

UNIVERSITÉ DE TOURS

École Doctorale Énergie Matériaux Sciences de la Terre et de l'Univers
Groupe de Recherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies
(GREMAN UMR 7347 CNRS)

THÈSE présentée par :

Maxime HERY

soutenue le : 01 octobre 2019

pour obtenir le grade de : Docteur de l'université de Tours

Discipline/ Spécialité : Électronique

Conception et optimisation de transducteurs capacitifs micro-usinés appliqués à l'imagerie ultrasonore

THÈSE DIRIGÉE PAR :

CERTON Dominique

Maître de conférence, HDR, Université de Tours

RAPPORTEURS :

GRONDEL Sébastien

Professeur des universités, Université Polytechnique Hauts-de-France

DURAND Stéphane

Maître de conférence, HDR, Le Mans Université

JURY :

CERTON Dominique

Maître de conférence, HDR, Université de Tours

GRONDEL Sébastien

Professeur des universités, Université Polytechnique Hauts-de-France

DURAND Stéphane

Maître de conférence, HDR, Le Mans Université

LEVASSORT Franck

Professeur des universités, Université de Tours

DUFOUR Isabelle

Professeur des universités, Université de Bordeaux

SÉNÉGOND Nicolas

Ingénieur de Recherche, VERMON S.A

Remerciements

Je tiens à adresser ces quelques lignes pour remercier toutes les personnes qui m'ont aidé tout au long de cette thèse.

Dans un premier temps, un grand merci à Dominique Certon pour avoir dirigé cette thèse et m'aiguillonner de temps en temps au cours de celle-ci.

Merci à Sébastien Grondel et Stéphane Durand d'avoir évalué mon manuscrit et mon travail.

Merci à Isabelle Dufour d'avoir accepté de présider mon jury de thèse.

Merci à Franck Levassort pour avoir accepté de faire partie de mon jury et de m'avoir aidé à me préparer dans la dernière ligne droite.

Merci au personnel de Vermon que j'ai côtoyé pendant cette thèse au sein du projet Tumahi, que ce soit Nicolas Sénégond pour avoir accepté de faire partie de mon jury ou Cyril Meynier.

Merci à Laurent Colin et à Marie Perroteau pour l'aide continue apportée au cours de cette thèse, que ce soit pour préparer un banc de mesures ou un échantillon CMUT.

Merci aux anciens membres de l'équipe CMUT (Jacquot, Domi et Tonton).

Merci à tous les doctorants et post-doctorants qui sont passés au labo (antoine, les camilles et les cléments, jaweb, flavien, hugo, taoufik et tout ceux que j'oublie...).

Merci à la GCM et à tous ses membres de m'avoir soutenu tout au long de cette étape, cette thèse est aussi celle de la GCM.

Merci finalement à ma famille pour avoir toujours répondu présente.

REMERCIEMENTS

Résumé

Les Transducteurs Ultrasonores Capacitifs Micro-usinés (CMUT en anglais) sont étudiés par plusieurs laboratoires internationaux depuis les années 90. Se présentant comme une alternative aux transducteurs traditionnels piézoélectriques, cette technologie inspirée des MEMS (MicroElectroMechanical Systems) a aujourd'hui atteint la maturité suffisante pour voir émerger sa commercialisation. Dans son application historique, l'imagerie médicale, de nombreux acteurs industriels proposent des sondes CMUTs, comme Hitachi, Kolo Medicals ou Butterfly Network pour n'en citer que quelques uns. La recherche autour de ces dispositifs continue néanmoins à travers des études sur la conception, la modélisation, la fabrication ou pour de nouvelles applications. À travers le projet collaboratif TUMAHI (Transducteurs capacitifs Ultrasonores Multi-Application Hautement Intégrés) entre le laboratoire GREMAN et la société VERMON S.A, deux axes d'optimisation ont été étudiés.

Le premier objectif consistait à créer et valider expérimentalement une stratégie de conception d'éléments CMUTs pour optimiser la réponse électroacoustique sur la bande passante ou la sensibilité. La principale contrainte était de définir des degrés de liberté et des paramètres fixes pour fabriquer des barrettes CMUTs pour diverses applications et fréquences de travail sur un même wafer. Par l'intermédiaire d'un dispositif centré à 10 MHz pour de l'imagerie médicale, nous avons fait varier les tailles de membranes pour posséder une configuration Large Bande et une configuration Sensible. Une campagne de mesures de pression a été effectuée avec les sondes complètes et prêtes à l'emploi pour valider les critères de conception établis. L'analyse poussée a néanmoins souligné que la démarche de conception pour une sonde CMUT la plus efficace était d'optimiser la fréquence de résonance du premier mode de rayonnement pour qu'elle coïncide avec la fréquence de travail désirée.

La seconde étude était focalisée sur la couche de passivation, couche de protection pour les éléments CMUTs traditionnellement conçue en polymère silicone, et visait à implémenter son impact dans les outils de modélisation avec un nouveau modèle de couplage CMUT / matériau viscoélastique. Une fonction de Green en trois dimensions a été utilisée en définissant des équivalences entre propriétés élastiques et viscoélastiques et validée théoriquement avec des problèmes de Lamb 2D et 3D complémentaires. Une confrontation avec des résultats expérimentaux a été engagée en créant une série d'huiles avec des viscosités variables et en excitant des colonnes CMUTs découplées électriquement pour viser un mode de rayonnement plus sensible aux propriétés de cisaillement du milieu. L'influence de la viscosité a été identifiée à travers la variation de la fréquence centrale et du facteur de qualité sur l'impédance électrique mesurée et simulée, posant la base d'une étude de viabilité de la technologie CMUT pour un capteur sensible viscoélastique. La considéra-

RÉSUMÉ

tion de la couche de passivation a permis de retrouver un comportement équivalent à la réalité mais nécessite une base de données complète sur les propriétés viscoélastiques des matériaux dans le domaine ultrasonore pour être présente dans les étapes de conception d'un transducteur CMUT.

Mots clés : CMUT, décomposition modale, stratégie de conception, fonction de Green, viscoélasticité, couche de passivation

RÉSUMÉ

RÉSUMÉ

Abstract

Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers (CMUT) have been studied by several international laboratories since the 1990s. Presenting itself as an alternative to traditional piezoelectric transducers, this MEMS (MicroElectroMechanical Systems) inspired technology has now reached the maturity needed for commercialization. In its historic application, medical imaging, many industrial actors propose CMUT probes, such as Hotachi, Kolo Medicals or Butterfly Network to name a few. However, research on these devices continues through studies on design, modeling, manufacturing or for new applications. Through the collaborative project TUMAHI (Highly Integrated Multi-Application capacitive Ultrasonic Transducers) between the GREMAN laboratory and VERMON S.A, two areas of optimization were carried out.

The first objective was to create and experimentally validate a CMUT element design strategy to optimize electroacoustic response over bandwidth or sensitivity. The main constraint was to define degrees of freedom and fixed parameters to manufacture CMUTs for various applications and working frequency on a single wafer. Through a 10 MHz centered device for medical imaging, we have varied the size of membranes to have a Broadband and Sensitive configuration. A pressure measurement campaign was carried out with complete and ready-to-use probes to validate the established design criteria. However, the in-depth analysis emphasized that the design approach for the most effective CMUT probe was to optimize the resonance frequency of the first radiation mode to coincide with the desired working frequency.

The second study focused on the passivation layer, a protective layer for CMUT elements traditionally designed in silicone polymer, and aimed to implement its impact in modeling tools with a new CMUT / viscoelastic material coupling model. A three-dimensional Green function was used by defining equivalences between elastic and viscoelastic properties and theoretically validated with complementary 2D and 3D Lamb problems. A confrontation with experimental results was initiated by creating a series of oils with variable viscosities and by exciting electrically decoupled CMUT columns to target a more sensitive radiation mode to the shear properties of the medium. The influence of viscosity was identified through the variation of the central frequency and quality factor on the measured and simulated electrical impedance, providing the basis for a viability study of CMUT technology for a viscoelastic sensitive sensor. The consideration of the passivation layer has enabled the retrieval of equivalent behavior to reality but requires a complete database on the viscoelastic properties of materials in the ultrasonic domain to be present in the design steps of a CMUT transducer.

ABSTRACT

Keywords : CMUT, modal decomposition, design strategy, Green function, viscoelasticity, passivation layer

Table des matières

Introduction générale	23
I Technologie des Transducteurs Ultrasonores Capacitifs Micro-Usinés	27
1 Transducteur CMUT	31
1.1 Topologie multi-échelle	31
1.1.1 À l'échelle d'une cellule	31
1.1.2 À l'échelle d'un élément	32
1.1.3 À l'échelle d'une barrette	33
1.2 Méthodes de fabrication	34
1.2.1 Micro-usinage de surface	34
1.2.2 Wafer Bonding	36
2 Fonctionnement des CMUTs	39
2.1 Point de vue d'un modèle uni-dimensionnel	39
2.1.1 Force électrostatique	40
2.1.2 Force de rappel élastique	41
2.2 Analyse en fonctionnement statique	42
2.3 Analyse en fonctionnement dynamique	45
3 Protocoles et outils de caractérisation	49
3.1 Impédance électrique	49
3.2 Microscopie holographique digitale	51
3.2.1 Présentation et principe de fonctionnement	51
3.2.2 Évolution du post-traitement	53
3.3 Vibrométrie laser	56
3.4 Mesure de pression par hydrophone	57

4 Études actuelles sur la technologie CMUT	59
4.1 Électronique intégrée	60
4.2 Photoacoustique	61
4.3 Thérapie US	62
II Optimisation de la réponse en fréquence d'une barrette CMUT	67
5 Modèle mécanique par différences finies d'un CMUT chargé par un fluide	71
5.1 Équation comportementale d'une cellule CMUT	71
5.1.1 Détermination de la pression électrostatique	73
5.1.2 Détermination de la pression rayonnée	75
5.2 Puissance acoustique de rayonnement et puissance mécanique d'une cellule CMUT	76
6 Modèle de couplage CMUT / fluide en périodicité 1D	81
7 Modèle de couplage avec un fluide d'un élément de barrette CMUT	85
7.1 Modélisation d'un élément CMUT	85
7.2 Introduction des éléments voisins	88
8 Décomposition modale du champ de pression	93
8.1 Réécriture des équations comportementales	93
8.2 Application à l'optimisation de la réponse en fréquence d'un élément de barrette 10 MHz	97
9 Résultats expérimentaux et analyse	101
9.1 Synthèse des paramètres d'entrée	101
9.2 Mesures par vibrométrie laser	106
9.3 Mesure de pression avec hydrophone	109
9.3.1 Mesures sur puce nue dans l'huile	110
9.3.2 Mesures avec une sonde d'imagerie	113
III Modélisation d'un réseau de CMUTs chargé par un milieu visco- élastique	123
10 Rappels sur le comportement de milieux viscoélastiques	127
10.1 Modèle d'un solide Hookéen	127
10.2 Modèle d'un liquide Newtonien	128
10.3 Modèles viscoélastiques	129

TABLE DES MATIÈRES

10.3.1	Modèle de Kelvin-Voigt	131
10.3.2	Modèle de Maxwell	132
10.4	Équivalence entre milieu viscoélastique et solide élastique	133
11	Fonction de Green 3D d'un milieu viscoélastique semi-infini	135
11.1	Ondes planes dans un solide isotrope semi-infini	135
11.2	Inversion partielle	140
12	Implémentation numérique et optimisation	143
12.1	Paramètres de discrétisation	143
12.2	Calcul vectoriel	144
12.3	Calcul parallèle	145
13	Validation théorique du calcul de la fonction de Green via le problème de Lamb	149
13.1	Problème de Lamb 2D	149
13.2	Problème de Lamb 3D	153
14	Validation expérimentale du couplage CMUT / milieu viscoélastique	157
14.1	Choix d'un milieu viscoélastique	158
14.2	Description du dispositif CMUT	160
14.3	Simulation de l'impédance électrique de colonnes découplées électriquement	162
14.4	Résultats expérimentaux	165
14.5	Mise en application sur une sonde protégée	169
	Conclusion générale	173

TABLE DES MATIÈRES

Liste des tableaux

5.1	Paramètres de la cellule simulée	78
8.1	Performances déterminées en ajustant les tailles des membranes	98
8.2	Performances déterminées en ajustant les épaisseurs des membranes	99
8.3	Paramètres déterminés pour les deux barrettes centrées à 10 MHz Large Bande & Sensible	100
9.1	Données des barrettes réajustées	104
9.2	Fréquence centrale et bande passante relative à -3dB mesurées des configu- rations Large Bande et Sensible	111
9.3	Fréquence centrale et bande passante relative à -3dB mesurées des configu- rations Large Bande et Sensible à partir de la pression dans l'eau	115
9.4	Performances moyennes mesurées des deux sondes d'imagerie	119
12.1	Configurations d'optimisations étudiées pour un calcul complexe 3D	146
14.1	Équations de mélanges "pures"	158
14.2	Viscosité théorique des mélanges d'huile, les valeurs des modèles sont en cP	159
14.3	Vitesse longitudinale mesurée par pulse-écho des différents mélanges d'huile	160
14.4	Fréquence de résonance et facteur de qualité obtenus avec les mesures d'im- pédance électrique pour les différents mélanges d'huiles	165
14.5	Fréquence de résonance et facteur de qualité obtenus à l'aide des simulations complètes d'impédance + - - + en incorporant les propriétés des différents mélanges d'huiles	167

LISTE DES TABLEAUX

Table des figures

1.1	Topologie d'une cellule CMUT et coupe de celle-ci, illustrant les différentes couches de matériaux présentes	32
1.2	Topologie d'un élément CMUT	33
1.3	Topologie d'une barrette CMUT	34
1.4	Étapes de fabrication d'une cellule CMUT par micro-usinage de surface	35
1.5	Étapes de fabrication d'une cellule CMUT par wafer bonding	37
2.1	Modèle uni-dimensionnel représentatif du comportement d'une membrane CMUT	40
2.2	Énergie potentielle totale de la partie mobile du CMUT en fonction du déplacement normalisé pour différentes valeurs de tension de polarisation normalisées avec la tension de collapse V_C	42
2.3	Influence de la tension de polarisation (ici normalisée par la tension de collapse) sur le déplacement de l'électrode mobile (trait plein : tension croissante / pointillés : tension décroissante)	44
3.1	Banc d'impédancemétrie électrique	50
3.2	(a) Illustration de l'effet de softening à l'aide d'une mesure d'impédance électrique (b)(c) Capacité Basse Fréquence et Haute Fréquence qui servent à déterminer le coefficient de couplage électromécanique	51
3.3	Banc du Microscope Holographique Digitale	52
3.4	Évolution du déplacement en fonction de la tension de polarisation	53
3.5	Tensions de collapse et de snapback mesurées à l'aide du DHM	53
3.6	Étapes de traitement d'image automatique pour le DHM	54
3.7	Étapes de traitement d'image automatique pour le DHM (suite)	55
3.8	Banc de vibrométrie laser	56
3.9	Exemple de scan x-y effectué à l'aide du vibromètre laser pour un élément CMUT constitué de 3 colonnes	57
3.10	Banc de mesure de pression par hydrophone	58
3.11	Exemple de mesure de pression effectuée à l'hydrophone avec une excitation de 15 MHz et une distance de propagation de 5 mm	58

TABLE DES FIGURES

4.1	Représentation d'une sonde d'imagerie avec une barrette CMUT 2D et l'électronique intégrée [22]	61
4.2	Exemples d'études récentes de la technologie CMUT pour des applications photoacoustiques	62
5.1	Comportement d'une cellule CMUT	71
5.2	Maillage type pour une membrane carrée de l'ordre du μm	72
5.3	Schéma électroacoustique équivalent d'une cellule CMUT couplée à un fluide	76
5.4	(a) Réponse en fréquence d'une cellule chargée par un fluide (b) Déformée de la cellule à la fréquence de résonance (c) Déformée de la cellule à la fréquence de coupure	79
5.5	Pression rayonnée avec plusieurs conditions de sources en vitesse $\langle \dot{u} \rangle$, \dot{u}_{eff} et $[U]$ pour une distance de 1 mm	80
6.1	Schéma d'une colonne de cellules CMUTs représentatif d'un réseau périodique 1D	81
6.2	Schéma électroacoustique équivalent d'un CMUT couplé à un milieu fluide, en condition de périodicité 1D	82
6.3	Réponse en fréquence de la vitesse moyenne d'une cellule et dans un réseau périodique 1D chargée par un fluide	83
7.1	Schéma d'un élément constitué de 3 colonnes de cellules CMUT en condition de périodicité 1D	85
7.2	Analyse du comportement d'un élément constitué de 3 colonnes. La fréquence de couplage inter-colonnes (ici, 4 MHz) est identifiable en consultant les vitesses moyennes des 3 colonnes	88
7.3	Partie réelle de l'impédance électrique d'un élément de 3 colonnes et 70 lignes avec une tension de polarisation à 80 % de la tension de collapse ($V_c = 72V$)	89
7.4	Représentation d'un élément central et de deux éléments voisins	89
7.5	Partie réelle de l'impédance électrique d'un élément de 3 colonnes et 70 lignes avec une tension de polarisation à 80 % de la tension de collapse avec et sans la prise en compte d'un élément voisin de chaque côté	92
8.1	Valeurs propres (λ_i) de la matrice admittance en fonction de la fréquence	94
8.2	Évolution des composantes de chacun des vecteurs propres en fonction de la fréquence (colonne de gauche) et diagrammes de directivité de chacun des modes de rayonnement (colonne de droite)	96
8.3	Vitesses particulières du mode 1 et 3 d'une colonne extérieure et intérieure à partir d'une configuration 3 colonnes 40x40. Les deux colonnes extérieures possèdent le même comportement	97

TABLE DES FIGURES

8.4	Pression en sortie d'un élément CMUT pour trois tailles de membranes différentes à 1 mm en ne considérant que le premier mode propre	98
8.5	Vitesses particulières du mode 1 d'une colonne extérieure et intérieure pour plusieurs tailles de membranes	99
8.6	Pression en sortie d'un élément CMUT pour trois épaisseurs de membranes différentes à 1 mm en ne considérant que le premier mode propre	100
9.1	Protocole de caractérisation réalisé avec le DHM	102
9.2	Tension de collapse mesurée au DHM pour les trois colonnes d'une partie d'un élément	102
9.3	Déplacement moyen d'une barrette mesurée au DHM et simulée en fonction de la tension de polarisation. La déflexion initiale est ici retirée.	103
9.4	Impédance électrique dans l'air mesurée et simulée pour trois tensions de polarisation différentes (75%, 50% et 25% par rapport à la tension de collapse)	103
9.5	Impédance électrique dans l'huile mesurée et simulée pour trois tensions de polarisation différentes (75%, 50% et 25% par rapport à la tension de collapse)	105
9.6	Déplacement moyen de la colonne extérieure et intérieure des deux configurations avec une excitation centrée à 15 MHz	106
9.7	Vitesse moyenne des colonnes extérieures et de la colonne intérieure mesurée par vibrométrie et simulée avec une excitation de 15 MHz	107
9.8	Cartographie réalisée au vibromètre pour la fréquence de résonance et la fréquence de coupure des deux configurations Large Bande et Sensible . . .	109
9.9	Réponses temporelles de la pression dans l'huile à 5.6 mm pour différentes fréquences d'excitation	110
9.10	Spectre de la pression mesurée dans l'huile pour les deux configurations avec plusieurs fréquences d'excitation (5, 10, 15, 20, 25, 30 MHz)	111
9.11	Pression mesurée avec l'hydrophone dans l'huile et simulée en prenant en compte une excitation centrée à 20 MHz	112
9.12	Sonde d'imagerie linéaire centrée à 10 MHz	113
9.13	Réponses temporelles de la pression dans l'eau à 20 mm pour différentes fréquences d'excitation	114
9.14	Spectre de la pression mesurée pour les deux configurations packagées avec plusieurs fréquences d'excitation (10, 15, 20, 25 MHz)	115
9.15	Pression mesurée avec l'hydrophone dans l'eau et simulée en prenant en compte une excitation centrée à 20 MHz	116
9.16	Fantôme échographique Gammex Sono 404 GS	117
9.17	Mesure pulse écho effectuée sur un élément des deux sondes	118
9.18	Images effectuées avec les deux sondes sur un fantôme Gammex Sono 404 GS avec 61 ondes planes sur un angle de $\pm 30^\circ$	120

TABLE DES FIGURES

10.1	Comportement de déformation et de recouvrance pour un solide Hookéen soumis à une contrainte constante	128
10.2	Schéma comportemental expliquant le comportement d'un solide élastique à travers un ressort de raideur G	128
10.3	Comportement de déformation et de recouvrance pour un liquide Newtonien soumis à une contrainte constante	129
10.4	Schéma comportemental expliquant le comportement d'un liquide Newtonien à travers un amortisseur de viscosité η	129
10.5	Comportement de déformation et de recouvrance pour un matériau visco-élastique soumis à une contrainte constante	130
10.6	Schéma comportemental du modèle de Kelvin-Voigt avec un ressort de raideur G et un amortisseur de viscosité η en parallèle	131
10.7	Schéma comportemental du modèle de Maxwell avec un ressort de raideur G et un amortisseur de viscosité η en série	132
11.1	Détermination de la contrainte T_{zz} à partir d'une source de déplacement U_z	136
12.1	Système de discrétisation entre l'espace plan $x y$ et le domaine des ondes planes $k_x k_y$. Ici, la démonstration n'est montrée que pour l'axe x	144
12.2	Temps de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D avec et sans vectorisation	145
12.3	Coût de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D avec et sans vectorisation	145
12.4	Temps de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D pour plusieurs configurations d'optimisation. Pour rappel, le chiffre indique le nombre de dimensions vectorisés et la lettre P la présence d'une dimension calculée parallèlement	146
12.5	Coût de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D pour plusieurs configurations d'optimisation. Pour rappel, le chiffre indique le nombre de dimensions vectorisé et la lettre P la présence d'une dimension calculée parallèlement	147
13.1	Schéma représentant l'excitation prise en compte dans ce problème de Lamb et le plan d'étude de propagation	150
13.2	Schéma représentant les fronts d'ondes présents dans un milieu semi-infini isotrope avec une source linéique à la surface	150
13.3	Schéma représentant la détermination du déplacement radial U_r et tangent U_θ à partir du déplacement calculé selon l'axe x_1 et x_3	151
13.4	Validation théorique du déplacement radial et tangent pour un angle $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 60^\circ$ [95]	152
13.5	Schéma représentant la détermination du déplacement radial U_r et tangent U_θ à partir du déplacement calculé selon l'axe x_1 et x_3	153

TABLE DES FIGURES

13.6 Déplacement vertical avec un point source vertical convolué avec un pulse à 25 MHz	154
14.1 Viscosité théorique calculée selon différents modèles pour plusieurs proportions dans un mélange d'huile de colza et huile de ricin	159
14.2 Élément CMUT constitué de 4 colonnes qui sont découplées électriquement les unes par rapport aux autres	161
14.3 Directivité déterminée par décomposition modale pour les différents modes de rayonnement possibles d'un élément CMUT constitué de 4 colonnes [70] .	162
14.4 Schéma des connections électriques pour la mesure d'impédance électrique d'un élément CMUT avec des colonnes découplées. Deux colonnes sont connectées en parallèle sur le port "+" et les deux autres sont connectées sur le port "-"	162
14.5 Circuit imprimé réalisé pour permettre une excitation découplée entre différentes colonnes CMUTs	163
14.6 Schéma représentatif du montage pour une ligne CMUT constituée de quatre colonnes dont deux d'entre elles sont en inversion de phase avec les deux autres sous la forme + - - +	164
14.7 Courbes d'impédance électrique mesurées pour la barrette CMUT "+ - - +" chargée avec des huiles de différentes viscosités	165
14.8 Courbes d'impédance électrique simulées pour la barrette CMUT "+ - - +" chargée avec des huiles possédant des vitesses longitudinales différentes et en fixant une viscosité à 60 cP	166
14.9 Courbes d'impédance électrique simulées pour la barrette CMUT "+ - - +" chargée avec des huiles possédant des vitesses longitudinales et des viscosités différentes	167
14.10 Variations expérimentales et théoriques de la fréquence de résonance (a) et du facteur de qualité (b) en fonction de la viscosité du milieu	168
14.11 Variation de la capacité en basses fréquences pour un dispositif CMUT "nu" avec un fluide (huile) en face avant et une sonde CMUT possédant une couche de passivation de type silicone	169
14.12 Courbes d'impédance électrique mesurées et simulées pour la barrette CMUT LA10 Large Bande possédant une couche de passivation à deux tensions de polarisation	170

TABLE DES FIGURES

Introduction générale

La technologie des transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usinés (CMUT – Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers), issue d’un laboratoire de l’Université de Stanford, mené par le Pr. P. Khuri-Yakub, n’a jamais cessé d’évoluer depuis la publication d’un premier article de congrès en 1994 [1]. Basée sur la technologie des MEMS (MicroElectroMechanical Systems), ces transducteurs ultrasonores sont formés de centaines, voire de milliers, de membranes dont les dimensions latérales sont de l’ordre de la dizaine de micromètres. Celles-ci reposent sur une cavité constituée soit d’air, soit de vide, et sont mises en mouvement par des forces électrostatiques, pour produire et engendrer une onde ultrasonore dans le milieu avec lequel ces membranes sont en contact. La fabrication de ces dispositifs repose sur des procédés issus de l’industrie de la microélectronique, ce qui regroupe l’ensemble des méthodes permettant de déposer, structurer et libérer différents types de matériaux sur des épaisseurs typiques de quelques centaines de nanomètres. La technologie CMUT aura donc naturellement bénéficié, en 20 ans, d’évolutions majeures, que ce soit sur le plan des procédés de fabrication, des procédés de packaging (technique d’interconnexion en 3D), des procédés d’encapsulation et surtout, de pilotage électronique. La technologie CMUT aura été à la genèse d’une nouvelle génération de composants ultrasonores pour l’imagerie médicale groupant sur une même puce, la fonction de conversion électrique-acoustique et la partie formation de faisceau embarquée permettant, par exemple, de former le champ ultrasonore en fonction des stratégies choisies. Le marché de l’échographie médicale a donc tout naturellement changé face à ces évolutions technologiques, avec, récemment, la commercialisation d’outils d’imagerie ultra-portables basés sur la technologie CMUT [2, 3]. Cette mise sur le marché, certes récente, démontre clairement que ces composants ont, aujourd’hui, franchi un seuil de maturité technologique suffisant pour s’étendre à d’autres types d’applications.

De nombreuses équipes de recherche s’activent autour des transducteurs capacitifs, que ce soit en Amérique du Nord, en Europe ou en Asie. Le laboratoire GREMAN fait partie de ces équipes, de part sa collaboration rapprochée avec la société VERMON, fabriquant indépendant de sondes ultrasonores pour l’imagerie échographique. Face aux enjeux que représente cette technologie, la société VERMON et le laboratoire GREMAN ont eu l’opportunité de mettre en place un projet financé par la DGA (Direction Générale de l’Armement), le projet TUMAHI (Transducteurs capacitifs Ultrasonores Multi-Application Hautement Intégrés) dont l’objectif était d’apporter un soutien à la mise en place d’une filière industrielle de fabrication de transducteurs CMUT, le projet devant permettre d’adresser toute la chaîne de valeur d’un composant ultrasonore CMUT : modélisation – fabrication – packaging – électronique intégrée. Certes, que ce soit le laboratoire GREMAN ou la société

VERMON, de nombreux travaux précédents [4, 5, 6, 7, 8, 9, 10] avaient permis de mettre en place des outils de modélisation et de concevoir des transducteurs prototypes, mais pour une application visée et sans adéquation avec un objectif de filière industrielle. C'est dans le contexte du projet TUMAHI que les travaux, reportés dans ce mémoire, se sont déroulés. Les objectifs de ce travail de thèse, au delà d'une participation aux développements menés, se sont focalisés sur deux aspects de cette chaîne de valeur du composant.

Le premier concerne la validation d'une démarche de conception d'un transducteur multi-élément pour l'imagerie échographique. Pour comprendre ce premier point, il faut faire le parallèle avec les technologies piézoélectriques traditionnelles. En tant que fabricant de sondes ultrasonores, la société VERMON doit être capable de produire des sondes « à la demande » sur cahier des charges précis dictant les performances finales du capteur en termes de sensibilité, de bande passante et de résolutions latérale et axiale. Cette capacité à ajuster les performances d'une sonde ultrasonore repose sur un réel savoir-faire du fabricant où l'impact de chaque matériau (passif ou actif) sur les performances finales est parfaitement maîtrisé, permettant ainsi, par exemple, de dégager des marges de tolérance vis à vis soit des propriétés élastiques des matériaux soit de leur géométrie. Dans le cas des technologies CMUT, cette prise de recul n'existait pas à ce jour et était nécessaire pour appréhender complètement la conception de ces dispositifs. Dans le cadre des travaux de thèse menés par A. Boulme [4], sur la base des modèles existants au laboratoire, il avait été proposé une démarche de conception (approche basée sur la décomposition modale du champ de pression rayonné) montrant, théoriquement, que l'on était capable d'ajuster finement les performances d'une sonde CMUT en termes de sensibilité ou de bande passante, à condition de maîtriser parfaitement la cellule CMUT unitaire. Dans le cadre du projet TUMAHI, pour plusieurs configurations types de sondes d'imagerie ultrasonores (réseaux linéaires et sonde de type phased-array), nous avons ainsi proposé de valider expérimentalement cette démarche.

Le second volet suit un axe de modélisation et porte sur les effets de la couche de passivation utilisée pour protéger le capteur mais aussi créer un couplage acoustique « naturel » avec le milieu exploré. Il s'agit généralement de polymères de type silicone, qui répondent à des critères de biocompatibilité et d'isolation électrique. Au regard d'un milieu fluide, ces matériaux ne changent rien au comportement statique du capteur mais uniquement son comportement dynamique du fait d'un comportement viscoélastique. La majorité des modèles actuels, dont ceux développés au GREMAN, ne considèrent que les propriétés longitudinales du matériau, en le modélisant comme un fluide parfait. Seules quelques équipes se sont intéressées à l'influence des propriétés viscoélastiques de cette couche de passivation sur la réponse électroacoustique des CMUTs. Citons Berg et al [11] en premier lieu qui expliquent que les propriétés de cisaillement du milieu placé en face avant des CMUTs peuvent contribuer à diminuer, voire éliminer, des modes parasites induits par les couplages inter-CMUT. Plus récemment, en s'appuyant sur une étude menée par éléments finis (COMSOL Multiphysics), Lin et al [12] ont confirmé que les propriétés viscoélastiques de la couche de passivation n'ont qu'un impact sur le comportement dynamique et n'influencent nullement le comportement statique d'un transducteur CMUT. A cela s'ajoutent les travaux de Peter Eccardt et al [13] qui ont cherché à mesurer les propriétés rhéologiques de fluides en fabriquant des transducteurs à ondes de surfaces basés sur la technologie

CMUT. Il s'agissait de générer, dans le milieu, une onde de cisaillement « rasante » se propageant à la surface du substrat silicium sur lequel sont gravés les CMUTs.

Ainsi, le second objectif de ce travail de thèse a été de faire évoluer les modèles actuels, en implémentant cette "brique" viscoélasticité et naturellement de la valider expérimentalement. Il est important de préciser que les outils de modélisation disponibles ont fait l'objet de plusieurs travaux menés au GREMAN, dont les principaux intérêts sont : une vitesse d'exécution rapide, une simplicité de mise en œuvre, et une compatibilité avec une démarche industrielle de conception d'une sonde d'imagerie. Une des contraintes d'évolution du modèle était donc de tenir compte de ces éléments. Par ailleurs, pour des applications plus en amont de celles visées par le projet TUMAHI, il s'agissait aussi, avec ce nouveau modèle, d'évaluer l'intérêt de la technologie CMUT pour la mesure de viscosité, en prenant, notamment, comme indicateur le comportement des modes parasites de couplage inter-CMUT évoqués précédemment, et non en fabriquant des transducteurs à ondes de surface comme proposé par P. Eccardt [13].

Le présent mémoire est divisé en trois parties. La première est avant tout une introduction à la technologie CMUT. En s'appuyant sur une description multi-échelle (de la cellule seule à une barrette entière), l'ensemble des caractéristiques topologiques nécessaires à la modélisation d'une sonde multi-élément seront introduites. Dans cette première partie, les deux principales méthodes de fabrication actuellement utilisées seront détaillées, tout en mettant en avant les degrés de liberté dont on dispose lors de l'étape de conception du transducteur. A travers le modèle standard à une dimension du CMUT, nous dresserons un bilan simple des équations comportementales de ces dispositifs, que ce soit en mode statique ou dynamique. La caractérisation des sondes CMUTs étant une étape clé de la chaîne de valeur de ce composant, un chapitre sera dédié à la description des différents outils métrologiques exploités dans le cadre de cette thèse : de la cellule unitaire à la barrette complète.

