cependant, le silicone a un comportement mécanique et acoustique qui se rapproche extrêmement de celui d'un fluide, avec une résistance à la flexion minimale. Pour la conception des transducteurs cMUTs, le silicone peut être assimilé à un fluide.

IV.4.1 Notion d'impédance de rayonnement d'une membrane

Dans le cas d'une plaque indéformable se déplaçant dans un fluide, l'impédance de rayonnement, homogène à une impédance mécanique (en unités SI, $\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$) correspond au ratio (complexe) de la force de réaction exercée par le fluide sur la plaque par le déplacement :

$$Z_{ray} = \frac{F_{fluide}}{v}$$

IV-10

Quelle que soit la forme de la plaque, cette impédance est imaginaire en basses fréquences (dimensions petites devant la longueur d'onde) et, en haute fréquence, elle tend vers le produit de l'impédance acoustique du fluide par la surface. Dans le cas d'un piston circulaire, elle s'exprime par des fonctions de Bessel. Même si le cMUT est en réalité une plaque déformable dont le déplacement est inhomogène, l'impédance calculée pour un « piston » (déplacement uniforme) reste utile en tant qu'approche qualitative permettant d'expliquer les effets observés ci-après. Son approximation numérique s'obtient en sommant les lignes et les colonnes de la matrice K_{eau} (ce qui revient à imposer un déplacement uniforme et à intégrer la pression créée).

La Figure IV-6 donne les résultats dans les deux cas d'un piston isolé ($20 \times 20 \mu\text{m}^2$) et d'un réseau infini de pistons (d'un pas de $30 \mu\text{m}$ dans chaque direction), pour deux valeurs de vitesse. En basse fréquence, le réseau 2D possède une impédance constante et réelle, car, la longueur d'onde étant grande devant les distances entre membranes, l'assemblage se comporte comme un seul piston émettant une onde plane. En très hautes fréquences, on retrouverait une impédance constante et réelle (cette fois, chaque piston émettant une onde plane) mais en pratique, les cMUTs conçus pour les milieux fluides travaillent toujours en « basses » fréquences (produit $ka \ll 1$, a étant le côté du cMUT, et k le nombre d'onde).

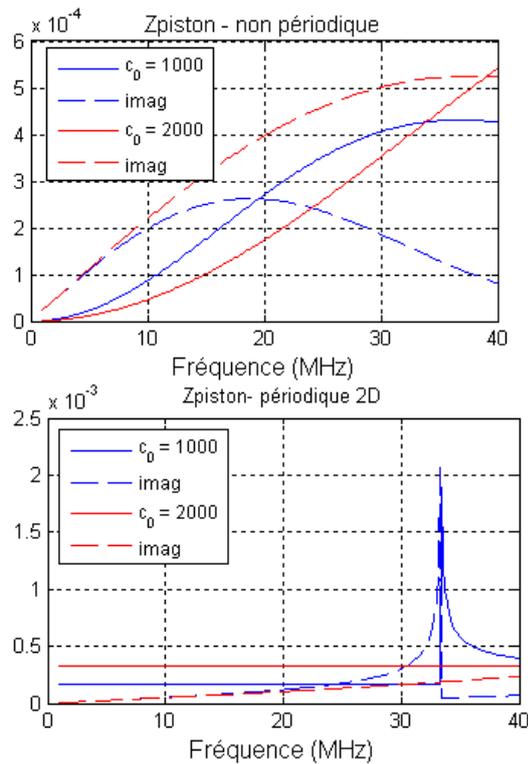


Figure IV-6 : Impédance du piston isolé et du piston périodique 2D pour différentes valeurs de c_0

La Figure IV-7 donne l'impédance réduite ainsi obtenu en fonction du produit ka , où a est le coté du piston carré (et non la maille de périodicité), pour deux taux de couverture différents (25% et 44%).

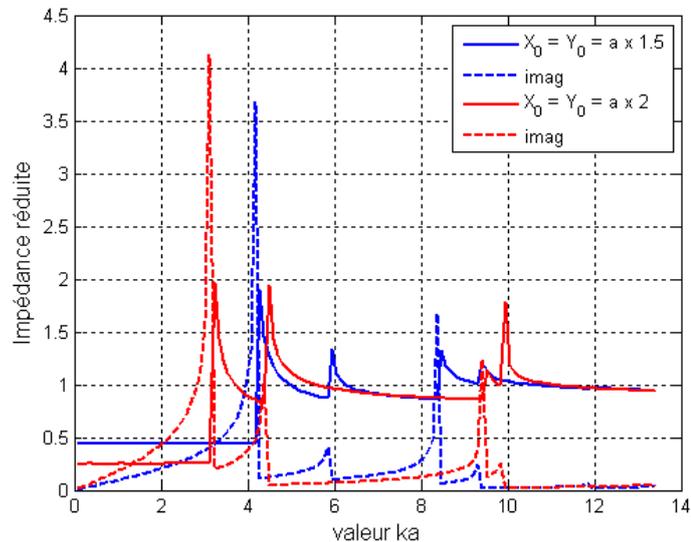


Figure IV-7 : Impédance de rayonnement d'un réseau périodique 2D de cellules

En très basses fréquences, la longueur d'onde est très grande devant la maille de périodicité. Le transducteur rayonne donc comme un simple piston plan, sa nature discontinue étant trop fine. Il est équivalent à une surface plane continue dont la vitesse serait celle des membranes multiplié par le taux de couverture. L'impédance est donc égale à celle de l'eau multipliée par le taux de couverture.

En très hautes fréquences, la longueur d'onde devient, à l'inverse, petite devant les dimensions d'une seule cellule, qui devient donc à son tour un générateur d'ondes planes : l'impédance réduite devient ainsi égale à 1. Entre ces deux extrema, de très fortes discontinuités se présentent lorsque la longueur d'onde devient égale à la distance séparant les cellules. La première discontinuité de ce type constitue une limite à la bande passante utilisable du transducteur.

IV.4.2 Influence du taux de couverture

On modifie ici l'espacement séparant les membranes, de 5 à 25 μm (soit des taux de couvertures diminuant de 64% à 19.7%). Le déplacement moyen d'une membrane se rapproche du comportement d'une membrane isolé. Néanmoins, pour que la comparaison entre les taux de couverture différents ait vraiment un sens, il est nécessaire de s'intéresser non pas au déplacement de la membrane elle-même, mais au déplacement pondéré par le taux de couverture. La périodicité restant petite devant la longueur, l'élément cMUT sera, en champ lointain, équivalant à une source homogène se déplaçant à cette vitesse. La Figure IV-8 donne, à gauche le déplacement moyen des membranes pour différents espacements, à droite sa valeur pondérée par le taux de couverture.

L'évolution observée peut s'expliquer qualitativement en se reportant à la Figure IV-7 donnant l'impédance de rayonnement d'un réseau périodique de pistons. Resserrer l'espacement entre les membranes augmente les valeurs de fréquences où se présentent les discontinuités et atténue la pente initiale de la partie imaginaire de l'impédance (le fluide a moins d'effet massique et plus d'effet dissipatif), repoussant le « point de fonctionnement » (valeur de fréquence où les parties imaginaires de l'impédance de rayonnement et de celle de la membrane sont opposées). On remarquera qu'augmenter le taux de couverture améliore à la fois la bande passante, et la sensibilité en mode impulsionnel.

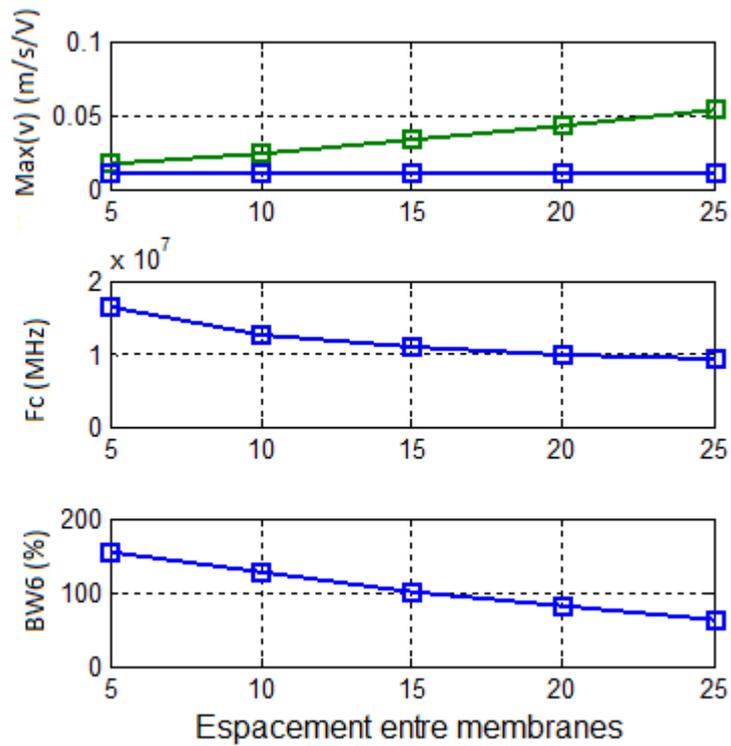


Figure IV-8 : comportement des cellules 20x20 en fonction de leur espacement. Pour la vitesse moyenne (premier graphique), la courbe verte donne la vitesse de la membrane elle-même, la courbe bleue donne sa valeur moyennée sur l'élément (en tenant compte du taux de couverture)

IV.4.3 Propriétés du fluide

En faisant varier uniquement la célérité c_0 du fluide (Figure IV-9), l'effet obtenu est à priori paradoxal : la résonance de la membrane isolée est plus marquée pour une vitesse supérieure, l'effet inverse est observé dans un réseau périodique.

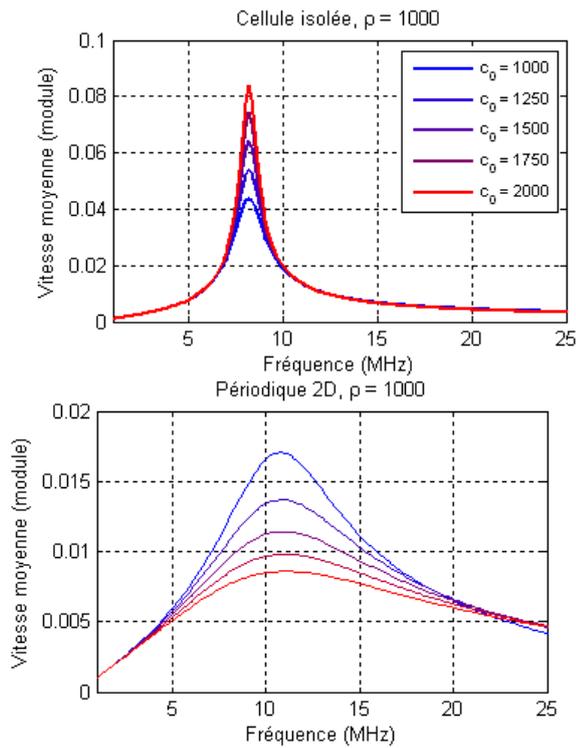


Figure IV-9 : Déplacement moyen de la membrane pour différentes valeurs de c_0

Cet effet est lié à l'évolution de l'impédance (cf Figure IV-6). Dans le cas non périodique, aux fréquences d'intérêt (autour de 10 MHz), le fluide à grande célérité charge moins la membrane (une célérité du fluide supérieure correspond à une membrane plus « petite », relativement à la longueur d'onde). La tendance est inverse pour le cas périodique.

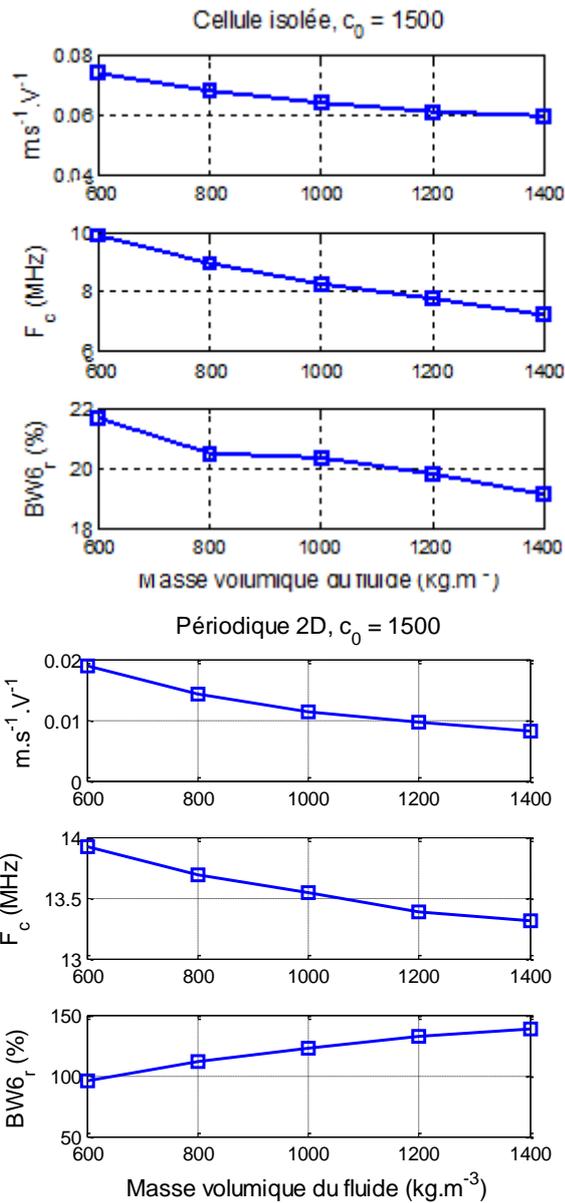


Figure IV-10 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de la membrane pour différentes valeurs de masse volumique du fluide

Une autre étude consiste à faire varier la masse volumique et la célérité en sens inverse, de façon à garder une impédance acoustique constante : Figure IV-11. Ici, les tendances sont très différentes dans le cas de la cellule isolée ou du réseau périodique. Pour la cellule isolée, source petite devant la longueur d'onde, le fluide agit essentiellement comme une masse, un fluide moins dense charge moins le fluide, d'où une augmentation de la fréquence et de l'amplitude de la pseudo-résonance. En revanche dans un maillage 2D, où on retrouve le cas d'une source grande devant la longueur d'onde, la vitesse (en module) est déterminée par le module de l'impédance acoustique du fluide, elle présente dans cette étude paramétrique un maximum constant. En revanche, le point de fonctionnement optimal se déplace, du fait d'un changement de l'amplitude relative des parties réelles et imaginaires.

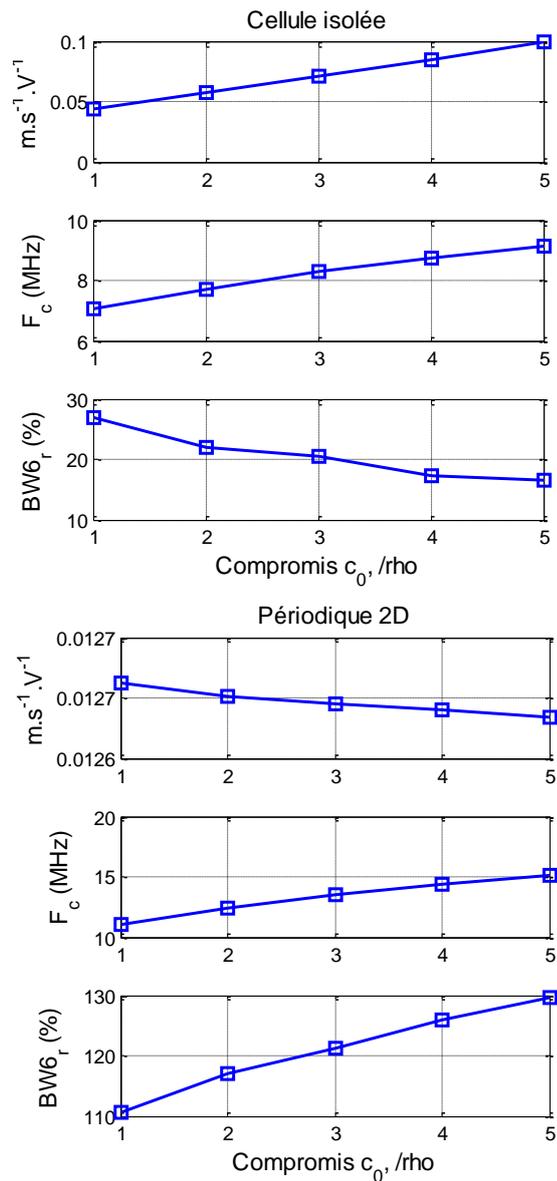


Figure IV-11 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de la membrane pour différentes valeurs de masse volumique et de célérité du fluide, à impédance acoustique constante ($1.5 \times 10^6 \text{ N.s.m}^{-3}$). Les couples de valeurs vont de $\rho = 1500$, $c_0 = 1000$ (point 1) à $\rho = 750$, $c_0 = 2000$ (point 5).

IV.5 Influence des propriétés de la membrane

On étudie ici l'influence de la membrane elle-même. La masse volumique peut d'emblée être écartée, car la partie imaginaire de l'impédance (équivalant à une masse) du chargement fluide domine largement la masse de la membrane. La masse volumique du matériau constituant celle-ci

n'a donc pratiquement pas d'impact sur le comportement du cMUT dans l'eau – mais change directement la fréquence de résonance dans l'air, ce qui explique qu'il n'y ait pas de relation directe entre les deux, contrairement au cas d'un transducteur piézoélectrique où ces deux fréquences restent proches.

IV.5.1 Module de Young

En appliquant une variation de +/- 25% au module de Young du nitrure de silicium, on obtient dans l'air une plage de variation de fréquence de 16.3, 17.7, 19 MHz). Mais dans ce cas, le glissement en fréquence se retrouve sur la réponse dans l'eau. La raideur de la membrane, contrairement à sa masse, influe directement sur la fréquence de fonctionnement.

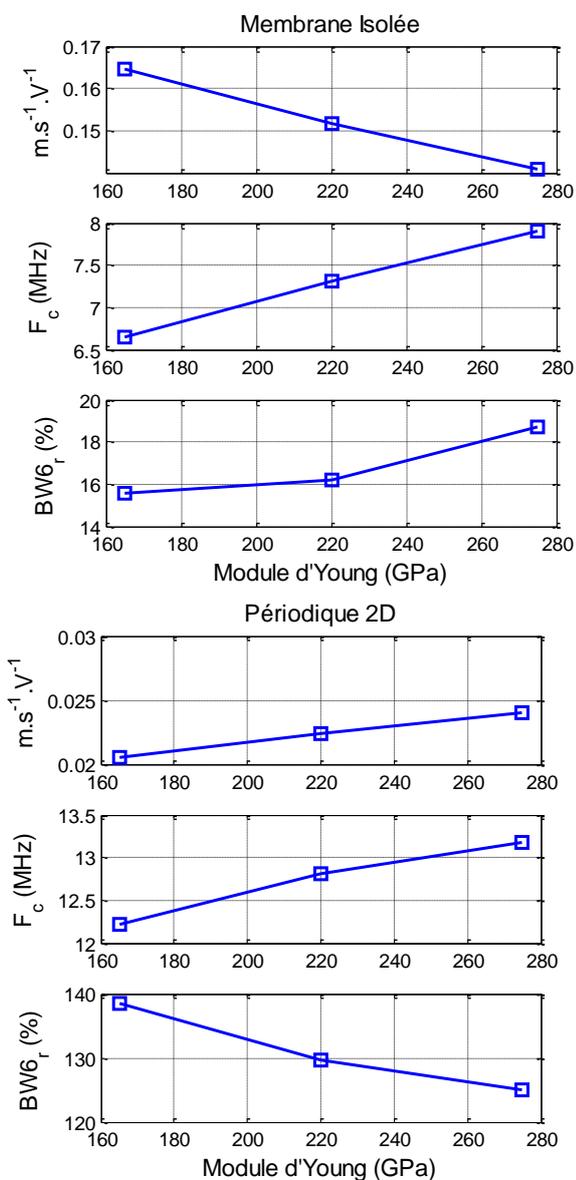


Figure IV-12 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de la membrane pour différentes valeurs du module de Young, à tension de polarisation relative constante

Ci-dessus les trois configurations sont chacune polarisées à 80% de leurs tensions de collapse, qui sont respectivement de 117, 128 et 137 volts.

IV.5.2 Epaisseur

Sur la cellule de base de dimensions $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ on fait ici varier l'épaisseur de la membrane de nitrure. L'évolution de la fréquence propre dans l'air et de la tension de collapse est donnée dans le Tableau IV-1.

Epaisseur (nm)	Fréquence propre (MHz)	V _c (V)
350	14.83	89
450	17.78	127
550	20.82	172
650	23.94	226
750	27.13	290

Tableau IV-1 : influence de la variation de l'épaisseur sur le comportement dans l'air

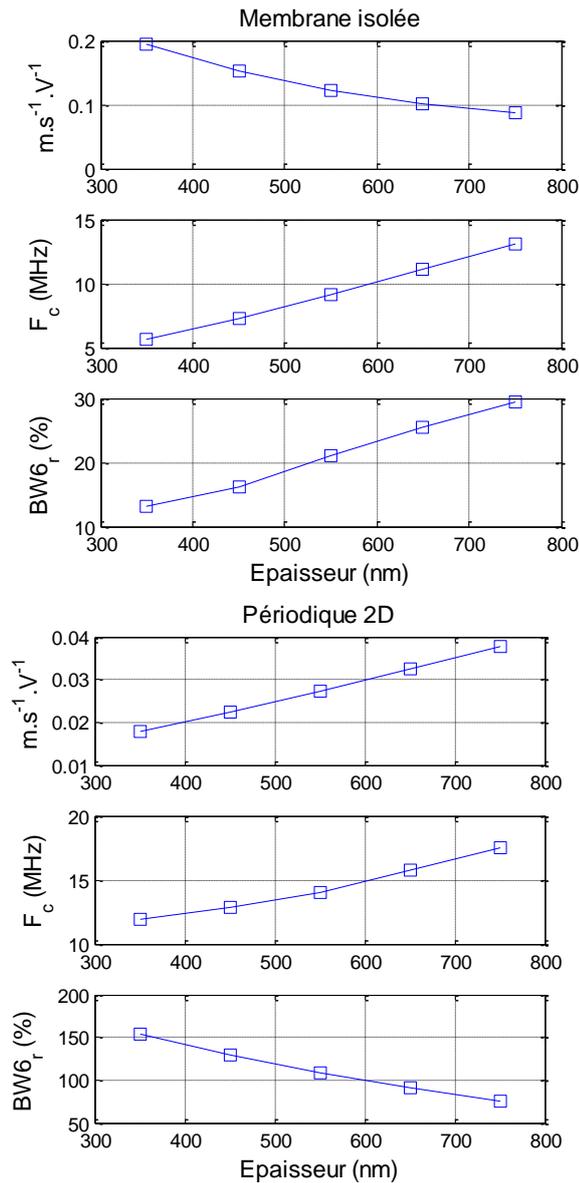


Figure IV-13 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de membrane pour différentes valeurs d'épaisseur : valeur pic, fréquence centrale et bande passante à -6dB

Une première remarque est que la fréquence de fonctionnement dans l'eau augmente plus rapidement que la fréquence propre dans l'air : ainsi, de 350 à 650 nm, la fréquence de fonctionnement dans l'eau double tandis que la fréquence de résonance dans l'air augmente de 60%. Ici encore, l'explication est liée au fait que la masse de la membrane n'intervient pratiquement pas dans la réponse dans l'eau. Dans l'air, l'augmentation de raideur liée à l'épaisseur est partiellement compensée par l'augmentation de masse, dans l'eau la raideur agit directement sur la fréquence.

La réponse est calculée avec une excitation harmonique de 1 volt pour chaque configuration. Si l'on définissait la tension d'excitation en proportion de V_c , les membranes plus épaisses verraient leur réponse augmentée d'autant en amplitude. En matière d'amplitude et de facteur de qualité, on remarque des tendances opposées entre la cellule isolée et le réseau périodique 2D. Ces tendances

s'expliquent par le déplacement du point de fonctionnement sur les courbes d'impédance de rayonnement (voir Figure IV-6).

S'agissant de la hauteur de gap des cMUT, elle n'influe pas le comportement mécanique et acoustique de la membrane, et n'agit donc que sur la sensibilité, en modifiant la tension de collapse.

IV.6 Etablissement d'un schéma équivalent du cMUT isolé dans l'eau

La première approche proposée ici est d'établir le schéma équivalent dans l'air et à le charger avec l'impédance mécanique d'un piston acoustique (exprimé en IV.4.1). Cette approche est très simplifiée, revenant à assimiler le rayonnement de la membrane sur elle-même à celui d'une source uniforme et à considérer que le comportement mécanique de la membrane n'est pas affecté par la présence du fluide.

On peut, dans ces hypothèses, définir la vitesse moyenne de la membrane selon les deux schémas équivalents, pour une excitation harmonique de 1V et à une polarisation fixée (équation IV-11).

$$v_{eau}^{Mason} = \frac{\varphi_{em}}{Z_{Memb}^{Mason} + Z_{piston}} \quad \text{IV-11}$$

$$v_{eau}^{Foldy} = \frac{\varphi}{Z_{Memb}^{Foldy} + Z_{piston}}$$

La Figure IV-14 compare les résultats de ces deux calculs avec celui de la simulation exacte en différences finies (on pourrait se référer à l'équation IV-4 et la Figure IV-2), intégrant directement la charge du fluide dans la description matricielle de la membrane.