La seconde partie sera focalisée sur l'évaluation expérimentale de la démarche de conception mise en place lors de travaux précédents. Elle permettra, par ailleurs, de décrire complètement, sous forme discrète, les équations comportementales d'un réseau de CMUT (au sein d'un élément de barrette ultrasonore) couplé à un milieu fluide parfait. L'approche sera menée de manière progressive, de la cellule unitaire à l'élément complet. Un des points clés du modèle repose sur la façon dont le couplage fluide-CMUT est introduit : on utilise la technique des matrices de frontière qui permet de représenter le milieu par une matrice d'impédances de rayonnement, cette dernière étant facile à déterminer dès lors que l'on connaît la fonction de Green du milieu semi-infini associé au milieu de propagation. C'est sur la base de la décomposition en modes propres de cette matrice des frontières que repose la démarche de conception mise en place. Dans cette seconde partie, nous mènerons ainsi une étude complète portant sur la conception d'une sonde linéaire d'imagerie centrée à 10 MHz, à la fois d'un point de vu théorique puis d'un point de vu expérimental : de la réponse de la cellule unitaire à l'imagerie échographique. Nous confronterons ainsi les données expérimentales obtenues aux données théoriques attendues, afin, notamment, de valider et discuter les stratégies d'optimisation identifiées.

La troisième partie est consacrée à la prise en compte, dans le modèle présenté en partie

2, des effets de viscoélasticité du milieu placé en contact avec le réseau de CMUT. L'approche proposée reprend la technique des matrices de frontière et les travaux présentés se focalisent donc sur la détermination d'une nouvelle fonction de Green associée au milieu de propagation. Nous aurons une partie consacrée à la validation théorique de cette nouvelle fonction de Green puis une partie expérimentale dédiée à la validation du modèle de couplage CMUT-milieu viscoélastique. Nous aborderons deux aspects en termes de discussion : l'application future de ce modèle à une conception plus fine des éléments de barrette et l'application de la technologie CMUT à la mesure de viscosité.

Première partie

Technologie des Transducteurs
Ultrasonores Capacitifs Micro-Usinés

Introduction

Cette première partie a pour objectif de poser les bases de la technologie CMUT. Ces bases se doivent d'être suffisamment exhaustives pour comprendre les enjeux et l'intérêt des développements menés dans les parties 2 et 3.

Nous commencerons par décrire la topologie d'une barrette d'imagerie en technologie CMUT, en partant de la description de la cellule élémentaire jusqu'à la description de la sonde ultrasonore complète. Nous associerons à cette description les aspects procédés de fabrication de ces technologies où l'on s'attachera à présenter les deux "process" les plus couramment utilisés dans la littérature. C'est aussi dans cette partie que le procédé de fabrication des puces que nous avons exploité sera décrit.

Dans un second temps, on s'intéressera au comportement électro-mécanique d'un transducteur CMUT en s'appuyant sur un modèle descriptif unidimensionnel, de type masse-ressort, pour comprendre et identifier les principales caractéristiques physiques (statiques et dynamiques) de ces technologies.

La troisième partie sera consacrée aux outils de caractérisation d'une sonde CMUT, nécessaires pour tester la fonctionnalité de ces technologies mais aussi pour évaluer ou ajuster les données d'entrée aux modèles que nous utilisons. Parmi les approches que nous mettrons en avant, nous nous focaliserons sur les mesures effectuées avec un Microscope à Holographie Digitale, où dans le cadre de ces travaux de thèse, nous avons mis en place des outils de post-traitement des données permettant, par exemple, d'extraire des données liées à l'homogénéité des CMUTs sur un même wafer.

Chapitre 1

Transducteur CMUT

Un transducteur conçu à partir de la technologie CMUT permet d'émettre et recevoir des ondes acoustiques situées dans le spectre des ondes ultrasonores relevant d'applications en milieux fluides, soit typiquement au delà du MHz. Dans ce chapitre, l'analyse va se focaliser sur la topologie d'une barrette ainsi que sur les méthodes de fabrication. Un émetteur est typiquement constitué de plusieurs centaines, voire de milliers de membranes CMUTs dont chacune peut s'apparenter à un microsystème électrostatique. Pour comprendre au mieux l'importance du choix des tailles des membranes, de la géométrie de celles-ci et des écarts inter-CMUT, l'étude commence à l'échelle d'une cellule pour terminer à l'échelle d'une barrette complète en passant par celle de l'élément. Dans cette même optique, les deux principales méthodes de fabrication sont détaillées afin d'identifier les degrés de liberté dont on dispose, côté matériau, pour concevoir ce type de dispositif, mais aussi comprendre pourquoi la communauté scientifique continue d'investir de la connaissance dans l'amélioration de ces procédés.

1.1 Topologie multi-échelle

1.1.1 À l'échelle d'une cellule

Un CMUT est un condensateur formé de deux électrodes, l'une est fixe et l'autre, que l'on appelle plaque ou membrane, est mobile (figure 1.1). L'application d'une tension continue V_{DC} entre les deux électrodes du dispositif permet de polariser le transducteur et l'ajout d'une tension alternative V_{AC} de mettre en vibration l'ensemble "membrane + électrode". Ce processus déclenche l'apparition d'une onde ultrasonore dans le milieu environnant, de la même manière qu'un transducteur acoustique classique.

La première électrode, ou l'électrode inférieure, est déposée sur un substrat, considéré comme le support du dispositif. La seconde électrode, ou l'électrode supérieure, est solidaire d'un matériau diélectrique (la membrane) pouvant se déplacer dans une cavité (appelée également gap). Cette cavité peut être maintenue à pression atmosphérique ou scellée sous vide selon l'application visée. La hauteur de cette cavité (ou hauteur de gap) est définie en adéquation avec les spécifications finales du transducteur, tout comme les épaisseurs des différentes couches ou les dimensions latérales de la membrane et de l'électrode supérieure.

1.1. TOPOLOGIE MULTI-ÉCHELLE

Les dimensions latérales d'une membrane sont généralement de l'ordre de plusieurs dizaines de micromètres et son épaisseur est de l'ordre du micromètre. Le taux de métallisation correspond au rapport entre la surface de l'électrode supérieure vis-à-vis de la membrane. Si celui-ci est égal à 100%, l'électrode recouvre complètement la membrane et si celui-ci est inférieur (comme sur la figure 1.1), une partie de la membrane n'est pas directement connectée aux tensions appliquées sur la cellule CMUT.

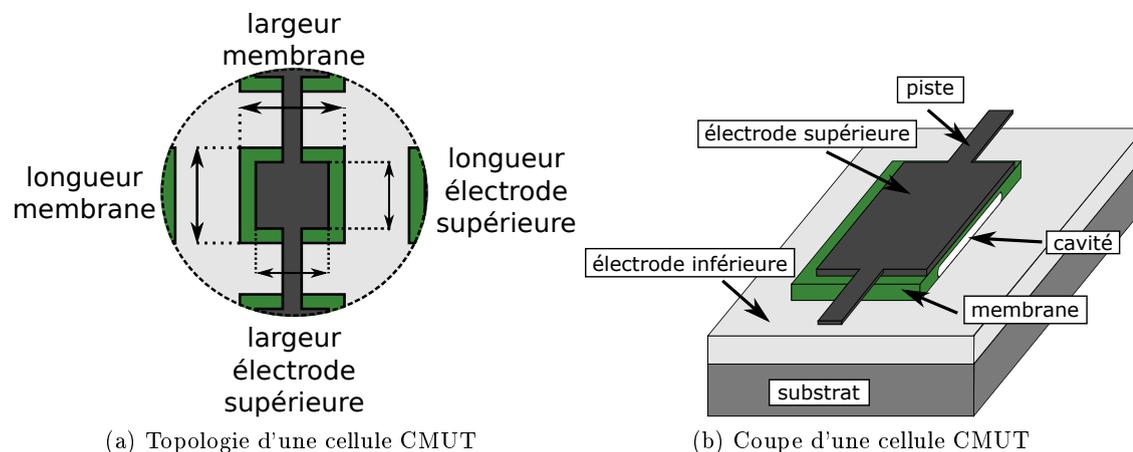


FIGURE 1.1 – Topologie d'une cellule CMUT et coupe de celle-ci, illustrant les différentes couches de matériaux présentes

1.1.2 À l'échelle d'un élément

Le champ de pression résultant d'une cellule CMUT n'est pas suffisant pour une quelconque application. Pour remédier à cela, plusieurs cellules élémentaires doivent être connectées électriquement en parallèle afin de produire un champ ultrasonore d'intensité suffisante (figure 1.2). L'agencement de ces cellules dépend de la topologie finale du transducteur que l'on souhaite réaliser : la forme globale est imposée par l'application mais l'agencement est souvent périodique. Dans le cas d'un élément de barrette, la forme visée d'un émetteur est celle d'un rectangle dont la largeur est nommée l'ouverture élémentaire de la barrette et la hauteur, son élévation. Pour construire ce type de forme avec des CMUTs, il suffit de les agencer sous forme de lignes ou colonnes que l'on place côte à côte jusqu'à atteindre la largeur utilisée. D'un point de vue électrique, tous les CMUTs d'un même élément sont reliés entre eux et accessibles via un pad reporté sur le bord de la puce ou à l'arrière suivant la technologie de fabrication utilisée. La présence de ces pads permet de connecter les cellules CMUTs à un circuit imprimé en utilisant une technique de report de contact telle que le "wire bonding" [14]. De nouveaux paramètres lors de l'étape de conception d'une barrette ultrasonore apparaissent, comme le nombre de colonnes et de lignes, ainsi que la distance inter-colonnes et inter-lignes. Le nombre de colonnes va dépendre des critères acoustiques issus des spécifications de la sonde. Classiquement, la largeur d'un élément est définie selon le type de barrette visée (linear-array ou phased-array). La hauteur de l'élément, ou le nombre de lignes, dépend quant à lui de la profondeur d'observation

1.1. TOPOLOGIE MULTI-ÉCHELLE

souhaitée dans le cas d'une utilisation en imagerie médicale par exemple. Les distances inter-colonnes et inter-lignes se doivent d'être les plus faibles possible afin de maximiser le taux de surface active. Néanmoins, le procédé de fabrication d'un CMUT impose une "zone morte" entre les membranes pour la présence des puits d'excavation (procédé de micro-usinage, section 1.2.1) ou pour assurer une accroche mécanique suffisante (procédé de wafer-bonding, section 1.2.2). Ces "zones mortes" illustrent l'une des principales différences avec les transducteurs piézoélectriques où toute la surface de l'élément est active. L'étude comportementale de plusieurs cellules CMUTs reliées entre elles est très différente de celle d'une membrane CMUT seule (pour plus de détails, l'étude est effectuée dans les chapitres 5, 6 et 7).

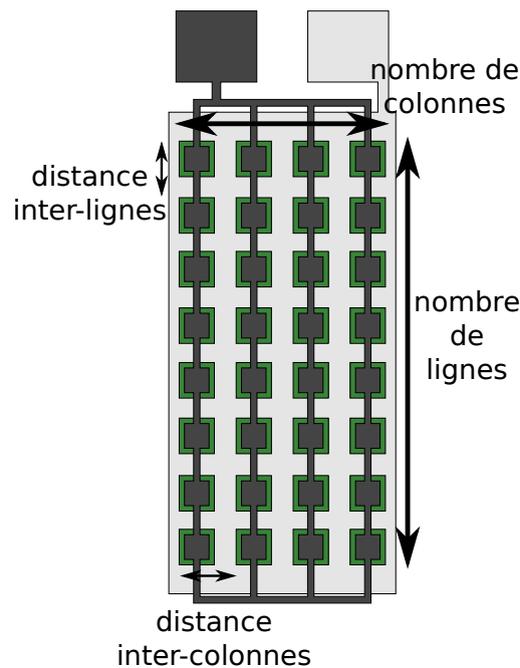


FIGURE 1.2 – Topologie d'un élément CMUT

1.1.3 À l'échelle d'une barrette

Une barrette de transduction ultrasonore est composée de plusieurs éléments possédant entre eux une distance appelé communément "kerf" (figure 1.3). La largeur de l'élément et la distance inter-éléments constituent le "pitch" et c'est ce paramètre qui va définir s'il s'agit d'une barrette linear-array (si le "pitch" est égal à λ) ou phased-array (si le "pitch" est égal à $\lambda/2$), λ étant la longueur d'onde à la future fréquence centrale d'utilisation. Bien que non représentée ici, l'électrode inférieure est bien souvent commune à l'ensemble de la barrette, permettant ainsi de réduire le nombre de pads de "masse". Les pads de "points chauds" des électrodes supérieures sont déconnectés les uns des autres, permettant d'effectuer des mesures de caractérisation pour chaque élément. Il existe bien d'autres manières d'agencer les éléments, que ce soit sous forme carrée, type matrice, ou de manière concentrique, type réseau annulaire.

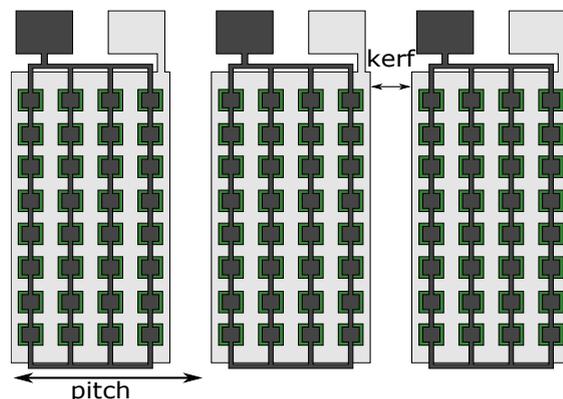


FIGURE 1.3 – Topologie d'une barrette CMUT

1.2 Méthodes de fabrication

Le procédé de fabrication d'un CMUT est analogue à celui d'un microsystème électromécanique MEMS : les CMUTs sont conçus à l'aide de plaquettes (wafers en anglais) qui subissent une succession d'étapes de photolithographie et de gravures permettant de déposer, et d'agencer, des matériaux aux formes et épaisseurs voulues. Cette approche de la fabrication est l'un des arguments souvent mis en avant pour valoriser cette technologie vis à vis des transducteurs piézoélectriques, le premier pouvant être inclus dans des filières de production de micro-électronique alors que le second nécessite un équipement particulier. Parmi les techniques de fabrication existantes, deux d'entre elles sont majoritairement utilisées dans le monde : le micro-usinage de surface et le wafer bonding.

1.2.1 Micro-usinage de surface

En 1994, Haller et Khuri-Yakub [1] présentent les premiers transducteurs capacitifs micro-usinés permettant de rivaliser avec la technologie piézoélectrique. Ceux-ci sont destinés à une application aérienne avec une bande passante centrée à 1.9 MHz et sont conçus avec une nouvelle technique de fabrication : le micro-usinage de surface. Cette méthode, encore largement utilisée aujourd'hui, est inspirée du micro-usinage de volume à la différence que la gravure s'effectue sur la surface du wafer. Effectivement, ce dernier occupe ici le rôle support à partir duquel sont gravées ou déposées différentes couches de matériaux formant un transducteur. L'ancienneté de cette technique de fabrication a subi de nombreuses variantes, portant davantage sur le type de matériau utilisé plutôt que sur la méthode en elle-même. Les différentes étapes de conception sont illustrées à l'aide d'une série de schémas simplifiés (figure 1.4).

La première étape (figure 1.4(a)) consiste à déposer un oxyde sur le substrat, permettant de créer une protection ou une isolation électrique. Le choix du substrat dépend de son application : l'utiliser directement comme électrode inférieure implique un matériau conducteur (typiquement un silicium monocristallin de faible résistivité et fortement dopé [15, 16, 17, 18, 19] simplifiant la fabrication mais augmentant la capacité parasite), ou l'utiliser comme support pour l'électrode supérieure (généralement, le substrat est ici du

1.2. MÉTHODES DE FABRICATION

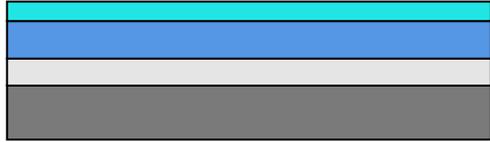
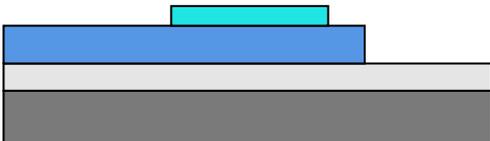
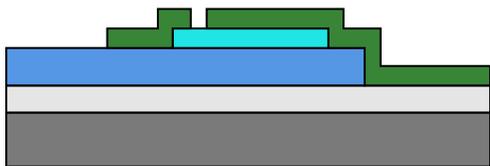
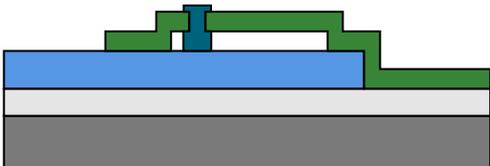
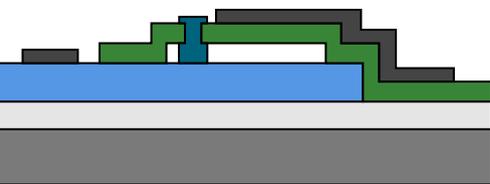
	Vue en coupe	Description
(a)		Un wafer servant de substrat est oxydé en surface, créant une isolation
(b)		Dépôt de l'électrode inférieure ainsi que de la couche sacrificielle
(c)		Délimitation de la couche sacrificielle, puis de l'électrode inférieure
(d)		Dépôt, puis délimitation d'une couche servant à faire les membranes
(e)		Excavation de la couche sacrificielle et scellement de la cavité à travers un puits d'excavation
(f)		Dépôt de l'électrode supérieure

FIGURE 1.4 – Étapes de fabrication d'une cellule CMUT par micro-usinage de surface

silicium de forte résistivité). Cette oxydation peut s'effectuer soit par un dépôt chimique de nitrure [17], soit par une croissance thermique de dioxyde de silicium [15, 20, 21].

Si le wafer de silicium sert de support, l'électrode inférieure et la couche sacrificielle sont déposées (figure 1.4(b)). Il existe de nombreuses possibilités pour le choix du matériau de l'électrode inférieure : bien qu'il s'agisse souvent de polysilicium dopé [17, 22, 23, 24, 25],

1.2. MÉTHODES DE FABRICATION

d'autres conducteurs peuvent être envisagés (aluminium [26], tungstène [21], chrome [27]...). La couche sacrificielle est choisie de manière à garantir une forte sélectivité de gravure vis à vis de l'électrode inférieure et des futures membranes : il peut donc s'agir de dioxyde de silicium [15, 28], de polyamide [18, 26], de silicium polycristallin [16, 19, 21, 22], de chrome [27, 29, 30] ou de verre de phosphosilicate [23, 25] entre autres.

La couche sacrificielle et l'électrode inférieure sont ensuite structurées (figure 1.4(c)) en utilisant une gravure sèche, humide, par RIE (Reactive Ion Etching) ou IBE (Ion Beam Etching). À ce stade, les dimensions des futures cavités sont formées.

La couche structurelle représentant les membranes est ensuite déposée (figure 1.4(d)). Deux matériaux sont généralement utilisés : le nitrure de silicium [17, 18, 22, 26, 27, 30] et le polysilicium [21, 23, 25]. Pour permettre l'accès à la couche sacrificielle et d'obtenir une reprise de contact sur l'électrode inférieure, des puits d'excavation sont créés par gravure sèche à travers la couche de la membrane.

L'étape critique de ce procédé de fabrication consiste à retirer la couche sacrificielle par gravure humide (figure 1.4(e)). La solution dépend de la nature de la couche sacrificielle et peut donc être de l'hydroxyde de potassium [16, 17, 31], de l'hydroxyde de tétraméthylammonium [21, 27] ou de l'acide fluorhydrique [15]. Une excavation mal maîtrisée peut engendrer des forces de striction plus importantes que la force de rappel mécanique de la membrane et coller celle-ci au fond de la cavité [19, 25, 26, 27]. Il existe plusieurs méthodes pour éviter ce phénomène comme la lyophilisation [32] ou le séchage supercritique [33]. Les membranes sont finalement scellées sous vide à l'aide de dioxyde de silicium [21] ou de nitrure de silicium [27, 29].

La dernière étape consiste à déposer l'électrode supérieure, servant également à faire les pads de connexion avec l'électrode inférieure (figure 1.4(f)). Il s'agit généralement d'une couche d'aluminium placée par pulvérisation cathodique et structurée par gravure humide [20], bien que d'autres matériaux peuvent être utilisés comme l'or [15, 22] ou le chrome [27].

Dû à son ancienneté, il existe aujourd'hui de nombreuses variations de fabrication en micro-usinage de surface, lui permettant de rester encore d'actualité par rapport au wafer bonding. On peut citer par exemple le procédé basse température [27, 10] (250°C) permettant une intégration CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) durant la fabrication [34], ou encore l'ajout de vias traversant le wafer et permettant de connecter les CMUTs par l'arrière [22].

1.2.2 Wafer Bonding

Le procédé de fabrication par collage de plaquette, dit "wafer bonding", a commencé à être utilisé en 2003 pour la conception de CMUTs [35]. Sa spécificité consiste à coller deux substrats : le premier étant conditionné pour servir d'électrode inférieure et de cavité (partie immobile), et le second représentant les membranes (partie mobile). Ce procédé, qui semble plus simple de mise en œuvre (pas de couche sacrificielle et donc d'excavation), nécessite l'utilisation de plaquettes type SOI (Silicon On Insulator) dont l'approvisionnement doit se faire auprès de fournisseurs spécifiques. Tout comme pour le micro-usinage de surface, les différentes étapes de conception sont illustrées à l'aide d'une série de schémas simplifiés

1.2. MÉTHODES DE FABRICATION

(figure 1.5).

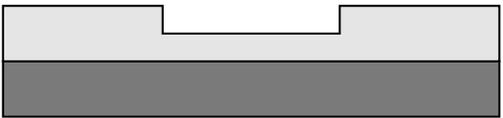
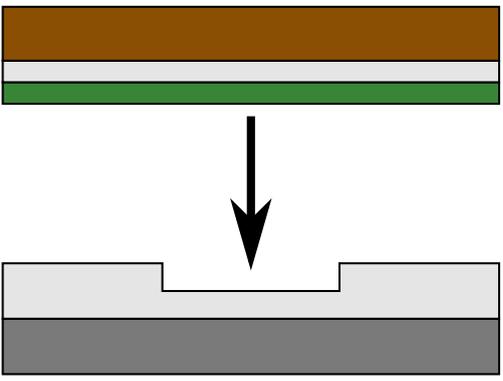
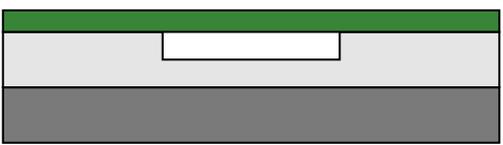
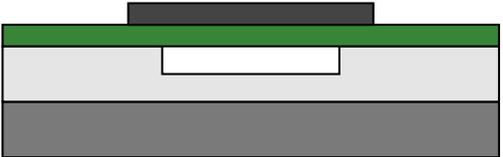
Vue en coupe	Description
<p>(a)</p> 	<p>Dépôt et délimitation de la couche d'isolation sur un wafer servant de substrat</p>
<p>(b)</p> 	<p>Structuration de la couche d'isolation et dépôt d'une couche similaire uniforme permettant de préserver la cavité</p>
<p>(c)</p> 	<p>Collage d'un autre wafer dont la partie supérieure correspond à la couche qui fera office de membrane</p>
<p>(d)</p> 	<p>Élimination des couches du second wafer pour ne laisser que les membranes</p>
<p>(e)</p> 	<p>Ajout de l'électrode supérieure et structuration pour la reprise de contact sur l'électrode inférieure</p>

FIGURE 1.5 – Étapes de fabrication d'une cellule CMUT par wafer bonding

La première étape de conception est similaire au micro-usinage de surface (figure 1.5(a)), du dioxyde de silicium est déposé sur le substrat, celui-ci servant d'électrode inférieure et pouvant être du silicium [16, 35, 36, 37] ou du SOI [38, 39].

Cette couche d'oxyde est ensuite structurée pour former les futures cavités (figure 1.5(b)). Une alternative est également souvent utilisée : former directement les cavités dans le substrat et recouvrir d'une fine épaisseur d'oxyde pour éviter tout court-circuit en

cas de contact avec la membrane [35, 36].

Le substrat servant de partie immobile étant préparé, le second wafer est collé sous vide (figure 1.5(c)). Il existe deux principales méthodes pour lier les deux plaquettes : le collage par fusion [16, 35, 36, 37, 7] et le collage anodique [40, 41, 42]. Pour simplifier, la première technique utilise les forces de Van Der Waals s'appliquant entre les deux surfaces et nécessite que la rugosité de chaque surface soit parfaitement maîtrisée. La seconde permet d'utiliser des substrats diélectriques et d'être effectuée à plus basse température. Le wafer que l'on vient ajouter est composé d'une couche allant servir de membrane découplée du substrat par une couche d'isolation. Bien que la majorité des plaquettes utilisées soit de type SOI (Silicon On Insulator), les surcoûts supplémentaires engendrés ont poussé plusieurs auteurs à s'en affranchir [37, 43, 44].

Une gravure humide est ensuite utilisée pour ne laisser que la couche structurale des membranes (figure 1.5(d)).

La technique de fabrication par wafer bonding se termine par l'ajout d'une électrode supérieure avec, au préalable, la création d'une ouverture pour pouvoir faire une prise de contact avec l'électrode inférieure (figure 1.5(e)). Il est également envisageable de ne métalliser que les pads de connexion et d'utiliser des membranes fortement dopées pour s'abstenir de l'électrode supérieure [36, 7]. Une dernière étape de gravure a lieu pour structurer les éléments de barrette et permettre une isolation électrique entre chaque.

Tout comme le procédé de fabrication par micro-usinage de surface, il existe aujourd'hui plusieurs alternatives de conception inspirées du wafer-bonding. Il existe par exemple le procédé LOCOS (LOCAL Oxidation of Silicon) [36], permettant de contrôler plus efficacement la structuration de la cavité (figure 1.5(b)). L'apport d'une couche supplémentaire BOX (Buried Oxide Layer) [39] permet une meilleure maîtrise des effets de charge engendrés pendant le cycle de fabrication du CMUT. Le collage anodique est une technique permettant de simplifier la fabrication tout en étant moins sensible à la rugosité des surfaces collées [41]. Pour terminer, de nouvelles topologies apparaissent aujourd'hui comme la fabrication de structures type "pistons sur ressorts" où l'on vient réaliser une plaque "rigide" qui repose sur des ressorts formés par des plots taillés dans le substrat [45] ou encore des membranes CMUTs fabriquées sur des matériaux flexibles [46].

Chapitre 2

Fonctionnement des CMUTs

L'analyse du comportement électro-mécanique d'un transducteur CMUT nécessite, comme détaillé dans la prochaine partie, l'utilisation d'outils numériques de simulation dès lors que l'on souhaite modéliser des cellules de géométrie complexe, rectangle, pré-déformée... L'utilisation d'une analogie de type masse-ressort pour modéliser le comportement de la plaque permet d'appréhender nombre de phénomènes de base qui régissent la réponse électro-mécanique de ces technologies : phénomène de collapse (la membrane s'effondre au fond de la cavité), comportement statique, comportement dynamique linéaire et non linéaire. Néanmoins, ce type d'approche fait disparaître plusieurs degrés de liberté tels que la courbure de la membrane, son épaisseur,... mais il est possible de trouver une équivalence 1D des paramètres du CMUT, et cela de façon exacte, comme l'a proposé Meynier dans sa thèse [47] mais aussi l'équipe de Köymen [48]. Finalement, d'autres auteurs tels que Satir et al [49] ont construit un modèle 1D équivalent pour déterminer la réponse temporelle en régime non linéaire des CMUTs couplés à un milieu fluide.

Après avoir présenté l'équation bilan d'un CMUT type 1D, l'analyse va se focaliser successivement sur son comportement statique puis dynamique, dans l'hypothèse où le CMUT est pré-polarisé et qu'il fonctionne de manière linéaire.

2.1 Point de vue d'un modèle uni-dimensionnel

Le modèle 1D [28] d'une cellule CMUT réduit la membrane à un piston rigide libre mais fixée à un ressort qui traduit les forces de rappel élastique (figure 2.1). Cette plaque constitue aussi l'électrode mobile du dispositif par laquelle les forces électrostatiques vont agir et la mettre en mouvement. Il existe donc deux forces qui agissent sur le comportement du duo membrane / électrode supérieure :

- $\overrightarrow{F_{elec}}$ la force électrostatique induite par la tension appliquée aux bornes du CMUT
- $\overrightarrow{F_{elast}}$ la force de rappel élastique s'opposant au déplacement de la membrane

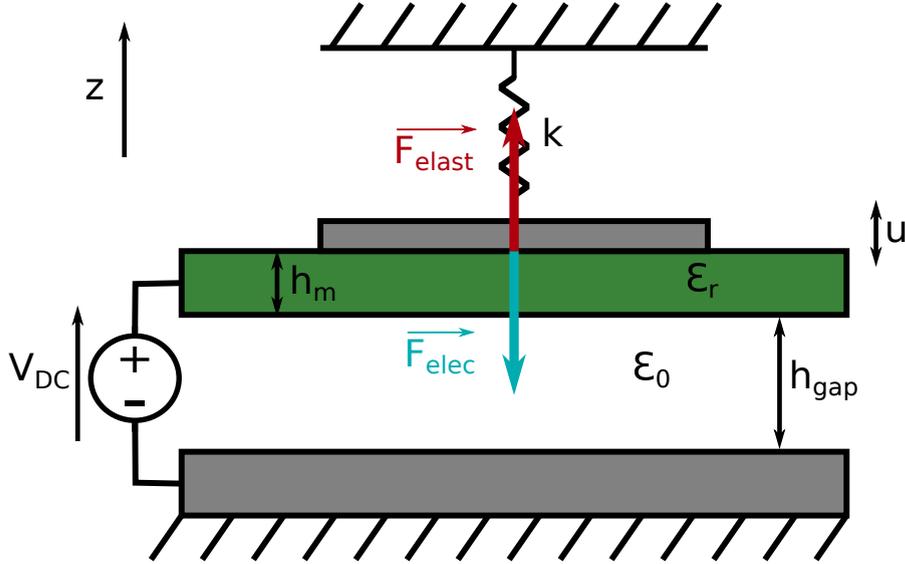


FIGURE 2.1 – Modèle uni-dimensionnel représentatif du comportement d'une membrane CMUT

2.1.1 Force électrostatique

Toujours en suivant l'hypothèse de condensateur plan, il est possible d'exprimer la tension continue V_{DC} comme une intégrale entre les deux électrodes en fonction de la position de la membrane u :

$$V_{DC}(u) = \int_u^{h_m+h_{gap}} \vec{E} \cdot d\vec{z} = \int_u^{u+h_m} \vec{E}_m \cdot d\vec{z} + \int_{u+h_m}^{h_m+h_{gap}} \vec{E}_{gap} \cdot d\vec{z} \quad (2.1)$$

\vec{E} , \vec{E}_m et \vec{E}_{gap} étant respectivement le champ électrostatique entre les deux électrodes, dans la membrane et dans la cavité. Il est également envisageable de définir la tension de polarisation en fonction de la charge du condensateur Q , de la permittivité diélectrique du vide ϵ_0 , de la permittivité relative du matériau ϵ_r et de la surface de l'électrode S :

$$V_{DC}(u) = \int_u^{u+h_m} \frac{Q}{\epsilon_0 \epsilon_r S} dz + \int_{u+h_m}^{h_m+h_{gap}} \frac{Q}{\epsilon_0 S} dz \quad (2.2)$$

En développant les intégrales, on peut redéfinir la relation précédente sous la forme :

$$V_{DC}(u) = \frac{Q(u)}{\epsilon_0 S} \left(\frac{h_m}{\epsilon_r} + h_{gap} - u \right) \quad (2.3)$$

En appliquant la loi de comportement d'un condensateur, la capacité peut s'exprimer :

$$C(u) = \frac{Q(u)}{V_{DC}(u)} = \frac{\epsilon_0 S}{\frac{h_m}{\epsilon_r} + h_{gap} - u} = \frac{\epsilon_0 S}{h_{eq} - u} \quad (2.4)$$

où h_{eq} est considérée comme la hauteur équivalente à la distance entre les deux électrodes :

$$h_{eq} = h_{gap} + \frac{h_m}{\epsilon_r} \quad (2.5)$$

L'expression de la force électrostatique en fonction de la capacité est :

$$\overrightarrow{F_{ELEC}} = \frac{\partial C}{2\partial u} V_{DC}^2 \vec{z} = \frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{2(h_{eq} - u)^2} \vec{z} \quad (2.6)$$

Sachant que la force électrostatique dérive d'une énergie potentielle :

$$\overrightarrow{F_{ELEC}} = -\frac{\partial E_{ELEC}}{\partial u} \vec{z} \quad (2.7)$$

On peut en déduire l'énergie potentielle électrostatique de l'électrode :

$$E_{ELEC} = -\frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{2(h_{eq} - u)} \quad (2.8)$$

2.1.2 Force de rappel élastique

En utilisant la représentation uni-dimensionnelle (figure 2.1), la partie mécanique de l'électrode mobile peut être assimilée à un simple système masse-ressort. La force mécanique associée est donc reliée à un ressort de raideur k et une position u :

$$\overrightarrow{F_{ELAST}} = -ku \vec{z} \quad (2.9)$$

L'énergie potentielle élastique étant liée à la force mécanique comme dans le cas électrostatique :

$$\overrightarrow{F_{ELAST}} = -\frac{\partial E_{ELAST}}{\partial u} \vec{z} \quad (2.10)$$

Elle peut être exprimée sous la forme :

$$E_{ELAST} = \frac{ku^2}{2} \quad (2.11)$$

L'énergie potentielle totale du système s'écrit comme la somme des énergies potentielles électrostatique et élastique :

$$E_{TOT} = E_{ELAST} + E_{ELEC} = \frac{ku^2}{2} - \frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{2(h_{eq} - u)} \quad (2.12)$$

2.2 Analyse en fonctionnement statique

À l'aide des équations comportementales définies auparavant, il est possible d'étudier le fonctionnement de la partie mobile u_0 en fonction de la variation de la tension de polarisation V_{DC} . En utilisant la définition de l'énergie potentielle totale (équation 2.13), on peut définir la position d'équilibre, correspondant à la position de l'électrode mobile minimisant l'énergie potentielle, pour chaque tension appliquée.

$$E_{TOT} = E_{ELAST} + E_{ELEC} = \frac{ku_0^2}{2} - \frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{2(h_{eq} - u_0)} \quad (2.13)$$

Pour illustrer, la figure 2.2 représente, pour différentes tensions de polarisations, l'énergie potentielle totale en fonction du déplacement de la membrane normalisé par la hauteur équivalente h_{eq} .