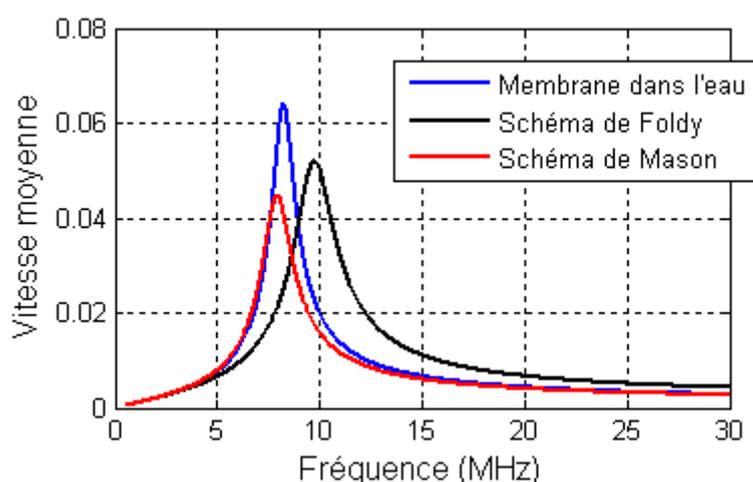


Figure IV-14 : Vitesse moyenne dans l'eau cellule 20x20 ; approximation par schéma équivalent utilisant les Zms établi dans l'air et l'autoimpédance de rayonnement d'un piston

La correspondance obtenue montre que ce calcul relativement simple permet déjà d'obtenir une première approximation du domaine de fréquence où le cMUT fonctionnera. L'amplitude de déplacement est maximale lorsque les parties imaginaires de l'impédance mécanique de la membrane (élastique) et l'impédance de rayonnement (massique) s'annulent – leur évolution est présentée sur la Figure IV-15, créant une forme de résonance, très amortie puisque l'impédance de rayonnement a une composante réelle importante.

La description d'un cMUT isolé par le schéma équivalent défini ci-dessous restant relativement approchée, on définit ici une impédance mécanique-acoustique, incluant le cMUT et son chargement fluide, directement à partir du modèle FD d'un cMUT immergé, selon l'équation IV-12

IV-12

$$Z_{Mfluide} = \frac{W_{meca} + W_{acoustique}}{\langle v \rangle \langle v \rangle}$$

Le modèle est utilisé en suivant un balayage en fréquence, et les puissances W_{meca} et $W_{acoustique}$ sont calculées en intégrant le travail, respectivement, des pressions créées par la membrane (rigidité et inertie) et par le rayonnement de la membrane sur elle-même (en utilisant K_{eau}). La Figure IV-15 donne le résultat de ce calcul pour la cellule de référence, en séparant les deux termes. Par la suite, leur calcul n'étant pas indépendant, ils seront toujours traités ensemble. L'impédance ainsi obtenue prend en compte le profil de déplacement de la membrane, d'où un terme de rayonnement sensiblement différent du modèle piston.

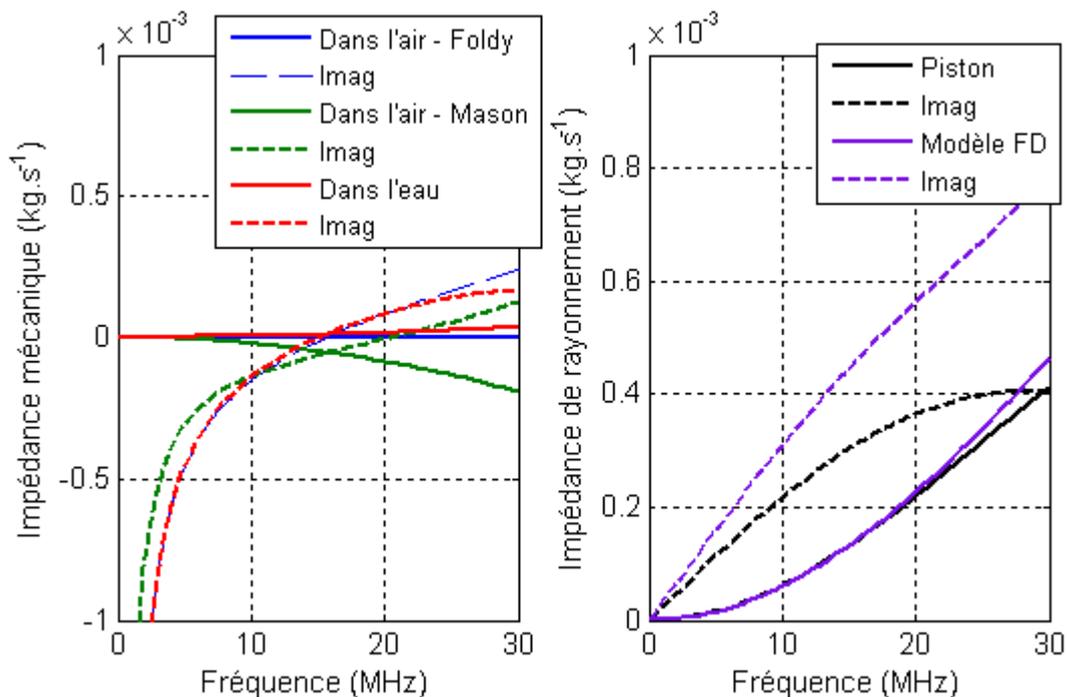


Figure IV-15 : A gauche, composante mécanique de l'impédance calculée dans l'eau en utilisant la définition de Foldy, comparée aux impédances dans l'air selon les deux définitions. A droite, sa composante acoustique (en rouge) comparée à l'impédance d'un piston aux dimensions de la membrane

On y remarque que dans la gamme de fréquences « utiles » (jusqu'à 10 MHz), l'impédance mécanique du cMUT reste la même dans l'air ou dans l'eau (ce qui traduit le fait que la forme de

vibration ne change pas). L'impédance mécanique rapportée par l'eau est identique (jusqu'à 20 Mhz) au modèle « piston » pour la partie réelle, mais la partie imaginaire est supérieure, ce qui correspond à une plus grande masse ramenée. Pour cette raison, la vitesse de déplacement de la membrane est plus petite que celle obtenue en chargeant le schéma établi dans l'air par l'impédance du « piston acoustique » (Figure IV-14).

Conclusion

En améliorant (au niveau de la prise en compte d'effets physiques comme de l'optimisation en termes de programmation) le modèle différence finies existant au laboratoire, et en le prolongeant d'un modèle de couplage acoustique, un outil de simulation complet d'une membrane cMUT a été mis au point. Ce modèle utilise un code ouvert et facilement modifiable. Il est également relativement léger en termes de volume de calcul.

Le problème a été traité, dans ce chapitre, en ajoutant une matrice de charge acoustique au modèle de différences finies précédemment exposé. On a pu ainsi traiter deux cas très particuliers : celui d'une membrane isolée dans un baffle rigide infini (rayonnant dans un demi-espace fluide) et celui d'un réseau périodique infini de cellules identiques. Ces deux cas se distinguent par une écriture différente de la fonction de Green.

Une approche de l'établissement d'un schéma équivalent, consistant à rajouter simplement l'impédance acoustique d'un radiateur plan à l'impédance mécanique du cMUT calculée dans l'air, a été confrontée à la modélisation FD. La précision de cette approche étant moyenne, il a été décidé d'établir une impédance mécanique-acoustique du cMUT immergée.

(intentionnellement blanc)

V. COUPLAGE ENTRE PLUSIEURS CELLULES DANS L'EAU

Introduction

Le chapitre précédent a établi un modèle d'une cellule isolée rayonnant dans un milieu fluide semi-infini. Le principe utilisé est celui d'un maillage différence finie de la cellule, grâce auquel on résoud à la fois le comporte électrique, mécanique et acoustique de la membrane. Ce modèle pose les équations sous forme matricielle, avec un nombre de degrés de liberté de l'ordre de 10^2 .

L'étape suivante est logiquement la prise en compte dans le modèle de l'ensemble des cellules d'un élément de transduction, qui ne se comportent pas indépendamment. On pourrait a priori envisager l'extension directe du modèle développé précédemment à l'ensemble des cellules considérées.

Cette approche directe est néanmoins rendue impossible par la taille du problème numérique qu'il faudrait traiter : le nombre de degrés de liberté atteindrait au moins 10^4 (l'élément d'imagerie, dans le cas d'un réseau 1D, comportant typiquement quelques centaines de membranes). Même en utilisant des méthodes itératives permettant de chercher des solutions en évitant l'inversion explicite de la matrice couplant les points, cette méthode est inaccessible par un micro-ordinateur.

En outre, d'un point de vue acoustique, il apparait qu'il n'est pas utilise de discrétiser le problème avec un maillage aussi fin. En effet, dans le cadre des transducteurs étudiés ici, cette démarche reviendrait à utiliser un pas de maillage de l'ordre de $\lambda/100$ à $\lambda/500$.

Pour ces raisons, l'objet de ce chapitre est de valider un schéma équivalent dans lequel chaque cellule de l'assemblage est représentée par un seul degré de liberté. L'existence de conditions de symétrie et/ou de périodicité permet de réduire encore plus drastiquement le nombre de variables du schéma : ainsi, dans le cas d'un élément d'imagerie d'un réseau 1D, où les cellules forment un assemblage cartésien très grand selon une dimension, l'ensemble des cMUTs appartenant à une même colonne peuvent être considérés comme identiques (en négligeant les effets de bords, ils présentent tous les même conditions de couplages), et n'être représentés que par une seule variable.

V.1 Cas de deux cellules voisines

Dans cette section, on considère deux cellules rectangulaires A et B, disposées côté à côté, séparées d'une distance ΔX de centre à centre, dans un plan rigide infini. Elles rayonnent donc dans un demi-espace fluide infini, et de l'une vers l'autre. En notant u_A et u_B les composantes dynamiques du déplacement des deux membranes, on peut écrire l'équation du mouvement de chaque point de

la membrane A en rajoutant aux termes décrivant la membrane isolée un terme exprimant le couplage mutuel. Les indices A et B dans l'équation sont naturellement échangeables. On ajoute donc à nouveau un terme supplémentaire à l'équation III-35, rendant compte de ces effets :

$$\rho \ddot{u}_A = \varphi V_A - \nabla(D(\nabla u_A)) + P_{\xi A} + P_{eau} + P_{A \rightarrow B} \quad V-1$$

Dans le cas d'une cellule isolée, la modélisation numérique était réduite à un quart de la plaque, grâce à la présence de deux axes de symétrie. Ici, avec deux cellules présentes coté à coté, au moins l'un des axes de symétrie disparaît. Il est donc nécessaire de considérer les membranes entièrement, ce qui augmente le volume de calculs.

V.1.1 Ecriture d'une matrice de couplage mutuel

On s'intéresse à l'écriture du terme $P_{A \rightarrow B}$. Comme auparavant pour le cas de la membrane seule, ce terme peut s'écrire comme la convolution de la fonction de Green sur la source (V-2).

$$P_{B \rightarrow A}(M) = \int_{P_B \in S_B} v(P_B) G(M, P_B) dS \quad V-2$$

Pour la traduction de ce problème sous forme numérique, on discrétise les deux membranes de la façon représentée Figure I-1. La numérotation des points est symétrique, un choix pratique permettant d'utiliser la même matrice pour le couplage de A vers B et de B vers A.

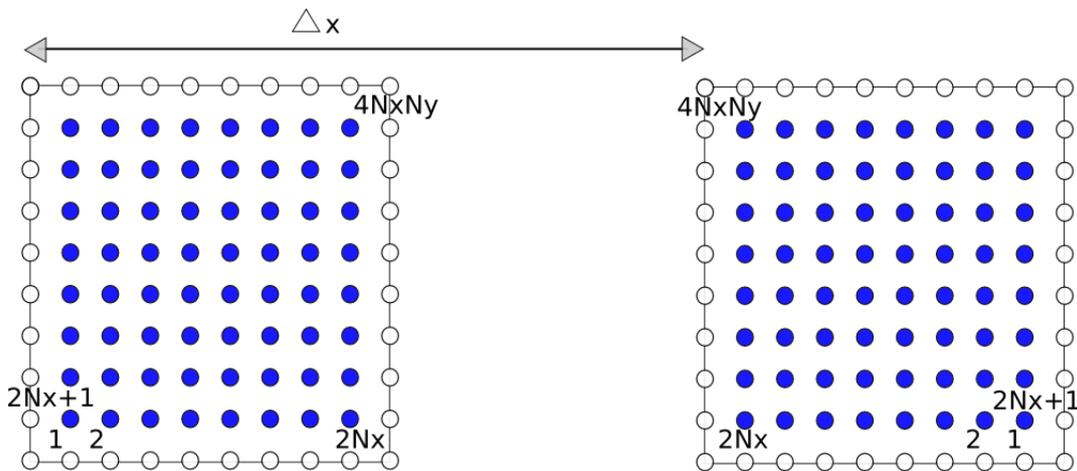


Figure V-1 : Discretisation des deux membranes

La matrice de couplage mutuel K_{mut} exprime la pression rayonnée sur une membrane par l'autre.

$$[P_{A \rightarrow B}] = [K_{mut}][u_A] \quad V-3$$

Chaque terme se définit de la même façon que pour la matrice K_{eau} : le terme $K_{eau}(i, j)$ exprime la pression créée au point i de la membrane A par unité de déplacement au point j de la membrane B, seul le calcul de la distance r_{ij} est différent, intégrant la distance ΔX - le terme central ne pose plus de problème particulier.

En notant $\{u_A\}$ et $\{u_B\}$ les composantes dynamiques du déplacement des deux membranes, et $\{P_A\}$ et $\{P_B\}$ les forces qui les entraînent, les deux membranes sont gouvernées par les équations suivantes :

$$[M][\ddot{u}_A] - [K_v][u_A] + [K_{eau}][u_A] + [K_{mut}][u_B] + [\xi][\dot{u}_A] + [P_A]$$

V-4

$$[M][\ddot{u}_B] = -[K_v][u_B] + [K_{eau}][u_B] + [K_{mut}][u_A] + [\xi][\dot{u}_B] + [P_B]$$

Notons que les membranes pourraient à priori être différentes (en surface, forme, nature de matériau...), dans ce cas elles seraient décrites par des matrices K et M différentes.

Dans le cas particulier où les deux membranes sont identiques et excitées en phase (donc chacune émettrice et réceptrice), les équations se réduisent à une seule ($[u_A] = [u_B]$).

En faisant varier la distance séparant les deux membranes de 2.5 à 40 μm (soit un ΔX de 22.5 à 60 μm), en utilisant la membrane de référence (carré 20x20 μm), on observe une convergence assez lente vers le comportement d'une membrane isolée : même avec un espacement de 40 μm , les deux membranes interagissent assez fortement.

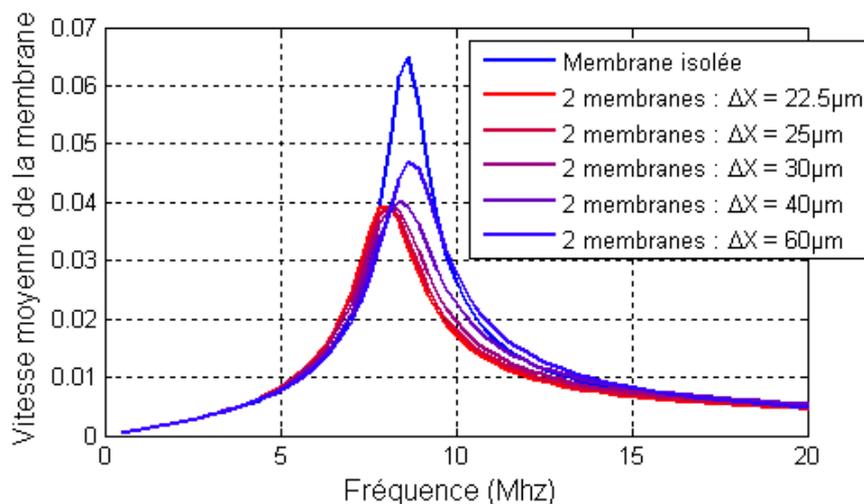
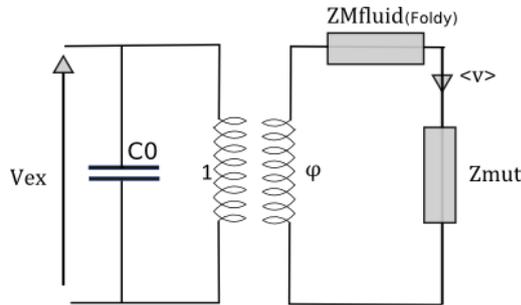


Figure V-2 : Vitesse moyenne (module), pour différentes valeurs du pas Δx entre les deux membranes dans le cas d'un couplage symétrique

V.1.2 Approche par les schémas équivalents

Le calcul discrétisé permet de déterminer, pour chaque fréquence, une impédance mutuelle couplant les deux membranes. La symétrie du problème implique l'égalité des vitesses moyennes des deux membranes, ainsi l'impédance de couplage peut simplement s'ajouter en série à l'impédance de la membrane isolée (figure V-3).



V-3 : Schéma de comportant un terme de couplage symétrique

En suivant la définition de Foldy (de façon à définir une impédance cohérente avec l'équation IV-12), l'impédance s'exprime par l'intermédiaire puissance (notée W) échangée entre les membranes.

$$Z_{AB}^{Foldy} = \frac{W_{A \rightarrow B}}{\langle v_A \rangle \langle v_B \rangle} = \frac{\iint_{N \in B} v_B \left\{ \iint_{M \in A} v_A G(N, M, \omega) dS_M \right\} dS_N}{\langle v_A \rangle \langle v_B \rangle} \quad V-5$$

Enfin, on utilise comme élément de comparaison l'impédance mutuelle « piston », c'est-à-dire celle correspondant à une source et une cible indéformables (présentant chacune un champ de vitesse constant). Elle correspond à la convolution d'une source constante par la fonction de green entre les points des deux aires.

$$Z_{AB}^{piston} = \iint_{N \in B} \left\{ \iint_{M \in A} G(N, M, \omega) dS_M \right\} dS_N \quad V-6$$

La Figure V-4 compare les résultats de ces trois calculs, pour un espacement de 10µm (ΔX = 30µm).

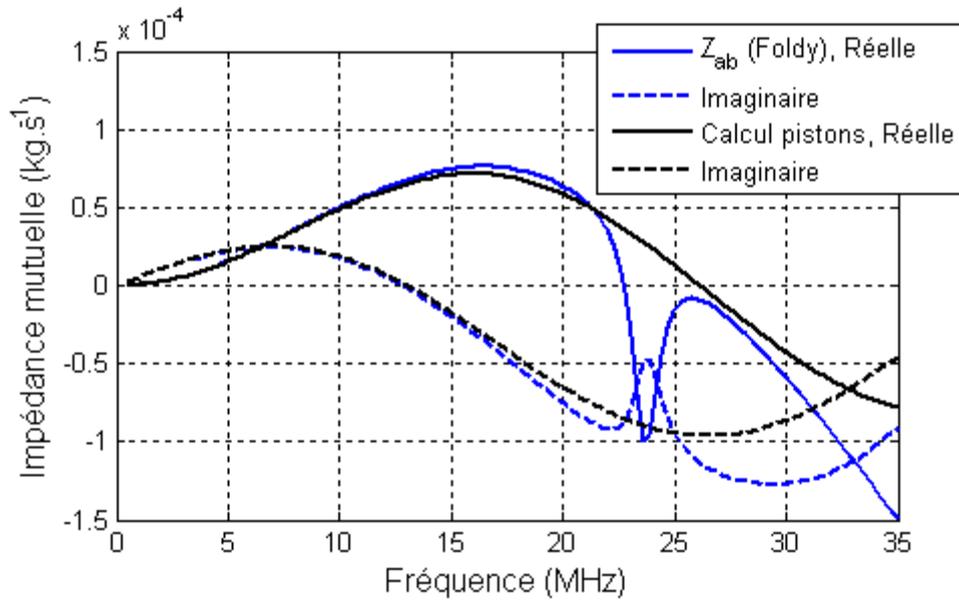


Figure V-4 : Impédances mutuelles de deux membranes carrées 20x20 μm séparées de 30 μm de centre à centre

L'impédance calculée dans le modèle piston constitue une excellente approximation jusqu'à 15 MHz environ. Ce seuil est d'autant plus élevé que la distance séparant les membranes est grande. Dans la plage de fréquence où le déplacement de la membrane est important, l'impédance piston peut être utilisée en remplacement de Z_{AB} . Cette impédance mutuelle « piston » présente l'avantage de pouvoir être calculée en utilisant uniquement les données géométriques : dimensions et position relative des membranes. Elle permet donc de découpler la simulation de la membrane (profil de déplacement) et celle des interactions entre membranes en deux problèmes différents, traités en deux temps.

On observe l'existence d'un minimum très prononcé à 23.6 MHz, au-delà duquel l'impédance calculée s'éloigne du modèle « piston ». Ils s'expliquent par la forme du déplacement des membranes, qui, à partir de cette fréquence, entre dans un deuxième mode (Figure V-5). Une partie de la membrane vibre en opposition de phase avec le reste. Le champ acoustique émis devient alors très différent de celui produit par un déplacement « piston ».

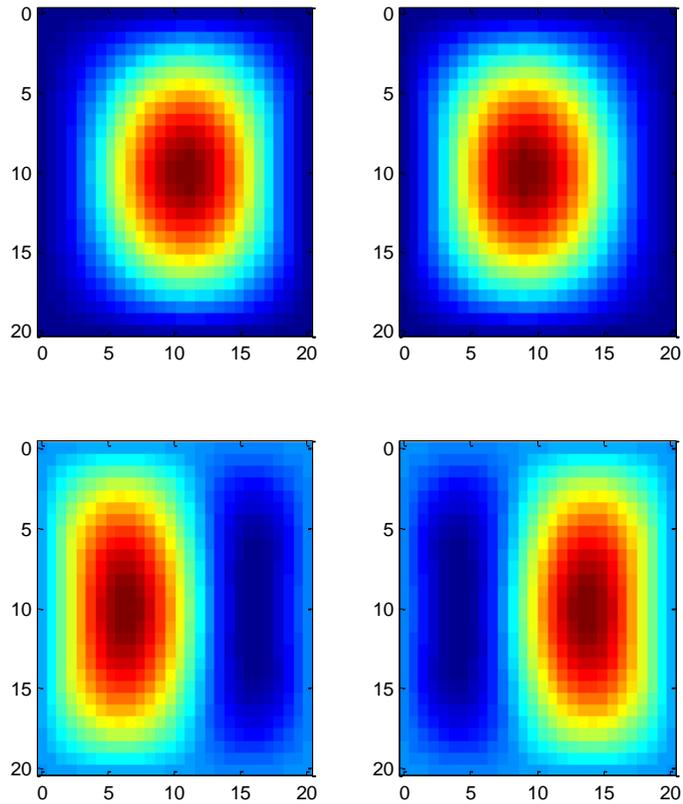


Figure V-5 : Forme du déplacement des membranes (partie réelle du déplacement complexe) à 22 MHz (haut) et à 23.6 MHz (bas)

Les schémas équivalents utilisés par la suite consistent ainsi en l'addition de cette impédance simplifiée au schéma équivalent calculé pour une seule membrane isolée dans un baffle rigide infini. L'hypothèse effectuée est donc que l'impédance et le terme de couplage φ déterminés pour la membrane isolée restent valables dans un système comprenant plusieurs membranes. La Figure V-6 compare, pour le même exemple, les résultats de ces deux schémas avec le modèle distribué.

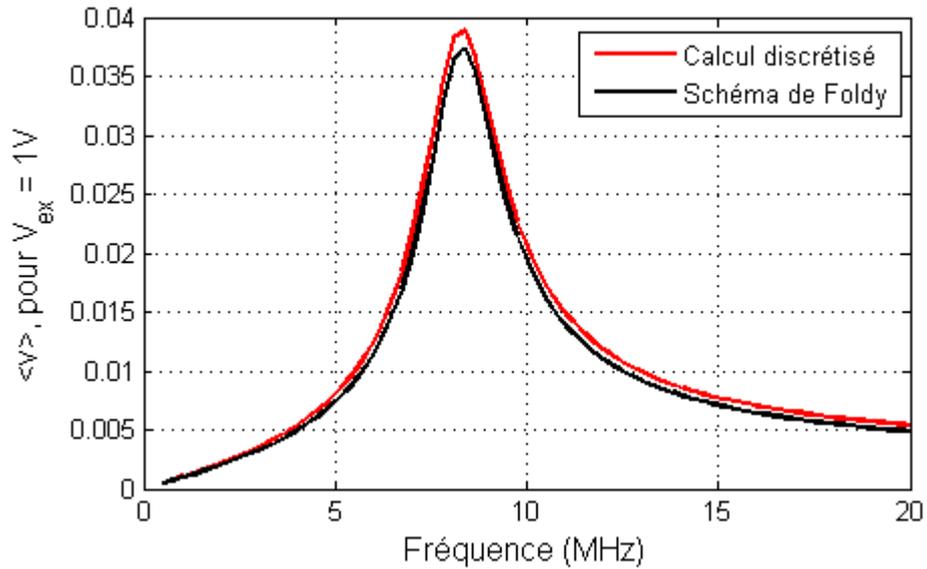


Figure V-6 : courbe de vitesse de deux membranes couplées symétriquement ($\Delta X = 30\mu m$) selon le calcul direct complet (deux membranes maillées numériquement) et avec le schéma équivalent utilisant l'impédance définie selon foldy

L'erreur est minime en utilisant le schéma de Foldy., ce qui signifie que l'impédance $Z_{mfluide}$ calculée selon cette définition pour le cas d'une membrane unique reste valable dans le cas de membranes couplées. La définition de Mason donnerait un résultat qui s'éloigne davantage du modèle discret. Par la suite, l'impédance sera systématiquement calculée selon la définition de Foldy.

V.1.3 Cas de cellules rectangulaires

On cherche ici à étendre la validation du circuit équivalent au cas de membranes rectangulaires. Deux tailles de membranes rectangulaires sont étudiées : 20×40 et $20 \times 100 \mu m^2$. En outre, il existe deux façons de juxtaposer les cellules : parallèles ou alignées, comme illustré en Figure V-7. Le couplage est naturellement plus faible dans le 2^e cas. La distance entre les membranes est fixée à $10 \mu m$.

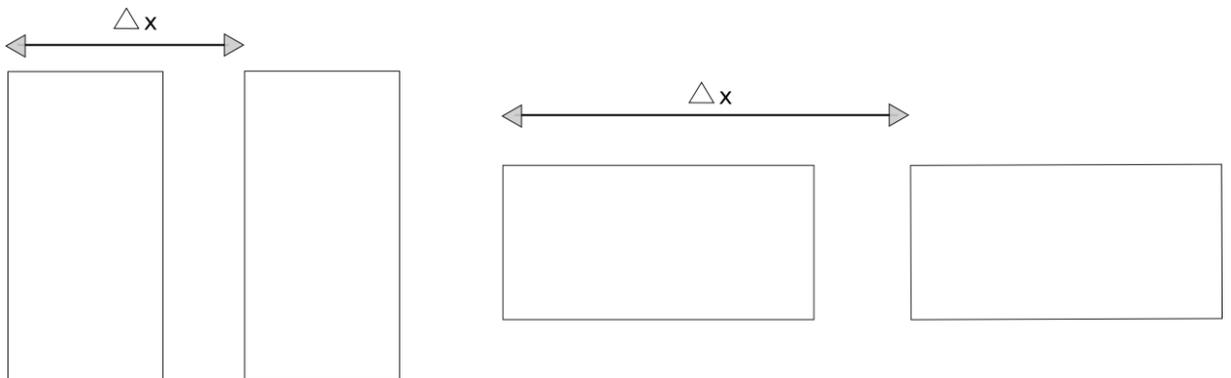
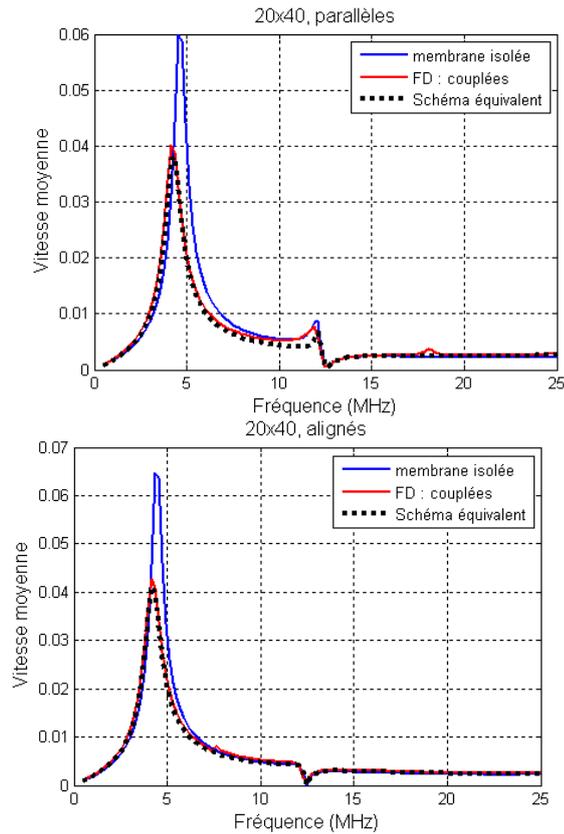


Figure V-7 : Position relative de deux membranes rectangulaires, parallèles (à gauche) ou alignées (à droite)

Les résultats dans ces quatre cas sont donnés par la figure V-7. Le schéma équivalent reproduit très bien les résultats du calcul distribué dans le cas des cellules 20x40. Pour les cellules 20x100, la géométrie allongée se traduit par la présence de modes d'ordres supérieurs à des fréquences relativement basses. Le schéma équivalent ne les prend pas en compte parfaitement mais reste une bonne approximation. Le mode fondamental est fidèlement reproduit.



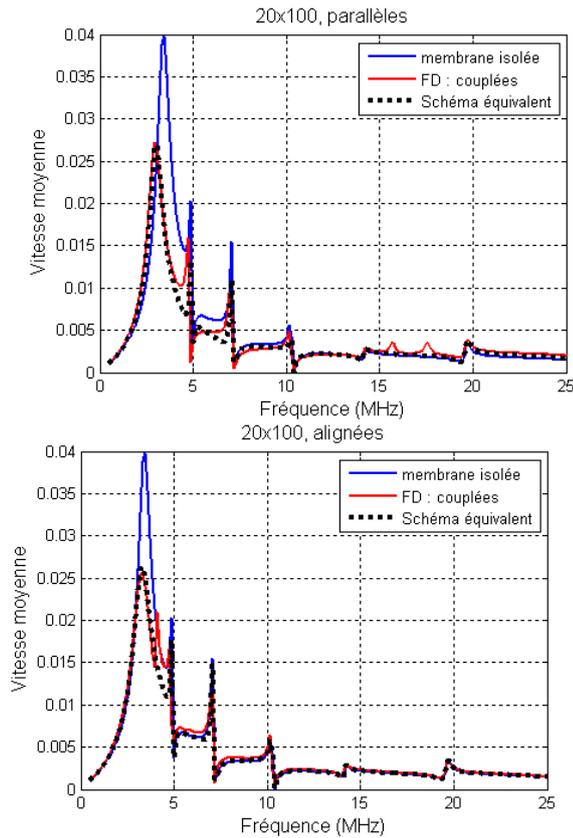


Figure V-8 : Résultats sur des rectangles dans quatre situations

V.1.4 Cas d'une cellule émettrice et d'une cellule réceptrice

Le schéma équivalent a été vérifié dans le cas de deux membranes en couplage symétrique. Il faut aussi vérifier sa validité dans le cas, moins favorable a priori, où l'une des membranes émet et l'autre est passive. Pratiquement, une telle asymétrie peut se retrouver pour une membrane d'extrémité d'élément (couplée d'un seul côté) ou pour les membranes d'un élément passif « entraînées » par celles d'un élément utilisé à l'émission.

Dans la situation où seule la membrane A est excitée ($[P_A]$ est la pression d'entraînement électrostatique), tandis que B est passive (mais polarisée à tension constante, d'où la présence du terme de *softening*), l'équation devient :

$$[M][\ddot{u}_A] = -[K_v][u_A] + [K_{eau}][u_A] + [K_{mut}][u_B] + [\xi][\dot{u}_A] + [P_A] \quad V-7$$

$$[M][\ddot{u}_B] = -[K_v][u_B] + [K_{eau}][u_B] + [K_{mut}][u_A] + [\xi][\dot{u}_B]$$

Soit, en régime harmonique :

$$[u_B] = [-\omega^2 M - K_v + K_{eau} + j\omega\xi]^{-1} [K_{mut}][u_A] \quad V-8$$

Expression que l'on réintègre dans celle de $[\ddot{u}_A]$:

$$[M][\ddot{u}_A] = -[K_v][u_A] + [K_{eau}][u_A] + [\xi][\dot{u}_A] + [P_A] + [K_{mut}][-\omega^2 M - K - K_{eau} + j\omega\xi]^{-1}[K_{mut}][u_A]$$

La membrane passive est mise en mouvement par la pression créée par la membrane émettrice et réémet vers celle-ci un champ de pression représenté par le terme $\{K_{mut}\{-\omega^2 M - K - K_{mut} + j\omega\xi\}^{-1}\{K_{mut}\}$. Elle agit comme une modification locale des conditions de baffle – une zone qui, au lieu d’être indéformable, présente une rigidité finie.

En utilisant le schéma équivalent suivant les définitions de Foldy, les vitesses des deux membranes s’expriment comme suit :

$$\langle \dot{u}_A \rangle = \frac{\varphi V_{ex}}{Z_{Mfluide} + \frac{Z_{mut}^2}{Z_{Mfluide}}} + \frac{\varphi V_{ex}}{Z_{Mfluide} + Z_{passive}} \quad V-9$$

$$\langle \dot{u}_B \rangle = \varphi \frac{Z_{mut}}{(Z_{Mfluide})^2} V_{ex}$$

$$\frac{\langle \dot{u}_B \rangle}{\langle \dot{u}_A \rangle} = \frac{Z_{mut}(Z_{Mfluide}^2 + Z_{mut}^2)}{(Z_{Mfluide})^3} \quad V-10$$

Le terme $Z_{passive} = \frac{Z_{mut}^2}{Z_{Mfluide}}$ est la traduction en termes de schéma équivalent de la modification des conditions de baffle, intégré comme suit dans le schéma :

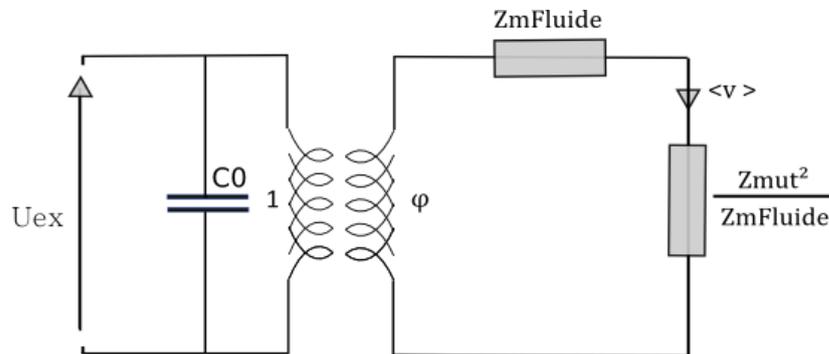


Figure V-9 : Insertion dans le schéma équivalent d’une membrane de la modification des conditions de baffle créée par la présence d’une membrane passive.

La Figure V-10 montre la valeur de ce terme en fonction de la fréquence (toujours pour deux membranes carrées 20x20 espacées de 10 μm). En bleu, il est calculé directement dans le modèle de différences finies (par le calcul de l’énergie échangée entre les membranes). En rouge, il est calculé selon $\frac{Z_{mut}^2}{Z_{Mfluide}}$, en utilisant le modèle « piston » pour Z_{mut} et l’impédance de la membrane dans le fluide calculée pour une membrane isolée : la correspondance est très bonne dans la bande de fréquence d’intérêt. Enfin, l’impédance de la membrane elle-même est donnée en noir, pour

montrer le poids relatif des deux termes : le terme de modifications des conditions de baffle est très petit, sauf autour de 8 MHz, fréquence où la membrane passive est mise en mouvement.

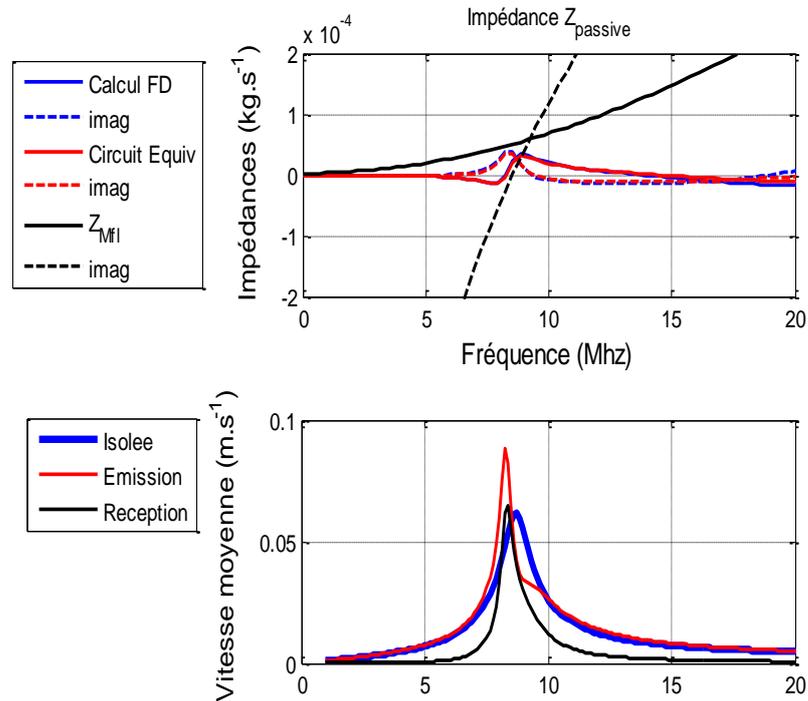


Figure V-10 : en haut : Terme $Z_{passive}$ de modification des conditions de baffle, comparé à l'impédance de la membrane immergée, pour la cellule de référence. En bas, vitesse (calculée en FD) d'une membrane isolée, émettrice ou réceptrice. On visualise l'influence de cette impédance supplémentaire.

La comparaison entre les résultats de la simulation FD et ceux du schéma équivalent est donnée par la Figure V-11. Même dans ce cas très défavorable (extrêmement asymétrique), le schéma équivalent fournit une bonne approximation du déplacement moyen des deux membranes. Les cellules simulées sont les mêmes que dans la section précédente, ainsi que la distance les séparant, les termes du circuit équivalent sont donc inchangés à l'exception de l'excitation. La cellule réceptrice se déplace dans une bande de fréquences bien plus étroite car l'impédance mécanique intervient au carré.

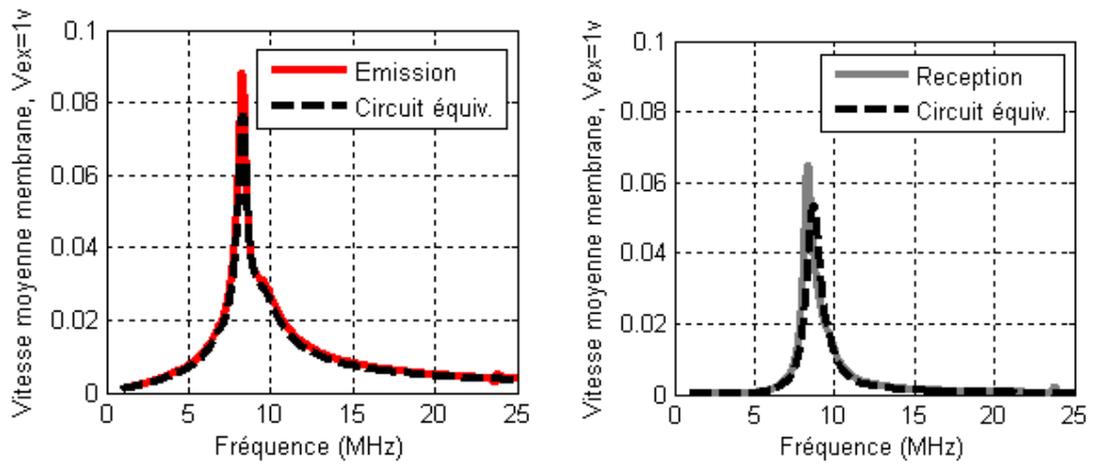


Figure V-11 : Membrane émettrice (à gauche) et réceptrice (à droite)

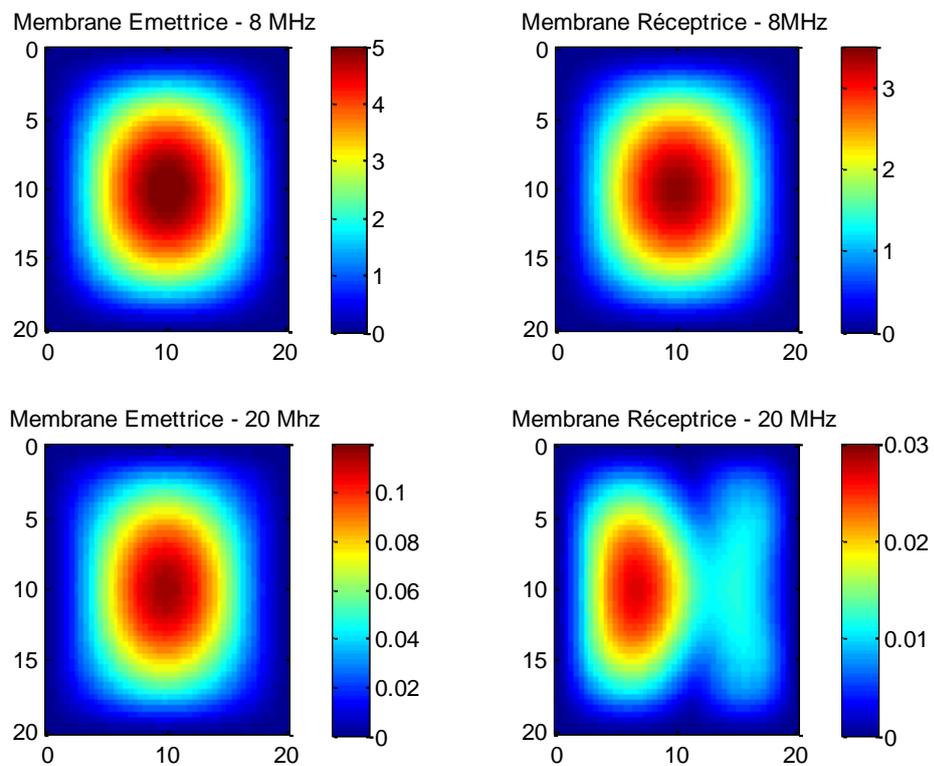


Figure V-12 : Profil de déplacement de la membrane émettrice et de la membrane réceptrice à la fréquence centrale et en haute fréquence

Comme précédemment, on étend la vérification au cas des rectangles 20x40 et 20x100 μm^2 juxtaposés en longueur ou parallèlement.

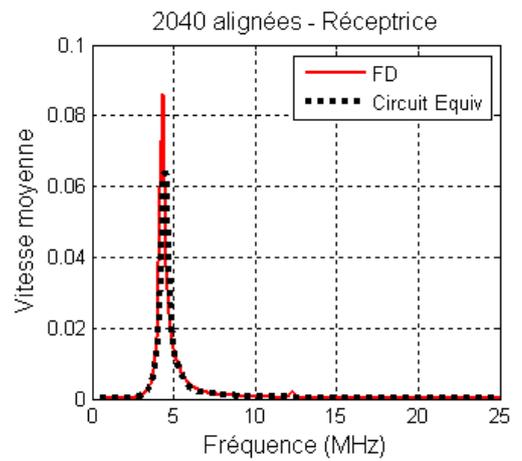
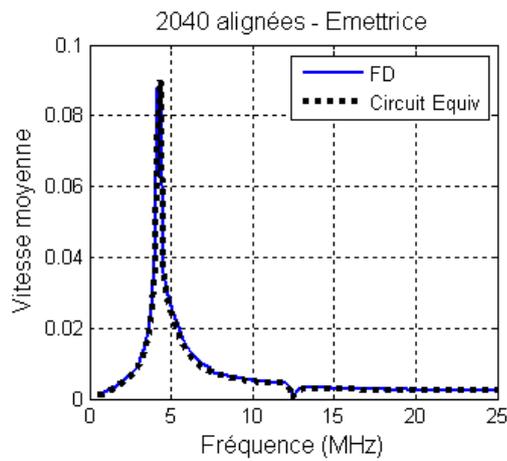
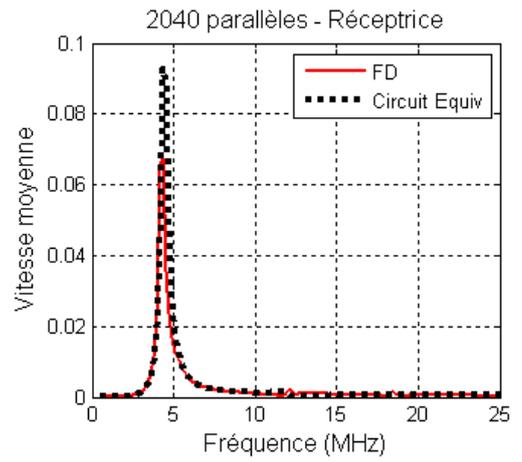
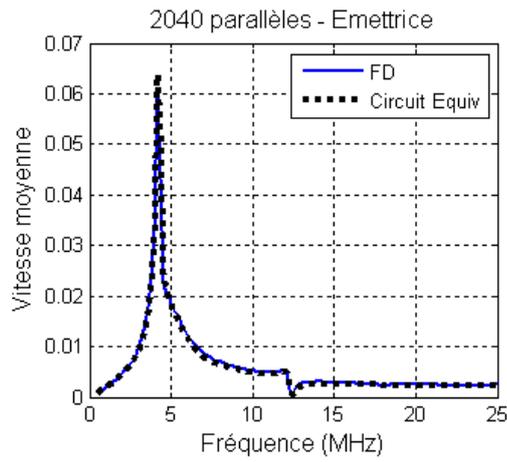
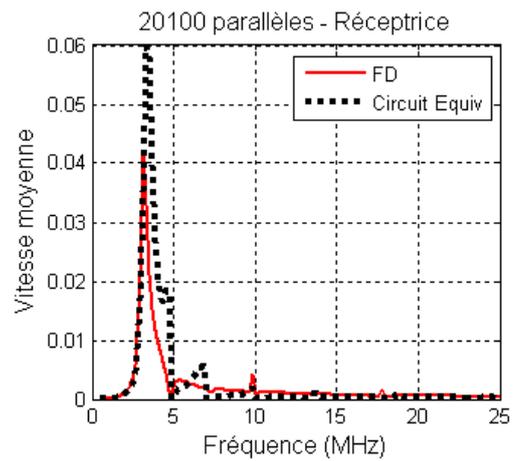
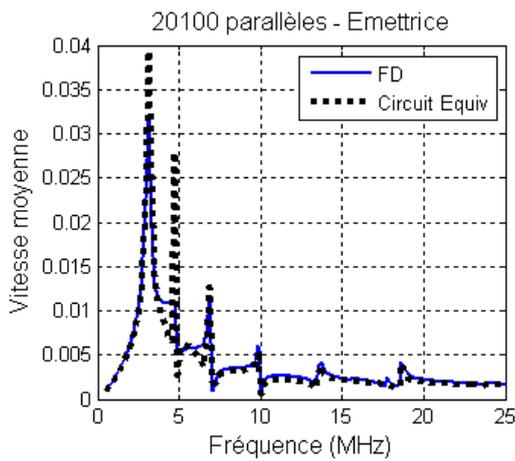


Figure V-13 : Résultats sur des rectangles 20x40



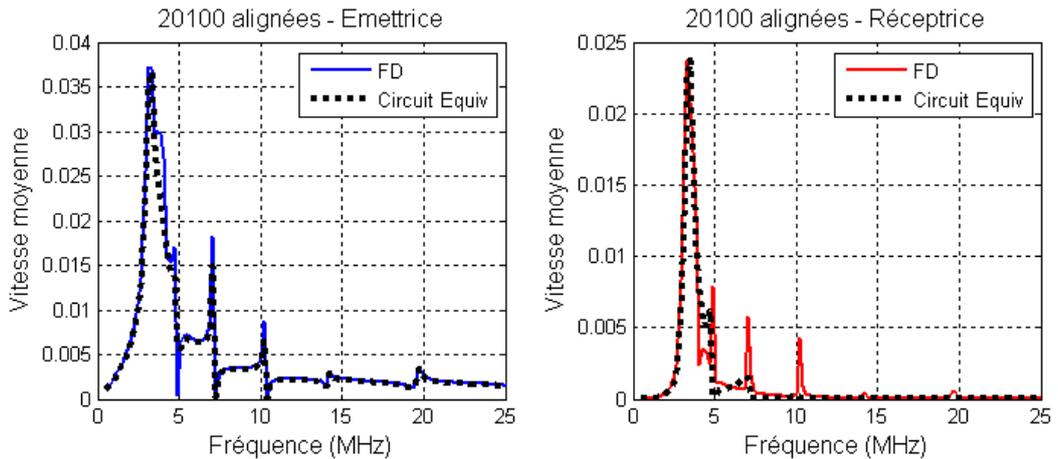


Figure V-14 : Résultats sur des rectangles 20x100

Si dans tous les cas, une équivalence assez bonne est obtenue, on remarquera que la situation la plus défavorable est celle des membranes longues, celles-ci entrant plus rapidement dans des modes supérieurs (dont les fréquences sont plus rapprochées du premier mode). Ainsi, la vibration de la membrane présente plusieurs ventres et nœuds, ce qui ne permet plus d'utiliser le modèle « piston » des échanges.

V.2 Généralisation à un élément de barrette

Les résultats précédents ont montré que pour la modélisation de deux cellules interagissant acoustiquement, les couplages mutuels pouvaient être assimilés à ceux de pistons mobiles indéformables sans dégrader considérablement la précision des résultats. En d'autres termes, le volume balayé par unité de temps par une cellule, c'est-à-dire sa vitesse moyenne, constitue une donnée suffisante pour quantifier son action sur les autres membranes. Il s'agit ici d'évaluer la validité du modèle dans le cas de N cellules couplées acoustiquement, en prenant comme référence théorique le cas des milieux périodiques 2D, qui présente comme avantage de fournir des prédictions théoriques exactes ne nécessitant aucune hypothèse simplificatrice sur les couplages mutuels.

V.2.1 Equations de N cMUTs couplés : construction d'un schéma matriciel

Sur la base des résultats précédents, la description de chaque cellule peut se réduire à quatre variables :

- Deux variables électriques : la tension et la charge
- Deux variables mécaniques-acoustiques : la vitesse moyenne et un terme homogène à une force (apparaissant dans le schéma de Foldy) qui ne correspond cependant par réellement à l'intégrale la pression sur la surface de la cellule.

La vitesse de la cellule i obéit à l'équation V-11, tenant compte de sa propre impédance et du rayonnement reçu des autres cellules (transcrit sous forme de schéma équivalent, Figure V-15) :

$$\langle \dot{u}_i \rangle = \frac{\varphi_i V_{ex_i} - \sum_{j \neq i} Z_{mut_{ij}} v_j}{Z_{Mfluide,i}} \quad V-11$$

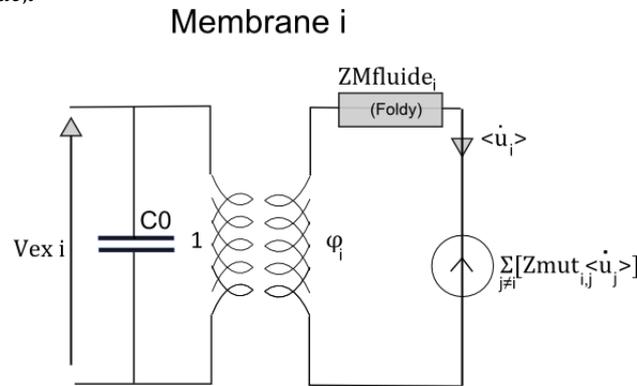


Figure V-15 : Schéma équivalent d'une cellule cMUT dans un élément de barette

Pour décrire l'ensemble des cellules, leurs schémas équivalents peuvent se réunir sous forme matricielle selon une convention de type quadripole :

$$\begin{bmatrix} \langle \tilde{p}_1 \rangle \\ \vdots \\ \langle \tilde{p}_N \rangle \\ \langle i_1 \rangle \\ \vdots \\ \langle i_N \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Mfl,1} & \cdots & Z_{mut_{1N}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{mut_{N1}} & \cdots & Z_{Mfl,N} \\ \varphi_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \varphi_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1/S_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \varphi_N/S_N \\ C0_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & C0_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle \dot{u}_1 \rangle \\ \vdots \\ \langle \dot{u}_N \rangle \\ \langle V_1 \rangle \\ \vdots \\ \langle V_N \rangle \end{bmatrix} \quad V-12$$

L'écriture ci-dessus est très générale : les cMUTs peuvent à priori être tous différents. Il est également possible de prendre en compte des cellules passives, c'est-à-dire non excitées (par exemple appartenant aux éléments voisinant celui qu'on étudie). Lorsque l'on travaille avec un élément de cMUTs identiques, tous excités en phase (car reliés électriquement), les $Z_{Mfl,i}$, φ_i , S_i et V_i sont tous identiques.