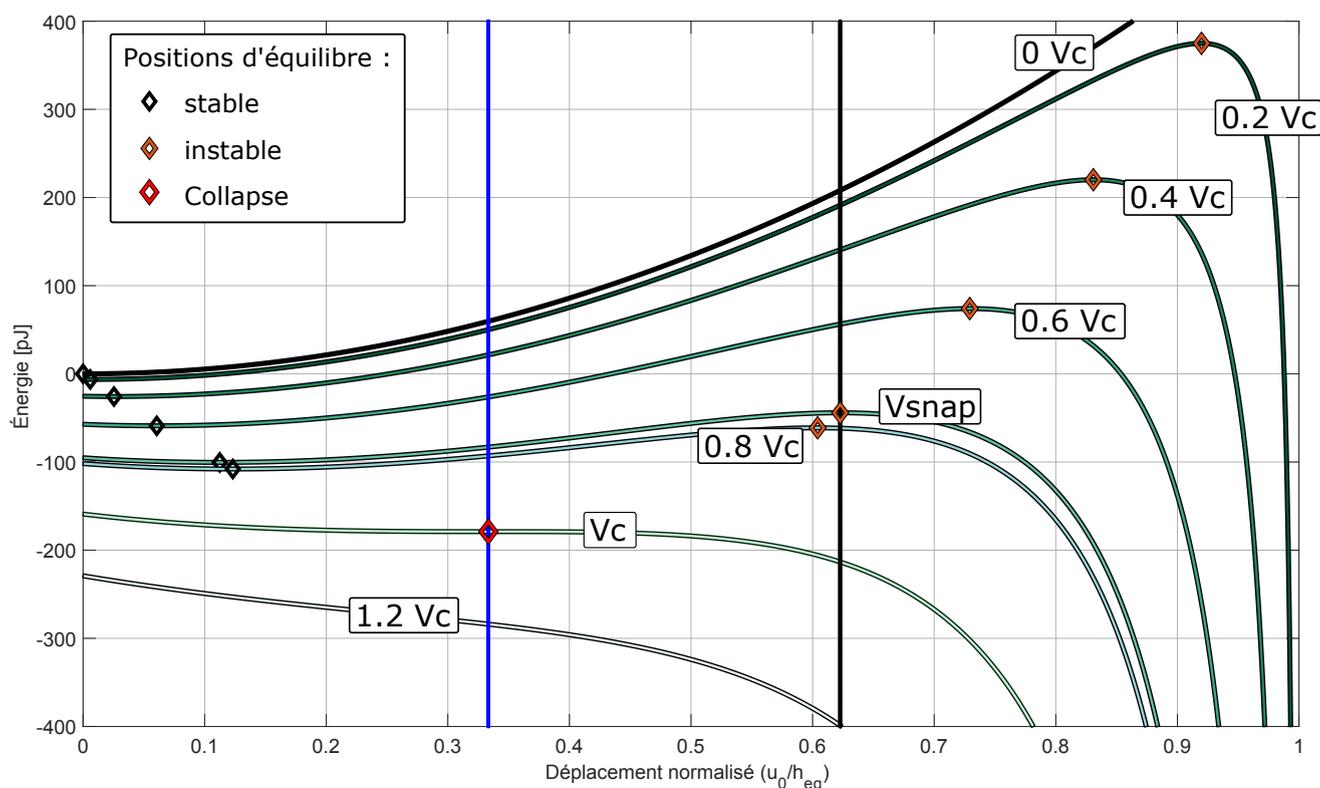


FIGURE 2.2 – Énergie potentielle totale de la partie mobile du CMUT en fonction du déplacement normalisé pour différentes valeurs de tension de polarisation normalisées avec la tension de collapse V_C

Les positions d'équilibre (où la dérivée de l'énergie est donc nulle) y sont également indiquées. Elles sont stables si elles correspondent à un minima local de potentiel et au

2.2. ANALYSE EN FONCTIONNEMENT STATIQUE

contraire instables si elles correspondent à un maxima local. Pour une tension de polarisation nulle, une seule position d'équilibre stable existe et correspond à la position de la partie mobile à son état initial. Dès que la tension appliquée est non nulle, une position d'équilibre instable apparaît en plus. Ces deux points de minimum et de maximum de potentiel vont peu à peu converger en fonction de l'augmentation de la tension de polarisation jusqu'à atteindre une tension $V_{DC} = V_C$, correspondant à la tension de collapse (ou pull-in), où les deux points vont se confondre. Ce cas particulier signifie que l'électrode mobile est dans une position d'équilibre instable et s'effondre au fond de la cavité (la force électrostatique devient plus importante que la force de rappel élastique). Au-delà de cette tension, la courbe d'énergie potentielle devient strictement décroissante et plus aucune position d'équilibre existe, l'électrode mobile reste donc dans cette position ($u_0 = h_{gap}$). Pour débloquer la membrane, il faut donc réduire la tension de polarisation jusqu'à une tension de snapback (ou pull-out). Cette tension est différente de celle de collapse : malgré la présence de positions d'équilibres stables entre V_C et V_{snap} , l'électrode a besoin d'augmenter son énergie potentielle et de passer l'équilibre instable de la tension de snapback pour ré-obtenir un équilibre entre la force électrostatique et la force de rappel.

Il est possible de déterminer mathématiquement ces deux tensions importantes pour le fonctionnement d'un CMUT. Les positions d'équilibre associées à chaque tension de polarisation peuvent effectivement être calculées en posant que la dérivée de l'énergie potentielle totale soit nulle :

$$\frac{\partial E_{TOT}}{\partial u_0} = F_{ELEC} + F_{ELAST} = 0 \quad (2.14)$$

Il faut donc résoudre l'équation de troisième degré suivante :

$$u_0^3 - 2h_{eq}u_0^2 + h_{eq}^2u_0 - \frac{\epsilon_0SV_{DC}^2}{2k} = 0 \quad (2.15)$$

En effectuant un changement de variable à l'aide de la transformation de Tschirnhaus, le polynôme peut s'écrire sous la forme :

$$u_0^3 - \frac{h_{eq}^2u_0}{3} + \frac{2h_{eq}^3}{27} - \frac{\epsilon_0SV_{DC}^2}{2k} = 0 \quad (2.16)$$

Le terme quadratique ayant disparu, le déterminant du polynôme peut être calculé avec la méthode de Cardan-Tartaglia :

$$\Delta = \frac{\epsilon_0SV_{DC}^2}{k} \left(2h_{eq}^3 - \frac{27\epsilon_0SV_{DC}^2}{4k} \right) \quad (2.17)$$

La tension de collapse correspondant au cas particulier où les points d'équilibre stable et instable se confondent, on cherche ici une racine double (déterminant nul) :

$$\Delta = 0 \Leftrightarrow V_{DC} = V_C = \sqrt{\frac{8kh_{eq}^3}{27\epsilon_0S}} \quad (2.18)$$

2.2. ANALYSE EN FONCTIONNEMENT STATIQUE

Connaissant désormais la formule analytique de V_C , il est possible de déterminer la position de la membrane au moment du collapse :

$$\begin{cases} u_1 = \frac{4}{3}h_{eq} \\ u_2 = u_3 = \frac{1}{3}h_{eq} \end{cases} \quad (2.19)$$

La première racine u_1 décrivant un déplacement de l'électrode mobile supérieur à la hauteur équivalente, ce sont les racines doubles u_2 et u_3 qui indiquent la position de la membrane : $h_{eq}/3$. De la même manière, la tension de snapback peut être calculée en spécifiant qu'il s'agit de la tension où les forces en présences redeviennent équivalentes :

$$F_{ELAST}(u_0 = h_{gap}) = F_{ELEC}(u_0 = h_{gap}) \quad (2.20)$$

On en déduit directement l'expression analytique de la tension de snapback V_{snap} :

$$V_{snap} = \frac{h_m}{\epsilon_r} \sqrt{\frac{2kh_{gap}}{\epsilon_0 S}} \quad (2.21)$$

Pour résumer le comportement statique d'un CMUT, la figure 2.3 illustre l'évolution de la position de la membrane en fonction de la tension de polarisation. La différence déjà observée auparavant entre la tension de collapse et celle de snapback met en avant un cycle d'hystérésis, communément présent pour d'autres MEMS électrostatiques. La connaissance de ces deux tensions permet de définir clairement les limites d'utilisation du CMUT. Pour finir, le déplacement maximal observé correspond bien à la hauteur de la cavité h_{gap} lorsque la partie mobile est "collapsée".

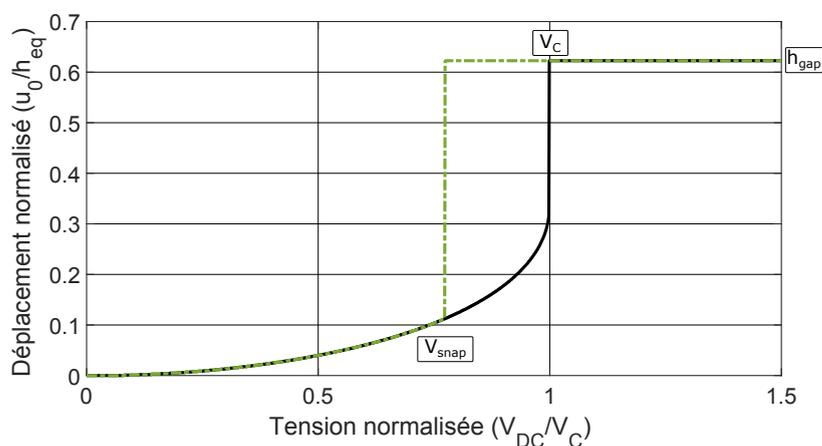


FIGURE 2.3 – Influence de la tension de polarisation (ici normalisée par la tension de collapse) sur le déplacement de l'électrode mobile (trait plein : tension croissante / pointillés : tension décroissante)

2.3 Analyse en fonctionnement dynamique

Bien qu'une cellule CMUT puisse fonctionner à l'aide d'une simple tension de polarisation V_{DC} en mode réception, l'ajout d'une tension d'excitation variable v est nécessaire pour fonctionner en émission. La membrane possédant un comportement dynamique, le déplacement de l'électrode mobile peut se décomposer en la somme d'un déplacement statique u_0 induit par la tension continue et d'un déplacement dynamique u provoqué par la tension alternative. La tension globale V et le déplacement total de la partie mobile U s'expriment donc sous la forme :

$$\begin{cases} V &= V_{DC} + v \\ U &= u_0 + u \end{cases} \quad (2.22)$$

L'équation fondamentale de la dynamique s'exprime donc suivant :

$$m \frac{\partial^2 \vec{U}}{\partial t^2} = \vec{F}_{ELEC}(U, V) + \vec{F}_{ELAST}(U, V) \quad (2.23)$$

avec m la masse de l'électrode mobile. Dans une optique de simplification, on peut considérer que la tension d'excitation est très inférieure à la tension de polarisation ($v \ll V_{DC}$) et que le déplacement dynamique associé est également faible par rapport au déplacement statique ($u \ll u_0$). En posant ces hypothèses, la force électrostatique F_{ELEC} peut être linéarisée à partir de la position d'équilibre (u_0, V_{DC}) à l'aide d'un développement de Taylor d'ordre 1 :

$$\vec{F}_{ELEC}(U, V) = \vec{F}_{ELEC}(u_0, V_{DC}) + \left. \frac{\partial \vec{F}_{ELEC}(U, V)}{\partial U} \right|_{u_0, V_{DC}} u + \left. \frac{\partial \vec{F}_{ELEC}(U, V)}{\partial V} \right|_{u_0, V_{DC}} v \quad (2.24)$$

En ne s'intéressant qu'aux composantes dépendantes de la tension d'excitation alternative v , la force électrostatique s'exprime sous la forme :

$$\vec{F}_{ELEC}(u, v) = \left. \frac{\partial \vec{F}_{ELEC}(U, V)}{\partial U} \right|_{u_0, V_{DC}} u + \left. \frac{\partial \vec{F}_{ELEC}(U, V)}{\partial V} \right|_{u_0, V_{DC}} v \quad (2.25a)$$

$$\vec{F}_{ELEC}(u, v) = \frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} u \vec{z} + \frac{\epsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} v \vec{z} \quad (2.25b)$$

L'équation fondamentale de la dynamique (équation 2.23) peut donc être réécrite sous la forme :

$$m \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \left(\frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} - k \right) u + \frac{\epsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} v \quad (2.26)$$

Il est important, avant de continuer ces développements, de préciser ici que cette linéarisation suppose que l'excitation n'engendre pas de non-linéarités issues des expressions

2.3. ANALYSE EN FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

de l'équation 2.25b. En pratique en mode émission, cette hypothèse est rarement vérifiée. Il faut alors utiliser des solutions non linéarisées pour comprendre le comportement du CMUT. Ce travail a été mené dans le cadre des travaux de Sénégond [50] et d'autres équipes de recherches [49, 51]. Toutefois, pour les travaux menés ici, le régime linéaire est suffisant à décrire et analyser les phénomènes que nous souhaitons développer et mettre en avant. C'est pourquoi, seul le régime linéaire est ici considéré.

En considérant que la tension d'excitation v est un signal harmonique, et que le déplacement associé u l'est également, il est possible de définir ces deux grandeurs en régime harmonique :

$$\begin{cases} v &= \tilde{v}e^{i\omega t} \\ u &= \tilde{u}e^{i\omega t} \end{cases} \quad (2.27)$$

L'équation 2.26 peut donc être mise sous la forme :

$$m\omega^2\tilde{u} = \left(k - \frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} \right) \tilde{u} - \frac{\epsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} \tilde{v} \quad (2.28)$$

Deux nouvelles grandeurs apparaissent à partir de cette dernière équation, la partie dépendant du déplacement dynamique pouvant être définie comme la raideur équivalente K_{SOFT} et celle dépendant de la tension d'excitation comme le coefficient de transformation électroacoustique φ :

$$K_{SOFT} = \left(k - \frac{\epsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} \right) \quad (2.29)$$

$$\varphi = \frac{\epsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} \quad (2.30)$$

La relation fondamentale de la dynamique (équation 2.28) peut donc être simplifiée sous la forme :

$$m\omega^2\tilde{u} - K_{SOFT}\tilde{u} + \varphi\tilde{v} = 0 \quad (2.31)$$

À partir de cette dernière équation, il est possible d'exprimer le déplacement dynamique en fonction de la tension d'excitation :

$$\tilde{u} = \frac{\varphi}{K_{SOFT} - m\omega^2} \tilde{v} \quad (2.32)$$

En recherchant la fréquence pour laquelle le déplacement \tilde{u} est maximal, on obtient la définition de la fréquence de résonance f_r :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{SOFT}}{m}} \quad (2.33)$$

2.3. ANALYSE EN FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

Cette fréquence de résonance diffère de celle classique de tout système masse-ressort par la présence de K_{SOFT} qui est dépendant de la tension de polarisation V_{DC} . Effectivement, au fur et à mesure que la tension continue appliquée au CMUT augmente, la raideur équivalente décroît, ce phénomène bien connu sur les transducteurs capacitifs est nommé "effet de softening". Il se traduit également par la diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation de la tension de polarisation. Cela se vérifie expérimentalement en mesurant la variation de déplacement de la membrane en fonction de la tension, et également à travers des mesures d'impédance électrique. Effectivement, l'impédance électrique d'une cellule CMUT peut être obtenue de façon similaire, en linéarisant la charge électrique Q au lieu de la force électrostatique F_{ELEC} :

$$Q(U, V) = C(U)V = \frac{\epsilon_0 S V}{h_{eq} - u} \quad (2.34)$$

Toujours dans la même continuité qu'avec la force électrostatique, un développement de Taylor à l'ordre 1 autour de la position d'équilibre statique (u_0, V_{DC}) peut être effectué :

$$Q(u, v) = \frac{\epsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} u + \frac{\epsilon_0 S}{h_{eq} - u_0} v \quad (2.35a)$$

$$Q(u, v) = \varphi u + C_0 v \quad (2.35b)$$

avec C_0 la capacité statique lorsque l'électrode mobile est à sa position d'équilibre (u_0) . En considérant que le courant I suit un régime harmonique, il est possible de l'obtenir en dérivant la charge électrique $Q(u, v)$:

$$I_{AC} = \tilde{I} e^{i\omega t} \quad (2.36a)$$

$$\tilde{I} = i\omega(\varphi \tilde{u} + C_0 \tilde{v}) \quad (2.36b)$$

En remplaçant le déplacement dynamique \tilde{u} avec son expression 2.32, le courant \tilde{I} est exprimé en fonction de la tension d'excitation \tilde{v} et l'admittance électrique peut être déterminée :

$$Y_{ELEC} = \frac{1}{Z_{ELEC}} = \frac{\tilde{I}}{\tilde{v}} = i\omega \left(C_0 + \frac{\varphi^2}{K_{SOFT} - m\omega^2} \right) = i\omega C(\omega) \quad (2.37)$$

$C(\omega)$ représentant la capacité du condensateur équivalent. En utilisant cette dernière expression, les fréquences de résonance (f_r) et d'antirésonance (f_a) du système peuvent être calculées. La fréquence de résonance électrique correspond à la fréquence pour laquelle l'admittance électrique tend vers l'infini (tension d'entrée \tilde{v} nulle) alors que la fréquence d'antirésonance électrique se définit comme la fréquence pour laquelle l'impédance élec-

trique tend vers l'infini (courant d'entrée \tilde{I} nul) :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{SOFT}}{m}} \quad (2.38a)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.38b)$$

Il est intéressant de noter que la fréquence de résonance mécanique (équation 2.33) et la fréquence de résonance électrique (équation 2.38a) sont similaires. L'effet de "softening" (la raideur équivalente décroît alors que la tension de polarisation augmente) influence donc bien la fréquence de résonance du système. Inversement, la fréquence d'antirésonance est ici indépendante de la tension de polarisation, car il s'agit de la fréquence propre de la cellule CMUT sans influence électrostatique. Elle est effectivement invariante tant que l'on reste dans l'hypothèse d'un condensateur plan : si la courbure de la membrane est prise en compte, la fréquence d'antirésonance varie avec la tension de polarisation.

À partir de ces fréquences, le coefficient de couplage électromécanique k_t peut être déterminé. Il s'agit du rapport entre l'énergie mécanique du système et l'énergie totale :

$$k_t^2 = \frac{\text{Énergie mécanique}}{\text{Énergie mécanique} + \text{Énergie électrique}} \quad (2.39)$$

Yaraliogu et al. [52] ont démontré que le coefficient de couplage peut s'exprimer à partir des fréquences de résonance et d'antirésonance, ou de la capacité du CMUT définie au minimum du domaine fréquentiel (C_{BF} ou capacité libre) et au maximum (C_{HF} ou capacité clampée) :

$$k_t^2 = 1 - \left(\frac{f_r}{f_a} \right)^2 = 1 - \frac{C_{HF}}{C_{BF}} \quad (2.40)$$

avec :

$$C_{HF} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} C(\omega) = C_0 = \frac{\epsilon_0 S}{h_{eq} - u_0} \quad (2.41a)$$

$$C_{BF} = \lim_{\omega \rightarrow 0} C(\omega) = \frac{\epsilon_0 S}{h_{eq} - 3u_0} \quad (2.41b)$$

En remplaçant dans le calcul du coefficient de couplage électromécanique les expressions des fréquences ou des capacités, on peut l'obtenir sous la forme :

$$k_t^2 = \frac{2u_0}{(h_{eq} - u_0)} \quad (2.42)$$

Cette dernière relation indique que le coefficient de couplage est maximum lorsque le déplacement statique u_0 vaut $\frac{h_{eq}}{3}$. Cette position correspond à celle où l'électrode mobile est sur le point de collapser. Il est donc nécessaire de polariser la cellule CMUT à une tension proche de la tension de collapse pour améliorer son efficacité.

Chapitre 3

Protocoles et outils de caractérisation

La caractérisation d'un dispositif CMUT est extrêmement importante pour le contrôle du dispositif, pour vérifier sa fonctionnalité, pour mieux comprendre les procédés mis en jeu et prédire son comportement en utilisation réelle. Néanmoins et contrairement à un transducteur classique, comme le comportement d'une sonde CMUT peut être décrit à plusieurs échelles, il est nécessaire de posséder des outils de caractérisation permettant d'analyser son fonctionnement à l'échelle d'une cellule, d'un élément ou pour une barrette complète. Dans ce sens, quatre outils ainsi que leurs protocoles associés sont présentés : la mesure d'impédance électrique, la mesure par microscopie holographique digitale (DHM), la mesure de déplacement par vibrométrie laser ainsi que la mesure de pression par hydrophone. Ils ont été sélectionnés pour leur complémentarité dans les différentes échelles métrologiques mises en jeu. À l'échelle unitaire, le DHM permet de vérifier les propriétés géométriques ainsi que le comportement statique. En observant simultanément plusieurs cellules CMUT, cet outil permet aussi d'évaluer l'homogénéité de CMUT à CMUT. Dans le même sens, la mesure de déplacement à l'aide d'un vibromètre laser est utile pour analyser le comportement dynamique d'une cellule et les interactions mutuelles entre colonnes et éléments. La mesure d'impédance électrique est utilisée pour caractériser le comportement d'un élément entier et permet d'en ressortir plusieurs paramètres clés électromécaniques. Pour terminer, les performances électroacoustiques d'un élément ou d'une barrette CMUT sont déterminées à travers la mesure du champ de pression rayonné à l'aide d'un hydrophone. Ces outils sont décrits en effectuant une présentation du principe de fonctionnement, du protocole associé ainsi qu'une mesure servant uniquement d'illustration du procédé.

3.1 Impédance électrique

Parmi les premières mesures de caractérisation effectuées sur un dispositif CMUT fabriqué, la mesure d'impédance électrique permet de rendre compte de plusieurs caractéristiques électromécaniques. Au sein du laboratoire, ces mesures sont réalisées à l'aide d'un banc d'impédancemétrie et d'un protocole parfaitement établi (figure 3.1). Un analyseur d'impédance Agilent 4294A est couplé avec une sonde active Agilent 42941A, permettant de mesurer les faibles valeurs de capacités des CMUTs sur une large gamme de fréquences (40 Hz à 110 MHz). Afin d'obtenir une mesure d'impédance électrique fiable, le dispositif

3.1. IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

CMUT ainsi que la sonde sont placés dans une enceinte d'isolation CEM (Compatibilité ElectroMagnétique), nous affranchissant de toute pollution électromagnétique extérieure. L'application d'une tension de polarisation est effectuée via une alimentation pilotable Motech PPS 1007 (0-250V). Le signal RF issu de l'analyseur est associé à la tension continue à l'aide d'un circuit de découplage de type RC, et la connexion avec le CMUT est réalisée à travers deux pointes en tungstène ou un connecteur de type UFL si le CMUT est déjà placé sur un circuit imprimé. Avant chaque utilisation du banc, une calibration en trois étapes est effectuée (ouvert, fermé et en charge 50Ω) au niveau des pointes ou du connecteur. Deux types de configuration peuvent être réalisées, l'une dans l'air permettant de mettre en avant les fréquences de résonances et d'antirésonances du dispositif, et l'autre dans l'huile permettant de prendre en considération le couplage acoustique avec un fluide.

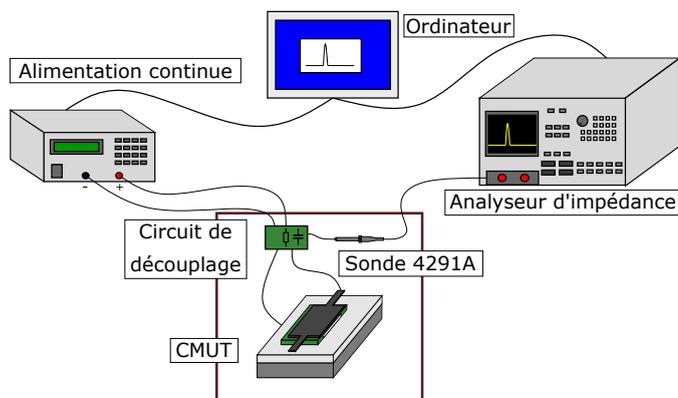
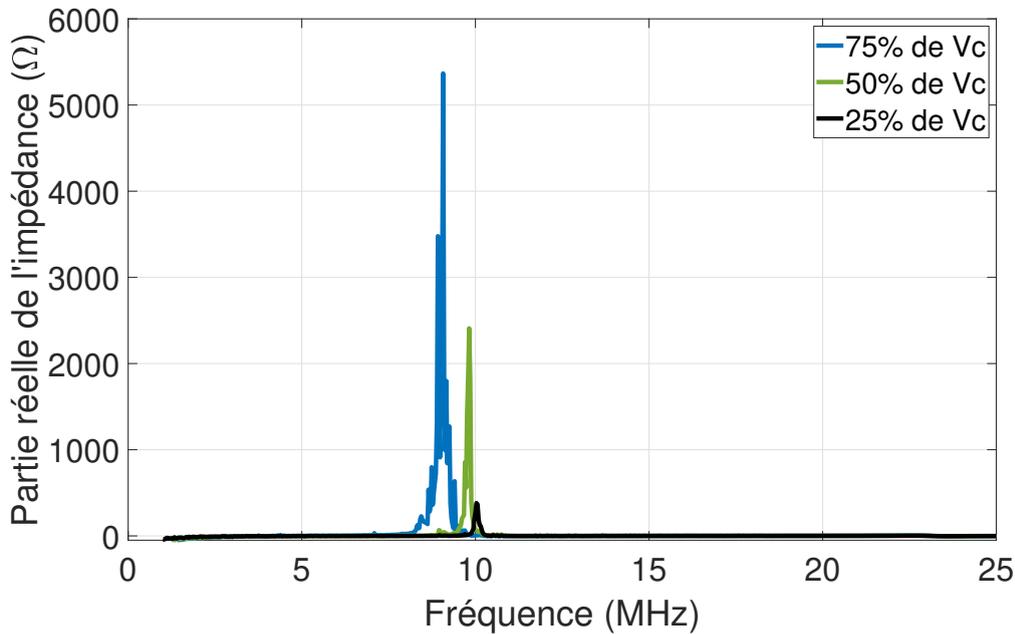


FIGURE 3.1 – Banc d'impédancemétrie électrique

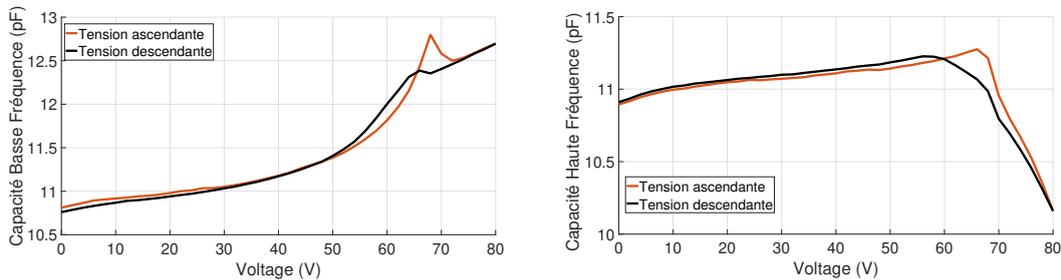
Le protocole expérimental classique consiste à polariser le CMUT avec un cycle de tensions allant généralement de $0V$ à $1.2V_C$ et revenant à $0V$ et de récupérer les parties réelles et imaginaires de l'impédance électrique mesurée. À l'aide de ces données, il est possible d'en extraire plusieurs paramètres électromécaniques :

- la fréquence de résonance électrique (f_r), correspondant au maximum de la partie réelle de l'admittance
- la fréquence d'antirésonance électrique (f_a), correspondant au maximum de la partie réelle de l'impédance
- les capacités basses fréquences (C_{BF}) et hautes fréquences (C_{HF})
- le coefficient de couplage électromécanique k_t , via l'équation 2.40

À titre d'exemple, une mesure d'impédance électrique dans l'air est montrée sur la figure 3.2. La partie réelle de l'impédance (figure 3.2a) suffit à illustrer l'effet de softening présenté dans le chapitre 2.3, c'est à dire l'abaissement de la fréquence du résonance de l'élément CMUT quand la tension de polarisation se rapproche de la tension de collapse. À partir de cette mesure, les fréquences de résonance et d'antirésonance peuvent être récupérées pour déterminer le coefficient de couplage électromécanique k_t (équation 2.40), de même que les capacités à basses fréquences et hautes fréquences (figures 3.2b et 3.2c).



(a) Mesure d'impédance électrique dans l'air pour différentes tension de polarisation



(b) Capacité déterminée avec les basses fréquences (c) Capacité déterminée avec les hautes fréquences

FIGURE 3.2 – (a) Illustration de l'effet de softening à l'aide d'une mesure d'impédance électrique (b)(c) Capacité Basse Fréquence et Haute Fréquence qui servent à déterminer le coefficient de couplage électromécanique

3.2 Microscopie holographique digitale

3.2.1 Présentation et principe de fonctionnement

L'observation du déplacement des membranes d'un élément CMUT s'effectue à l'aide d'un Microscope Holographique Digital (DHM). Cet outil permet d'obtenir une information supplémentaire par rapport à l'image d'intensité fournie par un microscope classique : l'image de phase. Pour y parvenir, une source laser cohérente émet un faisceau qui sera départagée en deux, l'un servant de référence pendant que l'autre sera réfléchi par la cellule CMUT (figure 3.3). La recombinaison des deux sous formes d'hologramme est ensuite effectuée par une caméra CCD et un traitement numérique. L'image de phase consiste en une topographie hors-plan de l'échantillon où les hauteurs mesurées sont relatives à la

3.2. MICROSCOPIE HOLOGRAPHIQUE DIGITALE

référence choisie. Il est important de noter que si la différence de marche excède la demi-longueur d'onde optique, un saut de phase peut survenir pouvant complexifier l'analyse. Les concepteurs du DHM (Lyncée Tec) annoncent une résolution axiale de 0.1 nm avec une répétabilité de mesures de 0.01 nm.