Le schéma, comparé à un modèle numérique complet de l'assemblage de CMUTs [50] présente deux avantages : le volume de calcul est beaucoup plus léger (grâce à la séparation du calcul en deux niveaux), et par conséquent on peut modéliser un assemblage de plusieurs cMUTs (sans pour autant supposer une disposition périodique). L'hypothèse simplificatrice principale est le fait d'assimiler l'impédance mutuelle de rayonnement à celui des pistons.

Le schéma équivalent permet de déterminer une expression (équation V-14) théorique du courant i entrant dans l'élément (et donc de son admittance Y) à une fréquence donnée. On note V_0 la tension de polarisation continue et V_1 l'amplitude de l'excitation sinusoïdale. C_{pext} représente la capacité des éléments extérieurs aux membranes (pistes d'interconnexion).

V-13

$$i(\omega, V_0) = \sum_i (jC_0\omega V_1 + \varphi v_i)$$

V-14

Dans les cas que nous étudions, les N cMUTs sont supposés identiques (mêmes valeurs de φ et C_0) :

$$Y(\omega, V_0) = j\omega C_{pext} + j\omega N C_0 + \varphi^2 \sum_i \sum_j Y_{m,i,j}^{el}$$

Cette équation sera utilisée pour valider ce modèle (et notamment la calcul des termes de la matrice Y_m) par comparaison avec les mesures d'impédances effectuées en immersion.

V.2.2 Confrontation avec les milieux périodiques

Dans le sous-chapitre précédent, ce schéma basé sur le calcul « piston » des impédances mutuelles a été validé dans le cas de deux membranes (couplées symétrique, ou l'une émettrice et l'autre réceptrice). Une autre validation est menée ici sur le cas périodique 2D, qui constitue un extrême opposé.

Il s'agit donc ici de comparer :

- Les résultats du modèle FD appliqué directement en milieu périodique, comme présenté dans la section 4.1, utilisant une matrice de couplage fluide périodique K_{eau2D} .
- Les résultats obtenus en chargeant le schéma de Foldy établi pour une membrane isolée par une impédance représentant le chargement du cMUT considéré par toutes les autres du réseau, selon le modèle « piston ».

Dans le deuxième cas, le couplage entre les cMUT peut se représenter par une impédance chargeant le schéma d'un cMUT isolé, car la périodicité impose une vitesse égale pour toutes. On écrit ainsi la pression équivalente reçue par le cMUT (i) de la part de tous les autres cMUT du réseau (j étant l'indice symbolique de sommation).

V-15

$$\tilde{p}_{recue} = \sum_{j \neq i} Z_{ij} \langle v_j \rangle = \left(\sum_{j \neq i} Z_{ij} \right) \langle v_i \rangle = Z_{réseau} \langle v_i \rangle$$

En convoluant de la fonction de green périodique par une source uniforme, on obtient une impédance de rayonnement exprimant la pression exercée par un réseau infini, périodique à deux dimensions, de pistons vibrant identiquement, sur l'un d'entre eux. Cela inclut le rayonnement du piston sur lui-même. Hors, l'impédance $Z_{mfluide}$ de la membrane cMUT tient déjà compte du rayonnement du cMUT sur lui-même (calculé avec le modèle discrétisé), et est maintenue dans le schéma. Pour que cet effet ne soit pas pris en compte deux fois, nous devons soustraire du résultat de la convolution l'impédance d'un piston isolé, ce qui définit $Z_{réseau}$ (eq. V-16). Cette impédance exprime donc la pression reçue par les cMUT de *tous les autres* cMUT du réseau, vivant tous en phase avec lui.

$$Z_{\text{réseau}} = \iint_{N \in B} \left\{ \iint_{M \in A} G_{2D}(N, M, \omega) dS_M \right\} dS_N - \iint_{N \in B} \left\{ \iint_{M \in A} G(N, M, \omega) dS_M \right\} dS_N$$

Ce terme peut alors s'introduire dans le schéma équivalent (Figure V-16), qui, dans ce cas, ne possède encore qu'un degré de liberté : toutes les cellules se déplacent à la même vitesse, on peut donc rajouter $Z_{\text{réseau}}$ en série avec l'impédance de la membrane.

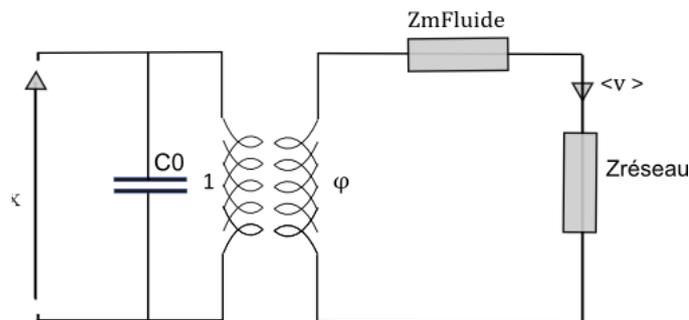


Figure V-16 : Circuit équivalent comprenant l'impédance de charge du réseau périodique

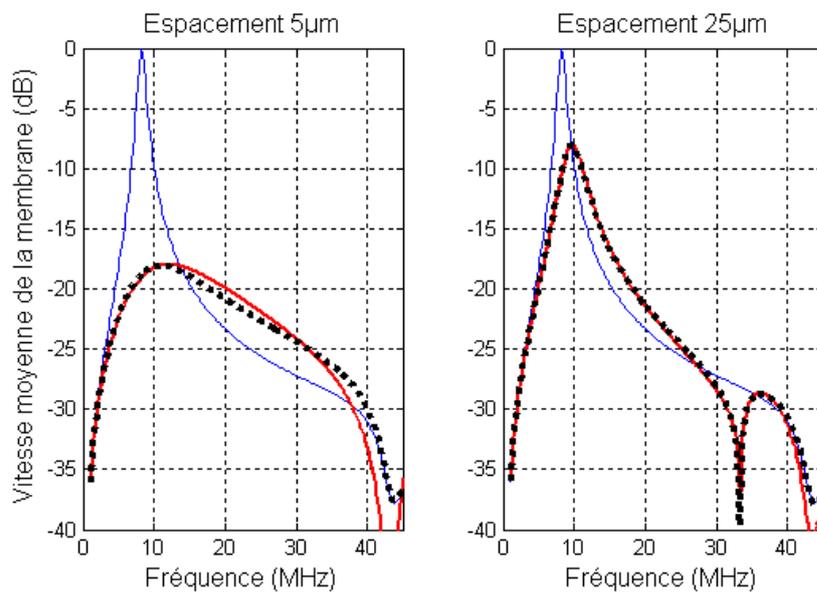


Figure V-17 : Confrontation du circuit équivalent (traits interrompus noirs) et du modèle de différences finies (traits pleins) pour la cellule de référence en milieu périodique

La Figure V-17 donne la comparaison de la vitesse calculée à l'aide de ce schéma et de la vitesse calculée en modèle FD tenant compte de la périodicité sur la cellule 20x20 de référence pour deux espacements intermembranes différents : 5 µm (soit un taux de couverture de 64%) et 25 µm (soit 20%). La réponse de la membrane isolée est aussi incluse (bleu) pour comparaison. Dans le cas du réseau à faible densité, le comportement en fréquence se rapproche naturellement de celui de la

membrane isolée. On y observe une coupure à 33 MHz, fréquence qui correspond à une longueur d'onde de $45 \mu\text{m}$, soit le pas du réseau, ce qui correspond au premier pic de l'impédance du piston périodique (cf. Figure IV-7). Ci-dessous, la comparaison est menée sur des cellules rectangulaires de deux rapports d'aspects différents : 20×40 et $20 \times 100 \mu\text{m}^2$. Comme dans le cas de deux membranes, la présence de mode supérieure remet en question l'approximation « piston » du couplage mais la forme générale de la courbe reste bonne.

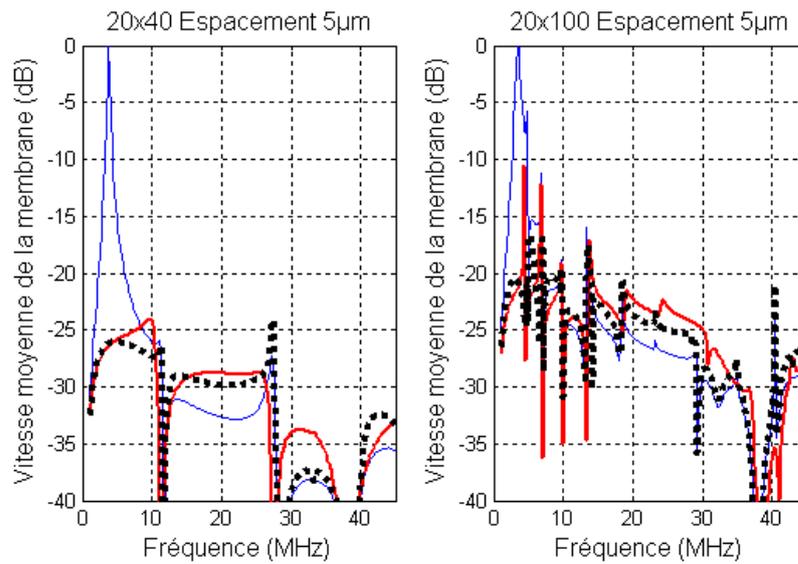


Figure V-18 : Confrontation du circuit équivalent (traits interrompus noirs) et du modèle de différences finies (traits pleins) pour des rectangles en milieu périodique

V.3 Fonctionnement en réception d'un élément de barrette

V.3.1 La membrane en réception

La construction du schéma équivalent n'a jusqu'ici été traitée que dans le cas de cellules excitées électriquement, prenant en compte l'émission dans le milieu environnant et les interactions entre cellules. Le cas où l'on étudie l'assemblage de cMUT en tant que récepteur n'est que légèrement différent. Considérons une membrane cMUT soumise à une onde plane harmonique incidente, dont on note l'amplitude en pression P_{in} .

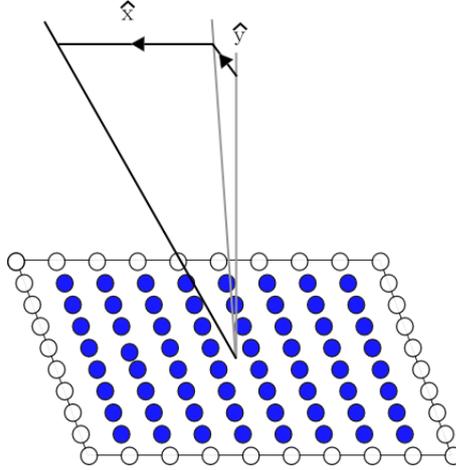


Figure V-19 : Représentation d'une cellule isolée en réception

La pression incidente s'écrit:

$$[P_{in}] = p_{in0} \times [\Phi] \times e^{-i\omega t}$$

V-17

Le vecteur $[\Phi]$ exprime la phase au point i . En pratique, le cMUT étant très petit devant la longueur d'onde aux fréquences où la transduction est possible, les déphasages sont minimes et la pression incidente est pratiquement constante sur la surface du cMUT, quelle que soit l'incidence.

Dans l'objectif de valider l'exactitude du schéma équivalent en réception, une résolution exacte utilisant le modèle de différences finies est d'abord développée. Il s'agit de coupler l'équation dynamique distribuée de la membrane cMUT, prenant en compte la pression incidente, avec une équation décrivant les conditions électriques.

La pression est multipliée par deux dans les équations, pour prendre en compte l'existence d'une onde réfléchi : dans le cas où la membrane serait complètement immobile, la pression en surface vaudrait $2P_{in}$. On valide le schéma équivalent dans les deux cas extrêmes en termes de conditions électriques.

Si les conditions électriques imposent une tension constante (donc $V_1 = 0$) aux bornes du cMUT, l'information est reçue sous la forme d'un courant i_1 (équation V-18).

$$\begin{cases} -\omega^2[M][u_1] = [K_V][u_1] + [K_{eau}][u_1] + j\omega[\xi][u_1] + 2[\Phi]p_{in0} \\ i_1 = j\omega[{}^t\varphi][u_1] \end{cases}$$

V-18

$$i_1 = j\omega[{}^t\varphi]\{-\omega^2[M] - [K_V] - [K_{eau}] - j\omega[\xi]\}^{-1}\{2[\Phi]p_{in0}\}$$

A contrario, en circuit ouvert, c'est une variation de tension qui traduit le signal acoustique reçu :

$$\begin{cases} -\omega^2[M][u_1] = [K_Q][u_1] + [K_{eau}][u_1] + j\omega[\xi][u_1] + 2[\Phi]p_{in0} \\ j\omega C_0 V_1 + j\omega[{}^t\varphi][u_1] = 0 \end{cases}$$

V-19

$$V_1 = -\frac{[{}^t\varphi]}{C_0} \{-\omega^2[M] - [K_Q] - [K_{eau}] - j\omega[\xi]\}^{-1} \{2[\Phi]p_{in0}\}$$

K_V et K_Q ont été définis dans les équations III-36 et

III-43.

Le circuit équivalent correspondant est donné Figure V-20. Par de simples calculs de pont diviseur, on peut alors calculer les approximations des grandeurs calculées précédemment. La Figure V-21 donne les résultats, comparant le calcul différences finies et le circuit équivalent les deux cas (circuit ouvert et circuit fermé), avec comme données de sortie la vitesse de déplacement de la membrane et le signal électrique (courant ou tension) récupéré. Le même calcul peut être réitéré avec une incidence quelconque sans modification perceptible des résultats. Pour que l'incidence puisse avoir une influence, il faut modifier les conditions de sorte que la longueur d'onde soit proche des dimensions du cMUT – par exemple avec un module de Young très élevé, une épaisseur de plaque bien plus grande, ou encore un fluide présentant une vitesse de propagation faible. Dans tous les cas, ce sont des configurations irréalistes.

La pression incidente multipliée par 2 est directement reportée dans le schéma (multiplié par la surface de la membrane car la partie droite du schéma est écrite en force). Cela peut paraître incompatible avec la définition des impédances utilisée (celle de Foldy) où l'équivalent en énergie est recherché, et où les forces qui apparaissent dans le schéma ne sont normalement pas l'intégrale sur la surface de la pression appliquée.

Cela s'explique par le fait que la pression soit, comme mentionné plus haut, pratiquement constante sur la surface du cMUT, ce qui permet de la factoriser dans l'intégrale définissant la puissance mécanique fournie.

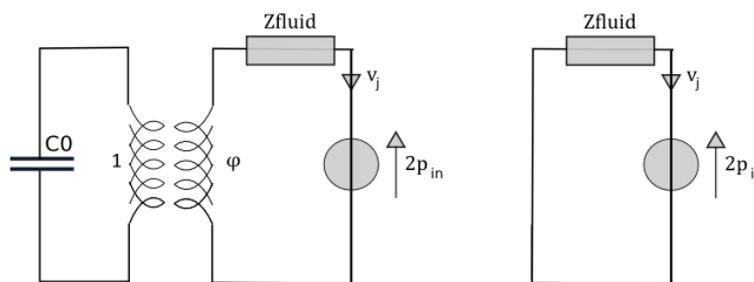


Figure V-20 : Circuit équivalent en réception, à courant nul (gauche) ou à tension constante (droite)

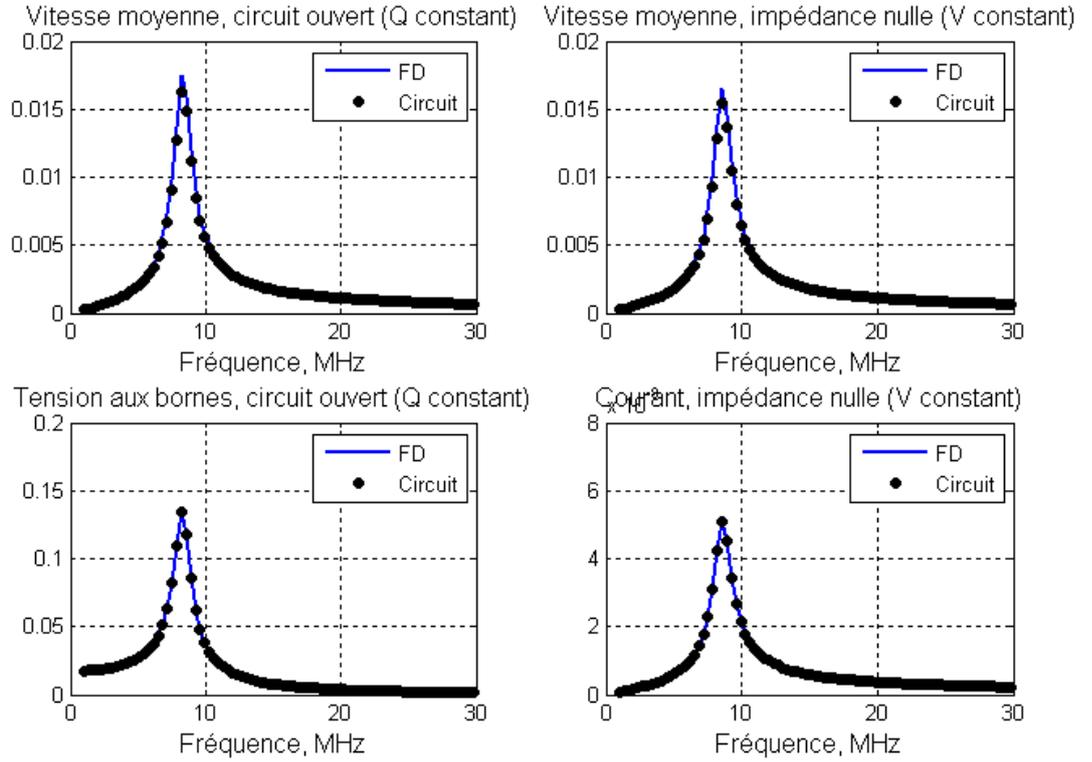


Figure V-21 : Résultats en réception, cellule unique 20x20, incidence normale

On a ainsi vérifié que le circuit équivalent, établi à l'émission, est également valable en réception. Sur les résultats, on remarquera que la réception en tension fonctionne en très basses fréquences (un déplacement statique crée une variation de tension). En pratique, une impédance finie existe aux bornes du cMUT, le point de fonctionnement réel est donc intermédiaire entre les deux cas considérés.

V.3.2 L'élément complet

Il devient alors possible d'écrire la réception à l'échelle d'un élément, en utilisant pour chaque cellule le circuit équivalent. Une impédance finie Z_c charge l'élément. On note $[Z_m^{el}]$ la matrice des impédances mécaniques-acoustiques des cellules, $[Y_m^{el}]$ son inverse.

$$[Y_m^{el}] = inv[Z_m^{el}] = inv \begin{bmatrix} Z_{Mfl,1} & \cdots & Z_{mut\ 1i} & \cdots & Z_{mut\ 1N} \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ Z_{mut\ i1} & & Z_{Mfl,i} & & Z_{mut\ iN} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ Z_{mut\ N1} & \cdots & Z_{mut\ Ni} & \cdots & Z_{Mfl,N} \end{bmatrix} \quad V-20$$

$[\dot{u}]$ est le vecteur des vitesses moyennes de chaque membrane, de même $[C_0]$ correspond à leurs capacités et $[\varphi]$ leurs termes de conversion (les membranes peuvent a priori être différentes. $[{}^tC_0][1]$ correspond à la capacité totale de l'élément.

Le vecteur $[2P_i]$ correspond à la force exercée par le champ acoustique incident et le champ réfléchi sur chaque membrane. Ici, les déphasages entre membranes ne sont pas négligeables et doivent être pris en compte. Les cMUTs de l'élément sont reliés électriquement, la tension V_1 est donc la même sur tous les cMUTs.

$$I = j\omega [{}^tC_0][1]V_1 + [{}^t\varphi][\dot{u}] \quad V-21$$

$$I = j\omega [{}^tC_0][1]V_1 + [{}^t\varphi][Y_m^{el}]([\varphi]V_1 + [2P_i])$$

En imposant la condition aux limites électrique $V_1 = -Z_c I$, on trouve :

$$V_1 = \frac{[{}^t\varphi][Y_m^{el}][2P_i]}{\left(\frac{1}{Z_c} + j\omega [{}^tC_0][1] + [{}^t\varphi][Y_m^{el}][\varphi]\right)} \quad V-22$$

L'ensemble $j\omega [{}^tC_0][1] + [{}^t\varphi][Y_m^{el}][\varphi]$ correspond à l'admittance électrique de l'assemblage de cMUTs dans le fluide.

V.4 Résultats expérimentaux et validation du modèle dans l'eau

Dans cette section, une validation expérimentale du modèle développé précédemment sera menée. On recherche donc à observer le comportement d'un élément cMUT chargé par un fluide et excité électriquement. Pour cela, deux protocoles différents seront mis à profit.

D'une part, des mesures d'impédance électrique, menées sur un élément cMUT immergé dans un fluide, permettront de quantifier l'impact du rayonnement acoustique sous la forme de son impédance ramenée sur le port électrique (par comparaison à l'équation V-13). Le protocole de mesure a été décrit dans la section II.2.

D'autre part, des mesures de déplacement, menées à l'aide d'un interféromètre laser, permettent d'observer le déplacement des membranes de façon directe. De plus ce procédé produit une mesure locale (membranes observées séparément) et en domaine temporel : il est donc totalement complémentaire des mesures d'impédance.

Dans les deux cas, la comparaison avec la simulation requiert de disposer de paramètres mécaniques suffisamment précis pour la modélisation des échantillons considérés. La section III.6 décrit l'obtention du jeu de paramètres mécaniques utilisés à partir des mesures d'impédance dans l'air.

V.4.1 Caractérisation complète d'un cMUT de géométrie carré

Ce paragraphe s'intéresse à l'échantillon du type A (membranes carrées, dimensions 20x20 μm^2 , 330 membranes par élément, épaisseur du nitrure 450 nm). Les mesures d'impédance et de déplacement sont confrontées avec le modèle. Une caractéristique des échantillons est l'existence d'une déflexion des membranes, qui tend à diminuer la tension de collapse. Ici, il est impossible de supposer une valeur identique pour l'ensemble du lot de fabrication : la valeur dépend de la géométrie.

La comparaison entre données théoriques et expérimentales étant menée à un pourcentage fixé de la tension de collapse (50% pour l'impédance, 80% pour les mesures laser), l'écart entre les tensions de collapse mesurée et simulée doit être pris en compte, la tension de polarisation intervenant en tant que facteur dans l'expression du terme de conversion φ . Le terme φ est calculé par la simulation FD pour 50% (ou 80%) de la tension de collapse théorique, tandis que la mesure est effectuée au même pourcentage de la tension de collapse observée. On compense donc par une simple proportionnalité :

$$\varphi_{circuit} = \varphi_{FD} \times \frac{V_{col}^{fit}}{V_{col}^{FD}}$$

V-23

Ce qui revient à supposer que la position statique de la membrane déterminée en FD est bonne.

Un dernier élément à prendre en compte dans le circuit équivalent est la capacité parasite montée en parallèle avec les cMUTs. A la capacité statique du cMUT lui-même s'ajoutent les capacités des pistes et de l'interconnectique. La valeur mesurée est introduite dans le schéma équivalent, en postulant que cette capacité « parasite » correspond à la capacité mesurée dans l'huile pour une tension de polarisation nulle, moins la capacité (calculée par le modèle FD) des N cellules.

$$C_{pext} = C_{mes} - N \times C_0$$

V-24

Les résultats présentés ici concernent l'élément de type A (330 membranes de 20x20 μm^2 , d'une épaisseur de 450 nm). Cette version est étudiée en détail, et dans la section suivante les résultats correspondant à des variations de dimension et d'épaisseurs seront décrits plus rapidement.

La Figure V-22 donne, pour des valeurs de tensions de polarisation allant de 0 à 120 volts, l'impédance mesurée pour l'élément testé. De 20 à 100 volts, la partie réelle conserve le même aspect général, seule son amplitude augmente. Cela traduit le fait que la branche mécanique-acoustique du schéma équivalent ne change guère (à part le terme de softening qui affecte l'impédance mécanique) mais que le terme de transformation φ qui le reporte dans le schéma électrique grandit. Pour une polarisation de 120 volts, l'aspect de la courbe est très modifié, avec un déplacement vers des fréquences beaucoup plus élevées. La tension de collapse de ces cellules est

d'environ 110 volts, ce comportement s'interprète donc comme le déplacement des bords des membranes une fois la partie centrale plaquée au fond.