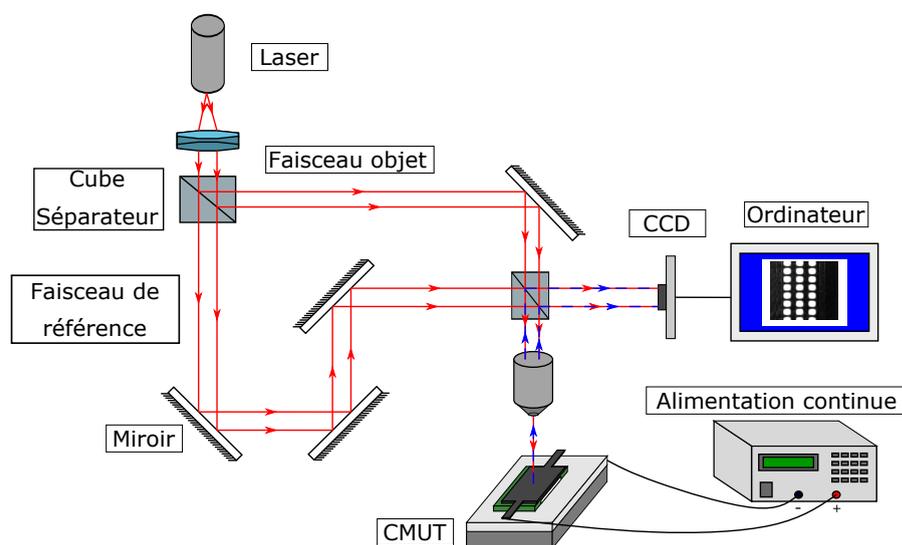


FIGURE 3.3 – Banc du Microscope Holographique Digitale

De très nombreuses informations peuvent être extraites de l'utilisation du Microscope Holographique Digital :

- la tension de collapse et de snapback des cellules CMUTs et la répartition sur l'échantillon mesuré
- le déplacement des membranes en fonction d'une tension de polarisation appliquée, permettant d'obtenir la déflexion initiale (pour une valeur de tension nulle) et la hauteur des cavités (pour la tension de collapse)
- l'état de surface des différentes couches, permettant de mettre en avant un quelconque problème de fabrication (surgravure par exemple)
- une évaluation de l'impact des effets de charge en appliquant plusieurs cycles successifs de tensions

Le protocole classique d'utilisation du DHM consiste à obtenir l'image d'intensité et de phase d'un échantillon en effectuant un cycle de tension de polarisation. Effectivement, une tension continue est appliquée au transducteur CMUT et est augmentée jusqu'à atteindre la tension pour laquelle le déplacement maximal des membranes est atteint : la tension de collapse. La tension continue est ensuite abaissée et permet d'atteindre la tension de snapback, valeur où la force mécanique de rappel permet un relâchement des membranes. Les figures 3.4a et 3.4b illustrent les informations que l'on peut recueillir à l'aide du DHM. En définissant une ligne de mesure, le profil de plusieurs cellules CMUTs peut être mesuré pour différentes tensions d'applications et permet de définir un niveau d'homogénéité de la tension de collapse et snapback. L'évolution du déplacement au centre d'une cellule rappelle le comportement d'hystérésis d'un MEMS électroacoustique et la moyenne des déplacements pour plusieurs cellules nous renseigne sur la déflexion initiale et la hauteur

3.2. MICROSCOPIE HOLOGRAPHIQUE DIGITALE

de la cavité.

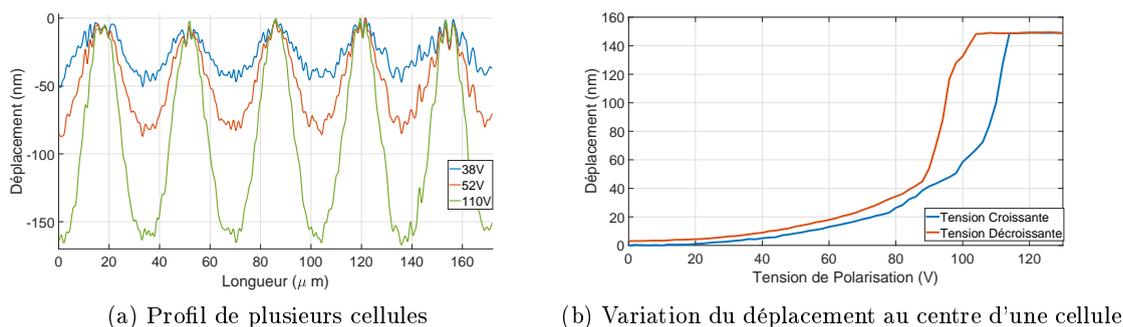


FIGURE 3.4 – Évolution du déplacement en fonction de la tension de polarisation

3.2.2 Évolution du post-traitement

Dans le cadre de ces travaux, de très nombreuses mesures au Microscope Holographique Digital ont été réalisées. Afin de traiter les données obtenues au DHM, il est nécessaire à l'utilisateur d'effectuer une série d'actions, comme définir les points de mesure sur l'image de phase pour créer un profil, la référence utilisée pour la différence de marche et les centres des membranes. Nous avons ainsi mis en place un outil d'automatisation fonctionnant avec des techniques de traitement d'images pour s'affranchir de toutes ces étapes et pouvoir traiter plus efficacement plusieurs jeux de mesures. Les différentes étapes de cet algorithme sont succinctement explicitées dans les figures 3.6 et 3.7. Celui-ci permet, à partir d'une mesure effectuée au DHM, de directement obtenir les profils, le déplacement de toutes les cellules observables en fonction de la tension, ou encore la tension de collapse et de snapback pour chacune des colonnes (figure 3.5). Il est également envisageable de transférer les paramètres clés dans une base de données et d'effectuer une étude statistique pour plusieurs mesures DHM pour une même barrette CMUT.

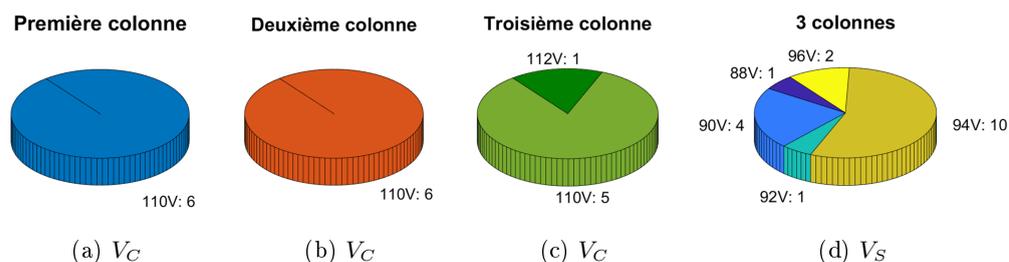


FIGURE 3.5 – Tensions de collapse et de snapback mesurées à l'aide du DHM

3.2. MICROSCOPIE HOLOGRAPHIQUE DIGITALE

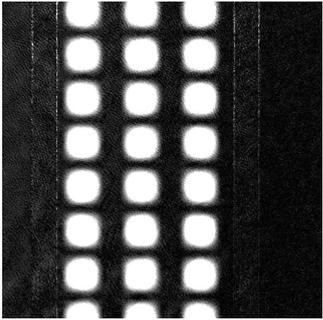
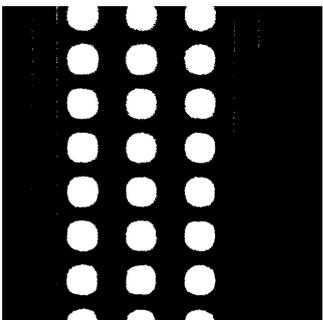
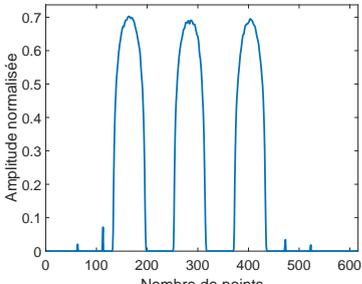
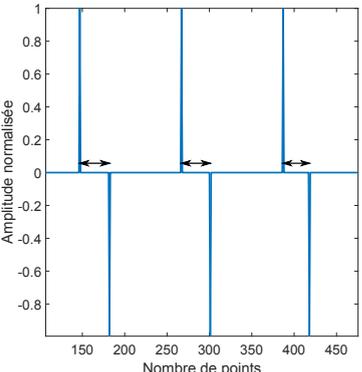
Figure illustrative	Description
	<p>Image de phase obtenue pour une tension de polarisation supérieure à la tension de collapse du CMUT, le choix de cette tension permet de faire davantage ressortir les membranes</p>
	<p>Ajustement de l'image en ne considérant que les extrêmes d'intensité de l'image pour accentuer le contraste entre les membranes et le reste de l'élément</p>
	<p>Moyenne des valeurs normalisées selon la hauteur de l'élément pour faire ressortir les tailles des membranes</p>
	<p>Dérivée de la moyenne selon la hauteur pour permettre une détection des pics et déterminer la taille des membranes sur l'image et le nombre de colonnes</p>

FIGURE 3.6 – Étapes de traitement d'image automatique pour le DHM

3.2. MICROSCOPIE HOLOGRAPHIQUE DIGITALE

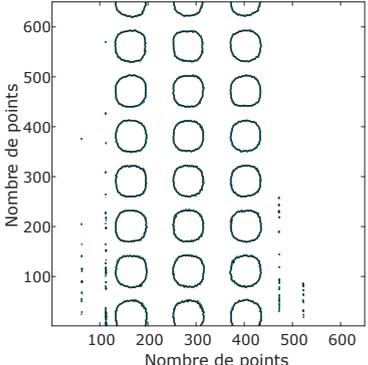
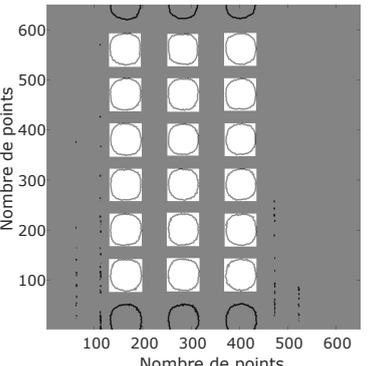
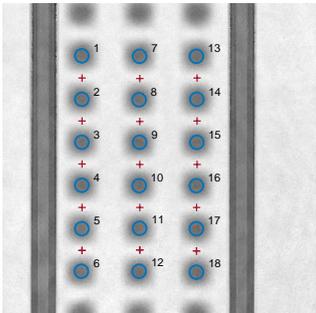
Figure illustrative	Description
	<p>Utilisation d'un algorithme de détection de contours sur l'image de phase après ajustement. Détection des membranes mais aussi des espaces inter-éléments ou des puits de scellement (si CMUT micro-usiné)</p>
	<p>Différenciation entre les membranes et les artefacts de mesures à l'aide de la taille des membranes précédemment déterminée. Les aires trouvées par l'algorithme de contour sont testées pour ne garder que celles correspondant aux membranes CMUTs</p>
	<p>Visualisation des membranes détectées et références utilisées. Pour chaque membrane, le point sauvegardé pour le traitement \odot correspond à son centre. Les références $+$ sont fixées entre chaque centre pour contrer des éventuelles erreurs de mesure</p>

FIGURE 3.7 – Étapes de traitement d'image automatique pour le DHM (suite)

3.3 Vibrométrie laser

Afin de mesurer efficacement le déplacement et la vitesse particulière des membranes CMUTs en fonctionnement dynamique, un vibromètre laser est utilisé. Ce dernier permet d'étudier les vibrations des cellules sans engendrer de rétroactions en utilisant le principe de l'interférométrie Doppler. Dans le cadre de nos mesures, un Polytech UHF-120 est utilisé et son fonctionnement, ainsi que l'instrumentation mise en place, sont détaillés sur la figure 3.8.

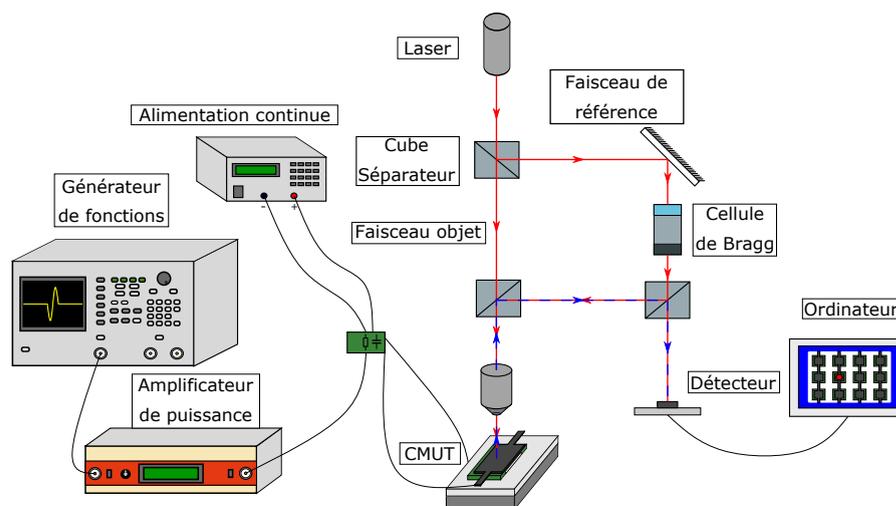


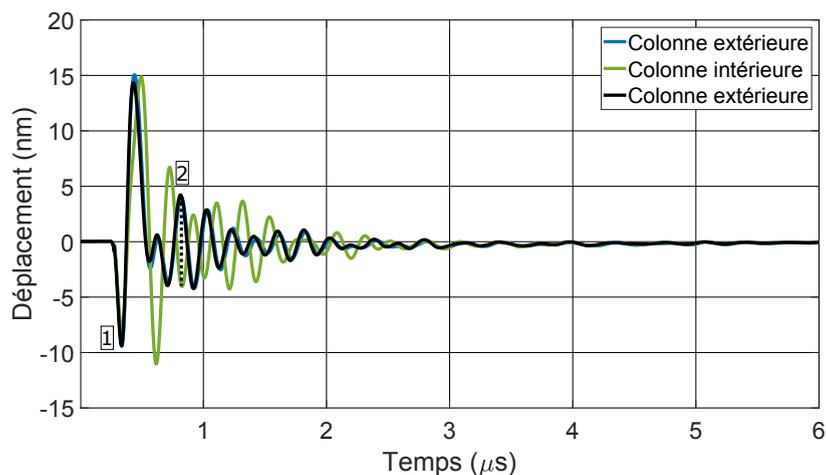
FIGURE 3.8 – Banc de vibrométrie laser

La source est un laser de type cristallin possédant une longueur d'onde de 532 nm. Afin d'utiliser l'effet Doppler, un cube séparateur permet d'obtenir un faisceau de référence et un faisceau objet. Une variation de la fréquence du laser est effectuée à l'aide d'une cellule de Bragg et permet d'obtenir une fréquence d'utilisation de l'ordre de 600 MHz. Les interférences entre les deux faisceaux sont ensuite captées par une photo-diode qui permet, à l'aide d'outils de traitement de signal, de remonter à la vitesse ou au déplacement avec une résolution pouvant aller jusqu'à 1.5 pm à 2.5 kHz. Une caméra CCD est également présente pour observer le point d'étude sur l'objet. L'excitation et la polarisation sont apportées au dispositif CMUT à travers un circuit de découplage, connecté à une alimentation continue Motech PPS 1007 (0-250V) ainsi qu'un générateur de fonctions Tektronix AFG3102 couplé avec un amplificateur de puissance (Amplifier Research 150A100B). L'utilisation d'un banc motorisé dans les trois axes (x-y-z) permet d'effectuer plusieurs types de cartographies et de caractériser ainsi complètement une membrane, une ligne, une colonne ou un élément CMUT.

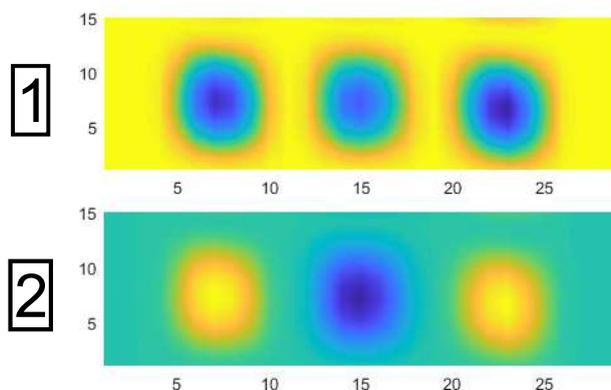
Afin d'illustrer l'utilisation de ce banc de caractérisation, un exemple de mesure et d'interprétation est montré sur la figure 3.9. À partir d'un élément CMUT constitué de 3 colonnes, un scan x-y a été effectué sur une ligne. Un signal d'excitation de type "pulse" est utilisé et le déplacement au centre des trois membranes est étudié ici. Le temps [1] correspond au moment où la tension d'excitation est appliquée : les trois membranes se déplacent en phase. Au temps [2], le déplacement n'est plus imposé par l'excitation et revient

3.4. MESURE DE PRESSION PAR HYDROPHONE

progressivement à son état d'équilibre. Le couplage inter-colonnes acoustique provoque un déplacement des colonnes extérieures en opposition de phase avec la colonne intérieure.



(a) Mesure de déplacement du centre des membranes



(b) Scan x-y pour deux différents temps illustrant le comportement des colonnes extérieures vis à vis de la colonne intérieure

FIGURE 3.9 – Exemple de scan x-y effectué à l'aide du vibromètre laser pour un élément CMUT constitué de 3 colonnes

3.4 Mesure de pression par hydrophone

Pour compléter la caractérisation d'un élément CMUT, une mesure de la pression émise ou reçue est effectuée. Pour accomplir cela, un hydrophone HGL-0085 de Onda Corporation est utilisé, couplé avec son préamplificateur AH-1100, et connecté à un oscilloscope numérique comme présenté dans la figure 3.10.

Les éléments CMUTs sont excités de manière conventionnelle à travers un générateur de fonctions Tektronix AFG3102 dont le signal alternatif est amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance Amplifier Research 150A100B et d'une alimentation continue Motech

3.4. MESURE DE PRESSION PAR HYDROPHONE

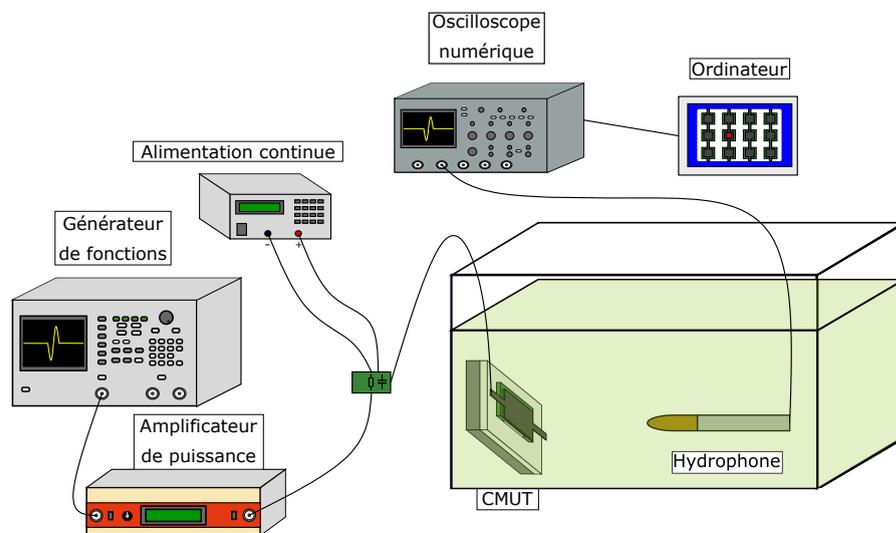
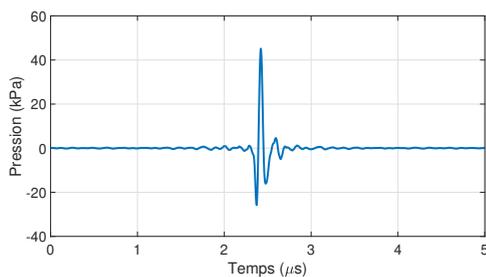
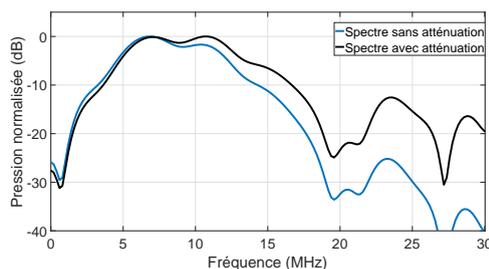


FIGURE 3.10 – Banc de mesure de pression par hydrophone

PPS 1007 qui sont connectés au CMUT via un circuit de découplage. Deux types de milieux de propagation sont envisageables : soit la sonde CMUT possède une couche de passivation et la pression est déterminée dans l'eau, soit le CMUT est "à nu" et le fluide se doit d'être non conducteur (traditionnellement de l'huile végétale). Effectivement, bien que les propriétés acoustiques diffèrent entre l'huile et l'eau, celui-ci est couramment utilisé pour cette application [53].



(a) Mesure temporelle convertie en kPa



(b) Spectre correspondant à la mesure avec et sans la prise en compte de l'atténuation du milieu de propagation

FIGURE 3.11 – Exemple de mesure de pression effectuée à l'hydrophone avec une excitation de 15 MHz et une distance de propagation de 5 mm

Par exemple, en utilisant une puce CMUT "nue" située à une distance de 5 mm de l'hydrophone et une excitation de 15 MHz, on peut récupérer la pression dans le domaine temporel (figure 3.11a) qui peut être convertie en kPa. Le spectre de cette mesure (figure 3.11b) permet ensuite d'obtenir le futur comportement de l'élément CMUT en considérant l'atténuation du milieu et différentes caractéristiques de la future sonde comme la bande-passante ou la sensibilité.

Chapitre 4

Études actuelles sur la technologie CMUT

L'utilisation de la technologie ultrasonore comme outil clinique d'imagerie médicale a été portée par plusieurs facteurs : les ultrasons sont une technologie non invasive, portable et de faible coût au regard des techniques telles que l'imagerie par résonance magnétique ou les rayons X. La première commercialisation d'une sonde CMUT appliquée à l'imagerie ultrasonore a été annoncée par la société Hitachi en 2009 (modèle de sonde nommé "Mapie" [3] avec comme principale application, l'échographie mammaire). C'est cependant le seul constructeur de systèmes d'imagerie échographique qui a eu cette démarche [54]. Les autres ont plutôt porté leurs efforts sur des aspects plus amont de Recherche et Développement. Pjilis Research a, par exemple, plutôt choisi de développer cette technologie et de commercialiser le composant CMUT plutôt que de l'associer directement aux gammes d'échographes que la société Philips commercialise par ailleurs [55]. Leurs dispositifs ont la particularité de fonctionner au dessus de la tension de collapse, qui offre de meilleures performances en termes de sensibilité au détriment de non-linéarités. La société Kolo Medical a proposé plusieurs transducteurs dont le dernier en date, le M17-4, propose une bande passante de 4 à 17 MHz avec une tension de polarisation faible de l'ordre de 3 à 10 V [56]. Pour répondre à des problématiques d'imagerie en ultra-résolution, l'entreprise est en train de développer une nouvelle sonde centrée à 50 MHz [57]. Ces sondes peuvent être connectées à tout type de plateforme d'échographie ouverte. Enfin, la société Butterfly Network a récemment marqué les esprits par la commercialisation d'un système "all-in-one" associant sonde CMUT et smartphone pour faire un échographe ultra-portable. Parmi les innovations que portent ce dispositif, le CMUT en fait partie mais aussi la partie post-traitement en temps réel des images qui s'appuie sur des outils d'aide au positionnement de la sonde basés sur l'Intelligence Artificielle [2].

Au delà des aspects "marketings", nous souhaitons dans ce chapitre dresser une liste des avancées les plus récentes sur la technologie CMUT, appliquée principalement aux problématiques médicales. Nous déclinons ce bilan en adressant successivement les rubriques suivantes : l'intégration de l'électronique, l'application de la technologie CMUT à l'imagerie photoacoustique et enfin à la thérapie ultrasonore. Évidemment, la technologie CMUT est présente sur toute la gamme d'imagerie ultrasonore standard mais nous avons

fait le choix de limiter la discussion aux domaines où les évolutions récentes ont été les plus significatives.

4.1 Électronique intégrée

La connexion d'une puce CMUT à un circuit intégré a toujours été un défi technologique. Le nombre d'éléments à connecter en utilisant des câbles "classiques" provoque des capacités parasites réduisant les performances finales du dispositif complet. De nombreuses alternatives sont ainsi mises en place pour intégrer directement le circuit imprimé au CMUT. On peut citer, par exemple, Wygant et al [22] qui ont effectué l'intégration avec une matrice de 16 éléments en utilisant des vias pour pouvoir effectuer le câblage par flip-chip (la connexion se fait par la face arrière du CMUT, voir figure 4.1). Le circuit imprimé étant composé d'un pré-amplificateur transimpédance et d'un générateur de pulsations de 25V, le dispositif final permet d'effectuer de l'imagerie 3D avec une sensibilité et une bande passante améliorée.

L'intérêt de connecter directement l'électronique au CMUT n'est pas seulement de réduire les capacités parasites mais permet également de réduire la taille du dispositif final. Cette méthode d'intégration est donc abondamment utilisée pour des applications médicales avec des cathéters. Georgia Tech [58] propose un dispositif avec un CMUT annulaire constitué de 56 éléments dédiés à la transmission et 48 éléments pour la réception. L'utilisation de la technologie CMUT-on-CMOS (les CMUTs sont directement fabriqués sur un wafer CMOS spécifique) permet de connecter les transmetteurs à un générateur de pulsations et les receveurs à un pré-amplificateur transimpédance. Cette solution permet d'atteindre une miniaturisation efficace avec un diamètre de 1.5 mm et un trou central de 430 μm pour le fil de guidage avec une consommation moyenne de 20 mW.

Parmi les dernières avancées dans le domaine de l'électronique intégrée, on peut citer l'université de Rome [59] qui a effectué une étude comparative entre différentes solutions de pré-amplifications de transducteurs CMUT. Partant d'un dispositif centré à 10 MHz, ils se sont concentrés sur la réponse fréquentielle avec des mesures en pulse-écho et ont analysé le rapport signal sur bruit (RSB) avec dans un premier temps un amplificateur de charge et ensuite avec un amplificateur transimpédance. Leur étude montre que la première configuration (amplificateur de charge) permet d'obtenir un RSB plus performant au détriment de la bande passante qui est coupée dans les hautes fréquences. L'objectif à terme est de prendre en compte le comportement de l'amplificateur dans les étapes de conception d'une sonde CMUT.

Logan et al [60] proposent d'utiliser un ASIC (Application Specific Integrated Circuit) connecté à un CMUT RCA (Row-Column Addressed) par flip-chip pour faire varier l'ouverture du transducteur en ajustant le nombre d'éléments polarisés. L'intérêt de ce contrôle est de pouvoir effectuer des images en champ lointain et en champ proche sans installer de lentille. La principale difficulté rencontrée se pose sur la rapidité du switch utilisé. Effectivement, si plusieurs éléments peuvent ne pas être utilisés pour la transmission, il est nécessaire qu'ils soient polarisés pour maximiser la sensibilité à la réception et ne pas dégrader la résolution de l'image.

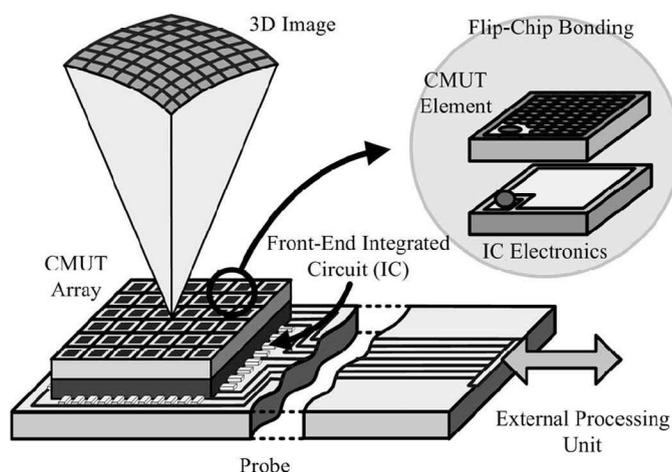


FIGURE 4.1 – Représentation d’une sonde d’imagerie avec une barrette CMUT 2D et l’électronique intégrée [22]

4.2 Photoacoustique

L’imagerie photoacoustique (PAI) possède de nombreuses applications dans le domaine biomédical [61] et commence peu à peu à être utilisée pour des cas cliniques [62]. Combinant les avantages de l’imagerie optique (haute résolution, contraste optique) et ultrasonore (profondeur élevée, informations mécaniques), cette technique est de plus en plus étudiée par la communauté scientifique. Le transducteur ultrasonore ne sert ici que de récepteur et le champ acoustique est créé par effet thermoélastique avec la source optique (typiquement un laser).

L’application de cette technique avec la technologie CMUT est étudiée en ce moment avec par exemple l’analyse comparative effectuée par la société VERMON [63] avec un dispositif PZT. Les deux transducteurs possèdent la même fréquence centrale avec une réponse fréquentielle équivalente. L’étude s’est en partie concentrée sur la directivité des deux sondes en fonction de la fréquence. L’étude se conclut en mettant en exergue le gain apporté par la technologie CMUT en soulignant deux avantages : la flexibilité possible lors de la conception et la facilité d’intégration d’amplificateurs faible bruit.

Dans cette logique, Zhang et al [64] proposent ainsi une application à partir d’un transducteur CMUT transparent conçu avec un substrat en verre (figure 4.2a). Il possède une transmission entre 40 et 60 % pour une longueur d’onde du laser typique pour une application PAI (800-900 nm) avec un CMUT centré à 1.4 MHz immergé et une bande passante de 105 %.

Une alternative est présentée par un partenariat entre la société CANON et l’université de Tokyo [65] (figure 4.2b). Avec un transducteur CMUT centré à 4 MHz, l’étude a été effectuée jusqu’à l’imagerie d’un sein et d’une main. En mesurant la saturation en oxygène des vaisseaux sanguins pour deux longueurs d’ondes (756 et 797 nm), il est possible de différencier sur l’image les artères et les veines. L’application future est prévue pour l’évaluation du cancer du sein.

4.3. THÉRAPIE US

Les différentes équipes de recherche s'intéressent également à coupler l'imagerie photoacoustique avec d'autres méthodes. Dans l'optique de proposer une solution d'imagerie pour de la cardiologie interventionnelle, Wu et al [66] ont eu l'idée d'allier la technique photoacoustique avec l'imagerie ultrasonore classique. L'objectif est d'avoir une source laser dans un cathéter passant à travers un transducteur CMUT transparent constitué de 16 éléments. Un réseau de portes programmables (FPGA) permet de contrôler les deux méthodes.

Oeri et al [67] proposent également un système hybride, cette fois entre la PAI et la tomographie ultrasonore. L'application future est centrée sur l'imagerie du petit animal et des extrémités humaines (typiquement un doigt) en temps réel. L'utilisation de la photoacoustique permet d'obtenir l'image des vaisseaux sanguins tandis que la tomographie renseigne sur la morphologie et les propriétés des tissus. L'analyse est allée jusqu'à une étude clinique qui peut servir à détecter la polyarthrite rhumatoïde (maladie auto-immune inflammatoire).

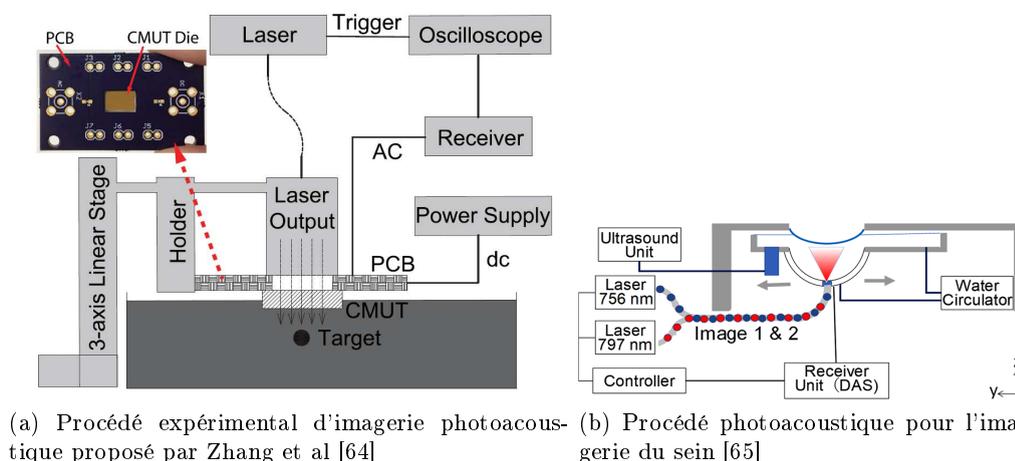


FIGURE 4.2 – Exemples d'études récentes de la technologie CMUT pour des applications photoacoustiques

4.3 Thérapie US

Un autre champ d'application historique de la transduction ultrasonore est la thérapie médicale. Bien que la majorité de la communauté scientifique se concentre sur l'imagerie, quelques laboratoires essayent de combiner ces deux applications.