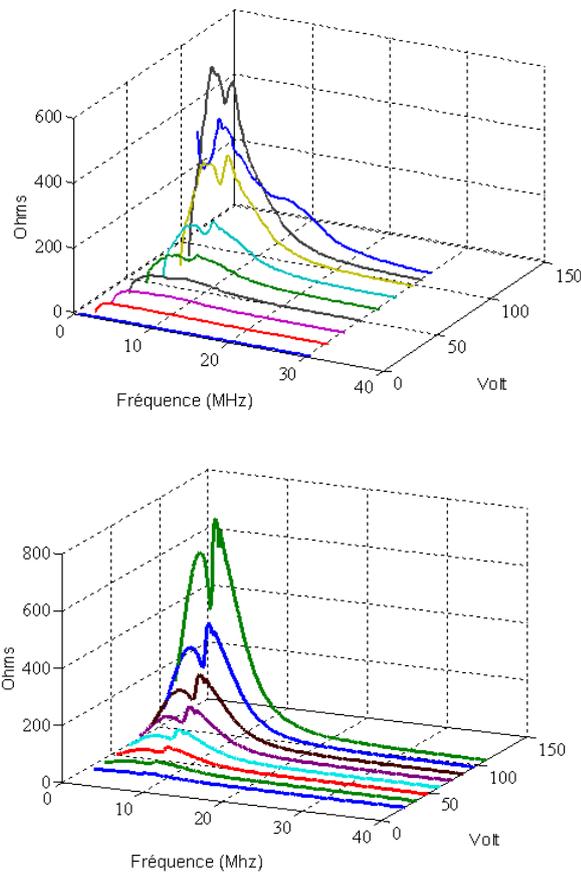


Figure V-22 : Impédance dans l'huile d'un échantillon 20x20 450 nm pour plusieurs valeurs de V_0 (de 0 à 120 volts)

Concernant les mesures de déplacement, la Figure V-23 donne une représentation du déplacement en fonction du temps le long de l'axe de symétrie du groupe de cellules. La polarisation est de 80% de la tension de collapse (72 V). L'excitation est une arche de sinusoïde unique, d'amplitude (pic-pic) 11 volts à 5MHz. Un moyennage de 300 mesures est effectué pour chaque point (l'échantillon a donc été excité 300 fois pour chaque pas spatial de mesure). La mesure est faite sur un arrangement de 67x11 points sur une zone de 200 x 20 μm . La fréquence d'échantillonnage vaut 100 MHz. On remarque que les membranes se déplacent toutes en phase dans la première oscillation (action directe de l'excitation électrique) puis évoluent différemment en raison de leurs interactions. Passé le premier cycle, on observe principalement une oscillation en opposition de phase de la membrane centrale et des membranes les plus extérieures.

Sur la Figure V-24, les résultats par membrane sont présentés : à gauche, on donne la mesure temporelle (déplacement), à droite son spectre (en vitesse, après application d'un *zero padding* supprimant l'écho d'aller-retour). Les mesures sont exprimées en unités arbitraires les membranes équivalentes par symétrie (1 et 5, 2 et 4) donnent des mesures presque exactement superposables,

ce qui est indicateur d'une bonne qualité de la mesure et d'un bon état de l'échantillon. Cette méthode présente l'avantage d'être une mesure locale, permettant de discriminer les différentes membranes, par rapport à la mesure d'impédance qui ne donne qu'un résultat intégré sur l'ensemble des membranes de l'élément. La comparaison avec le modèle présenté précédemment est menée dans le domaine fréquentiel. La réponse impulsionnelle des membranes est convoluée par le spectre du signal d'excitation (sinus unique à 5 MHz).

La comparaison avec le modèle est positive, les aspects les plus visibles de chacun des spectres (comme la coupure à 7 MHz sur la membrane 3) sont retrouvés avec une certaine précision. Les différences peuvent s'expliquer en partie par l'inadaptation d'impédance du cMUT en bout de ligne (la tension à ses bornes ne correspond pas exactement à l'excitation voulue) et par le fait que la mesure ne porte que sur les parties métallisées des cMUTs, alors que la simulation retourne une valeur moyenne pour l'ensemble de la membrane. L'effet négligé des éléments passifs voisinant l'élément étudié peut aussi être en cause.

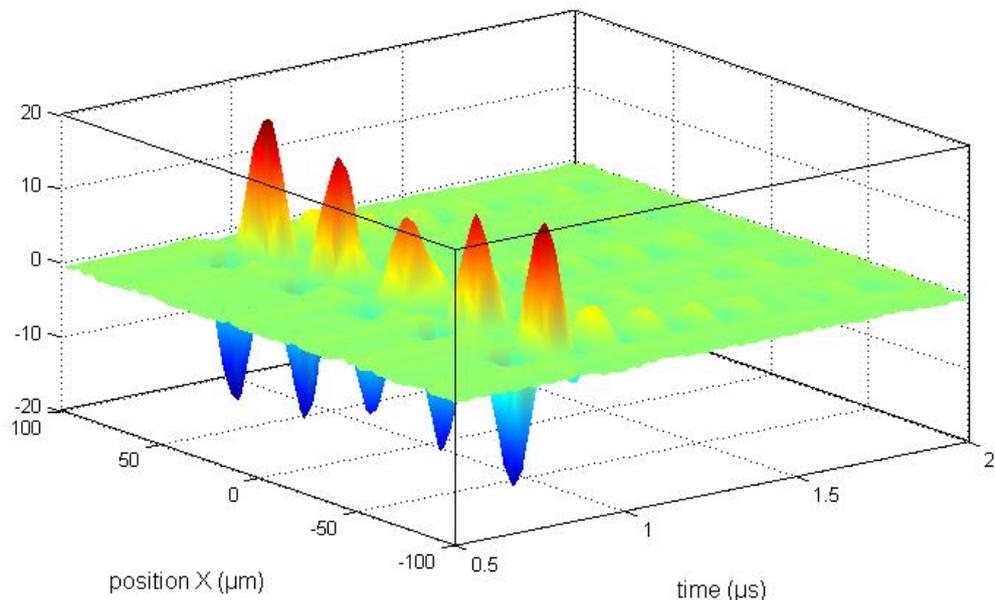


Figure V-23 : Représentation 3D du déplacement vertical le long de l'axe central de l'échantillon, en fonction du temps.

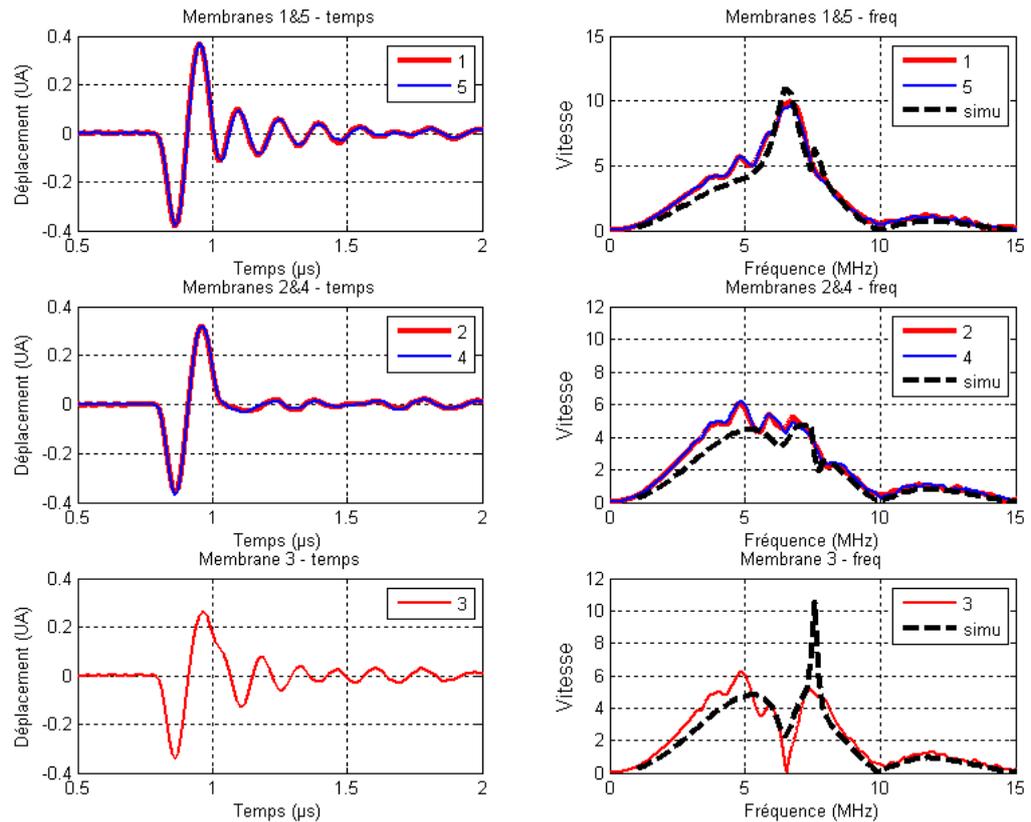
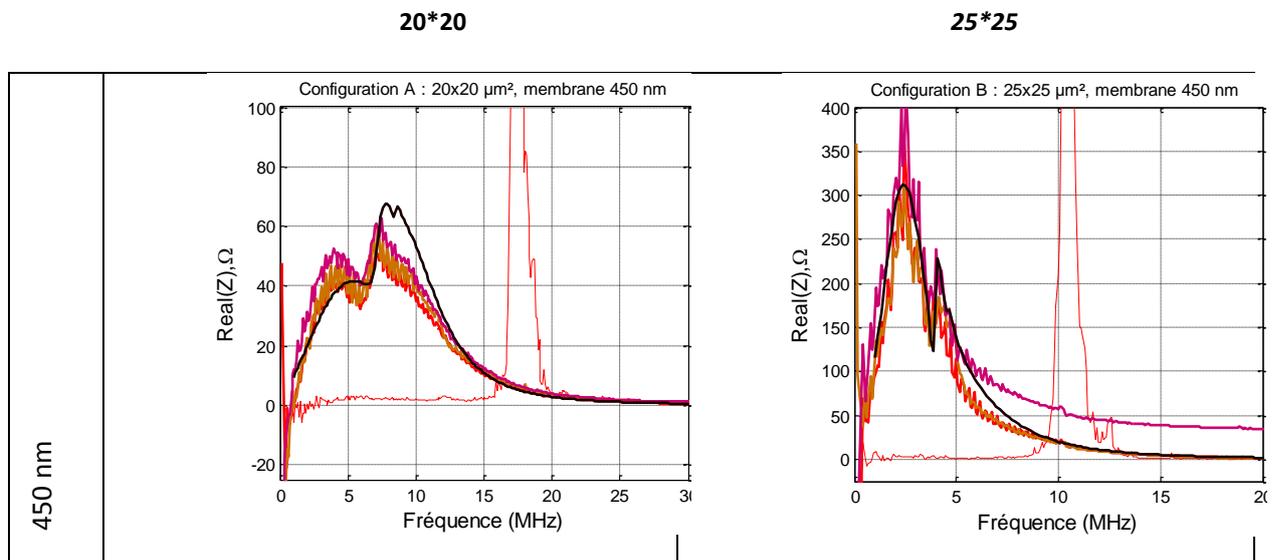


Figure V-24 : Résultats par membranes. A gauche, la mesure temporelle du déplacement. A droite, le spectre en vitesse, comparé à la simulation.

V.4.2 Variation de l'épaisseur et de la taille des membranes carrées

Passé l'étude d'un premier échantillon de référence, de type, on s'intéresse à la comparaison des quatre configurations A B C D, qui permettent d'étudier l'influence de la dimension et de l'épaisseur des membranes. La surface totale de l'élément reste la même dans tous les cas (200 µm par 2 mm). Le nombre de membranes dans l'élément est de 330 pour les membranes 20x20 (A et C) et de 285 pour les 25x25 (B et D).



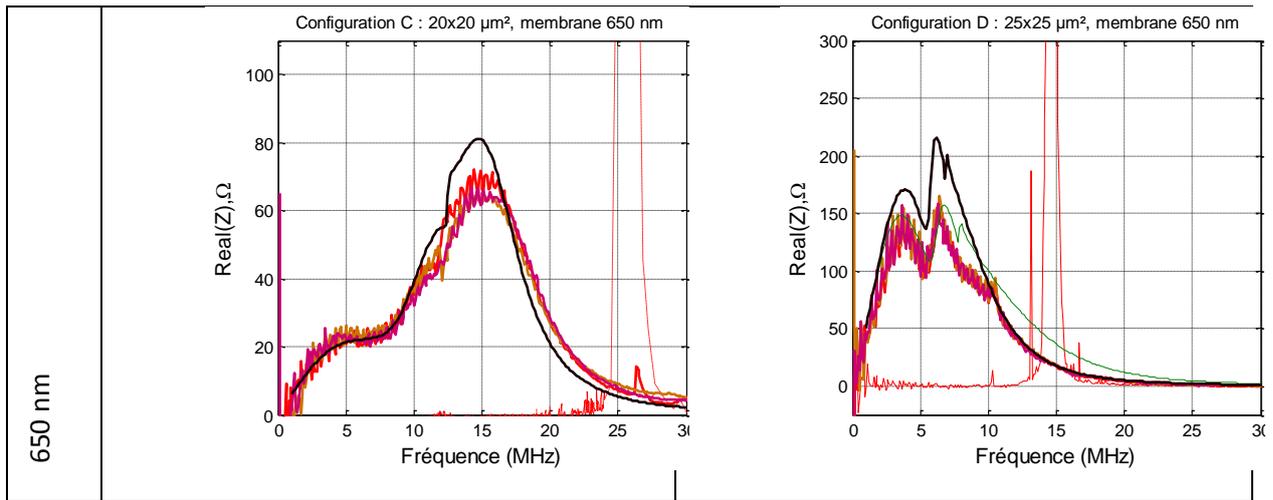


Figure V-25 : Résultats d'impédance sur les éléments à membranes carrées en fonction de leur taille et leur épaisseur

- Air, Mesure
- Huile, elm¹ 1
- Huile, elm¹ 2
- Huile, elm¹ 3
- Schéma de Foldy Z_{MII}

La Figure V-25 donne les résultats obtenus. Pour chacun de ces échantillons, on compare à la simulation l'impédance (partie réelle) enregistré à 50% de la tension de collapse (et dont on a soustrait la résistance mesurée à 0 volts). Trois éléments, choisis aléatoirement dans chaque barrette, ont été mesurés. Le changement de dimensions se traduit, d'une configuration à l'autre, par un déplacement en fréquence (les membranes épaisses étant naturellement efficace en transduction à des fréquences supérieures), un changement d'amplitude, et des modifications de la forme de la courbe. Chacun de ces effets est bien reproduit par la simulation. La Figure V-24 et Figure V-25 donnent les résultats de mesure de déplacement correspondant.

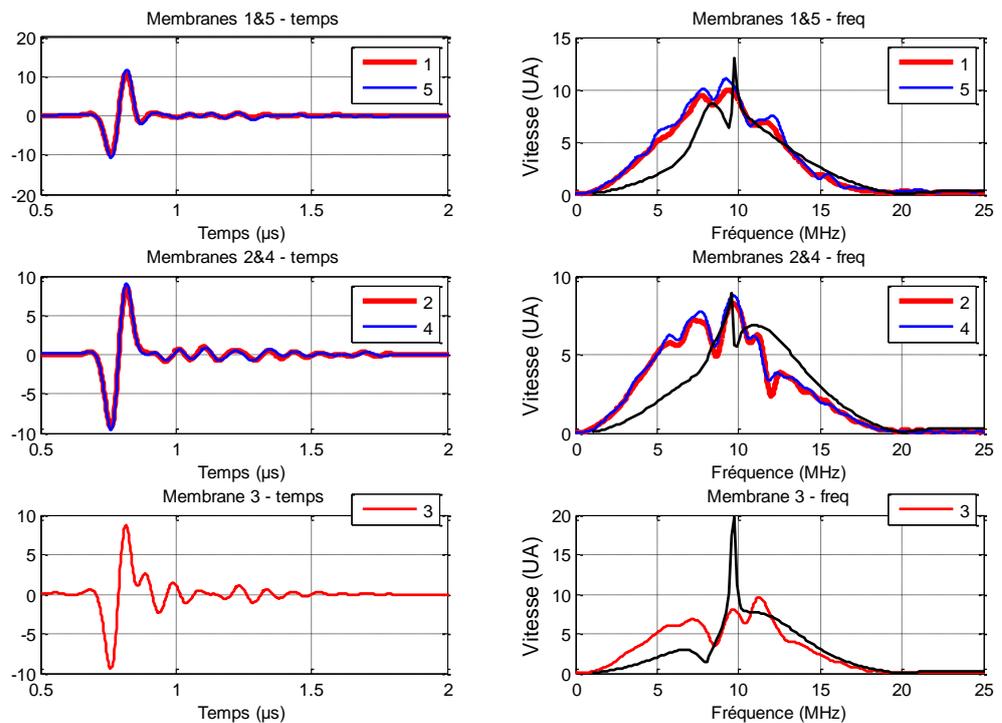


Figure V-26 : Mesure de déplacement dans l'huile, échantillon D : déplacement moyen en domaine temporel et fréquentiel.

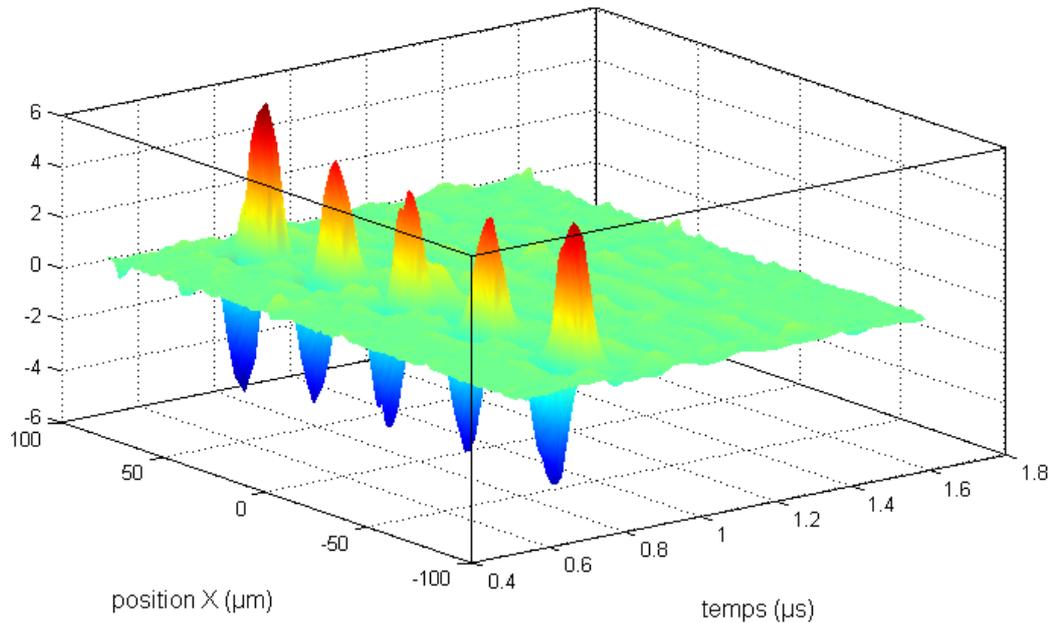
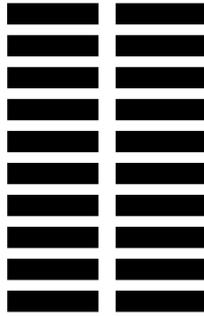


Figure V-27 : Mesure de déplacement dans l'huile, échantillon D : représentation en fonction du temps du déplacement le long de l'axe de symétrie

V.4.3 Caractérisation de membranes de forme rectangulaire

Plusieurs formes et dispositions de membranes ont été étudiées, dont des configurations rectangulaires illustrées par la Figure V-28. Ces topologies permettent de valider le modèle sur des cas différents de périodicité (1, 2, ou 5 colonnes) et de géométrie. La Figure V-29 donne les résultats en impédance électrique, comparés à la simulation, des quatre géométries de membrane rectangulaires pour une épaisseur de 650 nm. La comparaison des courbes montre que les différences entre ces cas, qui sont dues à l'interaction différente entre les membranes, est bien restituée par le modèle.

Rectangle 85x20



Rectangle 180x20



Rectangle 20x85



Rectangle 20x180

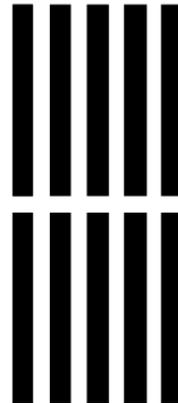
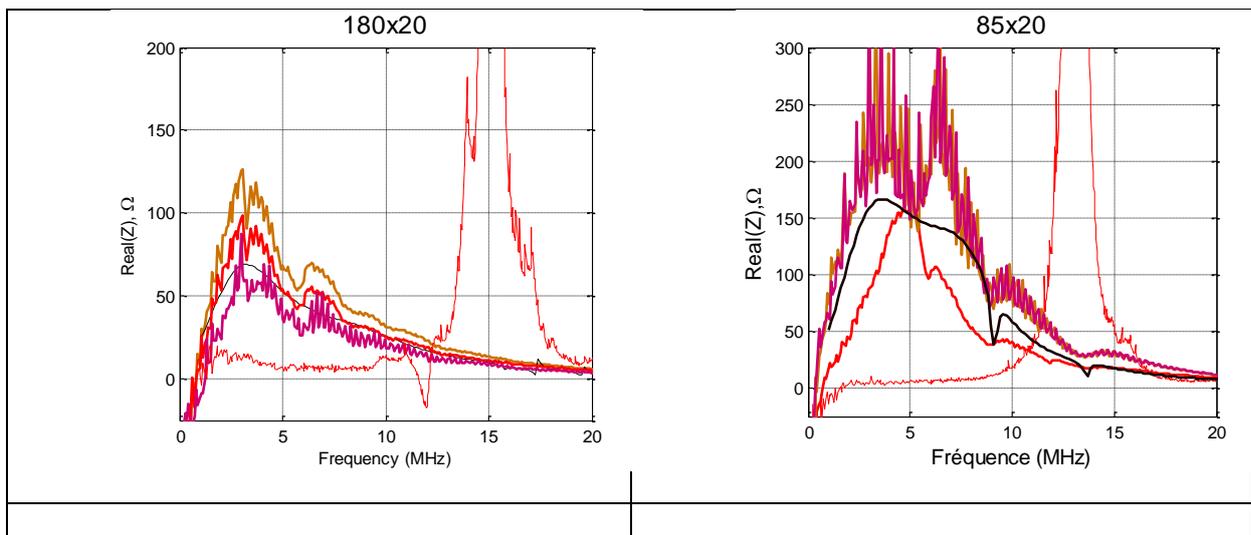


Figure V-28 : topologies des membranes rectangulaires étudiées



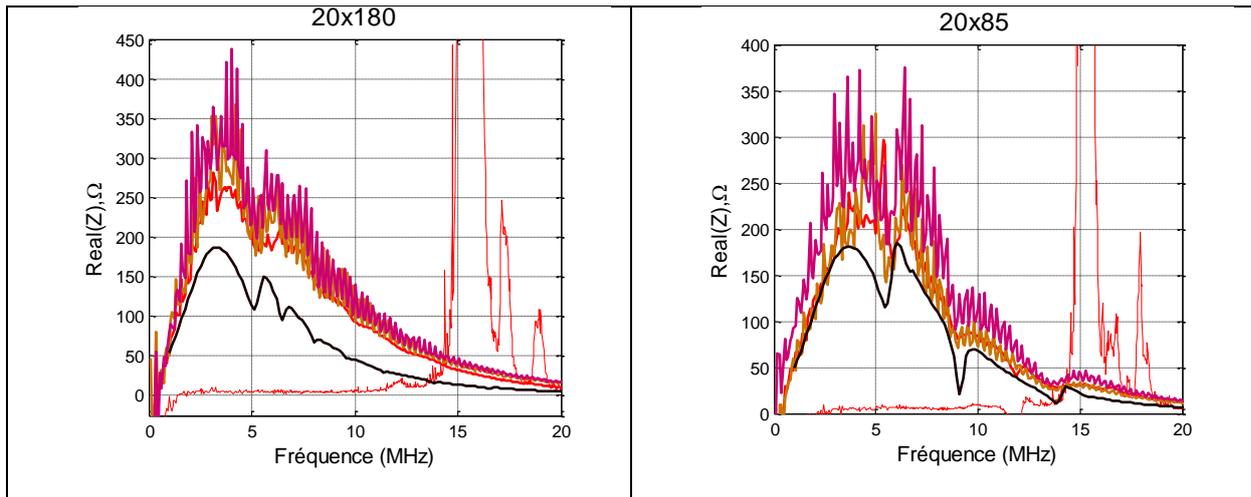


Figure V-29 : Résultats d'impédance sur les éléments à membranes carrées en fonction de leur taille et leur épaisseur

- Air, Mesure
- Huile, $el\ m^{-1}$
- Huile, $el\ m^{-1}$
- Huile, $el\ m^{-1}$
- Schéma de Foldy Z_{MII}

Concernant les mesures de déplacement, le protocole est le même que pour les membranes carrées, à ceci près que la zone scannée est plus grande ($240 \times 240 \mu\text{m}^2$, soit 81×81 points de mesures avec un pas de $3 \mu\text{m}$).

Les membranes rectangulaires présentent des modes supérieurs de résonance facilement accessibles, la représentation $z(x,t)$ ne suffit donc pas à rendre compte de leur comportement en oscillation libre pour les 20×85 et 20×180 . Pour cette raison, on donne une représentation « instantanée » de la déformation de l'ensemble des membranes à différents instants.

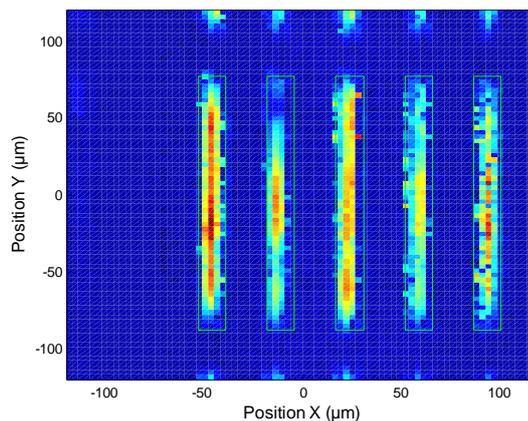


Figure V-30 : Représentation de l'intégrale quadratique du signal en chaque point

Les zones encadrées en vert sur la Figure V-30 sont les ensembles de points moyennés pour obtenir le déplacement de chaque membrane : les parties de membranes apparaissant en haut et en bas sont donc ignorées. En effet, le modèle qui a été développé utilise comme grandeur principale le déplacement moyen sur l'ensemble de la membrane. Il importe donc de prendre en compte une et une seule membrane pour que la comparaison théorie-expérience soit possible.

La Figure V-31 et la Figure V-32 présentent les résultats, selon le même mode de représentation que pour l'échantillon précédemment traité. Si la correspondance avec le modèle n'est pas aussi bonne que pour les membranes carrées, on retrouve les principaux effets. Une raison probable des écarts est le fait que le modèle donne un déplacement moyenné sur l'ensemble de la membrane, tandis que la mesure est surtout sensible au niveau de la partie métallisée.

On observe sur les cartographies du déplacement la présence du mode 31 des membranes, facilité par leur grande longueur. Ces modes, qui provoquent des « coupures » dans la bande passante, représentent un inconvénient important de cette géométrie de membrane. Sur ces différentes figures, le modèle suit bien les coupures et les pics mesurés, qui traduisent les effets de périodicité et les modes de vibration de la membrane.

Sur les membranes rectangulaires plus courtes, de dimension $20 \times 85 \mu\text{m}^2$, les modes supérieurs de déplacement sont beaucoup moins visibles (Figure V-34), le déplacement reste plus proche d'un déplacement en « piston ».

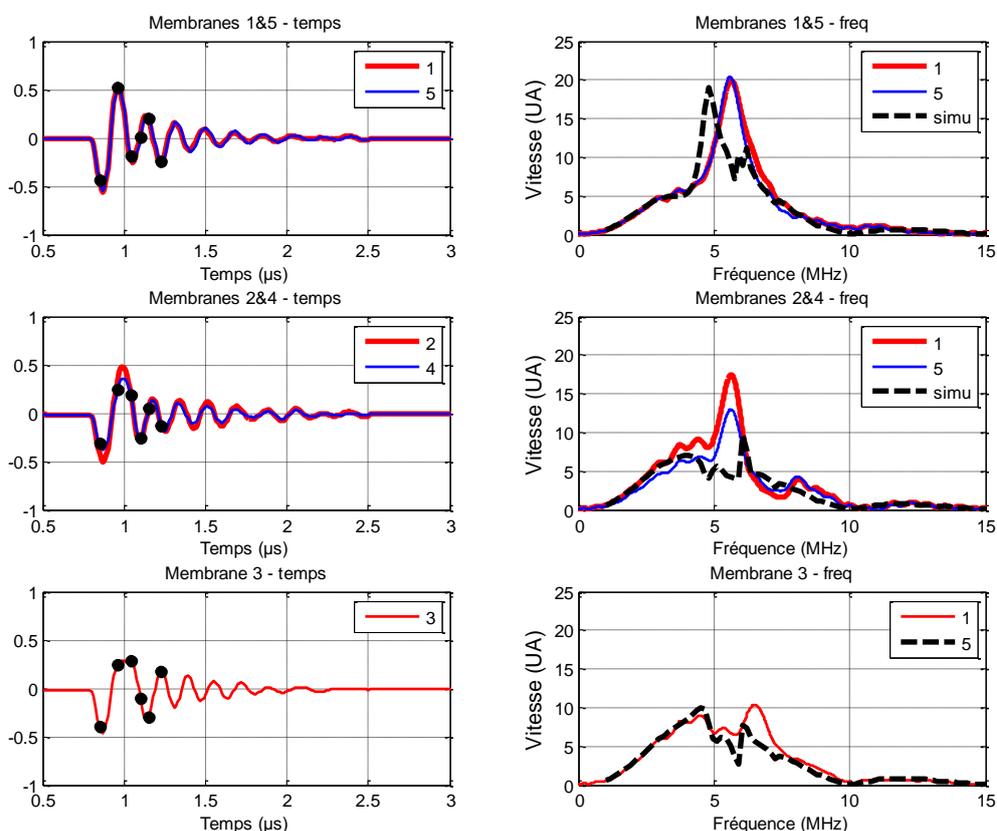


Figure V-31 : Résultats en domaine temporel et fréquentiel, moyennés par membrane, cMUT $20 \times 180 \mu\text{m}^2$. Les points noirs sont les positions des images de la figure suivante

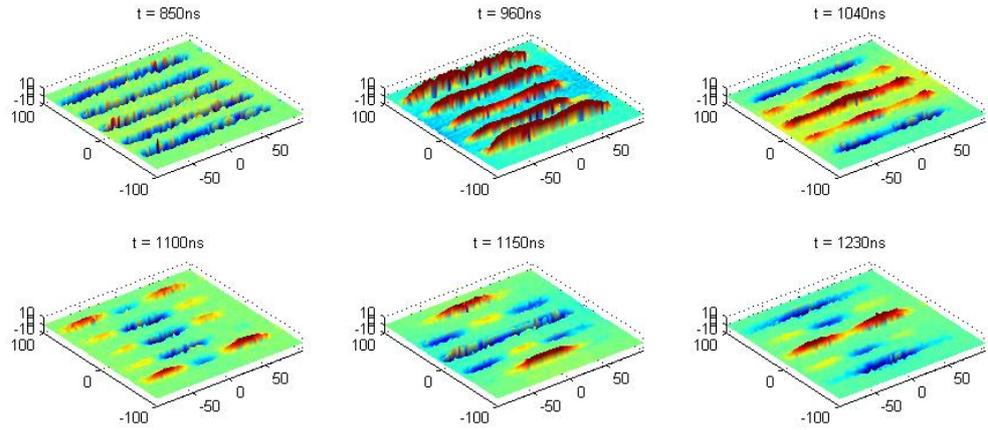


Figure V-32 : Images instantanées de la position des membranes, cMUT 20x180 μm^2

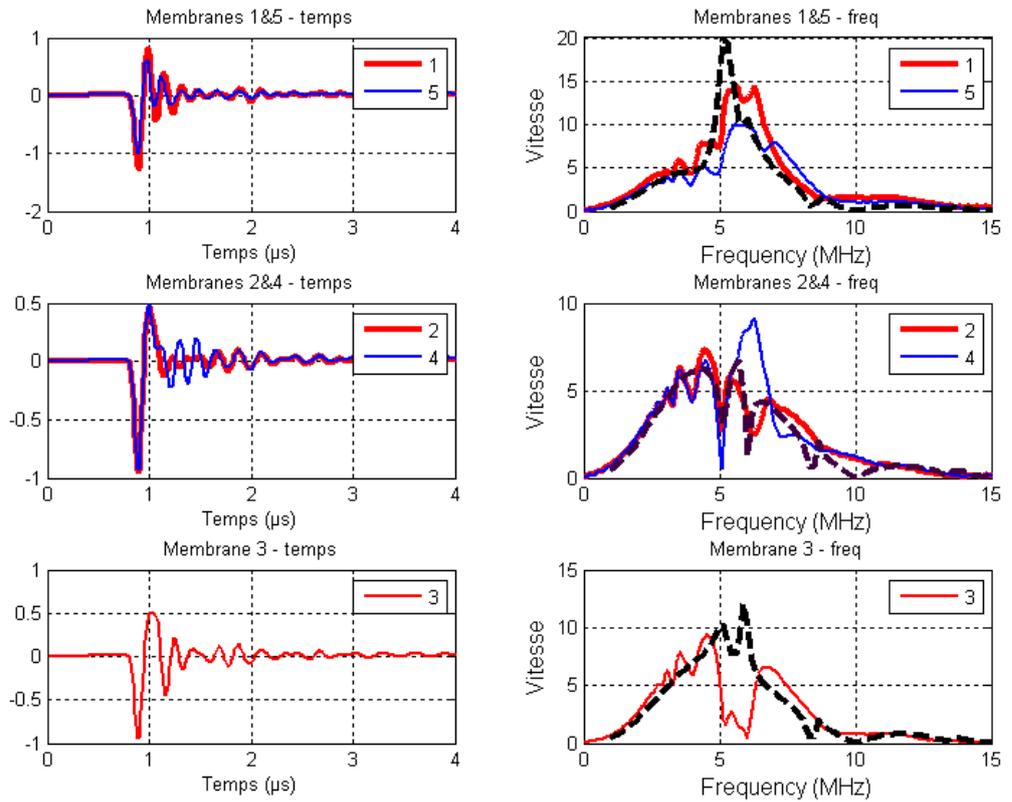


Figure V-33 : Résultats en domaine temporel et fréquentiel, moyennés par membrane, cMUT 20x85 μm^2

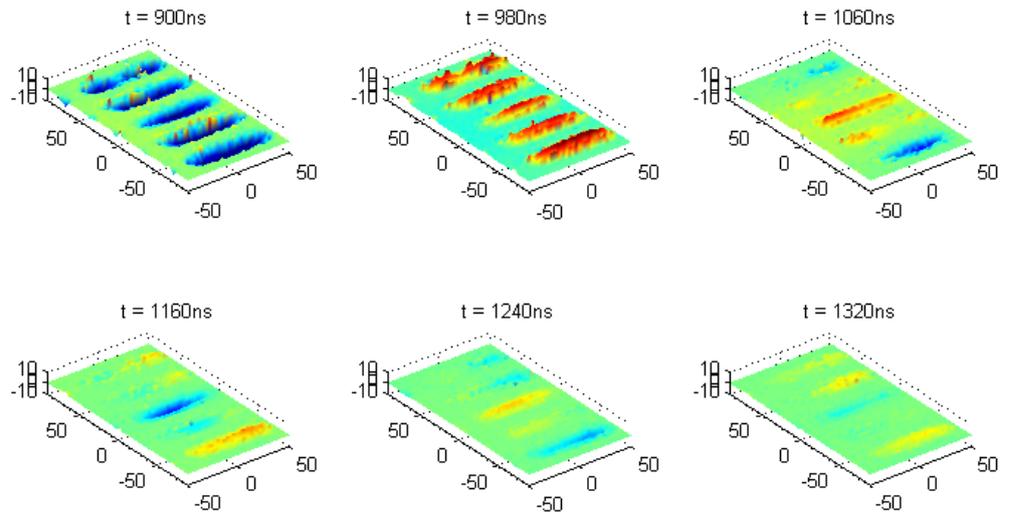


Figure V-34 : Images instantanées de la position des membranes, cMUT $20 \times 85 \mu\text{m}^2$

V.4.4 Mesures électroacoustiques en réception

Dans ce protocole, L'émission est assurée par un mono-élément piezocomposite centré à 7.5 MHz et adapté en impédance par une inductance et un transformateur. Il est excité par un panametrics 5077PR (réglages : $u = 100$ V, fréquence centrale 5MHz). En réception, le CMUT est utilisé sans électronique d'amplification. Il est polarisé sur l'électrode arrière par le biais d'un circuit (R,C). Il est chargé en 300 ohms (impédance de charge déterminée comme idéale pour maximiser l'énergie produite par le cMUT).

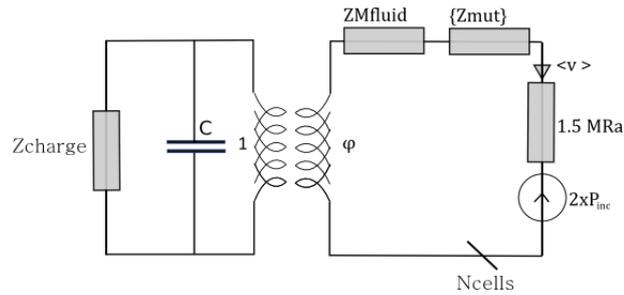


Figure V-35 : Circuit équivalent du cMUTs en réception

Le schéma équivalent en réception est donné Figure V-35, dans lequel une impédance de charge électrique est prise en compte, et où C est la capacité totale de l'élément. Une première mesure (utilisant une sonde cMUT d'un pas de 305 μm et d'une hauteur transverse de 8 mm) est effectuée en régime impulsionnel, le mono-élément étant excité par un générateur large bande. Les résultats sont présentés Figure V-36. On observe, en basse tension, une linéarité presque parfaite de la réponse : ainsi, l'écho enregistré pour une polarisation 10 volts se superpose presque parfaitement avec l'écho obtenu avec 5 et multiplié par deux. Cette propriété donne des capacités intéressantes aux cMUTs en termes d'apodisation, d'autant que le signe de la polarisation peut être changé, inversant l'écho.

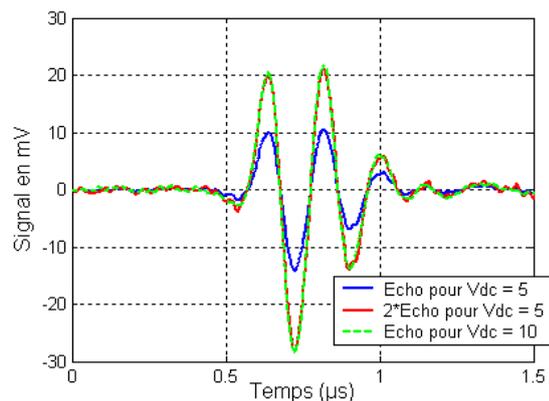


Figure V-36 : A gauche, sensibilité pic-pic en fonction de la tension de polarisation, à droite, comparaison des échos enregistrés pour $V_0 = 5$ et 10 volts ;

Pour mesurer l'évolution de la sensibilité en réception et la confronter au modèle (équation V-22), on utilise un autre élément mono-élément, de très grandes dimensions (rectangulaire 8 x 2 cm). Ces dimensions permettent de s'assurer que l'onde incidente sera la plus plane possible, avec une amplitude homogène le long de l'élevation (8 mm) de l'élément cMUT. L'excitation est harmonique (10 cycles sinusoidaux à 4 MHz).

Le CMUT utilisé est couvert d'une couche de silicone plane. Il est donc nécessaire de mesurer l'épaisseur de celle-ci. En procédant à une mesure en émission-réception dans l'air sur l'élément qui sera utilisé par la suite, le délai d'aller-retour est de 1070 ns. La célérité et l'atténuation du silicone utilisé ont été mesurés indépendamment, permettant de connaître l'épaisseur (550 μm) et l'atténuation à 4 MHz (1.1 dB).

La première étape de l'expérience est de disposer face au mono-élément un hydrophone calibré. Le signal enregistré par l'hydrophone est donné Figure V-37. En retirant les phases transitoires (début et fin du train d'onde) et en ne retenant que la partie sinusoidale principale (4 MHz), l'amplitude pic de ce signal est de 310 mV. En utilisant les données de calibration de l'hydrophone et de son préamplificateur, la pression pic à cette distance est de 53.9 kPa.

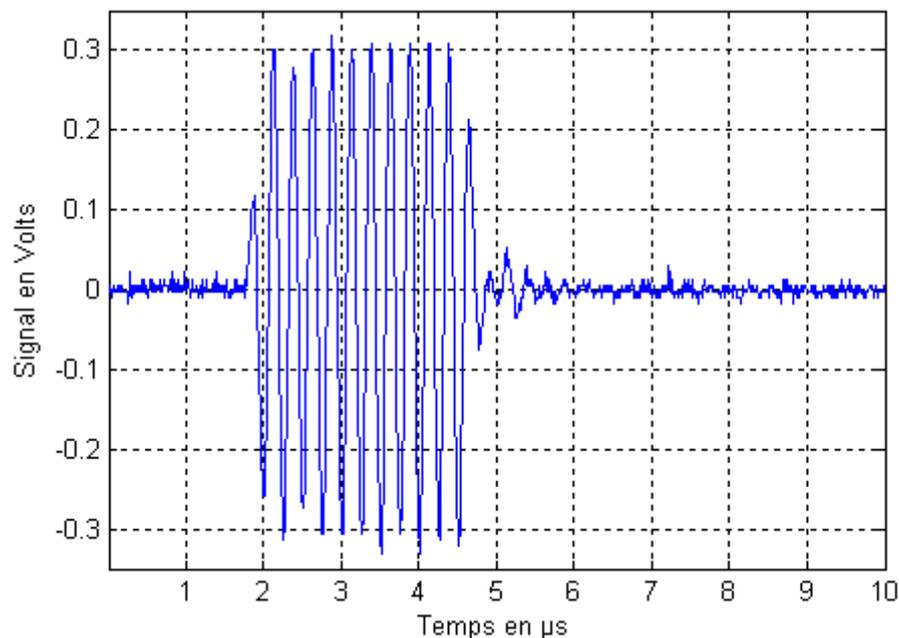


Figure V-37 : Signal enregistré par l'hydrophone

L'hydrophone est ensuite remplacé par la sonde d'imagerie cMUT, dont l'élément est placé dans le sens de la grande dimension du mono-élément. L'excitation électrique du mono-élément est maintenue inchangée, et le cMUT est placé à la même distance de l'émetteur que l'hydrophone (27 mm, distance mesurée via le délai entre l'émission et le signal reçu).

Le cMUT est polarisé par un circuit RC et, pour assurer des conditions électriques maîtrisées, une résistance de 300 Ω (valeur choisie car proche de la partie réelle de l'impédance de l'élément) est placée en sortie. A l'aide d'une sonde haute impédance, on mesure la tension aux bornes de cette résistance.

Les valeurs obtenues pour différentes tensions de polarisation (de 5 à 100 volts) sont alors confrontés aux résultats obtenus par la simulation. Dans la simulation, la pression incidente en surface du cMUT est fixée à 47.5 kPa, tenant compte de l'atténuation du silicone. La valeur $R_c = 300 \Omega$ est également intégrée au calcul. Les valeurs ρ et c_0 utilisées sont celles du silicone. Les résultats sont donnés Figure V-38.

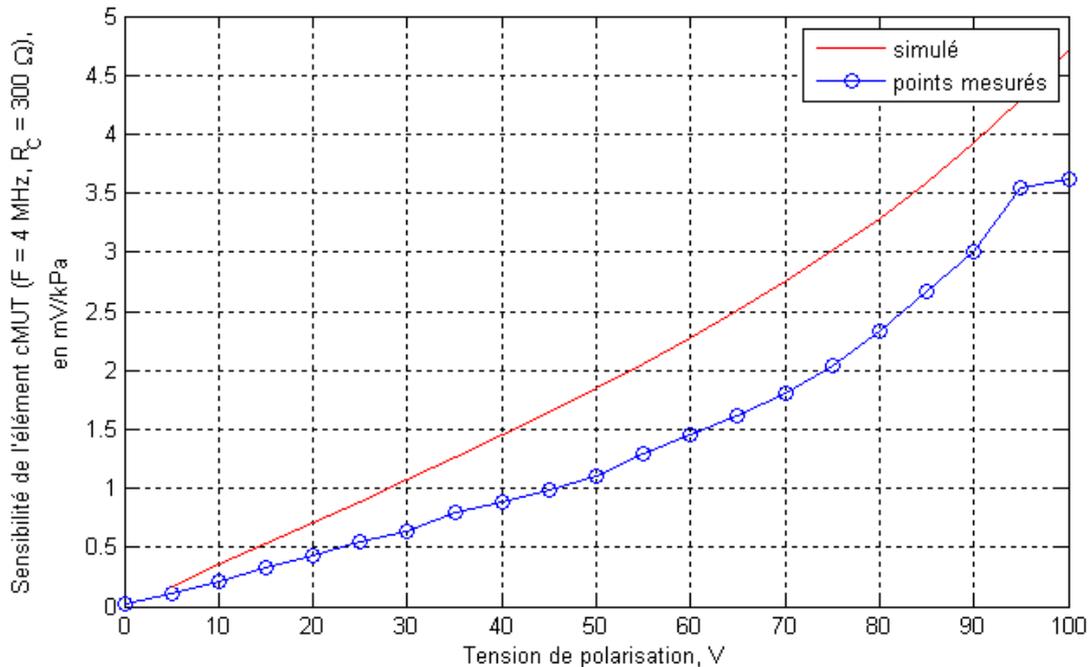


Figure V-38 : Confrontation simulation/mesures

La sensibilité mesurée est inférieure à celle simulée, avec un écart de 20 à 30% selon les valeurs de tensions. De nombreux paramètres peuvent contribuer à cette différence :

- Les inexactitudes dans la modélisation du cMUT lui-même (hauteur de gap, propriété des matériaux, et autres données). Aucun de ces paramètres, à l'exception du module d'Young du nitrure déterminé *via* la fréquence de résonance dans l'air, n'a été ajusté de façon empirique, la simulation est effectuée sur des données *a priori*.
- La présence éventuelle de membranes collées ou brisées dans l'élément cMUT.
- Les imperfections du silicone, comme la présence de bulles.
- Une surestimation de la pression incidente (la calibration de l'hydrophone est donnée avec une marge d'erreur de 14% à 90% de certitude).
- L'imperfection du réglage acoustique (incidence légèrement différente de la normale).

Conclusion

Ce chapitre a permis de construire, puis de valider par plusieurs approches expérimentales notre méthode de modélisation mécanique et acoustique des transducteurs cMUT, et dans même temps d'en éprouver les limites possibles. L'approche par schéma équivalent développée ici utilise l'impédance mécanique-acoustique du cMUT immergé isolé et le modèle de *radiateurs plans* pour prendre en compte les couplages entre membranes. La modélisation de différences finies du couplage entre deux membranes ou dans un réseau périodique de membranes a permis d'en vérifier la validité.

Une validation théorique a été menée étape par étape, puis, en se basant sur les résultats de la confrontation mesure-simulation dans l'air pour affiner les paramètres mécaniques à prendre en compte pour nos échantillons, il a été possible de simuler leur comportement (déplacement, impédance électrique) en immersion dans un fluide, simulation qui a pu être confrontée avec succès aux mesures.

La principale limite de ce modèle est d'être strictement linéaire, ignorant donc les effets d'ordre 2 qui apparaissent lorsque des signaux d'excitation de grande amplitude sont utilisés, et notamment dans le bas de la bande passe. De tels effets peuvent être pris en compte par la modélisation en régime temporel [75].

En dehors de cette limite intrinsèque, notre modèle offre une certaine évolutivité. Ainsi, si dans les exemples qui ont été traités, les cMUTs sont identiques et régulièrement espacés, il est possible de prendre en compte des cellules différentes (par exemple en termes de géométrie). De même, les effets de couplage entre cellules par ondes élastiques dans le substrat pourraient être calculés séparément et intégrés au modèle, sous forme de termes supplémentaires dans la matrice d'impédances mutuelles. Enfin, pour prendre en compte des membranes très longues dont les modes supérieurs apparaissent rapidement, on pourrait diviser chaque membrane en plusieurs sous-domaines traités comme autant de degrés de liberté du schéma (et présentant un couplage mécanique).

Conclusion générale

Les objectifs de ce travail, s'inscrivant, avec le projet MEMSORS, dans une démarche de transition vers l'industrialisation pour l'imagerie médicale de technologie de transduction cMUT, étaient la caractérisation de lots de production successifs de ces dispositifs et la mise au point d'outils de modélisation adaptés à la prédiction des performances de ces transducteurs.

Une campagne de caractérisation étendue à été menée, sur un total de 10 lots de fabrication de cMUTs et d'une centaine de wafers, comportant chacun des dispositifs diversifiés (principalement en termes de géométrie des membranes). Ce travail a permis l'étude de la fiabilité des cMUTs, d'un point de vue de la reproductibilité de la fabrication, et des modes de défaillance possible (effets de charge, stabilité dans le temps, claquage diélectrique). En outre, de nombreux dispositifs ont été intégrés dans des sondes d'imagerie complètes, utilisables sur un échographe. Aux outils de caractérisation relativement classiques dans le domaine de la transduction que sont la mesure d'impédance dans l'air et la celle du déplacement en surface, ainsi que la réponse en émission-réception du transducteur complet, a été ajoutée une approche plus originale mettant à profit l'impédance électrique mesurée avec le chargement fluide, particulièrement utile pour mettre en évidence les effets de couplage inter-membranes.

En matière de modélisation, trois axes de travail ont été suivis. Le premier consiste en un développement et une amélioration des outils de modèle de différences finies concernant la mécanique de la membrane cMUT existant au laboratoire. Le deuxième est le couplage de ce modèle avec une prise en compte analytique du chargement acoustique de la membrane par le fluide environnant. Le troisième, enfin, est la réduction de chaque membrane ou famille de membranes en un schéma à un seul degré de liberté, et la mise au point d'un circuit équivalent à l'échelle du transducteur complet, prenant en compte les couplages entre membranes. Ce modèle permet la conception d'un transducteur suivant un cahier des charges (fréquence centrale, sensibilité, bande passante visées) et a pu être utilisé de manière prédictive et confronté de façon satisfaisante aux résultats de mesure.

Les enseignements obtenus lors de la caractérisation des puces du projet MEMSORS, combinés avec l'utilisation des modèles électro-acoustiques développés dans le cadre de cette thèse, ont permis de développer dans le cadre du projet MONITHER de nouveaux cMUTs à la fois plus robustes et aux performances améliorées (principalement par une hausse considérable du taux de couverture), satisfaisant aux besoins de l'imagerie médicale. Une pression générée en surface de l'ordre de 10 kPa par volt d'excitation, une large bande passante, une directivité optimale, une bonne tenue à l'utilisation ont été obtenues. Dans ce projet, la large bande passante des cMUTs a été mise à profit pour l'imagerie par agent de contraste (microbulles dont l'excitation produit des harmoniques hautes et basses).

Les principales difficultés se posant pour l'utilisation d'une sonde cMUT dans un système commercial d'imagerie médicale sont désormais d'ordres plus économiques et technologiques que purement acoustiques : coût et délai du prototypage d'une configuration nouvelle, adaptation d'impédance, et particularités devant être prises en compte dans la conception de l'échographe (formes d'excitation, présence de la polarisation continue).

A l'issue de ce travail, différents axes sont imaginables pour améliorer à nouveau les outils de modélisation et étendre leur domaine d'application possible. Le modèle présenté ici reste strictement linéaire. La prise en compte des non-linéarités induites par le mode de transduction électrostatique, nécessaire pour l'utilisation des cMUT dans des domaines particuliers (tels que l'imagerie harmonique) impose l'utilisation de modèles en domaine temporel.

Le circuit équivalent qui a été développé est indépendant du modèle de différences finies, n'en reprenant que des termes réduits décrivant la cellule élémentaire. Il pourrait donc être couplé avec un autre outil, tel qu'un logiciel élément fini, de façon à prendre en compte d'autres phénomènes physiques. Par exemple, cette solution pourrait être bénéfique pour des cMUT dont la géométrie ne respecterait pas les hypothèses de plaque mince et de petite déformation, pour la prise en compte de matériaux semi-conducteurs (présentant des effets électriques plus complexes) ou pour l'intégration d'effets de bord électrostatiques. De tels cas pourraient notamment se présenter pour des dispositifs réalisés par *Wafer Bonding*.