L'université de Stanford a développé ainsi une matrice CMUT de 32 par 32 éléments centrée à 5 MHz qui comporte une électronique intégrée permettant d'effectuer de l'imagerie et de la thérapie (HIFU : High Intensity Focused Ultrasound) [68]. Pour effectuer les connexions électriques, l'utilisation de la technique dite "flip-chip" (la soudure est effectuée à l'arrière de la puce) a été utilisée. L'utilisation d'un circuit imprimé flexible permet l'intégration de la sonde sous la forme d'un cathéter intravasculaire. Une vérification expérimentale a été réalisée avec comme milieu de propagation de l'huile végétale et une étude

sur le petit animal est en cours.

Dans un autre registre, le laboratoire LabTAU de Lyon propose d'effectuer la thérapie avec un transducteur CMUT sous forme HICU (High Intensity Contact Ultrasound) et de réaliser l'imagerie en temps réel avec un IRM [69]. Une étude complète de caractérisation est détaillée avec trois prototypes différents, chaque prototype corrigeant des difficultés rencontrées avec le précédent (la technique de câblage de type wire bonding par exemple a été mise en défaut, l'élévation de la température lors de l'utilisation de la puce faisant fondre la couche de protection et créant des courts-circuits). Une campagne de mesure a été effectuée sur un fantôme médical et sur des échantillons de dinde et a permis d'obtenir des performances suffisantes pour réaliser une ablation thermique.

Conclusion

Dans cette première partie, la transduction ultrasonore basée sur la technologie CMUT a été présentée sous divers aspects. La topologie "classique" d'une sonde CMUT a été décrite : de la cellule jusqu'à la barrette multi-élément, ainsi que les paramètres géométriques régissant son comportement. Deux principales méthodes de fabrication, le micro-usinage de surface et le wafer bonding, ont été détaillées ainsi que quelques évolutions présentées dans la littérature. Le choix de la technique utilisée ainsi que les matériaux considérés a effectivement un impact significatif sur la réponse électroacoustique de la sonde CMUT.

Une première étude du fonctionnement d'un CMUT a été proposée à l'aide d'un modèle masse-ressort unidimensionnel permettant de mieux appréhender les phénomènes mis en jeu en fonctionnement statique et dynamique, mais aussi d'introduire dès ce premier chapitre des points de fonctionnement importants : tension de collapse, tension de snapback, fréquences de résonances et d'antirésonances. Il ne s'agit là que d'une initiation aux phénomènes mis en jeu car plusieurs éléments tels que l'impact d'un fluide en face avant ou les interactions inter-cellules feront l'objet d'une étude précise dans la suite de ce manuscrit. Pour continuer, quatre outils de caractérisation complémentaires ont été présentés et illustrés. La mesure d'impédance électrique permet de rendre compte des propriétés électromécaniques d'un élément entier, tandis que les mesures de déplacement par vibrométrie laser et DHM permettent d'obtenir les propriétés mécaniques d'une ou de plusieurs cellules. Afin d'exploiter au mieux l'outil DHM, une procédure automatique de traitement des données a été mise en place, notamment pour discriminer aisément le centre de chaque CMUTs. Enfin, nous avons rappelé brièvement les différentes conditions de mesure de la pression rayonnée, par un élément de barrette, que nous avons été amenées à exploiter.

Deuxième partie

Optimisation de la réponse en fréquence d'une barrette CMUT

Introduction

Après une première partie consacrée à la technologie CMUT dans son ensemble, nous abordons ici le premier volet des travaux menés dans le cadre de cette thèse. Il s'agit en l'occurrence d'une mise en application de concepts d'optimisation abordés dans le cadre des travaux de thèse menés par Boulmé [70] d'un point de vue théorique.

La démarche s'appuie sur le modèle de barrette CMUT développé au laboratoire [4, 47] où l'on associe, sur le plan mécanique, la technique des différences finies, à la technique des matrices de frontière, pour la partie acoustique. En termes d'optimisation, il s'agit simplement de démontrer que l'on peut contrôler la réponse électroacoustique d'un élément de barrette pour répondre soit à une spécification en termes de bande passante, soit à une spécification en termes de sensibilité. Cette problématique est à replacer, naturellement, dans son contexte industriel où la conception d'une sonde de technologie piézoélectrique doit répondre à ce type de spécification.

Cette seconde partie est décomposée en plusieurs chapitres. Les trois premiers décrivent le modèle de barrette CMUT couplée à un fluide développé par Boulmé [4] sur lequel l'étude d'optimisation s'est appuyée. Nous avons à ce titre repris le même formalisme pour des raisons de clarté et de simplicité. Le chapitre 8 décrit la démarche d'optimisation utilisée en s'appuyant sur un cas concret, une configuration de sonde linéaire centrée à 10 MHz. Pour mener à bien cette optimisation, il faudra au préalable appréhender le concept de décomposition modale du champ de pression [70, 4], qui s'appuie sur la décomposition en mode propres de la matrice de couplage CMUT / fluide. Comparativement aux travaux précédents [4], l'exploitation menée ici est plus pragmatique car elle s'appuie ici sur un cas concret de conception de sonde ultrasonore définie par un cahier des charges. Enfin, le dernier chapitre est une confrontation théorie / expérience où nous mènerons une analyse assez exhaustive visant à comparer les performances de prototypes expérimentaux aux prédictions théoriques.

Chapitre 5

Modèle mécanique par différences finies d'un CMUT chargé par un fluide

Il s'agit ici de présenter ici, de façon synthétique [4], les équations comportementales, sous forme discrètes, d'une cellule CMUT couplée à un milieu fluide. L'objectif est d'aller jusqu'à la construction du schéma électroacoustique équivalent d'un CMUT isolé rayonnant dans l'eau. Nous présentons par ailleurs, à titre d'exemple, un cas de simulation. Je rappelle qu'il s'agit ici d'une synthèse des outils de modélisation développés dans le cadre des travaux de thèse de Boulmé [4].

5.1 Équation comportementale d'une cellule CMUT

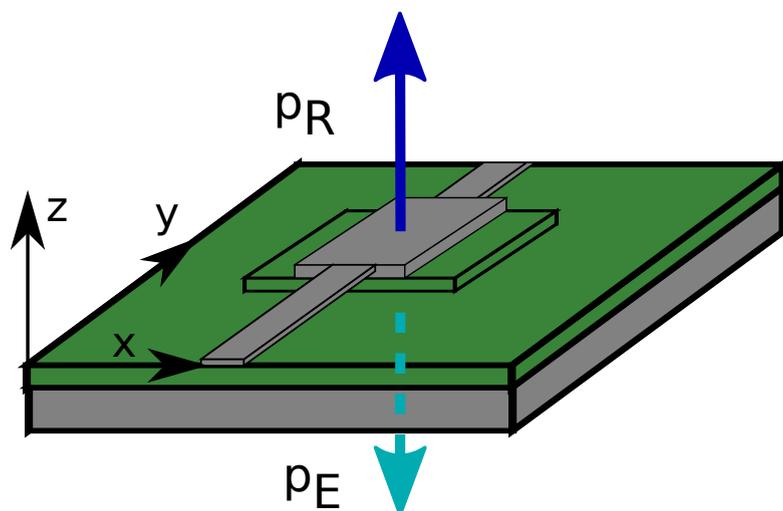


FIGURE 5.1 – Comportement d'une cellule CMUT

5.1. ÉQUATION COMPORTEMENTALE D'UNE CELLULE CMUT

Une cellule CMUT en fonctionnement est sujette à deux types de pressions : p_R la pression rayonnée décrivant l'influence du milieu de propagation sur la membrane et p_E la pression électrostatique dépendant de la tension de polarisation. Le comportement de la partie mobile est décrit en utilisant la théorie des plaques minces de Timoshenko [71] avec une spécificité, il s'agit ici d'une plaque bicouche structurée. Dans l'optique de résoudre l'équation comportementale par différences finies, une discrétisation de la membrane est nécessaire. Celle-ci a été menée dans le cadre de plusieurs travaux effectués au sein du laboratoire [47, 72, 73]. L'échantillonnage spatial de la membrane est réalisé de manière régulière le long des axes x et y avec des pas δ_x et δ_y . La surface correspondant à cette discrétisation sera nommée dans la suite de la discussion comme $dS = \delta_x \delta_y$. Les coordonnées des points i et j sont sous la forme $i(x_i, y_i)$ et $j(x_j, y_j)$.

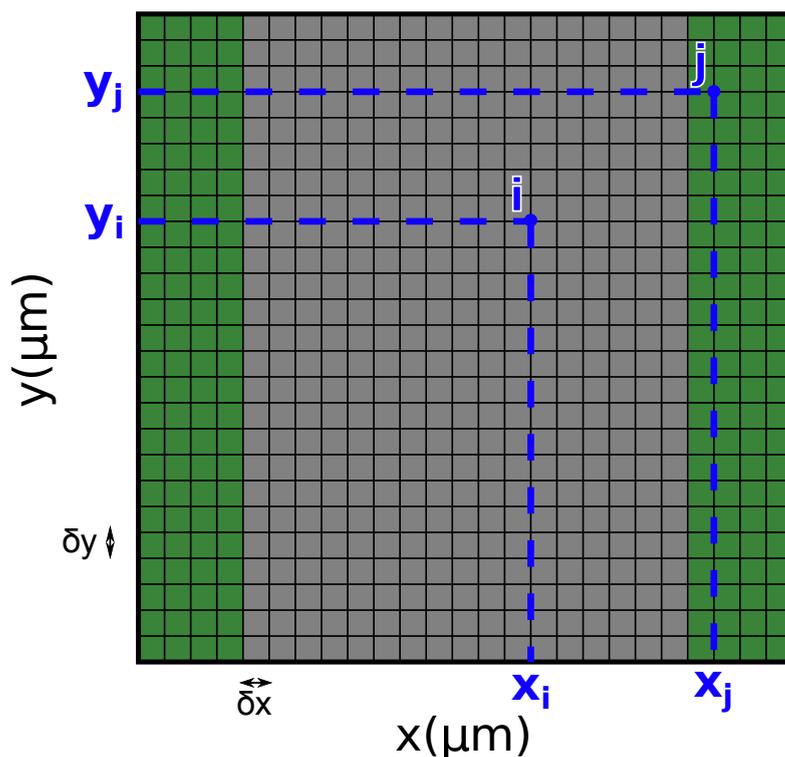


FIGURE 5.2 – Maillage type pour une membrane carrée de l'ordre du μm

Sur la base de cette discrétisation, la relation fondamentale de la dynamique, appliquée à la plaque (considérée comme clampée sur son pourtour) et exprimée en régime harmonique s'écrit :

$$-\omega^2[M][U] = -[K_M][U] + j\omega[K_{PERTE}][U] + [p_E] + [p_R] \quad (5.1)$$

où

- $[U]$ est le vecteur des composantes du déplacement en chaque nœud du maillage
- $[M]$ est la matrice des masses associées à chaque nœud
- $[K_M]$ est la matrice des raideurs

— $[K_{PERTE}]$ est la matrice d'amortissement

La matrice de raideur $[K_M]$ est obtenue à partir des moments en flexion de la plaque dans le plan xy , sa construction étant détaillée par Meynier et al [73]. Il est important de préciser que les conditions limites de la membrane sont intégrées dans cette matrice $[K_M]$. En ce qui concerne la matrice des pertes $[K_{PERTE}]$, elle concerne les pertes visqueuses induites, supposées isotropes, dans le matériau [74] et peut être exprimée en fonction de la matrice des raideurs à travers un coefficient β :

$$[K_{PERTE}] = \beta[K_M] \quad (5.2)$$

β peut être également exprimé de la manière suivante :

$$\beta = \frac{1}{2\pi f_0 Q} \quad (5.3)$$

où

— $[f_0]$ est la fréquence de résonance du CMUT dans l'air

— $[Q]$ est le facteur de qualité

En pratique, les paramètres Q et f_0 ne sont accessibles qu'à partir d'une caractérisation (impédance électrique) d'un élément CMUT et ne sont donc pas pris en compte lors de l'étape de conception, bien que servant après pour ajuster les paramètres d'entrée une fois le CMUT fabriqué.

La nouvelle équation comportementale est donc de la forme :

$$-\omega^2[M][U] = [K_M][U](j\omega\beta - 1) + [p_E] + [p_R] \quad (5.4)$$

5.1.1 Détermination de la pression électrostatique

La pression électrostatique p_E est déterminée en considérant que la membrane possède des dimensions latérales très supérieures à la hauteur de la cavité, permettant de négliger les effets de bord électrostatiques. Cette hypothèse permet d'assimiler chaque nœud du maillage à un "simple" condensateur plan. En reprenant l'expression de la force électrostatique d'un condensateur simple (équation 2.6), on obtient pour le champ de pression électrostatique [4] :

$$p_E(U_i, V) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 V^2}{(h_{eq} - U_i)^2} \quad (5.5)$$

où

— U_i est la déformée de la membrane au nœud i

— V est la tension appliquée à la membrane CMUT

5.1. ÉQUATION COMPORTEMENTALE D'UNE CELLULE CMUT

La tension globale V peut être divisée en deux termes, l'un statique lié à la tension de polarisation (V_{DC}) et l'autre dynamique lié à la tension d'excitation (v). De la même façon, le déplacement U_i est également décomposé en une position d'équilibre statique ($U_{i,0}$ dépendant de V_{DC}) et un déplacement dynamique noté u_i .

$$\begin{cases} V &= V_{DC} + v \\ U_i &= U_{i,0} + u_i \end{cases} \quad (5.6)$$

Cette décomposition permet d'obtenir la pression sous la forme :

$$p_E(U_i, V) = p_E(U_{i,0}, V_{DC}) + p_E(u_i, v) \quad (5.7)$$

Afin de déterminer l'expression de la pression électrostatique dépendant de la tension d'excitation, un développement de Taylor d'ordre 1 est effectué autour de la position d'équilibre statique $U_{i,0}$. Cette opération est réalisable car la tension d'excitation v est supposée très inférieure à la tension de polarisation V_{DC} .

$$p_E(U_i, V) = p_E(U_{i,0}, V_{DC}) + \left. \frac{\partial p_E(U_i, V)}{\partial U_i} \right|_{U_{i,0}, V_{DC}} u + \left. \frac{\partial p_E(U_i, V)}{\partial V} \right|_{U_{i,0}, V_{DC}} v \quad (5.8)$$

$$p_E(U_i, V) = p_E(U_{i,0}, V_{DC}) + \frac{\epsilon_0 V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_{i,0})^3} u + \frac{\epsilon_0 V_{DC}}{(h_{eq} - u_{i,0})^2} v \quad (5.9)$$

$$p_E(u_i, v) = \frac{\epsilon_0 V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_{i,0})^3} u + \frac{\epsilon_0 V_{DC}}{(h_{eq} - u_{i,0})^2} v \quad (5.10)$$

Deux termes peuvent être identifiés à partir de cette équation : l'un dépendant du déplacement dynamique et l'autre de la tension d'excitation. On peut reconnaître que ce dernier n'est rien d'autre que le coefficient de transformation électroacoustique (voir section 2.3) multiplié par la tension d'excitation. Ce produit correspond à la pression d'entraînement dynamique ici notée p_{DYN} . Le premier terme quant à lui est considéré comme une raideur mécanique directement dépendante de la tension de polarisation, ici noté K_{SOFT} . Il est important de souligner que, dans le cas d'un taux de métallisation du CMUT inférieur à 100%, la pression électrostatique dynamique n'est présente que sur la partie de la membrane recouverte de l'électrode supérieure.

$$[p_E] = [K_{SOFT}][U] + [p_{DYN}] \quad (5.11)$$

Les matrices de raideur $[K_M]$ et de softening $[K_{SOFT}]$ peuvent être rassemblées en une matrice $[K_P]$ rendant compte de l'opposition comme présenté dans la section 2.1.

$$[K_P] = [K_M] - [K_{SOFT}] \quad (5.12)$$

Si on remplace donc le terme de pression électrostatique dans l'équation comportementale, on obtient :

$$-\omega^2 [M][U] = j\omega\beta [K_M][U] - [K_P][U] + [p_{DYN}] + [p_R] \quad (5.13)$$

5.1.2 Détermination de la pression rayonnée

Si on s'intéresse désormais à la pression rayonnée on remarque qu'elle peut être reliée au champ de déplacement $[U]$ en utilisant une matrice aux conditions de frontières (BEM Boundary Element Matrix) ici nommée $[K_{BEM}]$:

$$[p_R] = j\omega[K_{BEM}][U] \quad (5.14)$$

La matrice $[K_{BEM}]$ est représentative du milieu de propagation en face avant et peut être décomposée en deux parties : les termes diagonaux et non-diagonaux. Les termes diagonaux vont correspondre à la pression d'un élément de la surface sur lui-même. Ceux-ci peuvent être déterminés en calculant l'impédance de rayonnement d'un petit piston dont son rayon doit être défini de manière à être en adéquation avec le maillage de la cellule : $r_{eq} = \sqrt{\frac{dS}{\pi}}$ [47].

$$K_{BEM,ii} = \rho_0 c_0 \left(\frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{c_0} r_{eq} \right)^2 + j \frac{8}{3\pi} \left(\frac{\omega}{c_0} r_{eq} \right) \right) \quad (5.15)$$

Les termes non-diagonaux indiquent la pression exercée au point j par le déplacement d'un point source placé au point i et peuvent être obtenus à partir de la fonction de Green d'un milieu liquide semi-infini pour des conditions de baffle rigide [47] :

$$K_{BEM,ij} = G(r_i - r_j, \omega) = \frac{j\pi\rho_0\omega}{2} \frac{e^{-j\frac{\omega}{c_0}(|r_i-r_j|)}}{(|r_i - r_j|)} dS \quad (5.16)$$

Les termes ρ_0 , c_0 , r_i et r_j sont respectivement la masse volumique du fluide, la vitesse de propagation dans le fluide, et les vecteurs positions des nœuds i et j . Si on remplace le terme de pression rayonnée dans l'équation comportementale, on obtient :

$$-\omega^2[M][U] = j\omega\beta[K_M][U] - [K_P][U] + [p_{DYN}] + j\omega[K_{BEM}][U] \quad (5.17)$$

On remarque que désormais, on peut isoler le déplacement $[U]$ en fonction de la pression dynamique $[p_{DYN}]$:

$$[p_{DYN}] = [U] \left(-\omega^2[M] - j\omega[K_{PERTE}] + [K_P] - j\omega[K_{BEM}] \right) \quad (5.18)$$

On peut donc obtenir le déplacement dynamique de la membrane en fonction de tous les paramètres régissant son comportement :

$$[U] = \frac{p_{DYN}}{-\omega^2[M] - j\omega\beta[K_M] + [K_P] - j\omega[K_{BEM}]} \quad (5.19)$$

5.2 Puissance acoustique de rayonnement et puissance mécanique d'une cellule CMUT

Pour une meilleure description du couplage fluide / CMUT, il est intéressant d'établir un schéma électroacoustique équivalent. Celui-ci est effectué en respectant la définition de Foldy [75], assurant la conservation des puissances moyennes mises en jeu et de la vitesse particulaire moyenne de la membrane.

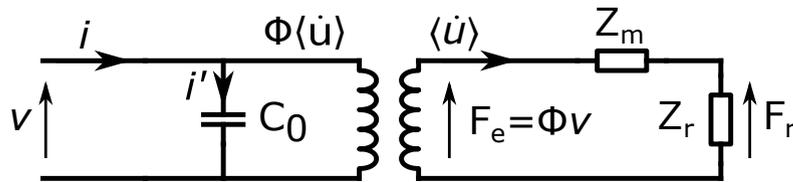


FIGURE 5.3 – Schéma électroacoustique équivalent d'une cellule CMUT couplée à un fluide

Au niveau du schéma électroacoustique équivalent, la partie électrique est composée de :

- v la tension d'excitation appliquée à la cellule
- i le courant appliqué à la cellule
- C_0 la capacité de la cellule

Pour la partie acoustique, nous avons :

- $\langle \dot{u} \rangle$ la vitesse moyenne de la membrane
- Z_m l'impédance acoustique propre à la membrane
- Z_r l'impédance de rayonnement du CMUT
- F_e la force électrostatique
- F_r la force rayonnée

La liaison entre la partie électrique et acoustique est assurée par un coefficient de transformation électroacoustique Φ . En s'appuyant sur la définition de Foldy [75], les deux impédances et le coefficient de transformation peuvent s'écrire sous la forme :

$$Z_r = \frac{2P_R}{|\langle \dot{U} \rangle|^2} \quad (5.20)$$

$$Z_m = \frac{2P_M}{|\langle \dot{U} \rangle|^2} \quad (5.21)$$

$$\Phi = \frac{2(P_M + P_R)}{\langle \dot{U}^* \rangle v} \quad (5.22)$$

où

- $[P_R]$ est la puissance acoustique rayonnée
- $[P_M]$ est la puissance acoustique emmagasinée dans la membrane

Ces deux puissances peuvent s'exprimer de la manière suivante :

5.2. PUISSANCE ACOUSTIQUE DE RAYONNEMENT ET PUISSANCE MÉCANIQUE D'UNE CELLULE CMUT

$$P_R = \frac{1}{2}[U][j\omega K_{BEM}][\dot{U}]^* \quad (5.23)$$

$$P_M = \frac{1}{2}[U]\left[-[\omega^2[M] - [K_P] + j\omega\beta[K_M]]\right][\dot{U}]^* \quad (5.24)$$

Pour prendre en compte la discrétisation de la membrane, une intégrale selon la surface dS doit être effectuée :

$$P_{RT} = \int_{2D} P_R dS \quad (5.25)$$

$$P_{MT} = \int_{2D} P_M dS \quad (5.26)$$

À partir du schéma électroacoustique équivalent (figure 5.3), il est également possible d'obtenir l'expression du courant i et de la vitesse moyenne $\langle \dot{u} \rangle$:

$$i = i' + \Phi \langle \dot{u} \rangle \quad (5.27)$$

$$i' = j\omega C_0 v \quad (5.28)$$

$$\langle \dot{u} \rangle = \frac{\Phi v}{Z_m + Z_r} \quad (5.29)$$

Avec ces équations, on peut déterminer l'admittance d'une cellule CMUT seule Y_{CEL} :

$$Y_{CEL} = \frac{i}{v} = j\omega C_0 + \frac{\Phi^2}{Z_m + Z_r} \quad (5.30)$$

À titre d'exemple, nous avons mené la simulation d'une cellule CMUT fonctionnant dans l'huile ($c_0 = 1445 \text{ m/s}$ et $\rho = 920 \text{ kg/m}^3$). La tension de polarisation était fixée à 80% de la tension de collapse.

La courbe de réponse en fréquence de la vitesse particulaire moyenne est tracée sur la figure 5.4. On identifie sur cette courbe de réponse en fréquence deux points de fonctionnement essentiels. Le premier, situé à 4 MHz, constitue la résonance de la cellule chargée par un fluide et la fréquence associée est nommée la fréquence centrale. Le second à 21.7 MHz correspond à un mode où la vitesse moyenne est nulle, décrivant la fréquence de coupure haute du dispositif.

Les performances acoustiques d'un transducteur CMUT sont traditionnellement observées en mesurant le champ de pression acoustique rayonné et en déterminant sa signature spectrale. Il est donc essentiel, lors de l'étape de conception d'une sonde CMUT, de prédire le champ de pression émis. Ce dernier peut être calculé en utilisant la formulation en intégrale de Rayleigh qui relie, pour une condition de source en vitesse, la pression émise au champ de vitesse particulaire initial :

5.2. PUISSANCE ACOUSTIQUE DE RAYONNEMENT ET PUISSANCE MÉCANIQUE D'UNE CELLULE CMUT

TABLE 5.1 – Paramètres de la cellule simulée

Électrode	Surface S_e	$40 \times 40 \mu m^2$
	Épaisseur h_e	$500 nm$
	Masse volumique ρ_e	$2700 kg/m^3$
	Module de Young E_e	$68 GPa$
	Coefficient de Poisson ν_e	0.335
Membrane	Surface S_m	$40 \times 40 \mu m^2$
	Épaisseur h_m	$1000 nm$
	Masse volumique ρ_m	$2330 kg/m^3$
	Module de Young E_m	$128 GPa$
	Coefficient de Poisson ν_m	0.22
	Permittivité diélectrique relative ϵ_m	11
Cavité	Hauteur h_{gap}	$150 nm$

$$p_{ray}(r, \omega) = \frac{ik_0 \rho c_0 e^{i\omega t}}{2\pi} \int \int_{S_0} v(r_0, \omega) \frac{e^{ik_0|r-r_0|}}{|r-r_0|} dS_0 \quad (5.31)$$

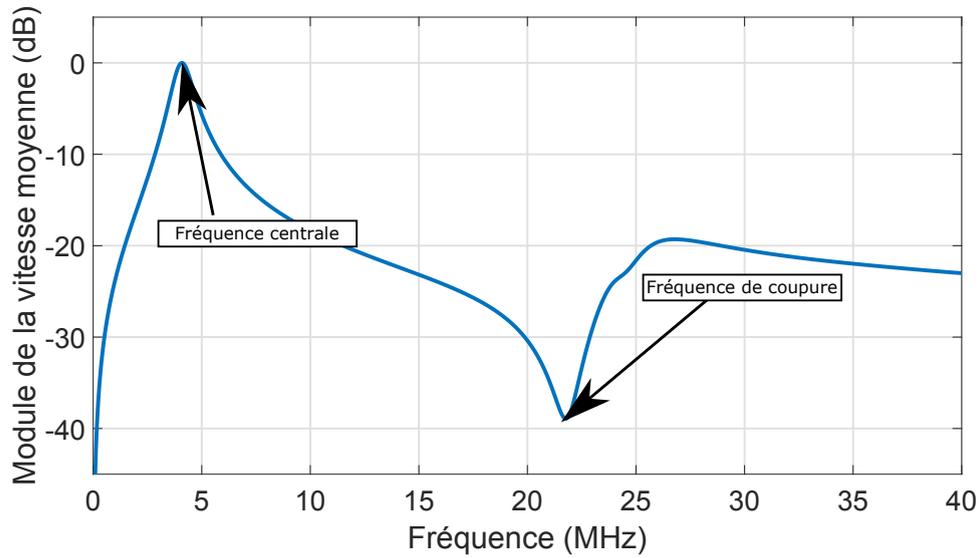
avec

- r la position du point cible de calcul de la pression
- r_0 la position du point source
- S_0 l'ensemble des surfaces sources
- k_0 le vecteur d'onde déterminé selon : $k_0 = \frac{\omega}{c_0}$
- v le champ de vitesse particulaire source

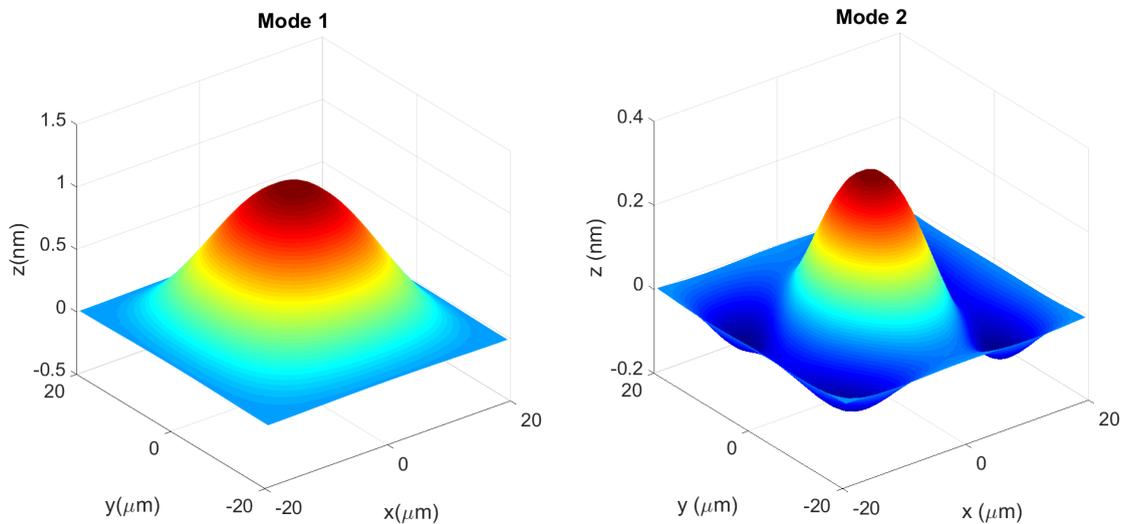
Il est intéressant de vérifier ici que le modèle piston du CMUT permet d'approcher correctement le champ de pression émis en prenant comme condition de source uniquement $\langle \dot{u} \rangle$. Il existe toutefois une autre proposition de schéma équivalent qui consiste à utiliser la vitesse efficace \dot{u}_{eff} [76]. Nous avons comparé la pression émise par un piston parfait pour ces deux conditions de source, à celle calculée de façon exacte à partir du champ de déplacement $[U]$ (figure 5.5).

On voit clairement qu'autour de la fréquence de résonance, le modèle exact est très bien approché par le modèle piston, quelle que soit la condition de source considérée \dot{u}_{eff} ou $\langle \dot{u} \rangle$. Par contre, la source \dot{u}_{eff} est clairement mise en défaut pour la détermination des fréquences haute du spectre rayonnée, la fréquence de coupure étant absente. Ainsi, seul le modèle avec $\langle \dot{u} \rangle$ sera conservé par la suite.

5.2. PUISSANCE ACOUSTIQUE DE RAYONNEMENT ET PUISSANCE MÉCANIQUE D'UNE CELLULE CMUT



(a) Réponse en fréquence de la vitesse moyenne de la membrane



(b) Déplacement de la membrane pour la fréquence de résonance

(c) Déplacement de la membrane pour la fréquence de coupure

FIGURE 5.4 – (a) Réponse en fréquence d'une cellule chargée par un fluide (b) Déformée de la cellule à la fréquence de résonance (c) Déformée de la cellule à la fréquence de coupure

5.2. PUISSANCE ACOUSTIQUE DE RAYONNEMENT ET PUISSANCE MÉCANIQUE D'UNE CELLULE CMUT

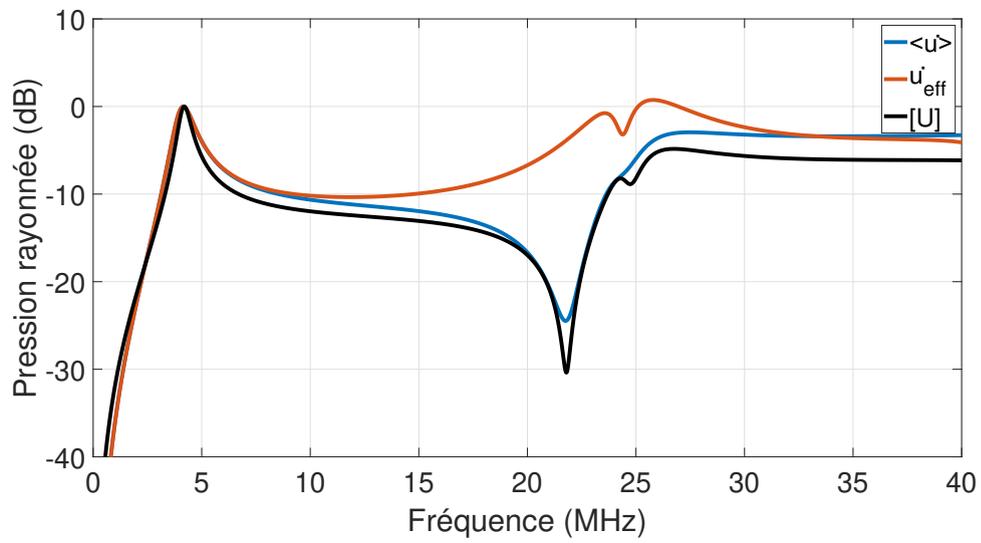


FIGURE 5.5 – Pression rayonnée avec plusieurs conditions de sources en vitesse $\langle \dot{u} \rangle$, \dot{u}_{eff} et $[U]$ pour une distance de 1 mm

Chapitre 6

Modèle de couplage CMUT / fluide en périodicité 1D

Ayant explicité toutes les équations et paramètres régissant le comportement d'une cellule seule avec un fluide, il est désormais nécessaire de s'intéresser au cas d'une colonne entière composée de plusieurs cellules suivant ainsi le même fil conducteur que les travaux menés par Boulmé [4]. La géométrie de ce nouveau problème étant présentée figure 6.1, la modélisation d'une colonne CMUT s'apparente à un réseau périodique 1D. L'intérêt de cette approche permet de ne définir qu'un seul degré de liberté par colonne. L'objectif de cette partie est de définir un autre schéma électro-mécanique équivalent, en utilisant la même démarche que dans le cas d'une cellule seule, mais pour une cellule CMUT en condition de périodicité 1D.