Dans le modèle de différences finies présenté ici, la raideur du cMUT découle de la rigidité en flexion de la plaque, les effets membranaires (tension), n'étant pris en compte que de façon très simplifiée. La déflexion initiale induit par les précontraintes des matériaux ne peut pas être prédite. Si les effets de tension en membrane peuvent être ignorés pour les dispositifs étudiés ici, leur prise en compte serait nécessaire pour des dispositifs présentant des plaques plus grandes et plus minces, notamment pour les basses fréquences et la transduction aérienne.

Un dernier point est que les cMUTs ont dans ce travail été modélisés comme étant entourés d'un baffle rigide semi-infini. Cette hypothèse est adaptée aux dispositifs qui ont été étudiés ici : le milieu avant (silicone, gel échographique, eau) a une indépendance acoustique inférieure de plus d'un ordre de grandeur à celle du silicium constituant le substrat. Par contre, elle pourrait être remise en cause pour étudier des transducteurs destinés à travailler dans des milieux bien plus impédants que l'eau et/ou réalisés sur un substrat polymère.

ANNEXE 1 : matrices de couplage fluide

Cette annexe donne la définition et le mode de calcul de la matrice de couplage fluide, notée K_{eau} , ainsi que de sa version K_{eau} valable pour un réseau périodique infini de cellule.

La première section d'attache au cas de la membrane isolée, en décrivant l'écriture de la matrice en modèle asymétrique puis en modèle symétrique, et en vérifiant simplement la validité du calcul par ne comparaison avec le modèle exact d'un piston circulaire. La deuxième section transpose le calcul au cas d'un réseau infini.

Dans le cas d'une membrane isolée dans le fluide, on ajoute cette matrice à son équation dynamique, qui devient :

$$\{M\}\{\ddot{u}_1\} = -\{K\}\{u_1\} + \{K_{eau}\}\{u_1\} + \{\xi\}\{u_1\} + \{F\} \quad V-25$$

Le terme $K_{eau}(i, j)$ exprime la pression créée au point i par unité de déplacement au point j . Ce terme est dépendant de la fréquence, ainsi l'étude du couplage fluide-membrane ne peut se faire que dans le cadre d'une analyse fréquentielle – ce qui empêche notamment de procéder à une analyse modale.

Il s'écrit, pour une fréquence donnée, en utilisant la fonction de Green en baffle rigide, pour la distance r_{ij} , multipliée par l'élément de surface $\delta S = \delta x \delta y$ (ce qui correspond à la convolution de la fonction de Greene sur la surface de la source élémentaire centrée en j) et par $j\omega$ pour écrire le rayonnement sous la forme d'une relation déplacement-pression, homogène avec la matrice de raideur.

$$K_{eau_{ij}}(\omega) = \frac{j\pi\rho\omega}{2} \times \frac{e^{-jr_{ij}\frac{\omega}{c_0}}}{r_{ij}} \times dS \times j\omega \quad V-26$$

Les termes diagonaux $K_{eau_{ii}}$ doivent être calculés différemment : la source et la cible étaient confondues, la fonction de Green n'est pas définie. On remplace alors le terme diagonal par l'expression de l'impédance acoustique d'un piston très petit devant la longueur d'onde (l'asymptote pour $ka \rightarrow 0$ de l'expression analytique, soit une source ponctuelle), convertie pour être homogène à un terme de la matrice de raideur.

$$a_{eq} = \sqrt{\frac{\delta x \times \delta y}{\pi}}; k = \frac{\omega}{c_0} \quad V-27$$

$$K_{eau_{ii}}(\omega) = \frac{\rho c_0}{\delta x \times \delta y} \left(\frac{1}{2} (ka_{eq})^2 + j \frac{8}{3\pi} (ka_{eq}) \right) \times j\omega$$

Pour construire facilement cette matrice, on profite du fait que la fonction de Green ne dépend que de la distance séparant les deux points considérés.

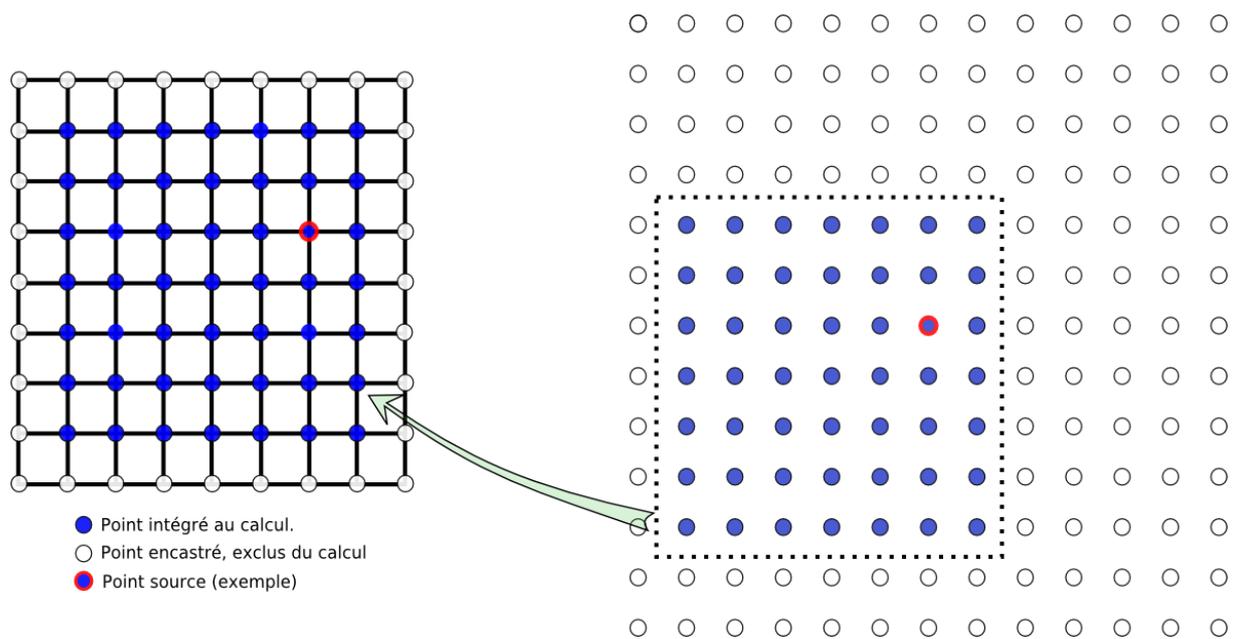


Figure V-39 : Construction de la matrice K_{eau} sans symétrie

La Figure V-39 illustre la procédure construction de la matrice $Keau$ à une fréquence donnée dans le cas où on modélise une membrane entière (sans utiliser les symétries). On s'intéresse d'abord à une matrice agrandie, à droite sur la figure, dans laquelle un point source est placé au centre. Si la membrane est maillée avec $N_x N_y$ points, cette matrice est de dimensions $(2N_x - 1)(2N_y - 1)$. Par de simples opérations algébriques, on calcule les termes V-26 pour tous les points de ce maillage agrandi, V-27 pour le point central.

On utilise ensuite ces termes pour construire la matrice $Keau$ colonne par colonne, c'est-à-dire en déplaçant le point source. La figure donne un exemple de position du point source, pour lequel on sélectionne un sous-ensemble des valeurs calculées. Ces valeurs, réordonnées, deviennent une colonne de la matrice $Keau$.

Lorsque le problème étudié respecte les deux axes de symétrie, et qu'on utilise en conséquence la version symétrique du modèle FD, la construction est légèrement différente, comme illustré sur la Figure V-40. Le terme $K_{eau ij}$ donne en effet le rayonnement en i de la source j mais aussi des trois sources symétriques.

On sélectionne donc dans la matrice agrandie quatre sous-matrices qui sont sommées. Leur somme devient une colonne de la matrice $Keau$.

Dans le modèle symétrique, la matrice $Keau$ n'est plus une matrice symétrique : $K_{eau ij}$ et $Keau_{ji}$ sont différents, en raison de la position des points sources rajoutés.

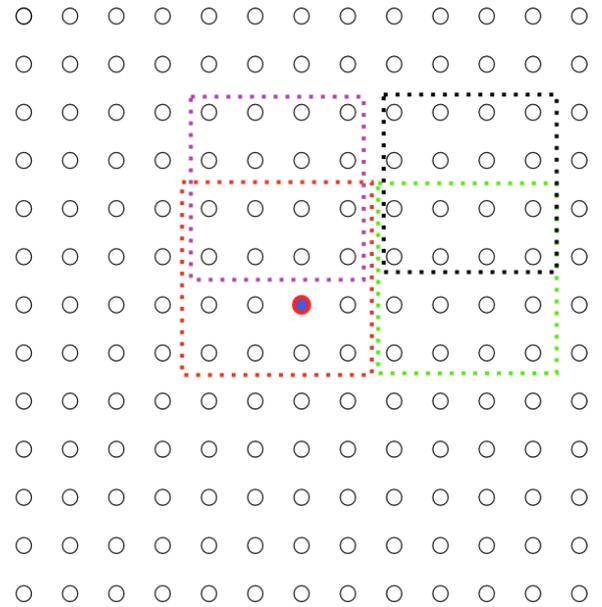
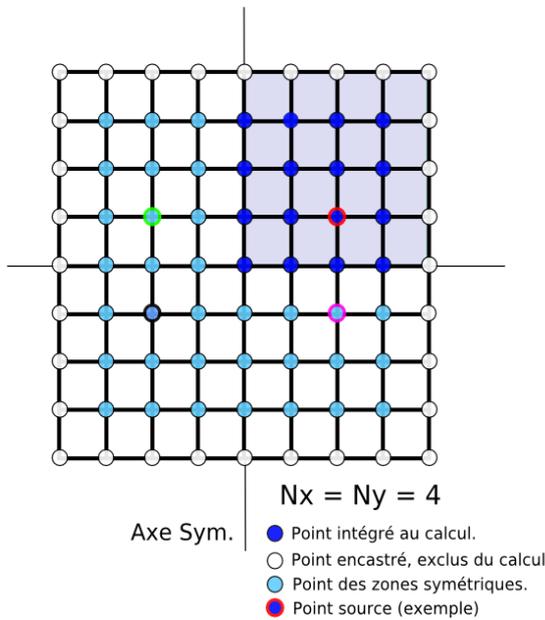


Figure V-40 : Construction de la Matrice K_{eau} avec prise en compte des symétries

Pour vérifier le calcul de K_{eau} , son résultat est comparé à la formule analytique de l'impédance de rayonnement d'un piston de forme circulaire. Les calculs sont par nature équivalents (l'impédance du piston est l'intégrale de la fonction de Green sur un cercle), cette validation sert donc surtout à vérifier l'effet de la densité du maillage.

La matrice K_{eau} est calculée pour chaque fréquence. Le vecteur \mathcal{C}_a définit un cercle de rayon a , c'est-à-dire qu'il contient la valeur 1 sur les points situés à une distance du centre de la zone maillée inférieure à a , 0 ailleurs.

$$Z_{RayFD}(\omega) = {}^t\{\mathcal{C}_a\}\{K_{eau}(\omega)\}\{\mathcal{C}_a\}/(j\omega)$$

V-28

Cette opération revient, physiquement, à imposer un champ de vitesse constant sur la surface du disque et à intégrer sur cette même surface la pression créée.

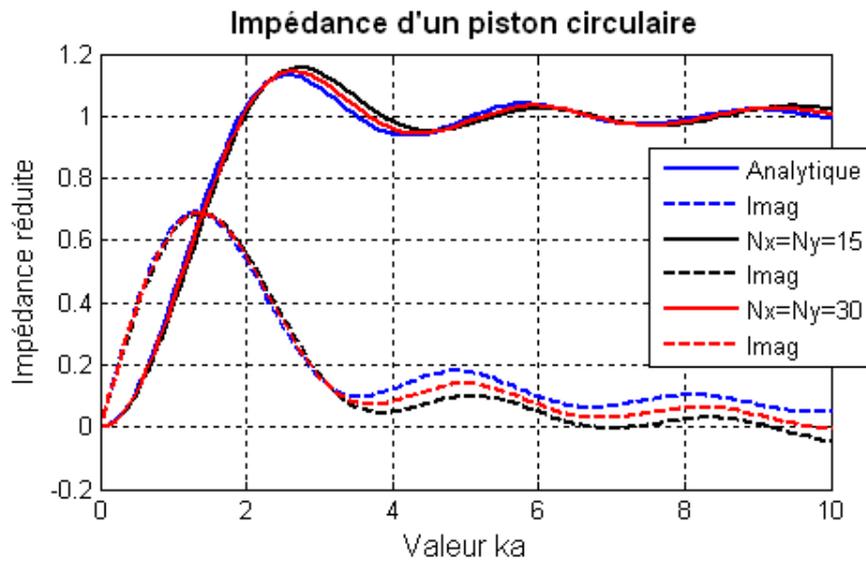


Figure V-41 : Approximation de l'impédance d'un piston circulaire

La Figure V-41 présente le résultat normé selon les deux axes (fréquence convertie en valeur de ka , impédance réduite) pour un maillage 15x15 et 30x30. Une erreur apparaît pour des valeurs de ka élevée. En pratique les cMUTs sont en général très petits devant la longueur d'onde, c'est donc la qualité de l'approximation pour des valeurs $ka < 1$ qui est déterminante.

ANNEXE 2 : réduction du nombre de degrés de liberté

Le nombre de degrés de liberté du schéma peut être réduit lorsque des considérations de symétrie et/ou de périodicité permettent de réunir des groupes de cellules dont la vitesse est la même.

Si le nombre de cellules est petit dans les deux directions, seule la symétrie permet de réduire le nombre de degrés de liberté. Une illustration avec deux axes de symétrie sur un petit nombre de cellules est montrée en

Figure V-42.

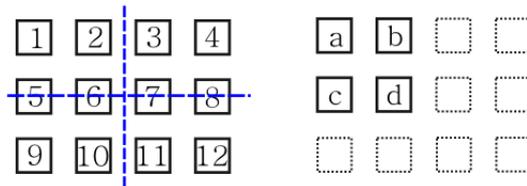


Figure V-42 : Réduction par symétrie pour 12 cellules carrées

Par exemple, les quatre cMUTs numérotés 1, 4, 9 et 12 ont la même vitesse moyenne (par symétrie), ce qui permet de retirer trois d'entre deux des degrés de liberté utilisés. Dans la matrice des couplages acoustiques, les lignes correspondant aux cellules 4, 9 et 12 sont supprimées, tandis que les colonnes sont additionnées (à l'exception du terme appartenant à la diagonale) : ainsi la nouvelle impédance mutuelle $Z_{b,a}$ correspond à $Z_{2,1} + Z_{9,1} + Z_{4,1} + Z_{12,1}$ du schéma complet avant la réduction du nombre de degrés de liberté. De même que lors de la construction de la matrice K_{eau} à l'échelle de la cellule, on perd ainsi la symétrie de la matrice. Par ailleurs, les termes des matrices B_{21} et B_{22} sont multipliés par le nombre de cellules ainsi « confondues » (ici, 4), ce qui revient à sommer les courants venant de ces cellules.

Dans le cas où le nombre de cellules est grand dans les deux directions, on considère que le système est périodique et que toutes les cellules ont la même vitesse – négligeant ainsi le comportement différent des cellules du bord de l'élément. Concrètement, ce modèle convient par exemple un mono-élément composé de plusieurs dizaines de lignes et de colonnes de cellules identiques.

Dans cette situation, le problème a un seul degré de liberté. Un terme du schéma de Foldy vient exprimer le rayonnement de toutes les autres cellules sur celle qu'on étudie, dans l'approximation en pistons. Ce terme peut s'obtenir de deux façons : soit en sommant les K_{mut} sur un grand nombre de voisins, soit en intégrant le calcul de K_{eau2D} (ce qui donne l'impédance de rayonnement d'un réseau périodique infini de cellules) et en soustrayant du résultat l'intégrale de K_{eau} , c'est-à-dire d'impédance d'un piston isolé.

Enfin, le cas intermédiaire est celui où le nombre de cellules est grand dans une direction, et petit dans l'autre. Dans cette situation, les colonnes de cMUTs sont traitées séparément. C'est la situation qui correspond à une barrette d'imagerie typique, où l'élévation est très supérieure au pas (d'un facteur 10 à 40 généralement). Par exemple une barrette composée de 330 cellules (66 lignes, 5 colonnes) sera traitée par un schéma à 5 degrés de liberté.

Références

- [1] Thomas L. Szabo. *Diagnostic Ultrasound Imaging : Inside out (Biomedical Engineering)*. Elsevier, 2004.
- [2] F Tranquart, N. Grenier, V. Eder, and L. Pourcelot. Clinical use of ultrasound tissue harmonic imaging. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 25:889–894, 1999.
- [3] L.M Hiltawsky. Freehand ultrasound elastography of breast lesions: clinical results. *Ultrasound in medicine&Biology, Elsevier*, 27:1461–1469, 2001.
- [4] B. T. Khuri-Yakub, F. L. Degertekin, X. C. Jin, S. Calmes, I. Ladabaum, S. Hansen, and X. J. Zhang. Silicon micromachined ultrasonic transducers. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 985–991, 5–8 Oct. 1998.
- [5] PC Eccardt and Niederer K. Micromachined ultrasound transducers with improved coupling factors from a cmos compatible process. *Ultrasonics*, 38:774–780, 2000.
- [6] A. Caronti, H. Majjad, S. Ballandras, G. Caliano, R. Carotenuto, A. Iula, V. Foglietti, and M. Pappalardo. Vibration maps of capacitive micromachined ultrasonic transducers by laser interferometry. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 49(3):289–292, March 2002.
- [7] IEEE. *IEEE Standard on Piezoelectricity*, volume 176. IEEE Standards Association, 1987.
- [8] C. Daft, S. Panda, P. Wagner, and I.; Ladabaum. 5g-1 two approaches to electronically scanned 3d imaging using cmuts. In *Proc. IEEE Symposium on Ultrasonics*, volume 686, pages 685–688, 2006.
- [9] N.M. Daher and J.T. Yen. Rectilinear 3-d ultrasound imaging using synthetic aperture techniques. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, 2004.
- [10] KL Lewis and M Buchin. Non-resonant ultrasonic transducer array for a phased array imaging system using $1/4 \cdot \lambda$ piezo elements, 1983.
- [11] J Bercoff, M Tanter, and M Fink. Supersonic shear imaging: a new technique for soft tissue elasticity mapping. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*, 51:396–409, 2004.
- [12] F Tranquart, N. Grenier, V. Eder, and L. Pourcelot. Clinical use of ultrasound tissue harmonic imaging. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 25(6):889–894, 1999.
- [13] A. Buhrdorf, A. Lohfink, S. Junge, P. C. Eccardt, and W. Benecke. Fabrication and characterization of a new capacitive micromachined ultrasonic transducer (cmut) using polysilicon as membrane and sacrificial layer material. In *Proc. IEEE Symposium on Ultrasonics*, volume 2, pages 1951–1954, 5–8 Oct. 2003.

- [14] O. Oralkan, B. Bayram, G. G. Yaralioglu, A. S. Ergun, M. Kupnik, D. T. Yeh, I. O. Wygant, and B. T. Khuri-Yakub. Experimental characterization of collapse-mode cmut operation. *IEEE trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 53(8):1513–1523, Aug. 2006.
- [15] H. C. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom, and Jr. Davis, J. R. The resonant gate transistor. *IEEE Transactions on Electronic Devices*, 14(3):117–133, Mar 1967.
- [16] J.G. Knight and F.L. Degertekin. Fabrication and characterization of cmuts for forward looking intravascular ultrasound imaging. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 1175 – 1178, 2003.
- [17] E.M. Russick, C.L.J. Adkins, and C.W. Dyck. Supercritical carbon dioxide extraction of solvent from micromachined structures. In *ACS Symposion Series*, pages 225–235, 1997.
- [18] Edgard Jeanne. *Réalisation et caractérisations électromécaniques de transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usines*. PhD thesis, E.A. 3246 – Laboratoire de Microélectronique de Puissance, Université François Rabelais de Tours, 2008.
- [19] J. G. Knight and F. L. Degertekin. Capacitive micromachined ultrasonic transducers for forward looking intravascular imaging arrays. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 1079–1082, 8–11 Oct. 2002.
- [20] G. Caliano, R. Carotenuto, E. Cianci, V. Foglietti, A. Caronti, A. Iula, and M. Pappalardo. Design, fabrication and characterization of a capacitive micromachined ultrasonic probe for medical imaging. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 52(12):2259–2269, Dec. 2005.
- [21] G. Caliano, F. Galanello, A. Caronti, R. Carotenuto, M. Pappalardo, V. Foglietti, and N. Lamberti. Micromachined ultrasonic transducers using silicon nitride membrane fabricated in pecvd technology. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 1, pages 963–968, 22–25 Oct. 2000.
- [22] Y. et al Huang. Capacitive micromachined ultrasonic transducers (cmuts) with isolation posts. *Ultrasonics*, 48:74–81, 2007.
- [23] Y. Huang. *Capacitive Micromachined ultrasonic transducers (CMUTs) built with wafer-bonding technology*. PhD thesis, Stanford University, 2005.
- [24] Yongli Huang, A. S. Ergun, E. Haeggstrom, M. H. Badi, and B. T. Khuri-Yakub. Fabricating capacitive micromachined ultrasonic transducers with wafer-bonding technology. *IEEE Journal of MEMS*, 12(2):128–137, April 2003.
- [25] K. K. Park, H. J. Lee, M. Kupnik, O. Oralkan, and B. T. Khuri-Yahub. Fabricating capacitive micromachined ultrasonic transducers with direct wafer-bonding and locos technology. In *IEEE 21st International Conference on Micro Electro Mechanical Systems MEMS 2008*, pages 339–342, 13–17 Jan. 2008.
- [26] K.K. et Al Park. Capacitive micromachined ultrasonic transducers for chemical detection in nitrogen. *Applied Physics Letters*, 91:094102, 2007.

- [27] J McLean, RO Guldiken, and Degertekin FL. CmutS with dual electrode structure for improved transmit and receive performance. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 53, pages 483 – 491, 2004.
- [28] E Graf. Silicon membrane condenser microphone with integrated field effect transistor. *Sensors and Actuators, A (physical)*, 32:560–564, 1993.
- [29] Yongli Huang, E. O. Haeggstrom, Xuefeng Zhuang, A. S. Ergun, and B. T. Khuri-Yakub. A solution to the charging problems in capacitive micromachined ultrasonic transducers. *IEEE trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 52(4):578–580, April 2005.
- [30] M Kupnik and Khuri-Yakub BT Ergun AS, Huang Y. 6f-2 extended insulation layer structure for cmutS. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 511 – 514, October 2007.
- [31] G. Caliano, A. Caronti, A. Savoia, C. Longo, M. Pappalardo, E. Cianci, and V. Foglietti. Capacitive micromachined ultrasonic transducer (cmut) made by a novel reverse fabrication process. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 1, pages 479–482, 18–21 Sept. 2005.
- [32] A. et Al. Caronti. Curvilinear capacitive micromachined ultrasonic transducer (cmut) array fabricated using a reverse process. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 2092 – 2095, 2008.
- [33] KA Wong, S Penda, and I. Ladabaum. Curved micromachined ultrasonic transducers. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 572 – 576, 2003.
- [34] Xuefeng Zhuang, Der-Song Lin, O. Oralkan, and B. T. Khuri-Yakub. Fabrication of flexible transducer arrays with through-wafer electrical interconnects based on trench refilling with pdms. 17(2):446–452, April 2008.
- [35] H. Choi, Dalakoti A., and B. Influence of top electrode design on pmuts performance. *Sensors and Actuators A: Physical*, 135:613–619, 2006.
- [36] Zhihong Wang, Weiguang Zhu, Hong Zhu, Jianmin Miao, Chen Chao, Changlei Zhao, and Ooi Kiang Tan. Fabrication and characterization of piezoelectric micromachined ultrasonic transducers with thick composite pzt films. 52(12):2289–2297, Dec. 2005.
- [37] P. Murali, N. Iedermann, J. Boaborowski, A. Barzegar, S. Gentil, B. Belgacem, d Bosseboeuf-A. Petitgrand, S. a, and N Setter. Piezoelectric micromachined ultrasonic transducers based on pzt thin films. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 52:2276–2288, 2005.
- [38] Z. Wang, J. Miao, and W. Zhu. Piezoelectric thick films and their application in mems. *Journal of the european ceramic society*, 27:3759–3764, 2007.
- [39] DE et al Dausch. Performance of flexure-mode pmut 2d arrays. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 1053 – 1056, 2007.
- [40] C et Al Chao. Piezoelectric micromachined ultrasonic transducers based on p(vdf-trfe) copolymer thin films. In *15th ieee international symposium on the Applications of ferroelectrics*, pages 120 – 123, 2006.
- [41] Jumana Boussey. *Microsystems Technology*. Kogan Page Science, 2003.