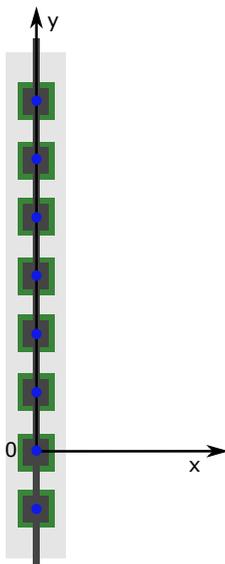


FIGURE 6.1 – Schéma d'une colonne de cellules CMUTs représentatif d'un réseau périodique 1D

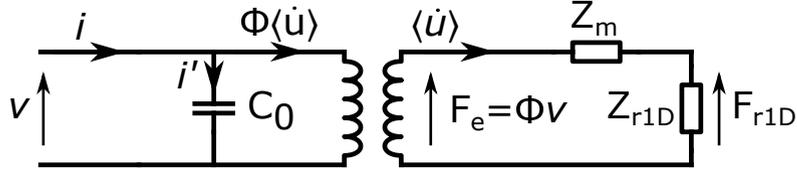


FIGURE 6.2 – Schéma électroacoustique équivalent d'un CMUT couplé à un milieu fluide, en condition de périodicité 1D

Le schéma électroacoustique régissant le comportement d'une cellule CMUT dans une colonne (réseau 1D) est toujours établi selon la définition de Foldy [75] (figure 6.2). La structure de celui-ci est semblable au schéma électroacoustique équivalent pour l'interaction d'une cellule CMUT avec un milieu fluide (figure 5.3) avec deux différences notables : les définitions de l'impédance de rayonnement Z_{r1D} et de la force de rayonnement associée F_{r1D} y sont modifiées de façon à prendre en compte à la fois le couplage de la cellule sur elle-même, et également le couplage de l'ensemble des cellules du réseau 1D périodique. Toujours en respectant la description de Foldy [75], on va définir cette nouvelle impédance de rayonnement sous la forme :

$$Z_{r1D} = \frac{2P_{R1D}}{|\langle \dot{U} \rangle|^2} \quad (6.1)$$

avec P_{R1D} la puissance acoustique rayonnée par le CMUT. De la même manière que la puissance acoustique rayonnée d'une cellule seule, P_{R1D} peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{R1D} = \frac{1}{2}[U][j\omega K_{BEM,1D}][\dot{U}]^* \quad (6.2)$$

La matrice $[K_{BEM,1D}]$ correspond à la nouvelle matrice de frontières $[K_{BEM}]$ adaptée pour une condition de périodicité 1D. Sa détermination est équivalente au cas de la cellule seule (équations 5.15 et 5.16) à ceci près que la fonction de Green se doit d'être modifiée. Effectivement, la présence de points sources selon l'axe y , toujours en conditions de baffle rigide, s'écrit à travers une autre fonction de Green $G_{1D}(x, y, \omega)$:

$$G_{1D}(x, y, \omega) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} G(x, y, \omega) \otimes \delta(y - nd_y) \quad (6.3)$$

où :

- $G(x, y, \omega)$ est la fonction de Green pour un milieu fluide semi-infini
- $\delta(y)$ la fonction de dirac
- d_y la périodicité entre deux points sources
- \otimes le symbole du produit de convolution

Sa détermination est fournie par Boulmé [4] et nous permet d'exprimer directement la fonction de Green périodique 1D dans l'espace des vecteurs d'ondes sous la forme :

$$G_{1D}(x, y, \omega) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} \frac{\rho_0 \omega}{2} H_0^{(1)} \left(x \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{2n\pi}{d_y} \right)^2} \right) e^{j \frac{2n\pi}{d_y} y} \quad (6.4)$$

avec $H_0^{(1)}$ la fonction d'Hankel de première espèce d'ordre 0.

Il a également été démontré [4] qu'une colonne CMUT se comporte comme une ligne source infinie tant que l'on atteint pas la première résonance de la cellule de Bragg ($\frac{c_0}{d_y}$). En prenant en compte le changement de la fonction de Green, il est possible de comparer les vitesses moyennes entre le cas de la cellule seule (figure 5.4a) et le cas d'un réseau périodique 1D avec un pas d_y valant $43 \mu m$ (figure 6.3). Deux points intéressants sont à noter : la fréquence centrale s'est abaissée de 4 MHz à 3.7 MHz due à un effet de masse plus important du fluide. Ce même couplage entraîne également une diminution de l'amplitude de la vitesse moyenne de l'ordre de 5dB.

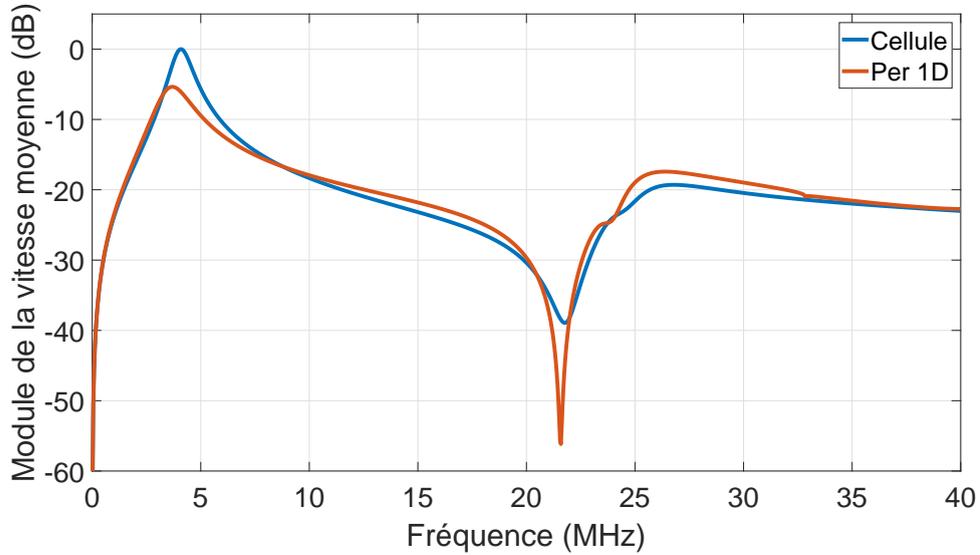


FIGURE 6.3 – Réponse en fréquence de la vitesse moyenne d'une cellule et dans un réseau périodique 1D chargé par un fluide

La représentation sous forme périodique 1D induit également de définir l'admittance équivalente de la colonne. Effectivement, du calcul de la réponse d'une cellule en périodicité 1D (équation 5.30), il est possible d'estimer la réponse d'une colonne de hauteur finie comportant N_{CEL} CMUTs. Il suffit de sommer par le nombre de cellules la contribution de la partie admittance. :

$$Y_{COL} = N_{CEL} Y_{CEL} \quad (6.5)$$

$$Y_{COL} = N_{CEL} \left(j\omega C_0 + \frac{\Phi^2}{Z_m + Z_{r1D}} \right) \quad (6.6)$$

Cela suppose naturellement que le facteur de forme de la colonne autorise que l'on néglige les effets de bord : les CMUTs en limite de colonne sont supposés identiques à ceux du centre. En pratique, cette hypothèse est souvent vérifiée.

Chapitre 7

Modèle de couplage avec un fluide d'un élément de barrette CMUT

7.1 Modélisation d'un élément CMUT

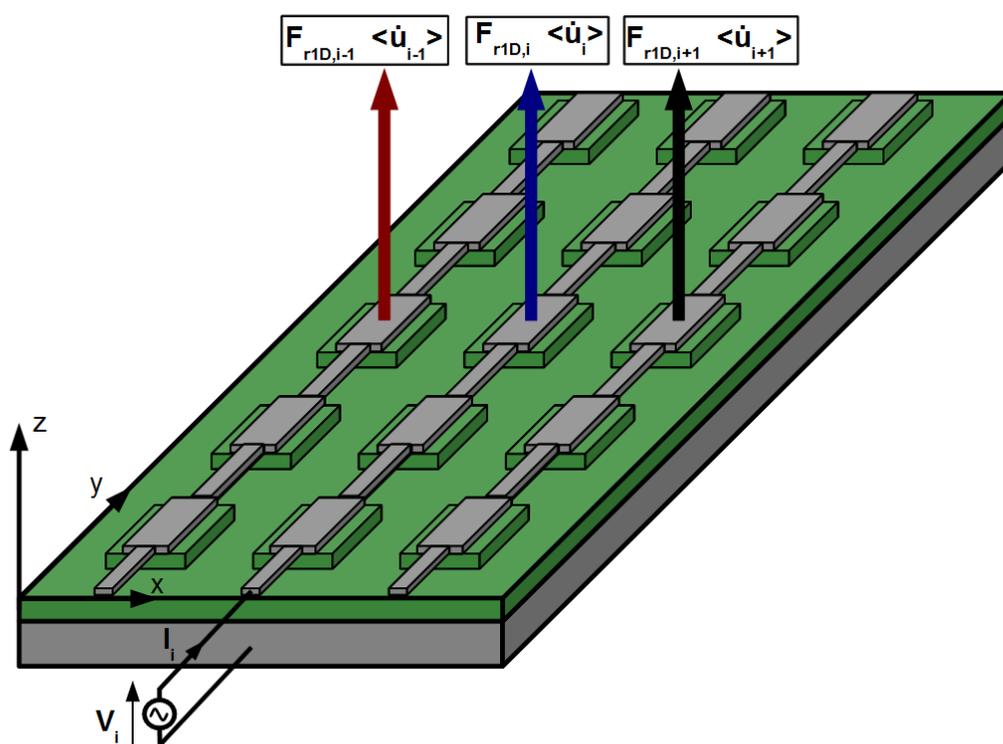


FIGURE 7.1 – Schéma d'un élément constitué de 3 colonnes de cellules CMUT en condition de périodicité 1D

En réutilisant les conditions de périodicité 1D, il est possible de représenter le com-

portement d'un élément de barrettes en fonction de 4 grandeurs physiques $[I]$, $[V]$, $[F_r]$ et $[< \dot{u} >]$ (figure 7.1). En s'appuyant sur un formalisme matriciel similaire à celui décrit dans la référence [77] pour la modélisation de simples cellules couplées entre elles, il est possible d'obtenir ces grandeurs sous la forme suivante :

$$[I] = [K_{ee}][V] + [K_{em}][< \dot{u} >] \quad (7.1a)$$

$$[F_r] = [K_{me}][V] - [K_{mm}][< \dot{u} >] \quad (7.1b)$$

$$[F_r] = [G][< \dot{u} >] \quad (7.1c)$$

avec

- $[I]$ le vecteur regroupant l'intensité électrique entrant sur les colonnes, $[V]$ le vecteur des tensions appliquées à celles-ci, $[F_r]$ le vecteur de la force rayonnée par les cellules de chaque colonne et $[< \dot{u} >]$ le vecteur des vitesses particulières moyennes,
- $[K_{ee}]$, $[K_{em}]$, $[K_{me}]$ et $[K_{mm}]$ les matrices permettant de relier les grandeurs électriques entre elles (K_{ee}), les grandeurs électriques et acoustiques (K_{em} et K_{me}) et les grandeurs acoustiques (K_{mm}),
- $[G]$ la matrice de rayonnement définissant le couplage des colonnes par le milieu de propagation avant.

Tout en conservant les hypothèses précédentes (même géométrie et même dimensions des membranes qui sont associées à des pistons), nous négligeons également les couplages autres que ceux exercés par le fluide, en particulier ceux issus du substrat. Les matrices reliant les grandeurs les unes avec les autres sont donc purement diagonales :

$$[K_{ee}] = \begin{bmatrix} jC_0\omega & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & jC_0\omega \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

$$[K_{em}] = [K_{me}] = \begin{bmatrix} \Phi & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \Phi \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

$$[K_{mm}] = \begin{bmatrix} Z_m & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & Z_m \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

La matrice de rayonnement $[G]$ peut être décomposée en deux parties reflétant le couplage entre les colonnes avec le milieu avant. Les termes diagonaux correspondent à l'impédance de rayonnement Z_{r1D} d'une cellule dans un réseau périodique 1D, et les termes non-diagonaux sont les impédances de rayonnement mutuelles entre chaque colonnes $Z_{mut1D,ij}$.

$$[G] = \begin{bmatrix} Z_{r1D} & Z_{mut1D,12} & \cdots & Z_{mut1D,1N} \\ Z_{mut1D,21} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & Z_{mut1D,(N-1)N} \\ Z_{mut1D,N1} & \cdots & Z_{mut1D,N(N-1)} & Z_{r1D} \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

À partir des équations 7.1, il est possible d'obtenir la vitesse moyenne des cellules composant l'élément suivant :

$$[\langle \dot{u} \rangle] = [Y][F_e] \quad (7.6)$$

avec la matrice admittance $[Y]$

$$[Y] = [Z]^{-1} = \left[[K_{mm}] + [G] \right]^{-1} \quad (7.7)$$

et la force électrostatique $[F_e]$

$$[F_e] = [K_{me}][V] \quad (7.8)$$

À titre d'exemple, si on reprend les paramètres de la membrane indiqués dans le tableau 5.1 et que l'on considère un élément formé de 3 colonnes avec un espacement inter-colonnes de $5 \mu m$ et inter-lignes de $3 \mu m$, on peut déterminer les vitesses des membranes situées sur les colonnes extérieures et sur la colonne intérieure (figure 7.2).

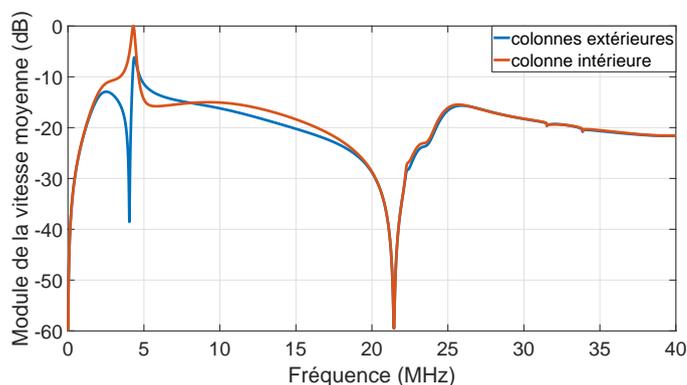
En observant le module de la vitesse moyenne des 3 colonnes, on remarque la présence des deux modes déjà visualisés figure 5.4a : le mode de résonance fondamentale aux alentours de 4 MHz et la fréquence de coupure mécanique haute à 21.5 MHz. Néanmoins, le fait de prendre 3 colonnes en compte provoque l'apparition d'une coupure dans le spectre à 4 MHz. Si l'on fait une analyse du comportement des membranes pour cette fréquence, on remarque que les membranes des colonnes extérieures ont un déplacement en opposition de phase vis à vis de la membrane de la colonne centrale. Cette coupure bien connue de la littérature [78, 79, 80] est le fruit d'interactions ou de couplages "parasites" inter-colonnes et sera davantage détaillée dans la décomposition modale (chapitre 8).

L'admittance électrique d'un élément peut être obtenu de la même manière que dans un réseau périodique 1D (équation 6.6) tout en nécessitant de prendre en compte le nombre de colonnes N et les points k et l du maillage complet :

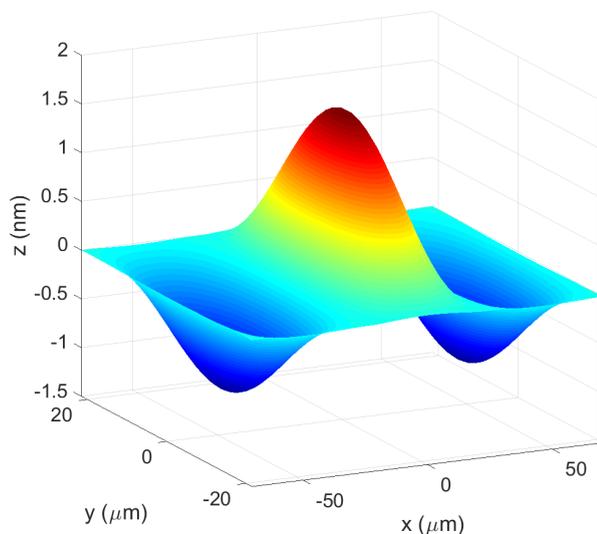
$$Y_{elec} = jNN_{CEL}C_0\omega + NN_{CEL}\phi^2 \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N Y_{kl} \quad (7.9)$$

En considérant les mêmes paramètres de simulation que pour le calcul de la pression rayonnée, nous avons calculé l'impédance électrique (figure 7.3).

À partir de cette dernière figure, on peut retrouver l'impact des interactions inter colonnes à 4 MHz comme visible sur la vitesse moyenne des colonnes intérieures et extérieures (figure 7.2a). Néanmoins, une barrette CMUT n'est pas composée d'un seul élément mais de plusieurs. Il est donc nécessaire de prendre en compte leurs impacts qu'ils soient inactifs (non-connectés) ou actifs [81]. L'étude ici va uniquement se focaliser sur l'admittance électrique.



(a) Vitesse particulière d'un réseau de 3 colonnes de CMUT en fonction de la fréquence



(b) Déplacement des 3 colonnes pour la fréquence de 4 MHz

FIGURE 7.2 – Analyse du comportement d'un élément constitué de 3 colonnes. La fréquence de couplage inter-colonnes (ici, 4 MHz) est identifiable en consultant les vitesses moyennes des 3 colonnes

7.2 Introduction des éléments voisins

L'introduction, dans la modélisation d'un élément de barrette, d'éléments voisins passifs n'a pas fait l'objet d'un développement nouveau au sein de cette thèse, comparativement au travail précédent [4]. Toutefois, les confrontations expérimentales (figure 9.5a) ont clairement noté qu'il fallait en tenir compte. Pour une raison d'homogénéité scientifique, nous avons fait le choix de l'insérer ici, malgré tout. Si on s'intéresse ici à un élément composé de N_{CEL} lignes et de N colonnes entouré de $M - 1$ éléments, on peut repartir des équations 7.1 :

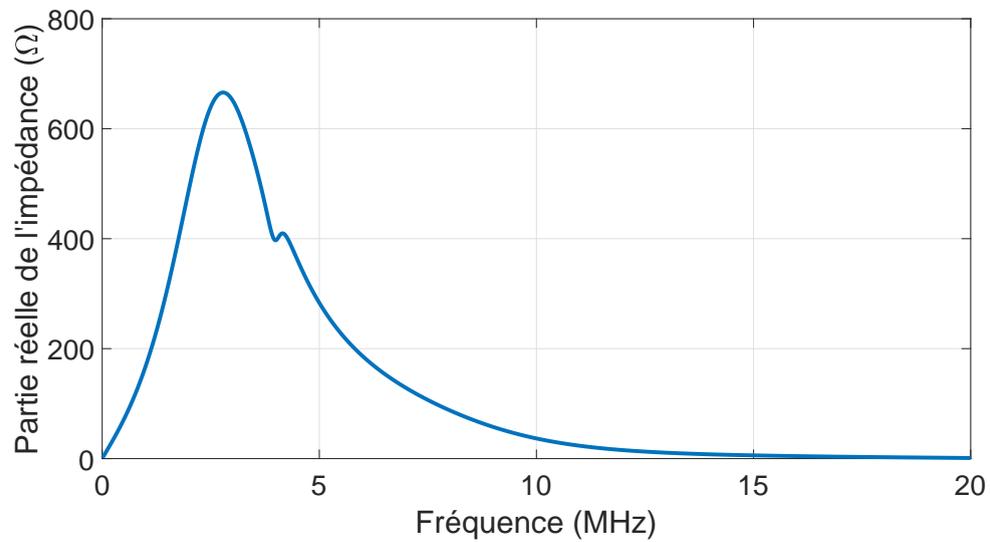


FIGURE 7.3 – Partie réelle de l'impédance électrique d'un élément de 3 colonnes et 70 lignes avec une tension de polarisation à 80 % de la tension de collapse ($V_c = 72V$)

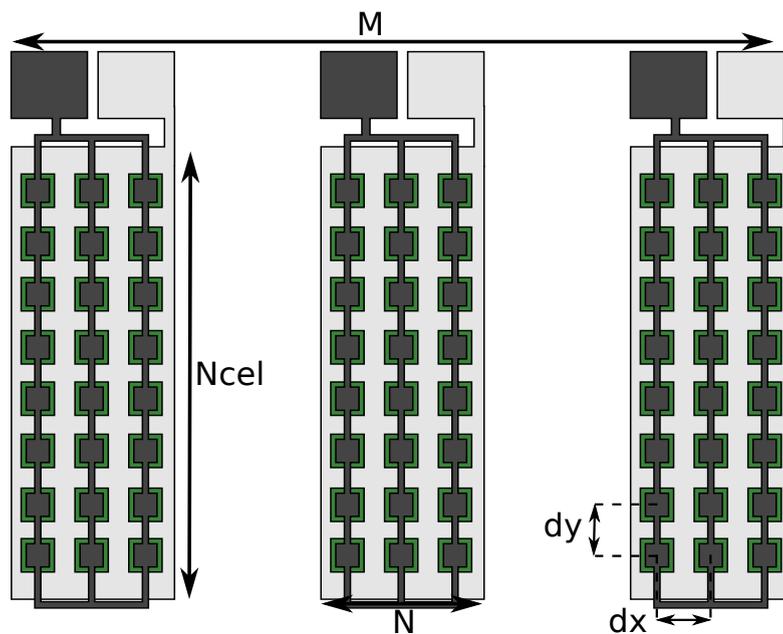


FIGURE 7.4 – Représentation d'un élément central et de deux éléments voisins

$$[I] = [K_{ee}][V] + [K_{em}][\langle \dot{u} \rangle] \quad (7.10a)$$

$$[Z][\langle \dot{u} \rangle] = [K_{me}][V] \quad (7.10b)$$

Dans le cas présent, les trois vecteurs $[I]$, $[V]$ et $[\langle \dot{u} \rangle]$ s'appliquent désormais pour

7.2. INTRODUCTION DES ÉLÉMENTS VOISINS

chacune des $N \times M$ colonnes. En associant chaque élément comme un ensemble de colonnes, on peut redéfinir ces équations en définissant selon chaque élément :

$$I'_k = \sum_{i=1}^N I_{(k-1)M+i} \text{ avec } k \in \{1; 2; \dots; N\} \quad (7.11a)$$

$$V'_k = V_{(k-1)M+1} = V_{(k-1)M+2} = \dots = V_{kM} \text{ avec } k \in \{1; 2; \dots; N\} \quad (7.11b)$$

avec I_k le courant appliqué sur la colonne k et V_k la tension appliquée sur chaque colonne k . En reprenant les équations 7.10, on peut redéfinir le système comme :

$$[I'] = [K'_{ee}][V'] + [K'_{em}][< \dot{u} >] \quad (7.12a)$$

$$[Z][< \dot{u} >] = [K'_{me}][V'] \quad (7.12b)$$

avec chacune des matrices de couplages définies comme :

$$K'_{ee,ij} = \sum_{k,l=1}^M K_{ee((i-1)M+k),((j-1)M+l)} \quad (7.13a)$$

$$K'_{em,ij} = \sum_{k,l=1}^M K_{em((i-1)M+k),j} \quad (7.13b)$$

$$K'_{me,ij} = \sum_{k,l=1}^M K_{me(i,(j-1)M+l)} \quad (7.13c)$$

En reformulant les équations 7.12, il est possible d'obtenir l'intensité électrique $[I']$ en fonction de la tension $[V']$:

$$[I'] = [K_e][V'] \quad (7.14)$$

avec la matrice $[K_e]$ traduisant l'ensemble des couplages acoustiques en fonction des conditions électriques des éléments :

$$[K_e] = [K'_{ee}] + \frac{[K'_{em}][K'_{me}]}{[Z]} \quad (7.15)$$

Afin de prendre en compte les éléments voisins, on les représente sous la forme d'une impédance électrique de charge Z_c qui varie selon les conditions de charges électriques désirées (ouvert $Z_c = \infty$ et fermé $Z_c = 0$). Pour la majorité des mesures effectuées, il est intéressant de noter que les éléments voisins sont en condition électrique ouverte (courant nul). Pour chacun des éléments voisins (nommé i), on peut établir la relation :

$$V'_i = Z_c I'_i \text{ avec } i \in \{1; 2; \dots; M\} \text{ et } i \neq L \quad (7.16)$$

7.2. INTRODUCTION DES ÉLÉMENTS VOISINS

En utilisant la relation 7.16 et en établissant i comme tous les éléments voisins de L l'élément actif et j la totalité des éléments de la barrette, l'équation 7.14 s'écrit :

$$\begin{bmatrix} K_{e1,1} - \frac{1}{Z_c} & \cdots & K_{e1,j} & \cdots & K_{e1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{ei,1} & \cdots & K_{ei,j=i} - \frac{1}{Z_c} & \cdots & K_{ei,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{eM,1} & \cdots & K_{eM,j} & \cdots & K_{eM,M} - \frac{1}{Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_1 \\ \vdots \\ V'_j \\ \vdots \\ V'_M \end{bmatrix} = 0 \quad (7.17)$$

Si on s'intéresse au cas particulier de l'élément actif L , on obtient :

$$K_{eL,1}V'_1 + \cdots + K_{eL,j}V'_j + \cdots + K_{eL,M}V'_M = I'_L \quad (7.18)$$

En déclarant $[K_{ina}]$ la matrice $[K_e]$ dont sont soustraits les couplages impactant l'élément actif L et $[V_{ina}]$ le vecteur de tensions sans celle appliquée à L , on peut modifier l'équation 7.17 :

$$[K_{ina}][V_{ina}] = \begin{bmatrix} K_{e1,1} - \frac{1}{Z_c} & \cdots & K_{e1,i} & \cdots & K_{e1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{ei,1} & \cdots & K_{ei,i} - \frac{1}{Z_c} & \cdots & K_{ei,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{eM,1} & \cdots & K_{eM,i} & \cdots & K_{eM,M} - \frac{1}{Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_1 \\ \vdots \\ V'_i \\ \vdots \\ V'_M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} K_{e1,L} \\ \vdots \\ K_{ei,L} \\ \vdots \\ K_{eM,L} \end{bmatrix} V'_L \quad (7.19)$$

Il est donc aisé, ensuite, d'obtenir les tensions appliquées aux éléments voisins inactifs à partir de la tension définie pour l'élément actif :

$$[V_{ina}] = \frac{-[K_{e(1..M),L}][V'_L]}{[K_{ina}]} \quad (7.20)$$

En reprenant l'équation 7.14, on peut désormais exprimer le courant électrique appliqué sur L à partir d'un vecteur de tensions combinant à la fois les tensions appliquées aux éléments voisins et la tension de l'élément actif :

$$[I'_L] = (K_{eL,1} + \cdots + K_{eL,j} + \cdots + K_{eL,M}) \begin{bmatrix} V'_1 \\ \vdots \\ V'_j \\ \vdots \\ V'_M \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

L'admittance électrique peut désormais être facilement déterminée en faisant le rapport du courant sur la tension en n'oubliant pas de prendre en compte le nombre de membranes CMUTs sur la hauteur.

$$[Y_{elec}] = \frac{N_{cel}[I'_L]}{[V'_L]} \quad (7.22)$$

À titre d'exemple, la figure 7.5 représente l'impédance électrique pour un élément isolé et en prenant en compte deux éléments voisins. Le couplage mutuel entre les éléments provoque plusieurs coupures dans le spectre : on retrouve celle due aux interactions inter-colonnes à 4 MHz, mais une nouvelle existe à 3.3 MHz, démontrant que des éléments inactifs peuvent bien faire évoluer le comportement d'un élément CMUT [81].

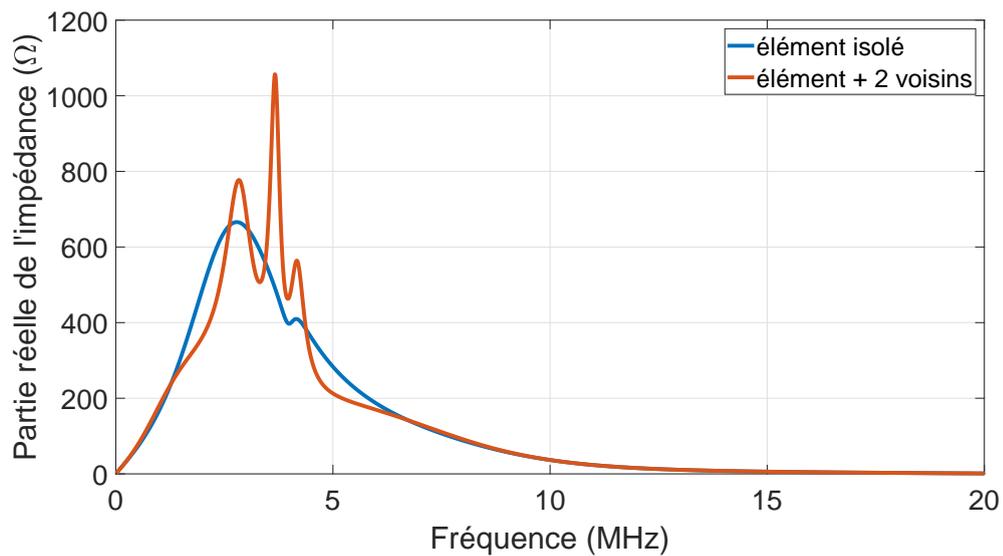


FIGURE 7.5 – Partie réelle de l'impédance électrique d'un élément de 3 colonnes et 70 lignes avec une tension de polarisation à 80 % de la tension de collapse avec et sans la prise en compte d'un élément voisin de chaque côté

Chapitre 8

Décomposition modale du champ de pression

L'objectif de cette partie est de proposer une stratégie d'optimisation s'appuyant sur la décomposition modale de la matrice d'admittance $[Y]$ (équation 7.7) présentée par Boulmé [4]. Dans un premier temps, nous montrerons comment nous pouvons introduire les modes propres de $[Y]$ dans le calcul de la réponse en fréquence, et nous discuterons leur interprétation physique avant d'exploiter cette décomposition.

8.1 Réécriture des équations comportementales

Les équations comportementales de la vitesse moyenne d'un élément CMUT sont ici reprises et reformulées afin de pouvoir appliquer la décomposition modale du champ de pression. Pour se faire, on repart des équations 7.6 et 7.8 :

$$[\langle \dot{u} \rangle] = [Y][K_{me}][V] \quad (8.1)$$

Si on effectue la décomposition de la matrice d'admittance $[Y]$ (équation 7.7), elle est reformulée sous la forme :

$$[Y] = [V_p][\lambda][V_p]^{-1} \quad (8.2)$$

avec $[V_p]$ la matrice des vecteurs propres et $[\lambda]$ la matrice diagonale des valeurs propres. Pour obtenir le vecteur des tensions $[V]$ en fonction des vecteurs propres, il est nécessaire de définir un jeu de coefficients α_i représentant la projection du vecteur source $[V]$ dans la base des vecteurs propres :

$$[V] = \sum_{i=1}^N \alpha_i [V_{p,i}] \quad (8.3)$$

N étant le nombre de colonnes de l'élément. De cette écriture, on obtient directement la vitesse moyenne en fonction des valeurs et vecteurs propres :

$$[\langle \dot{u} \rangle] = \sum_{i=1}^N \phi \alpha_i \lambda_i [V_{p,i}] \quad (8.4)$$

Sous cette expression, la vitesse moyenne des membranes est exprimée en étant la somme des vitesses générées par chacun des modes propres de la matrice admittance $[Y]$. Le nombre de modes propres possibles N dépend tout simplement du nombre de colonnes constituant un élément CMUT. Afin de montrer plus en détails l'impact de chaque mode sur la réponse d'une barrette CMUT, en repartant du cas précédent d'un élément à trois colonnes, les valeurs propres de l'admittance λ_i ont été déterminées en fonction de la fréquence (figure 8.1). Par la suite, les simulations seront effectuées à partir des données présentes dans le tableau 5.1 pour 3 colonnes et 128 lignes avec un espacement inter-colonnes de $5 \mu m$ et inter-lignes de $3 \mu m$.

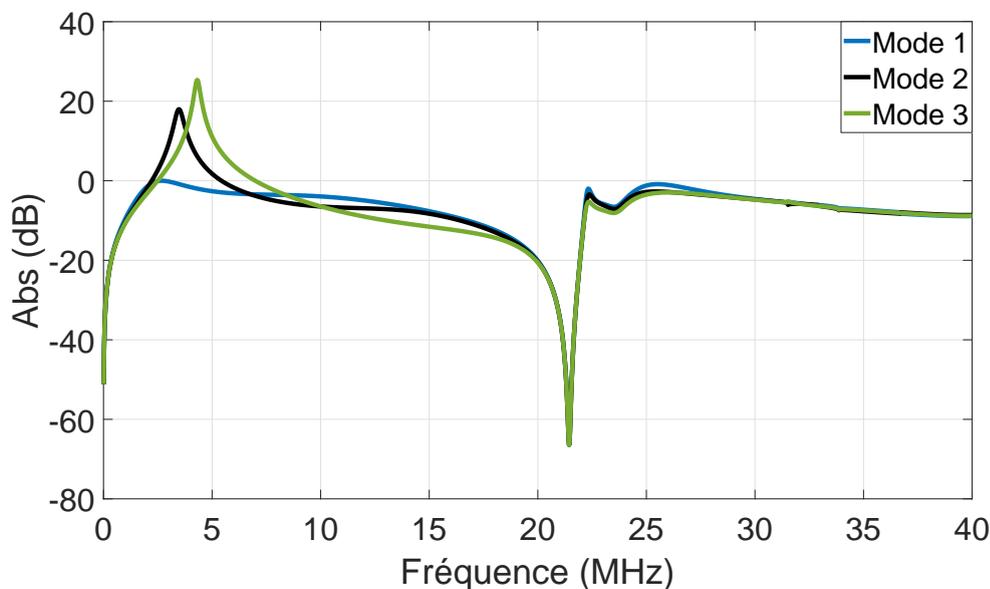


FIGURE 8.1 – Valeurs propres (λ_i) de la matrice admittance en fonction de la fréquence

Dans le cas où nous simulons le comportement de 3 colonnes, nous retrouvons logiquement les valeurs propres selon 3 modes. Le premier détail remarquable est la présence de la coupure mécanique haute (21 MHz) sur chacune des valeurs propres alors que la fréquence centrale est différente selon le mode observé. En commençant par le mode 1, les valeurs propres indiquent un comportement très amorti et une fréquence de résonance de 2.6 MHz. Notons que ce mode illustre le comportement nominal de l'élément, celui où tous les CMUTs vibrent en phase, comme nous le verrons par la suite. Le mode 2 possède une fréquence de résonance située à 3.4 MHz et le mode 3 à 4.3 MHz. On peut remarquer, pour le mode 3, qu'il s'agit de la fréquence où les interactions inter-colonnes entraînent une coupure dans la réponse de l'élément (que ce soit sur l'impédance électrique figure 7.3 ou sur la vitesse moyenne figure 7.2a). En faisant le parallèle avec le déplacement des membranes observé à cette même fréquence (figure 7.2b), on peut en conclure que ce mode

8.1. RÉÉCRITURE DES ÉQUATIONS COMPORTEMENTALES

est responsable de cette coupure. L'existence de ce mode a par ailleurs été interprété par Atalar et al [82] comme appartenant à la famille des ondes de Rayleigh-Lamb. Afin de comprendre plus en détail la physique présente derrière les valeurs propres, on peut repartir de la matrice admittance $[Y] = \left[[K_{mm}] + [G] \right]^{-1}$ (7.7), qui est reliée à la matrice reliant les grandeurs acoustiques entre elles $[K_{mm}]$ et la matrice de rayonnement $[G]$. $[K_{mm}]$ étant une matrice diagonale, les vecteurs propres de l'admittance $[Y]$ sont identiques à ceux de la matrice de rayonnement $[G]$. Ils sont donc principalement dépendants de la géométrie des membranes et de leur distribution spatiale. Les valeurs propres de l'admittance λ_i peuvent être également reliées aux valeurs propres de la matrice de rayonnement γ_i et à l'impédance mécanique des membranes Z_m sous la forme :

$$\lambda_i = \frac{1}{\gamma_i + Z_m} \quad (8.5)$$

Cette relation illustre, pour chaque mode, le couplage CMUT / fluide, et montre que pour chacun des modes, le point de fonctionnement maximal (celui qui définit la fréquence de résonance du mode) est obtenu lorsque la somme $\gamma_i + Z_m$ est minimale. Cette notion de fréquence de résonance est importante, notamment pour le mode 1, qui, bien qu'il soit très amorti, représente une fréquence où le couplage CMUT / fluide permet d'obtenir une vitesse particulière maximale. En remplaçant cette équation dans la détermination de la vitesse moyenne (équation 8.4), on obtient :

$$[\langle \dot{u} \rangle] = \phi \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{\gamma_i + Z_m} [V_{p,i}] \quad (8.6)$$

Toujours avec l'objectif de montrer l'impact des modes propres sur le comportement d'un élément CMUT, les vecteurs propres ainsi que les directivités associées à chacun d'entre eux ont été simulés et tracés sur la figure 8.2.

En décrivant le comportement d'un élément composé de N colonnes comme une source multipolaire constituée de N lignes sources, chaque mode propre est assimilé à une combinaison de sources vibrantes en phase ou en opposition de phase. Dans ce cas d'éléments à 3 colonnes, il est donc possible d'obtenir 3 situations correspondant chacune à un mode propre. Le mode 1 correspond à un mode propre où les 3 colonnes de CMUTs fonctionnent en phase (+ + +), se traduisant par une directivité quasi omnidirectionnelle. Le mode 2 est un mode asymétrique (+ 0 -) où les deux colonnes extérieures sont en opposition de phase entre elles. Le troisième mode est un mode symétrique où les deux colonnes extérieures sont en opposition de phase avec celle du centre (- + -).

8.1. RÉÉCRITURE DES ÉQUATIONS COMPORTEMENTALES

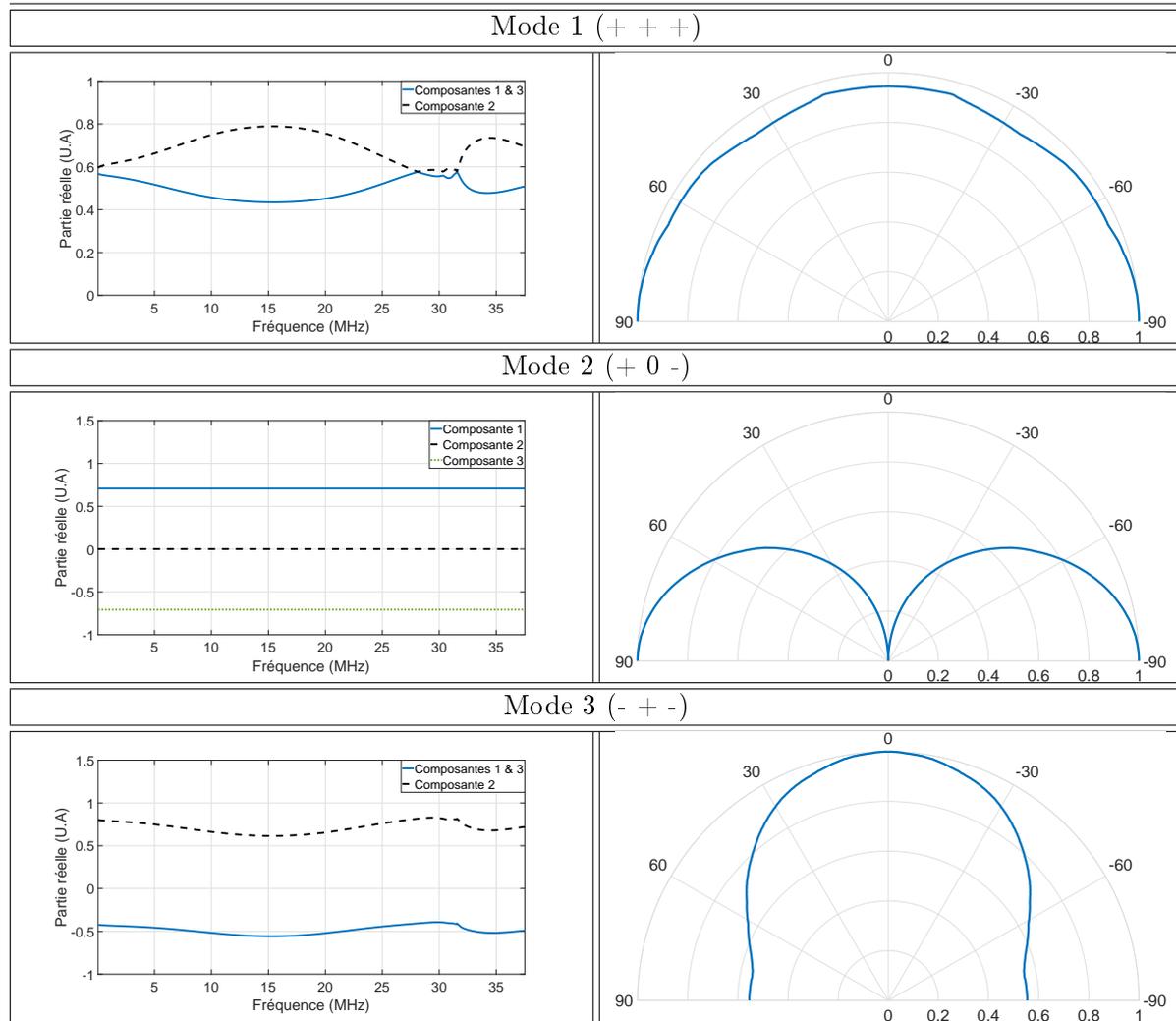


FIGURE 8.2 – Évolution des composantes de chacun des vecteurs propres en fonction de la fréquence (colonne de gauche) et diagrammes de directivité de chacun des modes de rayonnement (colonne de droite)

En utilisant un vecteur source de tension unitaire $[V]$ (la même tension est appliquée sur les trois colonnes de l'élément), on excite uniquement les modes symétriques (mode 1 et 3). Cela signifie que pour un élément de barrette, la réponse en fréquence donnée par la relation 8.5 se limite à une décomposition uniquement sur les modes 1 et 3. En d'autres termes, la réponse globale de la barrette est donnée par la somme de la contribution apportée par le mode 1 et celle apportée par le mode 3. Afin de les comparer et d'identifier lequel des deux joue un rôle prépondérant, nous avons représenté en figure 8.3 les vitesses particulières associées à chaque mode.

Les vitesses particulières du mode 1 et du mode 3 possèdent comme seul point commun la fréquence de coupure mécanique haute (21 MHz). La fréquence de résonance pour la vitesse du troisième mode (figure 8.3b) correspond naturellement à la fréquence de coupure

8.2. APPLICATION À L'OPTIMISATION DE LA RÉPONSE EN FRÉQUENCE D'UN ÉLÉMENT DE BARRETTE 10 MHz

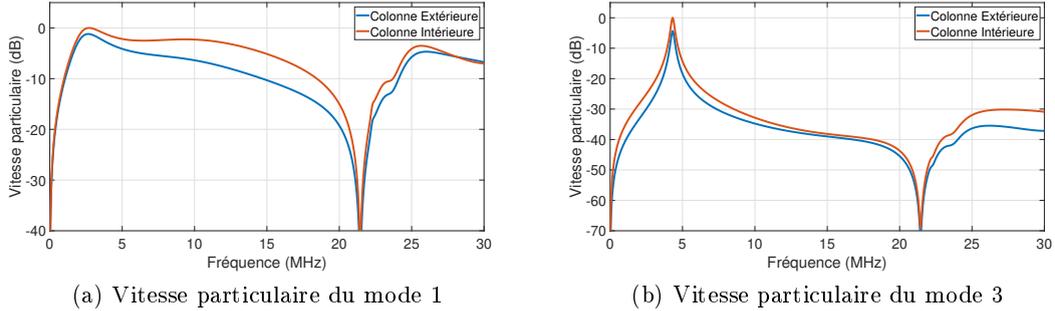


FIGURE 8.3 – Vitesses particulières du mode 1 et 3 d’une colonne extérieure et intérieure à partir d’une configuration 3 colonnes 40x40. Les deux colonnes extérieures possèdent le même comportement

parasite. En comparant, pour une colonne donnée, les courbes de réponse en fréquence, on voit clairement, en termes de dynamique, que le mode 1 "domine" le comportement d’une cellule CMUT. Le mode 3 n’agit pratiquement qu’à une seule fréquence sur une très faible largeur de bande. L’optimisation d’un élément en termes de sensibilité, ou de bande passante, peut donc être menée en se focalisant sur l’optimisation du mode 1.

8.2 Application à l’optimisation de la réponse en fréquence d’un élément de barrette 10 MHz

Il s’agit ici d’exploiter cet outil de décomposition modale pour optimiser la réponse en fréquence d’un élément de barrette, en s’appuyant uniquement sur le mode 1. La première étape consiste à fixer le pas inter-colonne, puis à ajuster les paramètres géométriques du CMUT pour atteindre les performances désirées.

La vitesse de propagation du milieu étant fixée (ici 1500 m/s pour de l’eau), le pas d_x est défini en fonction du nombre de colonnes désiré et de la future fréquence d’utilisation. Dans le cas présent, l’objectif est d’obtenir des éléments constitués de 3 colonnes, avec une fréquence de travail de 10MHz. Ce domaine d’utilisation nous oblige à respecter la limite : $\frac{w}{\lambda} = 1$ avec w la largeur de l’élément et λ la longueur d’onde du milieu. Ce critère en $\frac{w}{\lambda}$ est lié au rayonnement du transducteur et, de manière standard, est compris entre 0.5 et 1. Pour respecter ce ratio, on obtient donc une valeur de w égale à $150\mu m$ qui doit être divisée selon le nombre de colonnes. En rajoutant une sécurité (en abaissant la limite $\frac{w}{\lambda}$ à 0.9), on obtient un pitch inter-colonnes d_x de $45\mu m$. L’espace entre chaque ligne a lui été défini le plus petit possible selon les contraintes fixées par le procédé de fabrication.

Si l’on revient sur la relation 8.6, où seul le mode 1 est considéré, on voit que trois termes conditionnent la réponse en fréquence : le coefficient de projection α_1 , le vecteur propre $[V_{p,1}]$ et la valeur propre λ_1 . Si l’on choisit d’optimiser la réponse en fréquence de l’élément en fixant les paramètres du réseau à savoir le pas d_x , et en ajustant uniquement la cellule CMUT, alors seule la valeur propre λ_1 sera modifiée. Comme discuté précédemment, $[K_{mm}]$ étant une matrice diagonale (relation 7.7), α_1 et $[V_{p,1}]$ seront inchangés.

8.2. APPLICATION À L'OPTIMISATION DE LA RÉPONSE EN FRÉQUENCE D'UN ÉLÉMENT DE BARRETTE 10 MHZ

La suite de l'analyse peut être effectuée de deux manières : soit l'épaisseur est fixée et on optimise la taille des membranes, soit les tailles sont fixées et on optimise l'épaisseur des membranes. Dans l'optique de pouvoir effectuer plusieurs configurations différentes sur une même plaque lors de la fabrication, nous avons choisi de fixer l'épaisseur des membranes à $1 \mu\text{m}$ et d'ajuster la taille des membranes. Dans le cadre de ce manuscrit, seuls trois jeux de simulations sont présentés (membrane de taille 40×40 , 35×35 et $31 \times 31 \mu\text{m}^2$) et sont considérés comme représentatifs des phénomènes mis en jeu. Pour chaque cas simulé, les grandeurs d'intérêt sont la pression de sortie (calculée à 1 mm), la fréquence centrale (f_c), la fréquence de coupure haute (f_{lim}) et la bande passante relative à -3 dB. Par défaut, la fréquence centrale est prise au centre de la bande de fréquence couvrant les -3 dB de dynamique. Les résultats sont dans le tableau 8.1 et les pressions sur la figure 8.4.

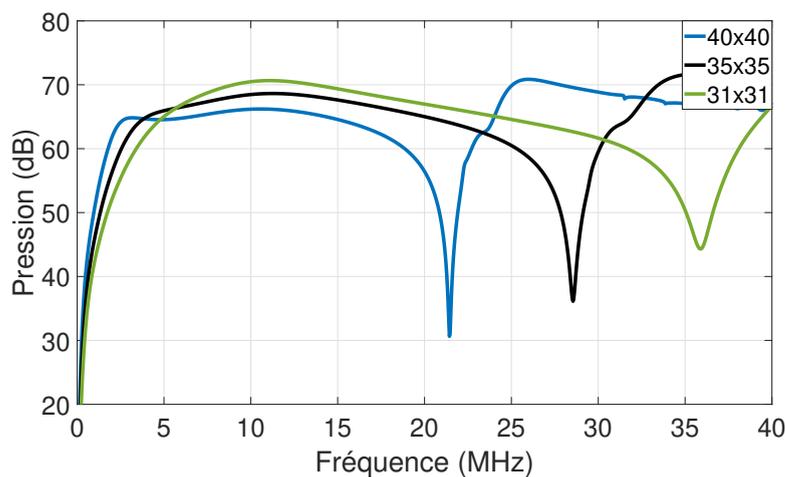


FIGURE 8.4 – Pression en sortie d'un élément CMUT pour trois tailles de membranes différentes à 1 mm en ne considérant que le premier mode propre

TABLE 8.1 – Performances déterminées en ajustant les tailles des membranes

Taille (μm^2)	f_{lim} (MHz)	f_c (MHz)	BP relative -3dB(%)
40×40	21.4	9.5	152
35×35	28.5	11.2	122
31×31	35.9	12.6	95

On identifie clairement ici deux types de configurations : sensible et large bande. Effectivement, la première (40×40) possède la plus grande bande passante relative à -3dB mais révèle une pression en sortie inférieure de 5 dB par rapport à la troisième configuration (31×31). Il est intéressant de noter que cette dernière configuration est la plus sensible malgré une surface active plus petite (63%) par rapport aux autres (81% pour les 40×40 et 70% pour les 35×35). Ces deux configurations 40×40 et 31×31 ont été retenues et fabriquées. Elles sont nommées configuration Large Bande ou LB et configuration Sensible ou S. À ce stade de l'analyse, il est intéressant d'associer à la pression, la vitesse particulaire moyenne des CMUTs pour les trois cas considérés (figure 8.5).

8.2. APPLICATION À L'OPTIMISATION DE LA RÉPONSE EN FRÉQUENCE D'UN ÉLÉMENT DE BARRETTE 10 MHz

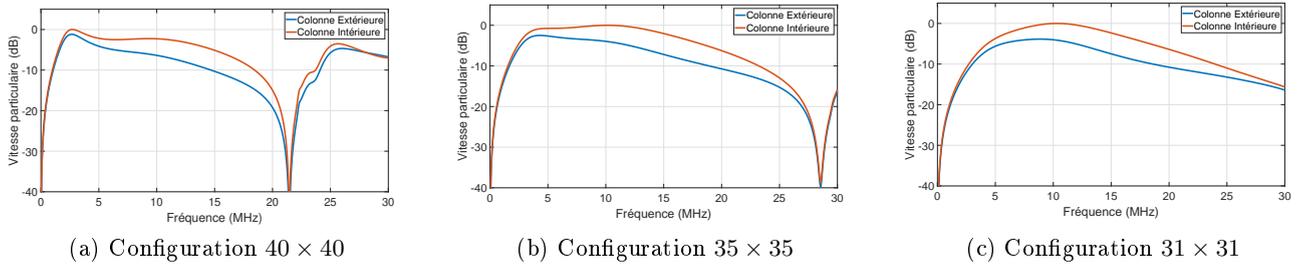


FIGURE 8.5 – Vitesses particulières du mode 1 d’une colonne extérieure et intérieure pour plusieurs tailles de membranes

Le cas 40×40 , la configuration Large Bande, fait ressortir la fréquence de résonance CMUT / fluide à 2.6 MHz (celle où $\gamma_i + Z_m$ est minimale, figure 8.1) alors que le maximum de pression est autour de 10 MHz. Le décalage entre vitesse maximale et pression maximale s’explique naturellement par la diffraction qui joue un rôle de filtre passe-haut. À contrario, pour la configuration Sensible, la fréquence de résonance du mode 1 est quasiment identique à la fréquence de pression maximale, donc à la fréquence centrale. Le cas 35×35 est un cas intermédiaire. Pour la configuration à forte sensibilité, la fréquence centrale du CMUT est donc influencée par la résonance CMUT / fluide. C’est donc une stratégie d’exploitation du CMUT clairement différente du cas Large Bande. Les résultats expérimentaux que nous présenterons par la suite montreront que la configuration Sensible est plus appropriée.

Afin d’affiner cette étape d’optimisation, la seconde approche (où l’épaisseur des membranes est optimisée avec les tailles de membranes fixées) est illustrée ici avec des membranes 40×40 (figure 8.6). Cette stratégie n’a pas été retenue car elle ne permet pas de fabriquer plusieurs barrettes CMUTs avec des fréquences centrales différentes sur une même plaque. Trois jeux d’épaisseur permettent d’obtenir le même comportement : 1000, 1250, 1500 nm. Les courbes de pression sont représentées sur la figure 8.6 et les performances résumées dans le tableau 8.2.

TABLE 8.2 – Performances déterminées en ajustant les épaisseurs des membranes

Épaisseur (nm)	f_{lim} (MHz)	f_c (MHz)	Bande-passante relative -3dB(%)
1000	21.4	9.5	152
1250	25.7	10.8	133
1500	29.6	12.1	107

Dans ce cas, bien que la surface active soit équivalente entre les trois configurations, la variation des épaisseurs permet de définir une autre configuration optimale avec 1500 nm, avec un gain de 5 dB en sensibilité sur la configuration Large Bande, et une bande passante relative plus grande que celle de la configuration 31×31 . D’un point de vue pratique, cet optimum n’est à considérer que si un seul type de transducteurs est fabriqué sur un même wafer. Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous sommes donc focalisés sur les deux configurations précédentes (40×40 et 31×31) puisque leur fabrication a été mutualisée

8.2. APPLICATION À L'OPTIMISATION DE LA RÉPONSE EN FRÉQUENCE D'UN ÉLÉMENT DE BARRETTE 10 MHz

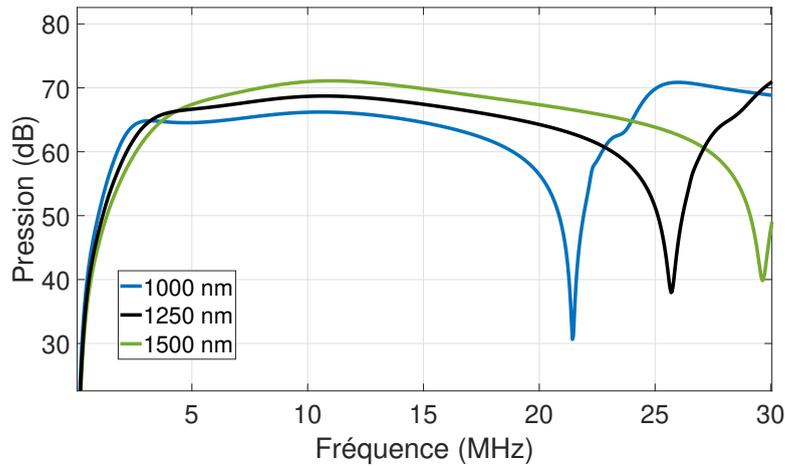


FIGURE 8.6 – Pression en sortie d'un élément CMUT pour trois épaisseurs de membranes différentes à 1 mm en ne considérant que le premier mode propre

avec d'autres prototypes non décrits ici. Le récapitulatif des éléments de conception est répertorié dans le tableau 8.3.

TABLE 8.3 – Paramètres déterminés pour les deux barrettes centrées à 10 MHz Large Bande & Sensible

		Large Bande (LB)	Sensible (S)
Électrode	Surface S_e	$40 \times 40 \mu m^2$	$31 \times 31 \mu m^2$
	Épaisseur h_e	$500 nm$	$500 nm$
Membrane	Surface S_e	$40 \times 40 \mu m^2$	$31 \times 31 \mu m^2$
	Épaisseur h_m	$1000 nm$	$1000 nm$
Cavité	Hauteur h_{gap}	$150 nm$	$150 nm$
	Déflexion initiale U_{init}	$0 nm$	$0 nm$
Topologie	Distance inter-colonnes d_X	$5 nm$	$14 nm$
	Distance inter-lignes d_Y	$3 nm$	$3 nm$
	Nombre de colonnes N_{COL}	3	3
	Nombre de lignes N_{LIG}	65	82
Tension de collapse V_C		$74 V$	$123 V$

Chapitre 9

Résultats expérimentaux et analyse

Cette dernière partie doit permettre de confronter les tendances comportementales observées à des résultats expérimentaux obtenus avec des barrettes d'imagerie CMUTs. Ces dernières ont été conçues et fabriquées en s'appuyant sur la stratégie précédemment décrite. Nous présenterons les résultats en trois étapes. La première est une caractérisation statique des puces fabriquées, afin notamment d'affiner les données d'entrée du modèle. La seconde présente des cartographies de la vibration des CMUTs, fonctionnant dans l'huile, afin d'identifier et vérifier l'existence de la fréquence de coupure haute. La dernière s'intéresse aux mesures de pression, réalisées avec un hydrophone, pour deux types de dispositifs : puces nues vibrant dans l'huile, et barrettes d'imagerie intégrées et recouvertes d'une couche de passivation vibrant dans l'eau.

9.1 Synthèse des paramètres d'entrée

Dans l'optique d'effectuer une caractérisation complète des configurations centrées à 10 MHz Large Bande et Sensible, la première étape consiste à vérifier les paramètres mécaniques à l'aide d'une mesure au DHM (Digital Holographic Microscope) dont le fonctionnement et l'analyse des données ont été auparavant expliqués section 3.2. Deux paramètres clés vont être étudiés dans cette partie pour s'assurer du bon fonctionnement des éléments CMUTs et de la qualité de la fabrication : la tension de collapse et le déplacement des membranes en fonction de la tension de polarisation. Ces deux paramètres vont être récupérés à partir de 6 mesures DHM pour chaque barrette (2 éléments différents à 3 hauteurs différentes, voir figure 9.1).

La figure 9.2 représente la tension de collapse mesurée pour chaque colonne à partir d'un jeu d'une centaine de membranes pour chacune des barrettes. La configuration Large-Bande avait été conçue pour avoir une tension limite d'utilisation à 74V. Sur la figure 9.2a, on peut remarquer que la majorité des membranes testées (78%) atteint cette limite à 68V alors que les restantes collapent à 66 ou 70V. Le décalage présent entre la conception et la barrette fabriquée est relativement faible, peu dérangent pour la suite des exploitations et reste dans les marges d'erreurs rencontrées. La figure 9.2b renseigne quant à elle sur la tension de collapse mesurée sur la configuration Sensible. Bien que la tension prévue était de 124V, on remarque ici que la majorité des membranes (58%) rencontrent leur limite à

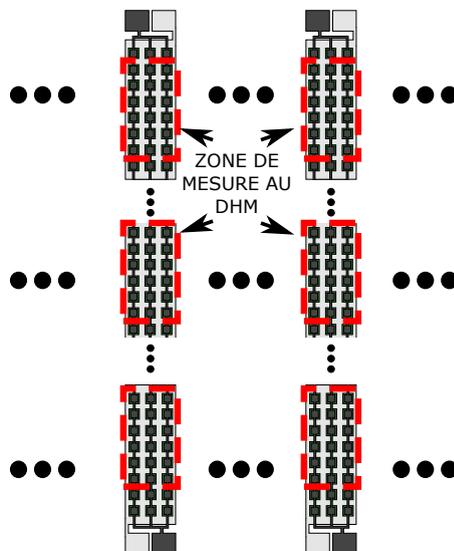


FIGURE 9.1 – Protocole de caractérisation réalisé avec le DHM

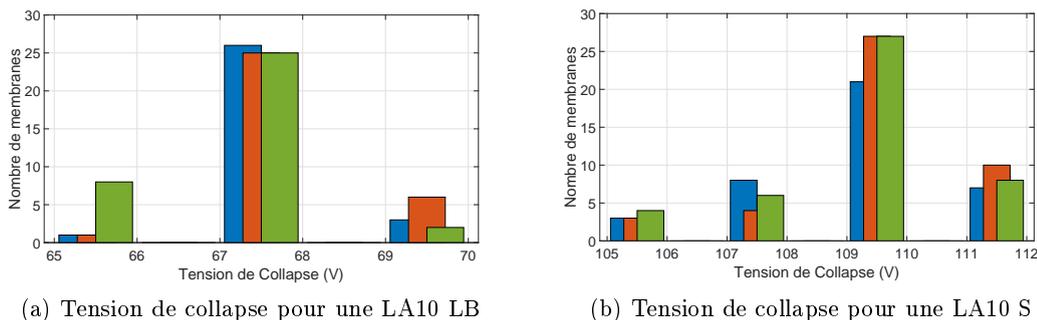
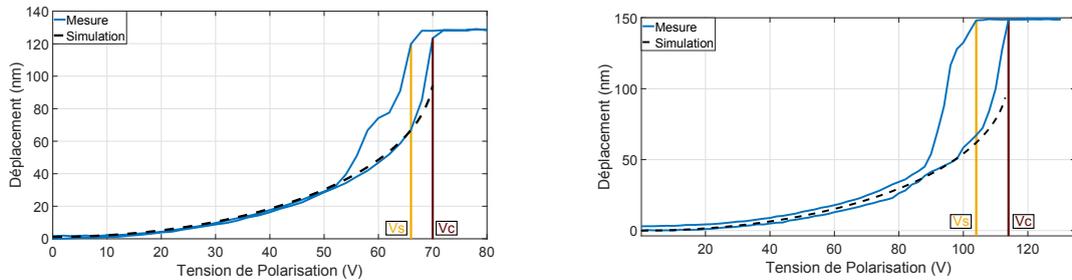


FIGURE 9.2 – Tension de collapse mesurée au DHM pour les trois colonnes d'une partie d'un élément

110V. Néanmoins, comme dans le cas de la configuration Large Bande, bien que l'écart soit plus important, les différences sur les tensions de collapse sont très faibles ($\pm 2V$) entre les membranes et traduisent une très bonne homogénéité des puces réalisées. En parallèle de la détermination de la tension de collapse, le déplacement de chacune des membranes a été mesuré en fonction de la tension de polarisation. Les déflexions mesurées ont été moyennées et sont tracées sur les figures 9.3.

Afin de ne s'intéresser qu'à la variation du déplacement moyen des membranes, la déflexion initiale a été retirée et le déplacement a été également simulé sans celle-ci. La figure 9.3a montre une très bonne adéquation entre le déplacement mesuré et simulé pour la configuration Large Bande en faisant varier plusieurs paramètres initiaux comme le gap (la hauteur de la cavité) et les dimensions de membranes. Le modèle numérique n'étant pas conçu pour fonctionner en mode collapsé, le déplacement modélisé ne va pas plus loin que 70V. La mesure étant effectuée à l'aide d'un cycle de tension allant de 0V à 80V et en terminant de nouveau à 0V, on assiste à un cycle d'hystérésis relativement petit, la

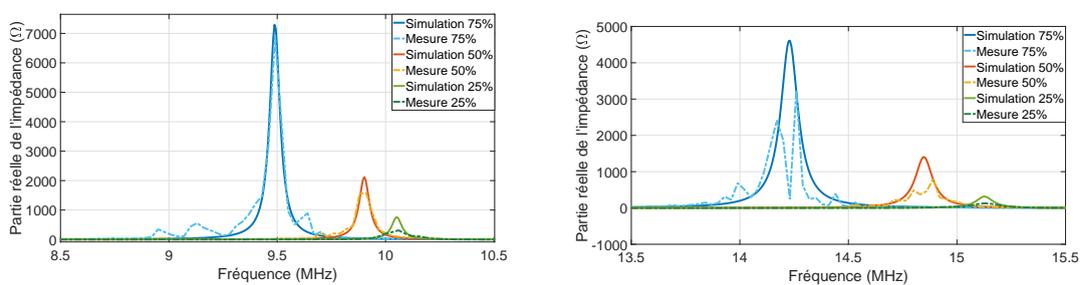
9.1. SYNTHÈSE DES PARAMÈTRES D'ENTRÉE



(a) Déplacement moyen pour la configuration Large Bande (b) Déplacement moyen pour la configuration Sensible

FIGURE 9.3 – Déplacement moyen d'une barrette mesurée au DHM et simulée en fonction de la tension de polarisation. La déflexion initiale est ici retirée.

tension de snapback (de rappel à l'équilibre) étant proche de la tension de collapse (66V pour 70V respectivement). Le déplacement en fonction de la tension permet d'obtenir deux informations : vérifier la tension de collapse et mesurer le déplacement maximal des membranes (ici 130 nm). Dans le cas de la configuration Sensible (figure 9.3b), une bonne concordance entre le modèle et le résultat expérimental est vérifiée. La tension limite de collapse est observée à 112V avec une tension de snapback à 104V. Le déplacement simulé a également été effectué en faisant varier le gap ainsi que la taille des membranes. Cette première série de mesures permettant de caractériser le comportement mécanique statique des CMUTs, plusieurs mesures d'impédance électrique ont été réalisées. Dans un premier temps, le milieu de propagation sera de l'air ambiant (figure 9.4) pour obtenir les derniers paramètres d'entrée du modèle puis la barrette CMUT sera immergée dans de l'huile végétale possédant des propriétés proches de l'eau (figure 9.5).