- [42] K. Suzuki and Y. Neav. Silicon mems micro-switch with charge-induced retention. In *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on*, volume 2, pages 1718–1721, 8–12 June 2003.
- [43] A.F. Marques. Modeling the electrostatic actuation of mems. state of the art 2005. *ACES - Control Avançat de Sistemes d'Energia. Reports de recerca*, 18:1–34, 2005.
- [44] EK. Chan and RW. Dutton. Electrostatic micromechanical actuator with extended range of travel. *Journal of microelectromechanical systems*, 9:321–238, 2000.
- [45] A. Caronti, R Carotenuto, and M Pappalardo. Electromechanical coupling factor of capacitive micromachined ultrasonic transducers. *Journal of the Acoustical Society of America*, 113:279–288, 2003.
- [46] Y. Huang, E. Haeggstrom, B. Bayram, Z. Zhuang, A. S. Ergun, C. H. Cheng, and B. T. Khuri-Yakub. Collapsed regime operation of capacitive micromachined ultrasonic transducers based on wafer-bonding technique. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 1161–1164, 5–8 Oct. 2003.
- [47] P. Vairac and B. Cretin. New structure for heterodyne interferometric probes using double-pass. *Optics communications*, 132:19–23, 1996.
- [48] D. Royer and O. Casula. Quantitative imaging of transient acoustic fields by optical heterodyne interferometry. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 1153–1162, 1–4 Nov. 1994.
- [49] D. Certon, G. Ferin, O. Bou Matar, J. Guyonvarch, J.P. Remenieras, and Patat F. Influence of acousto-optic interactions on the determination of the diffracted field by an array obtained from displacement measurements. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 42, pages 465–471, 2003.
- [50] A. Caronti, A. Savoia, G. Caliano, and M. Pappalardo. Acoustic coupling in capacitive microfabricated ultrasonic transducers: modeling and experiments. *IEEE trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 52(12):2220–2234, Dec. 2005.
- [51] S. Melle, F. Flourens, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, J.L. Muraro, Y. Segui, and R. Plana. Investigation of dielectric degradation of microwave capacitive microswitches. In *Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS)*, pages 141 – 144, 2004.
- [52] Samuel Melle. *Analyse et modelisation des phenomenes de chargement de dielectriques dans les mems rf : application a la fiabilite predictive de microcommutateurs electromecaniques micro-ondes*. PhD thesis, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2005.
- [53] X. Rottenberg, B. Nauwelars, W. De Raedt, and H.A.C. Tilmans. Distributed dielectric charging and its impact on rf mems devices. In *12th GAAS Symposium*, volume 1, pages 77 – 80, 2004.
- [54] J. Boussey. *Microsystem technology, Fabrication, test and reliability*. Lavoisier, 2002.
- [55] X. Yuan, S Cherepko, J. Hwang, C. Goldsmith, C. Nordquist, and C. Dyck. Initial observation and analysis of dielectric-charging effects on rf mems capacitive switches. In *IEEE Microwave Theory and Techniques*, pages 1943–1946, 2004.

- [56] Gergana I. Drandova. Life tests and tddb life prediction modeling of 50 nm silicon nitride capacitors. In *International conference on Compound Semiconductor*, page 189, 2003.
- [57] D. Certon, F. Teston, and F. Patat. A finite difference model for cmut devices. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 52(12):2199–2210, Dec. 2005.
- [58] S.P. Timoshenko. *Theory of Plates and Shells*. Open University Press, 1964.
- [59] Rixen D. G radin, M. *Th orie des vibrations. Application   la dynamique des structures*. Masson&Cie, 1993.
- [60] Lifshitz E.M. Landeau, L.D. *Theory of Elasticity*. Butterworth heinemann, 2000.
- [61] K.S. Pister. Elastic bending of layered plates. *J. Eng. Mech. Div.*, 84:p. 1–10., 1959.
- [62] A. Caronti, G. Caliano, A. Iula, and M. Pappalardo. An accurate model for capacitive micromachined ultrasonic transducers. *IEEE trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 49(2):159–168, Feb. 2002.
- [63] P. C. Eccardt, P. Wagner, and S. Hansen. 5f-1 analytical models for micromachined transducers - an overview (invited). In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 572–581, 2–6 Oct. 2006.
- [64] G. G. Yaralioglu, M. H. Badi, A. S. Ergun, and B. T. Khuri-Yakub. Improved equivalent circuit and finite element method modeling of capacitive micromachined ultrasonic transducers. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 1, pages 469–472, 5–8 Oct. 2003.
- [65] J. Jouhaneau. *Notions Elementaires d'Acoustiques, Electroacoustique*. CNAM, 1994.
- [66] A. Caronti, G. Caliano, A. Savoia, M. Pappalardo, and R. Carotenuto. A low-noise, wideband electronic system for pulse-echo ultrasound imaging with cmut arrays. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 3, pages 2219–2222, 23–27 Aug. 2004.
- [67] L Foldy. Theory of passive linear electroacoustic transducers with fixed velocity distribution. *Journal of the Acoustical Society of America*, 21:595–604, 1949.
- [68] A. Lohfink, P. C. Eccardt, W. Benecke, and H. Meixner. Derivation of a 1d cmut model from fem results for linear and nonlinear equivalent circuit simulation. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 1, pages 465–468, 5–8 Oct. 2003.
- [69] A. Caronti, R. Carotenuto, G. Caliano, and M. Pappalardo. Finite element study of cross coupling in 1-d capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 1059–1062, 8–11 Oct. 2002.
- [70] D. Ekeom. P2p-10 electrostatic-mechanical direct coupling and fem-bem coupling for cmut electroacoustic parameters identification. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 1971–1974, 2–6 Oct. 2006.
- [71] S. Ballandras, M. Wilm, and W. Daniau. Periodic finite element/boundary element modeling of capacitive micromachined ultrasonic transducer. *Journal of Applied Physics*, 97:1, 2005.

- [72] A. Bozkurt. A lumped-circuit model for the radiation impedance of a circular piston in a rigid baffle. *IEEE trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 55:2046, 2008.
- [73] M. Bruneau. *Manuel d'acoustique fondamentale*. Hermes Sciences Hermes Sciences, 1998.
- [74] Lee. Effects of mutual impedance on the radiation characteristics of transducer arrays. *Journal of the Acoustical Society of America*, 115:666, 2002.
- [75] N. Senegond, F. Teston, F. Patat, and D. Certon. Non-linear dynamic response of cmuts population: modeling and characterization. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 426 – 429, 2009.

Précis des notations

Un certain nombre de notations sont utilisées dans plusieurs chapitres et sont définies ci-après par catégorie.

Notations d'ordre général

Notation	Unité	Description
C_0	$m.s^{-1}$	Célérité longitudinale du milieu ambiant
ρ	$kg.m^{-3}$	Masse volumique du milieu ambiant
ε_0	$A.s.V^{-1}.m^{-1}$	Epaisseur du matériau principal de la membrane

Définition d'une cellule cMUT, dimensions et propriétés des matériaux :

Notation	Unité	Description
L_x	m	Longueur de la membrane
L_y	m	Largeur de la membrane
h_m	m	Epaisseur du matériau principal de la membrane
ε_{rm}	(aucune)	Permittivité diélectrique relative de la membrane
ρ_m	$kg.m^{-3}$	Masse volumique du matériau de la membrane
ρ_s	$kg.m^{-2}$	Densité de la membrane (somme des couches) par unité de surface
Y_m	$N.m^{-2}$	Module de Young du matériau de la membrane
ν_m	(aucune)	Coefficient de Poisson du matériau de la membrane
h_e	m	Epaisseur de la métallisation (électrode supérieure)
Y_{e_r}	$N.m^{-2}$	

v_e	(aucune)	Propriétés de la métallisation
ρ_e	n	
h_b	m	Epaisseur de la couche de protection sur l'électrode inférieure
ϵ_{rb}	(aucune)	Permittivité diélectrique relative
h_t	m	Epaisseur de la couche de protection sur l'électrode supérieure et/ou la membrane
Y_t	$N.m^{-2}$	Propriétés de la couche de production supérieure éventuelle
v_t	(aucune)	
ρ_t	n	
h_{gap}	m	Hauteur de la cavité de vide

Description d'un assemblage de cellules et d'un réseau multi-élément.

Notation	Unité	Description
N_{cells}	(aucune)	Nombre de cellules élémentaires
N_{col}	(aucune)	Nombre de colonnes de cellules
C_{pext}	pF	Capacité des pistes d'interconnexion de l'élément (parasitique)
P	m	Pasde périodicité des élément
H	m	Elévation transverse
Δx	m	Distance entre deux cellules (de centre à centre), dans la largeur de l'élément
Δy	m	Distance entre deux cellules (de centre à centre), dans la longueur de l'élément
N_{elts}	(aucune)	Nombre d'éléments

Variables intervenant dans la modélisation des cellules. Chacune de ces variables est un scalaire dans le modèle 1D ou un vecteur en modélisation différences finies

Notation	Unité	Description
h_{eq}	m	Gap équivalent de la cellule au repos
u	m	Déplacement relativement à la position au repos
u_0	m	Composante statique
u_1	m	Composante dynamique (petit signal)
V	V	Tensions aux bornes du cMUT
V_0		Composante statique
V_1		Composante dynamique

Q	C	Charge électrique +présente dans le cMUT
I_1	A	Courant entrant dans le cMUT
F_e	N (1D) $N.m^{-2}$ (FD)	Force électrostatique (1D), pression électrostatique (FD)

Modélisation différence finies

Notation	Unité	Description
N_x, N_y, N	(aucune)	Nombre de points du maillage (quart de membrane) : $N = N_x N_y$
$\delta x, \delta y$	m	Pas du maillage selon les deux axes
$\{\rho\}$	$kg.m^{-2}$	Matrice de masse de la membrane
$\{K\}$	$N.m^{-3}$	Matrice de raideur de la membrane
$\{\theta\}$	booléen	Fonction d'ouverture (métallisation)

Modèle de couplage petit signal

Notation	Unité SI	Description
φ	$N.V^{-1}$	Coefficient de transformation électromécanique
Z^m	$kg.s^{-1}$	Impédance mécanique d'une membrane (dans l'air)
Z_{fl}^m	$kg.s^{-1}$	Impédance mécanique d'une membrane chargée par le fluide
Z_{auto}^{ray}	$kg.s^{-1}$	Impédance de rayonnement d'une membrane sur elle-même (calcul FD)
Z_{auto}^{piston}	$kg.s^{-1}$	Impédance de rayonnement d'un piston acoustique
Z_{ij}^{ray}	$kg.s^{-1}$	Impédance de rayonnement entre deux membranes (FD)
Z_{ij}^{piston}	$kg.s^{-1}$	Impédance de rayonnement d'un piston acoustique

Table des illustrations

Figure I-1: Principe de réalisation d'une image à l'aide d'une barette multi-élément en faisant appel au balayage linéaire : déplacement de l'ouverture et focalisation en profondeur	11
Figure I-2: Principe de réalisation d'une image à l'aide d'une barette multi-élément en faisant appel au mode « phased array » : focalisation et déflexion	11
Figure I-3 : Schéma de principe d'une cellule cMUT	14
Figure I-4 : Schéma général d'une membrane cMUT réalisée dans le projet MEMSORS.....	15
Figure I-5 : Disposition des éléments d'une barrette cMUT.....	16
Figure I-6 : Photolithographie.....	18
Figure I-7 : Microusinage de surface : fabrication d'une structure libre de type cantilever (poutre encastree d'un côté)	19
Figure I-8 : Etapes de fabrication d'un cMUT par microusinage de surface.....	21
Figure I-9 : Schéma de principe de la disposition des membranes et des puits d'excavation sur les deux générations de cMUTs. Les électrodes et les pistes ne sont pas représentées pour alléger le schéma. La couleur verte représente le dépôt d'oxyde sacrificiel, le rouge l'oxyde de scellement, les points noirs étant les ouvertures du nitrure pour l'excavation	23
Figure I-10 : Etapes de fabrication d'un cMUT par wafer bonding.....	24
Figure I-11 : Schéma en coupe d'un cMUT à double électrode.....	26
Figure I-12 : cMUT à collage contrôlé. Image extraite de [5]	27
Figure I-13 : Représentation en coupe du « PostCMUT » (b), comparé à un cMUT « classique » (a), image extraite de [29].....	28
Figure I-14 : Une membrane cMUT sans diélectrique central.....	29
Figure I-15 : Procédé comprenant l'excavation totale du substrat	29
Figure I-16 : Schéma de principe d'un pmut en mode flexion, d'après Muralt [37] et Wang [36].....	30
Figure I-17 : Couches d'un pMUTs en mode flexion – d'après Muralt [37] – l'axe « 3 » est celui de la polarisation	31
Figure I-18 : Représentation du modèle masse-ressort d'un système électromécanique	32
Figure I-19 : Evolution de l'énergie totale du système en fonction de z	33
Figure I-20 : Courbes maitresses pour un système 1D sans capacité parasite	36
Figure II-1 : photo du banc de mesures d'impédance	39
Figure II-2 : Représentation schématique du banc de mesures d'impédance	39
Figure II-3 : Courbe expérimentale de l'impédance électrique de l'échantillon A (haut : partie réelle, bas : capacité) en fonction de la fréquence, pour une série de valeurs de tension de polarisation	43
Figure II-4 : Mesure de l'impédance électrique de l'échantillon A (courbes continues) superposées au modèle d'ajustement (pointillés).	44
Figure II-5 : Résultats sur les 4 géométries : comparaison taille et épaisseur de membrane (a : k_t ; b : f_r). Les membranes sont carrées, avec un côté de 20 μm (A et C) ou 25 μm (B et D), une épaisseur de 450 nm (A et B) ou 650 nm (C et D)	45
Figure II-6 : Aperçu du banc de mesure : puce placée dans une coupelle d'huile, contact repris par micropointes, circuit de découplage.....	45
Figure II-7 : Partie réelle de l'impédance (gauche) et capacité (droite) mesurées dans l'huile pour l'échantillon A, pour différentes valeurs de tension de polarisation	46
Figure II-8 : A gauche, Capacités HF et BF de l'échantillon A mesuré dans l'air et dans l'huile et coefficient de couplage.....	46
Figure II-9 : Schéma des trois méthodes de connexion de la polarisation : (a) alimentation sur la masse, (b), circuit RC arrière, (c) circuit RC avant.....	47
Figure II-10 : Signal de sortie de l'amplificateur : excitation	48
Figure II-11: Signal de sortie de l'amplificateur : circuits 2 et 3, écho de la cible.....	48
Figure II-12 : Réponse électroacoustique (gauche) et spectre de celle-ci (droite) d'une barrette cMUT en émission-réception pour une excitation large bande.	49
Figure II-13 : Evolution des paramètres sensibilié, bande passante, fréquence centrale et résolution axiale avec la tension de polarisation (bleu : aller et rouge : retour), pour une barrette cMUT de la configuration A fonctionnant en émission.....	50

Figure II-14 : Evolution des paramètres sensibilité, bande passante, fréquence centrale et résolution axiale avec la tension de polarisation (bleu : aller et rouge : retour), pour une barrette cMUT fonctionnant en émission.	51
Figure II-15 : Evolution de la sensibilité en réception pure, avec la tension de polarisation (bleu : aller et rouge : retour), d'une barrette cMUT.	51
Figure II-16 : Chaîne de mesure pour la caractérisation de la pression émise	52
Figure II-17 : Résultats pour $V_0 = 120$ V, $V_{pp} = 160$, $F_0 = 7.5$ MHz. En haut : pression pic-pic à 7.5 MHz (rouge) et à 15 MHz (bleu) le long de l'axe normal au transducteur, en bas rapport en dB entre ces deux valeurs.	53
Figure II-18 : Principe de l'interféromètre hétérodyne de D.Royer et al [47], [48]	54
Figure II-19 : Schéma du dispositif expérimental.....	55
Figure II-20 : réponse fréquentielle en module (déplacement par volt, où l'unité « 1 » vaut 50nm/V) et phase : cellule de 20 μ m de coté (gauche) et de 25 μ m de coté (droite). Les couleurs correspondent aux tensions de polarisation (du bleu vers le rouge : de 5 à 100 volts à gauche, de 5 à 60 à droite).	56
Figure II-21 : Reconstitution du déplacement statique : cellule de 20 μ m de coté (haut) et de 25 μ m de coté (bas).....	57
Figure II-22 : Résultats d'une mesure de déplacement le long de l'axe de symétrie pour des cellules carrées (échantillon B)	59
Figure II-23 : Comparaison du déplacement d'une cellule excitée et d'une cellule passive	59
Figure II-24 : Banc de mesure de vieillissement	61
Figure II-25 : Résultats sur un échantillon de référence	62
Figure II-26 : Cycles de polarisation appliqués pour l'évaluation des charges	63
Figure II-27 : Capacité BF d'un élément utilisant le nitrure le moins stressé, au cours de cycles de polarisation bipolaires.....	64
Figure II-28 : Capacité BF d'un élément utilisant le nitrure le plus stressé, au cours de cycles de polarisation bipolaires.....	65
Figure II-29 : Répétition de l'expérience avec un cycle de polarisation inversé, commençant par les valeurs négatives	65
Figure II-30 : protocole de mesure de l'inertie des charges : valeurs de tension appliquées et mesure de la capacité basses fréquences.....	66
Figure II-31 : Estimation de V_q	67
Figure III-1 : Déplacement et moments sur un élément de plaque	69
Figure III-2 : Représentation de la disposition des points dans le quart de membrane.	77
Figure III-3 : Visualisation des points reliés à un seul (point central en rouge) par des valeurs non nulles de la matrice K.....	79
Figure III-4 : schéma des points autour d'une ligne de symétrie	80
Figure III-5 : Différents cas de conditions aux limites : les lignes rouges correspondent à la condition de symétrie, le noir à l'encastrement	80
Figure III-6 : représentation en coupe et en 3D du déplacement statique sur la cellule de référence soumise à la pression atmosphérique.....	82
Figure III-7 Convergence du calcul de la position statique pour $V_0 = 0.9 \times V_{collapse}$: visualisation en coupe (a) et déplacement du point central de la membrane (b)	83
Figure III-8 : Echec de la convergence du calcul de la position statique pour $V_0 = 1.1 \times V_{collapse}$: visualisation en coupe (a) et déplacement du point central de la membrane (b). En réalité on arrête le calcul à la 6 ^e itération, ou le gap (200 nm) est dépassé.....	84
Figure III-9 : Evolution des fréquences de résonance (f_r) et d'antirésonance (f_a) en fonction de la polarisation pour une cellule carrée métallisée à 50%	88
Figure III-10 : Comparaison entre modèle 1D et modèle exact (gauche : déplacement moyen de la partie métallisée de la membrane selon la tension de polarisation, droite : capacité géométrique).....	90
Figure III-11 : Modèle 1D modifié	90
Figure III-12 : Comportement statique des modèles FD, 1D et 1D modifié.....	92
Figure III-13 : Représentation du dispositif simulé. Les points rouges donnent la discrétisation.	94
Figure III-14 : Résultats FD et FEM pour la fréquence fondamentale d'un cMUT circulaire, pour trois types de métallisation (or, chrome et aluminium) en fonction du pourcentage surfacique de métallisation. La fréquence est rapportée à celle de la plaque de nitrure de silicium seule.	95
Figure III-15 : circuit équivalent général. La partie gauche est électrique (Tension/courant), la partie droite mécanique (force/vitesse). Seules les composantes dynamiques sont traduites dans le schéma.	97
Figure III-16 : Schéma de Mason adapté à un cMUT isolé (dans l'air).....	98

Figure III-17 : Schéma de Foldy adapté à un cMUT isolé (dans l'air)	99
Figure IV-1 : Fonction de Green en modèle 2D	106
Figure IV-2 : Vitesse moyenne (dB) dans l'air et dans l'eau d'une cellule de dimension 20x20 μm^2	109
Figure IV-3 : Déplacement de la membrane pour différents tensiob de polarisation, de 10 à 90% de la tension de collapse, dans le cas de la membrane isolée (gauche) et de l'ensemble périodique 2D (droite). Les trois courbes donnent la vitesse à la fréquence optimale (en m/s par volt), la fréquence centrale à -6dB, et la bande passante relative à -6dB.	110
Figure IV-4 : Vitesse moyenne, membrane 20x60 μm^2 isolée dans l'eau, à droite, forme du déplacement pour quatre fréquences particulières	111
Figure IV-5 : Membranes rectangulaires de trois longueurs différentes : isolées (gauche), périodique 2D (droite)	112
Figure IV-6 : Impédance du piston isolé et du piston périodique 2D pour différentes valeurs de c_0	114
Figure IV-7 : Impédance de rayonnement d'un réseau périodique 2D de cellules	114
Figure IV-8 : comportement des cellules 20x20 en fonction de leur espacement. Pour la vitesse moyenne (premier graphique), la courbe verte donne la vitesse de la membrane elle-même, la courbe bleue donne sa valeur moyennée sur l'élément (en tenant compte du taux de couverture).....	116
Figure IV-9 : Déplacement moyen de la membrane pour différentes valeurs de c_0	117
Figure IV-10 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de la membrane pour différentes valeurs de masse volumique du fluide	118
Figure IV-11 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de la membrane pour différentes valeurs de masse volumique et de célérité du fluide, à impédance acoustique constante ($1.5 \times 10^6 \text{ N.s.m}^{-3}$). Les couplets de valeurs vont de $\rho = 1500$, $c_0 = 1000$ (point 1) à $\rho = 750$, $c_0 = 2000$ (point 5).....	119
Figure IV-12 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de la membrane pour différentes valeurs du module de Young, à tension de polarisation relative constante	120
Figure IV-13 : Caractéristiques (vitesse maximale, fréquence centrale, bande passante) de la réponse de membrane pour différentes valeurs d'épaisseur : valeur pic, fréquence centrale et bande passante à -6dB ...	123
Figure IV-14 : Vitesse moyenne dans l'eau cellule 20x20 ; approximation par schéma équivalent utilisant les Z_{ms} établi dans l'air et l'autoimpédance de rayonnement d'un piston	124
Figure IV-15 : A gauche, composante mécanique de l'impédance calculée dans l'eau en utilisant la définition de Foldy, comparée aux impédances dans l'air selon les deux définitions. A droite, sa composante acoustique (en rouge) comparée à l'impédance d'un piston aux dimensions de la membrane	125
Figure V-1 : Discrétisation des deux membranes	129
Figure V-2 : Vitesse moyenne (module), pour différentes valeurs du pas Δx entre les deux membranes dans le cas d'un couplage symétrique	130
V-3 : Schéma de comportant un terme de couplage symétrique.....	131
Figure V-4 : Impédances mutuelles de deux membranes carrées 20x20 μm séparées de 30 μm de centre à centre	132
Figure V-5 : Forme du déplacement des membranes (partie réelle du déplacement complexe) à 22 MHz (haut) et à 23.6 MHz (bas).....	133
Figure V-6 : courbe de vitesse de deux membranes couplées symétriquement ($\Delta X = 30\mu\text{m}$) selon le calcul direct complet (deux membranes maillées numériquement) et avec le schéma équivalent utilisant l'impédance définie selon foldy pour la.....	134
Figure V-7 : Position relative de deux membranes rectangulaires, parallèles (à gauche) ou alignées (à droite)	135
Figure V-8 : Résultats sur des rectangles dans quatre situations	136
Figure V-9 : Insertion dans le schéma équivalent d'une membrane de la modification des conditions de baffle créée par la présence d'une membrane passive.	137
Figure V-10 : en haut : Terme $Z_{passive}$ de modification des conditions de baffle, comparé à l'impédance de la membrane immergée, pour la cellule de référence. En bas, vitesse (calculée en FD) d'une membrane isolée, émettrice ou réceptrice. On visualise l'influence de cette impédance supplémentaire.	138
Figure V-11 : Membrane émettrice (à gauche) et réceptrice (à droite)	139
Figure V-12 : Profil de déplacement de la membrane émettrice et de la membrane réceptrice à la fréquence centrale et en haute fréquence.....	139
Figure V-13 : Résultats sur des rectangles 20x40	140
Figure V-14 : Résultats sur des rectangles 20x100	141
Figure V-15 : Schéma équivalent d'une cellule cMUT dans un élément de barette.....	142

Figure V-16 : Circuit équivalent comprenant l'impédance de charge du réseau périodique	144
Figure V-17 : Confrontation du circuit équivalent (traits interrompus noirs) et du modèle de différences finies (traits pleins) pour la cellule de référence en milieu périodique	144
Figure V-18 : Confrontation du circuit équivalent (traits interrompus noirs) et du modèle de différences finies (traits pleins) pour des rectangles en milieu périodique	146
Figure V-19 : Représentation d'une cellule isolée en réception	147
Figure V-20 : Circuit équivalent en réception, à courant nul (gauche) ou à tension constante (droite)	148
Figure V-21 : Résultats en réception, cellule unique 20x20, incidence normale	149
Figure V-22 : Impédance dans l'huile d'un échantillon 20x20 450 nm pour plusieurs valeurs de V_0 (de 0 à 120 volts)	152
Figure V-23 : Représentation 3D du déplacement vertical le long de l'axe central de l'échantillon, en fonction du temps.	153
Figure V-24 : Résultats par membranes. A gauche, la mesure temporelle du déplacement. A droite, le spectre en vitesse, comparé à la simulation. Les points noirs sur les courbes marquent les instants des clichés dans la figure suivante.	154
Figure V-25 : Résultats d'impédance sur les éléments à membranes carrées en fonction de leur taille et leur épaisseur	155
Figure V-26 : Mesure de déplacement dans l'huile, échantillon D : déplacement moyen en domaine temporel et fréquentiel	156
Figure V-27 : Mesure de déplacement dans l'huile, échantillon D : représentation en fonction du temps du déplacement le long de l'axe de symétrie	156
Figure V-28 : topologies des membranes rectangulaires étudiées	157
Figure V-29 : Résultats d'impédance sur les éléments à membranes carrées en fonction de leur taille et leur épaisseur	158
Figure V-30 : Représentation de l'intégrale quadratique du signal en chaque point	158
Figure V-31 : Résultats en domaine temporel et fréquentiel, moyennés par membrane, cMUT 20x180 μm^2 . Les points noirs sont les positions des images de la figure suivante	159
Figure V-32 : Images instantanées de la position des membranes, cMUT 20x180 μm^2	160
Figure V-33 : Résultats en domaine temporel et fréquentiel, moyennés par membrane, cMUT 20x85 μm^2	160
Figure V-34 : Images instantanées de la position des membranes, cMUT 20x85 μm^2	161
Figure V-35 : Circuit équivalent du cMUTs en réception	162
Figure V-36 : A gauche, sensibilité pic-pic en fonction de la tension de polarisation, à droite, comparaison des échos enregistrés pour $V_0 = 5$ et 10 volts ;	162
Figure V-37 : Signal enregistré par l'hydrophone	163
Figure V-38 : Confrontation simulation/mesures	164
Figure V-39 : Construction de la matrice K_{eau} sans symétrie	169
Figure V-40 : Construction de la Matrice K_{eau} avec prise en compte des symétries	170
Figure V-41 : Approximation de l'impédance d'un piston circulaire	171
Figure V-42 : Réduction par symétrie pour 12 cellules carrées	172