(a) Impédance électrique dans l'air pour la Large Bande (b) Impédance électrique dans l'air pour la Sensible

FIGURE 9.4 – Impédance électrique dans l'air mesurée et simulée pour trois tensions de polarisation différentes (75%, 50% et 25% par rapport à la tension de collapse)

Dans un souci de lisibilité, les parties réelles de l'impédance électrique mesurée ne sont affichées que pour trois valeurs différentes de tension de polarisation correspondant à 25%, 50% et 75% de la tension de collapse. Les données d'entrées nécessaires au modèle (équation 5.3) obtenues grâce à la mesure telles que la capacité parasite, la fréquence centrale ou

9.1. SYNTHÈSE DES PARAMÈTRES D'ENTRÉE

le facteur de qualité ont été implantées. Comme on peut le voir sur la figure 9.4a pour la configuration Large-Bande, une très bonne similarité est présente entre la simulation et les résultats de mesure pour les trois tensions affichées. Les fréquences centrales mesurées sont très proches de celles simulées : 9.94MHz (75%), 9.91 MHz (50%) et 10.06 MHz (25%) expérimentalement et 9.94MHz, 9.90MHz et 10.05 MHz avec le modèle. Pour la configuration Sensible (figure 9.4b), la forme de la partie réelle de l'impédance électrique est bien retrouvée, bien que certaines irrégularités présentes dans les résultats expérimentaux ne soient pas modélisées. Les fréquences centrales restent très proches si l'on fait abstraction de ces coupures : 14.23MHz (75%), 14.83 MHz (50%) et 15.13 MHz (25%) expérimentalement et 14.22MHz, 14.85MHz et 15.13 MHz avec le modèle.

Ces mesures préliminaires permettent d'identifier les paramètres d'entrée à introduire dans le modèle complet. Ces données sont très proches de celles déclarées lors de l'étape de conception (tableau 8.3), mais différent légèrement. Celles-ci sont répertoriées dans le tableau 9.1.

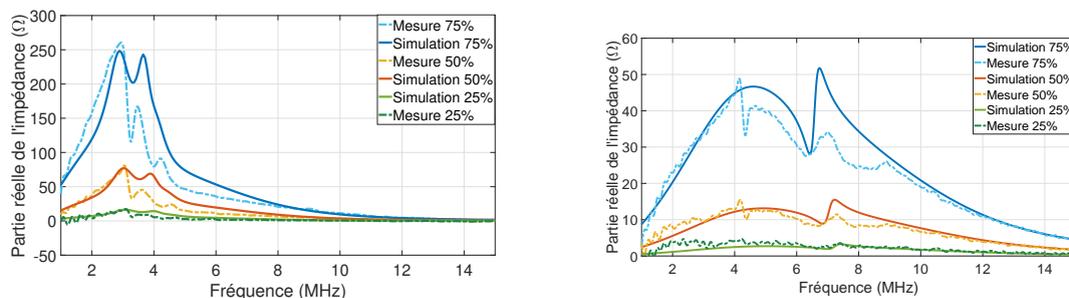
TABLE 9.1 – Données des barrettes réajustées

		Large Bande	Sensible
Électrode	Surface S_e	$39.3 \times 40.3 \mu\text{m}^2$	$32.3 \times 32.3 \mu\text{m}^2$
	Épaisseur h_e	500 nm	500 nm
Membrane	Surface S_e	$39.3 \times 40.3 \mu\text{m}^2$	$32.3 \times 32.3 \mu\text{m}^2$
	Épaisseur h_m	1000 nm	1000 nm
Cavité	Hauteur h_{gap}	130 nm	149 nm
	Déflexion initiale U_{init}	20 nm	1 nm
Paramètres Zmétrie	Capacité parasite C_P	10.8 nF	11.3 nF
	Fréquence de résonance f_0	9.5 MHz	14.2 MHz
	Facteur de qualité Q	191	173
Topologie	Distance inter-colonnes d_X	6 nm	14 nm
	Distance inter-lignes d_Y	3 nm	3 nm
	Nombre de colonnes N_{COL}	3	3
	Nombre de lignes N_{LIG}	65	82

Dans son utilisation standard, le réseau de CMUTs est chargé par un fluide, nous avons donc complété les mesures dans l'air de mesures réalisées dans l'huile.

L'analyse des mesures et la confrontation avec le modèle est réalisée de la même manière que la précédente série de mesures : seules trois tensions de polarisation sont affichées. Pour la configuration Large Bande (figure 9.5a), le modèle offre une bonne similarité avec les données expérimentales. Les fréquences centrales sont très proches : 2.95MHz (75%), 3.04 MHz (50%) et 3.07 MHz (25%) expérimentalement et 2.89MHz, 3.01MHz et 3.10 MHz théoriquement. De plus, en introduisant dans la simulation la présence d'éléments voisins passifs (section 7.2), on arrive à simuler les différentes fréquences de coupure observées. Dans le cas de la configuration Sensible (figure 9.5b), l'impédance électrique simulée est également en adéquation avec celle mesurée. Les fréquences centrales étant relativement proches : 4.64MHz (75%), 4.99 MHz (50%) et 5.06 MHz (25%) expérimentalement et

9.1. SYNTHÈSE DES PARAMÈTRES D'ENTRÉE



(a) Impédance électrique dans l'huile pour une LA10 LB en considérant des éléments voisins (b) Impédance électrique dans l'huile pour une LA10 S

FIGURE 9.5 – Impédance électrique dans l'huile mesurée et simulée pour trois tensions de polarisation différentes (75%, 50% et 25% par rapport à la tension de collapse)

4.59MHz, 4.95MHz et 5.08 MHz avec le modèle, cela nous confirme que les paramètres d'entrée (tableau 9.1) sont corrects.

Les mesures de déplacement effectuées au DHM et celles d'impédance électrique dans l'air et dans l'huile permettent de vérifier la qualité de la fabrication et le bon fonctionnement des barrettes CMUTs. Effectivement, une très bonne homogénéité entre les membranes a été remarquée et les différences apportées aux paramètres du modèle de simulation par rapport à ceux proposés lors de l'étape de design sont mineures. Sur la base de ces premières caractérisations, visant à ajuster les données d'entrée du modèle, nous présentons par la suite des caractérisations fonctionnelles des deux dispositifs.

9.2 Mesures par vibrométrie laser

En préambule de l'évaluation expérimentale des performances acoustiques des configurations Large Bande et Sensible, nous avons souhaité observer les déplacements mécaniques des membranes CMUT plongées dans l'huile. L'objectif principal était de confirmer les points de fonctionnement que nous avons définis : la position de la fréquence centrale et de la fréquence de coupure.

La vitesse particulaire moyenne des membranes a été déterminée en effectuant un scan x-y le long d'un élément CMUT. Ce faisant, le déplacement a été mesuré sur trois membranes appartenant chacune à une colonne différente et une moyenne a été effectuée pour d'autres positions sur l'élément. Une fois le scan achevé, une cartographie de la mesure a été réalisée afin de déterminer les points permettant de décomposer le comportement de chaque membrane. Tous les points appartenant à une membrane ont ensuite été moyennés afin d'obtenir le déplacement moyen (figure 9.6).

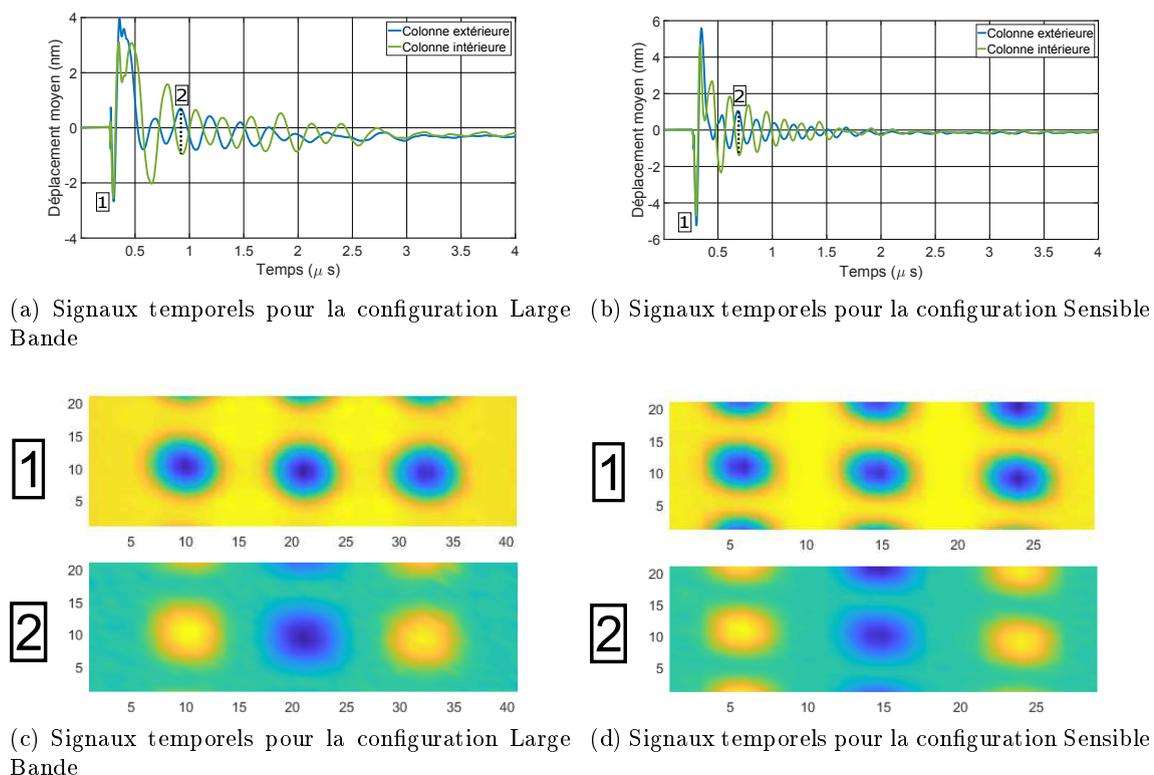
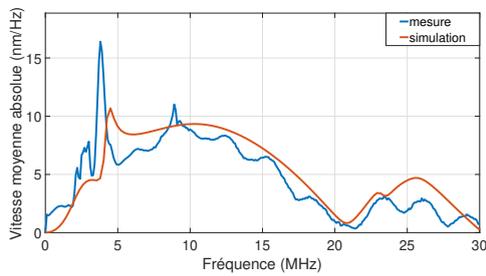


FIGURE 9.6 – Déplacement moyen de la colonne extérieure et intérieure des deux configurations avec une excitation centrée à 15 MHz

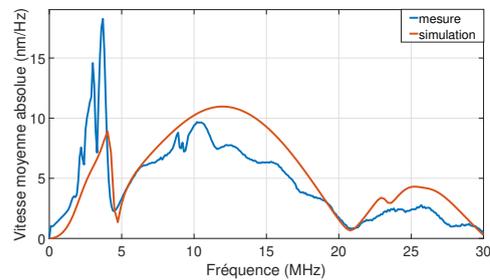
Bien que les trois colonnes aient été mesurées, la première et dernière membrane possèdent le même comportement quelque soit la configuration, celui d'une colonne extérieure, alors que la membrane centrale correspond à la colonne intérieure. Dans le cas présent des barrettes centrées à 10 MHz, l'excitation était un pulse bipolaire centré à 15 MHz. Les am-

9.2. MESURES PAR VIBROMÉTRIE LASER

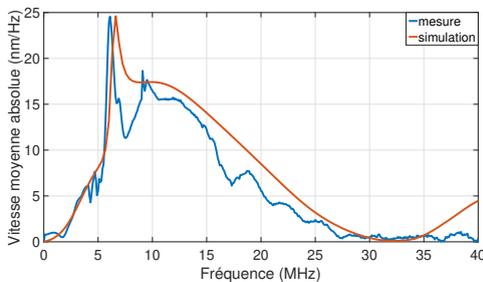
plitudes mises en jeu diffèrent selon la configuration testée (les tensions de collapse étant différentes). La configuration Large Bande a été excitée avec une tension de polarisation de 60V et une tension d'excitation de 67Vpp, tandis que la configuration Sensible était polarisée avec une tension de polarisation de 60V et une tension d'excitation de 100Vpp. La figure 9.6 représente le déplacement moyenné, pour les deux configurations, de la colonne extérieure et intérieure. On voit clairement qu'au départ toutes les membranes vibrent en phase, puis des déphasages apparaissent en raison du mode parasite d'interactions inter-colonne. Les instantanées des vibrations à deux instants différents (9.6c et 9.6d) montrent clairement ces phénomènes de déphasage entre colonnes. Pour compléter l'analyse de ces résultats, nous avons représenté sur la figure 9.7 le spectre de la vitesse particulière moyenne (obtenu par dérivation numérique du déplacement).



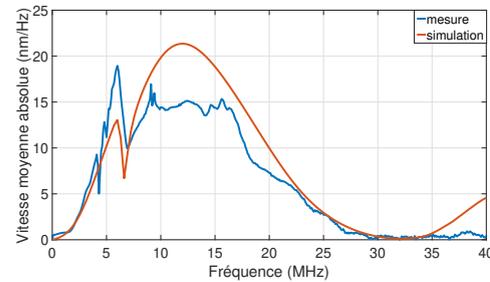
(a) Vitesse moyenne absolue pour une colonne extérieure d'une configuration LB



(b) Vitesse moyenne absolue pour une colonne intérieure d'une configuration LB



(c) Vitesse moyenne absolue pour une colonne extérieure d'une configuration S



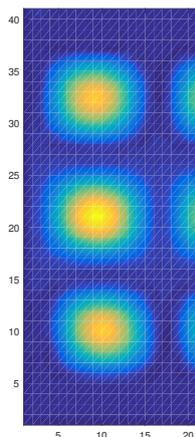
(d) Vitesse moyenne absolue pour une colonne intérieure d'une configuration S

FIGURE 9.7 – Vitesse moyenne des colonnes extérieures et de la colonne intérieure mesurée par vibrométrie et simulée avec une excitation de 15 MHz

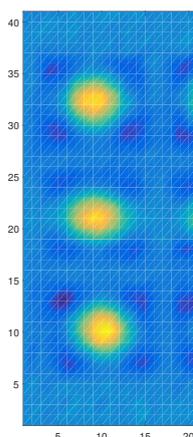
La vitesse moyenne absolue a également été simulée par le modèle et décomposée de la même manière (extérieure et intérieure). Le comportement de la configuration Large Bande (figures 9.7a et 9.7b) est plutôt bien prédit par le modèle malgré quelques divergences pouvant avoir lieu à cause de la faible épaisseur d'huile et des interactions acousto-optiques. Ces phénomènes impactent effectivement le déplacement mesuré en diminuant l'indice de réfraction apparent du milieu de propagation [83]. Cet indice (d'ordinaire égal à 1.47 pour l'huile d'olive) est effectivement variable selon la fréquence. Ce qu'il est important de souligner, c'est la fréquence à laquelle la vitesse moyenne approche une valeur nulle, fréquence correspondant à la limite de coupure mécanique haute. Cette dernière est simulée à 20.8

MHz et se retrouve expérimentalement à 21 MHz. Dans le cas de la configuration Sensible (figures 9.7c et 9.7d), les vitesses moyennes absolues obtenues via la mesure et le modèle sont en adéquation. La fréquence de coupure mécanique haute est également bien prédite puisque, expérimentalement, on mesure 31.8 MHz contre 32 MHz théoriquement.

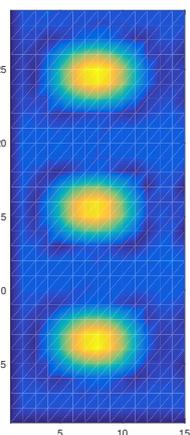
Pour compléter cette analyse, nous présentons les cartographies des deux configurations pour deux fréquences précises : la fréquence centrale (située à 3.7 MHz pour la configuration Large Bande et à 6.1 MHz pour la configuration Sensible) et la fréquence de coupure mécanique (figure 9.8). La fréquence centrale correspond bien à celle où toutes les membranes se déplacent en phase. Cette représentation permet également d'observer que le comportement des membranes à la fréquence de coupure est le même que celui simulé pour le déplacement d'une membrane (figure 5.4c).



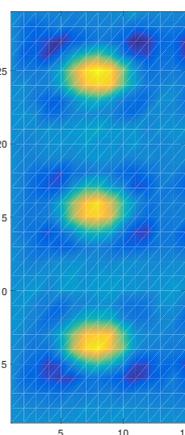
(a) Scan x-y de la configuration LB pour la fréquence de 3.7 MHz



(b) Scan x-y de la configuration LB pour la fréquence de 21 MHz



(c) Scan x-y de la configuration S pour la fréquence de 6.1 MHz



(d) Scan x-y de la configuration S pour la fréquence de 31.8 MHz

FIGURE 9.8 – Cartographie réalisée au vibromètre pour la fréquence de résonance et la fréquence de coupure des deux configurations Large Bande et Sensible

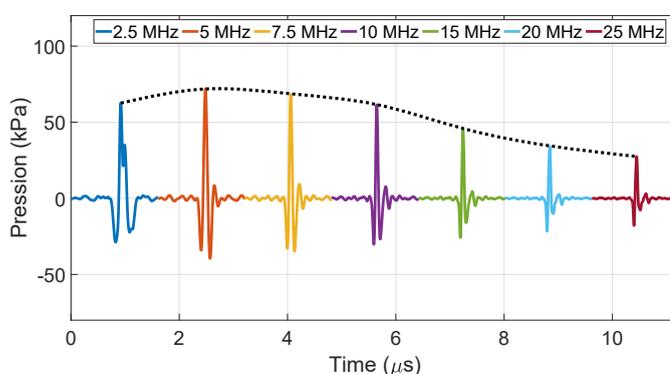
9.3 Mesure de pression avec hydrophone

Les mesures de pression ont été effectuées en deux temps : avec les barrettes "à nu" et avec les puces intégrées dans des prototypes d'imagerie complets. Dans le premier cas,

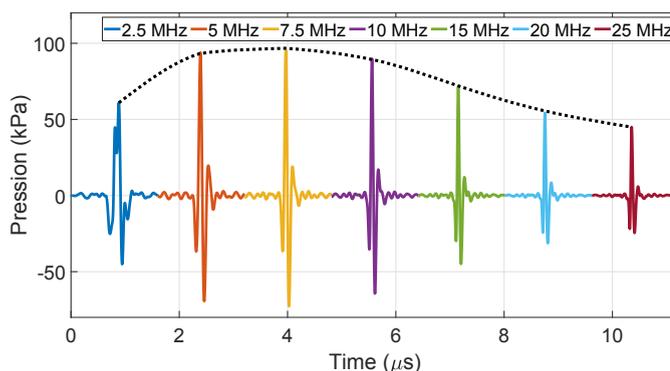
la mesure a été effectuée dans un liquide non conducteur, huile végétale, à une distance proche de 5.6 mm. Dans la seconde configuration, les CMUTs étant isolés électriquement, la mesure a été réalisée dans l'eau à 20 mm. Dans les deux cas, la tension d'excitation était de 75V pic-pic avec une tension de polarisation de 60V pour la configuration Large Bande et de 100V pour la configuration Sensible (90 % de la tension de collapse).

9.3.1 Mesures sur puce nue dans l'huile

Pour étudier la réponse des deux configurations CMUTs, la pression a été mesurée pour plusieurs fréquences d'excitation de 2.5 MHz à 25 MHz. Les réponses temporelles pour les deux configurations sont tracées sur la figure 9.9.



(a) Configuration Large Bande



(b) Configuration Sensible

FIGURE 9.9 – Réponses temporelles de la pression dans l'huile à 5.6 mm pour différentes fréquences d'excitation

On remarque très clairement que l'amplitude de la pression émise par la configuration Sensible est supérieure à la configuration Large Bande pour toutes les fréquences d'excitation (sauf à 2.5 MHz mais avec une différence de 1.5 kPa). Il est intéressant de noter que la barrette Large Bande possède une pression maximale à 5 MHz de 72 kPa, contre 95 kPa pour la configuration Sensible obtenu à 7.5 MHz. Ces valeurs sont inférieures aux

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

simulations effectuées pendant l'étape de conception qui prévoyait une pression maximale atteinte à 10 MHz. Toutefois, il s'agit de mesures impulsionnelles et c'est sur les spectres des signaux reçus que l'analyse doit être faite (figure 9.10).

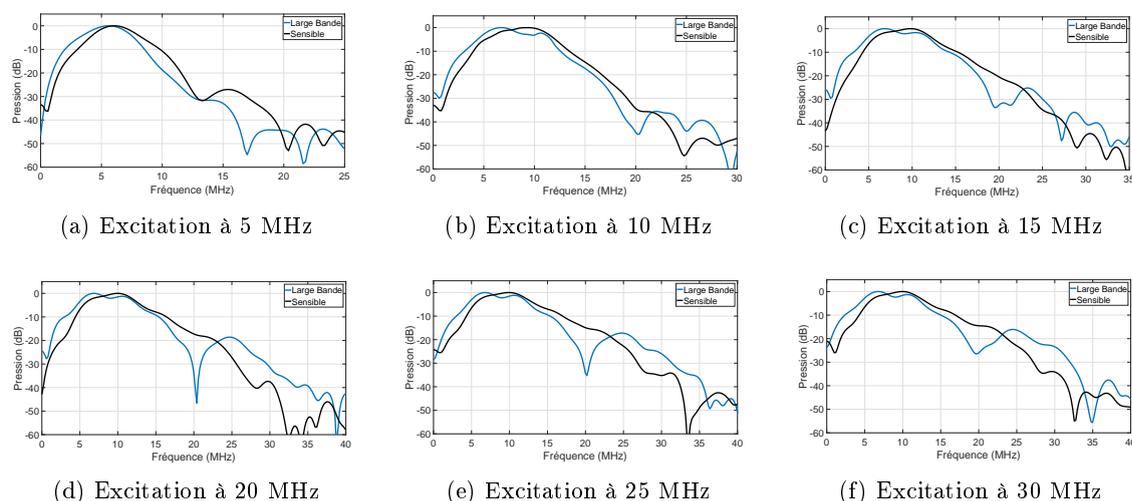


FIGURE 9.10 – Spectre de la pression mesurée dans l'huile pour les deux configurations avec plusieurs fréquences d'excitation (5, 10, 15, 20, 25, 30 MHz)

Ces spectres permettent d'obtenir la fréquence centrale et la bande passante relative à -3dB des deux configurations en fonction de la fréquence d'excitation (tableau 9.2).

TABLE 9.2 – Fréquence centrale et bande passante relative à -3dB mesurées des configurations Large Bande et Sensible

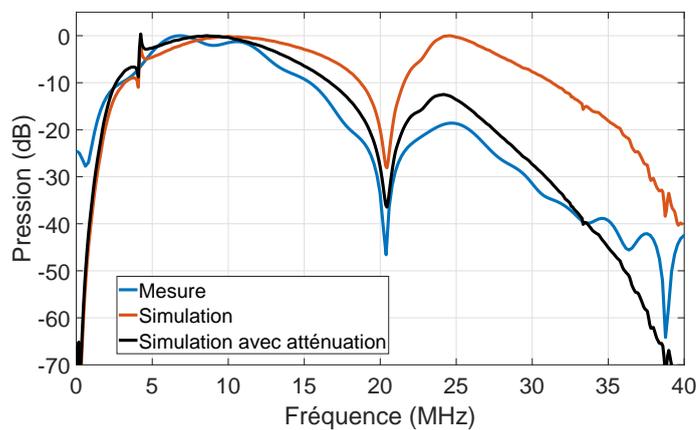
Fréquence d'excitation	Large Bande	Sensible
5 MHz	5.50 MHz 62 %	6.20 MHz 52 %
10 MHz	6.89 MHz 72 %	8.39 MHz 71 %
15 MHz	8.29 MHz 79 %	8.99 MHz 66 %
20 MHz	8.59 MHz 79 %	9.19 MHz 65 %
25 MHz	8.49 MHz 82 %	9.19 MHz 69 %
30 MHz	8.49 MHz 82 %	9.29 MHz 67 %

Plusieurs éléments sont à prendre en compte ici. La configuration Sensible possède une fréquence centrale toujours supérieure à la barrette Large Bande mais possède toujours une

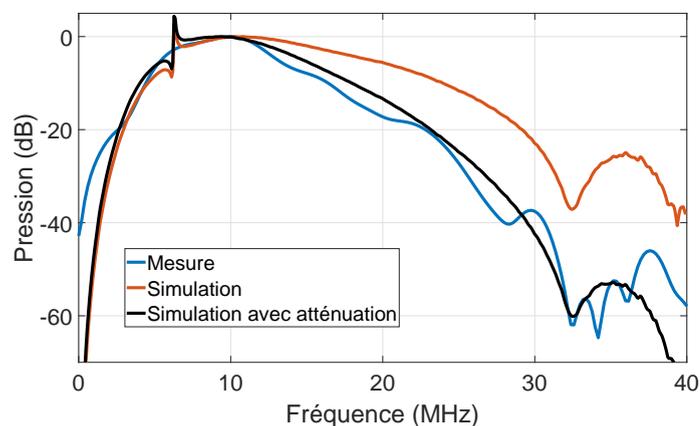
9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

bande passante relative inférieure quelque soit la fréquence d'excitation. Le maximum de bande passante atteint par la barrette Sensible est obtenue pour une excitation centrée à 10 MHz alors que la configuration Large Bande atteint son maximum avec une excitation centrée à 25 MHz, donc plus large. Les fréquences de coupures mécaniques sont identifiables pour les deux configurations dès lors que la fréquence d'excitation dépasse 20 MHz : on retrouve 20 MHz pour la configuration Large Bande et 32 MHz pour la configuration Sensible. À "nu" et avec comme milieu de propagation un liquide, les mesures de pression permettent de valider les points de fonctionnement attendus en termes de bande passante et de sensibilité.

Pour finaliser cette étude dans l'huile, une comparaison avec le modèle a été effectuée avec les signaux obtenus pour une excitation de 20 MHz (figure 9.11). Cette fréquence a été choisie pour éviter la coupure dans le spectre liée à l'excitation et ainsi observer les fréquences de coupure mécanique.



(a) Barrette Linéaire Large Bande



(b) Barrette Linéaire Sensible

FIGURE 9.11 – Pression mesurée avec l'hydrophone dans l'huile et simulée en prenant en compte une excitation centrée à 20 MHz

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

Si on observe le comportement de la barrette Large Bande (figure 9.11a), on remarque la fréquence de coupure présente à 20.4 MHz. La simulation de la pression à une distance de 5.6 mm permet également de retrouver cette fréquence limite à 20.4 MHz mais il y a néanmoins un décalage au niveau de la fréquence centrale, celle-ci se situant à 8.6 MHz expérimentalement et à 10.6 MHz avec le modèle. Cet écart s'explique par l'atténuation du milieu de propagation. Effectivement, en rajoutant son impact (0.95 Np/m/MHz pour l'huile végétale [84]) à travers une loi d'atténuation en dB en utilisant $A = 11.4 \cdot 10^{-12}$ et $N = 1.82$:

$$\alpha = 20 \log(e^{Af^N}) \quad (9.1)$$

la pression simulée (en noir) se rapproche clairement des pressions expérimentales avec une fréquence centrale de 8.7 MHz. Si on s'intéresse à la réponse de la barrette Sensible (figure 9.11b), on remarque le même type de différence entre la pression simulée et mesurée : la fréquence de coupure mécanique haute est bien retrouvée aux alentours de 32.4 MHz mais la fréquence centrale est très différente (9.2 MHz expérimentalement et 11.5 MHz théoriquement) avec une pression plus importante avec le modèle après la fréquence centrale. La prise en compte du facteur d'atténuation du milieu de propagation permet ici aussi de retrouver les résultats expérimentaux avec une fréquence centrale décalée à 9.7 MHz. On peut considérer à ce stade que la démarche de conception est ici pleinement validée. En l'occurrence, les performances mesurées sont en parfaite adéquation avec les données prédites. On peut toutefois souligner l'importance du paramètre d'atténuation qui est clairement à considérer par la suite. Par ailleurs, c'est aussi un élément déterminant pour des configurations de type large bande dont les performances se trouvent bien inférieures à celles attendues.

9.3.2 Mesures avec une sonde d'imagerie

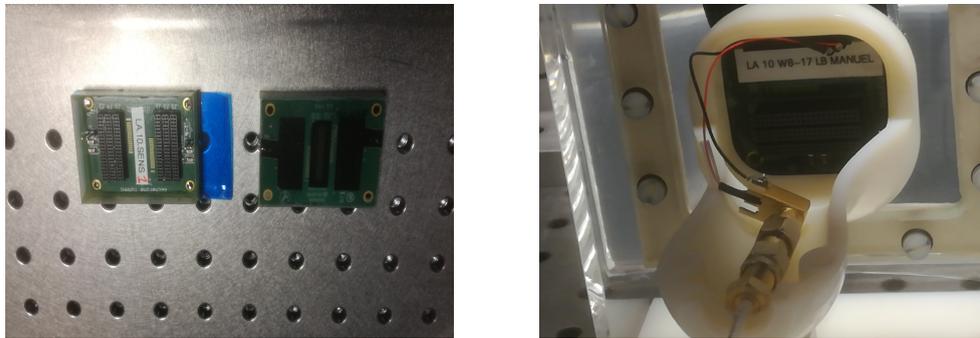
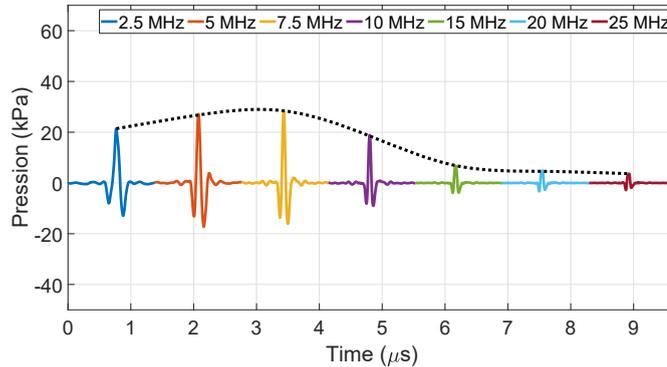


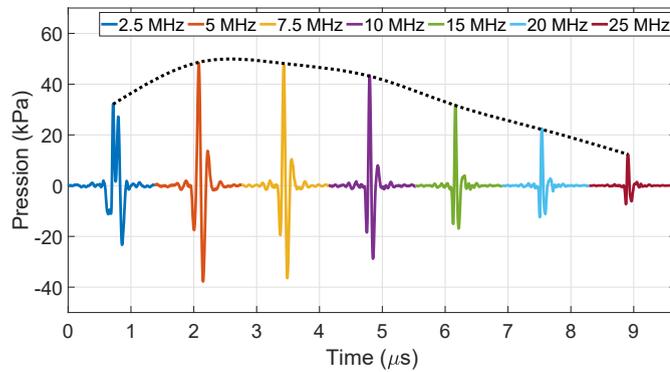
FIGURE 9.12 – Sonde d'imagerie linéaire centrée à 10 MHz

La deuxième série de mesure de pression a été menée avec une sonde d'imagerie finalisée, où cette fois la puce est recouverte de $600 \mu m$ d'un polymère silicone et implantée sur un PCB dédié. Les éléments sont alors accessibles via un connecteur (figure 9.12). Les conditions d'excitation sont les mêmes que pour les mesures dans l'huile.

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE



(a) Configuration Large Bande



(b) Configuration Sensible

FIGURE 9.13 – Réponses temporelles de la pression dans l'eau à 20 mm pour différentes fréquences d'excitation

Comme dans l'huile, la pression émise par la configuration Sensible est supérieure à la configuration Large Bande pour toutes les fréquences d'excitation. Les pressions maximales mesurées ont considérablement diminuées à 28 kPa pour la Large Bande à 7.5 MHz et 48 kPa pour la configuration Sensible à 5 MHz, dû à l'atténuation du silicone polymère. Pour vérifier l'impact de la couche de passivation sur la bande passante, les spectres associés à ces mesures sont tracés sur la figure 9.14.

Comme pour les mesures de pression dans l'huile, la fréquence centrale et la bande passante relative à -3 dB sont déterminées à partir de ces spectres (tableau 9.3).

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

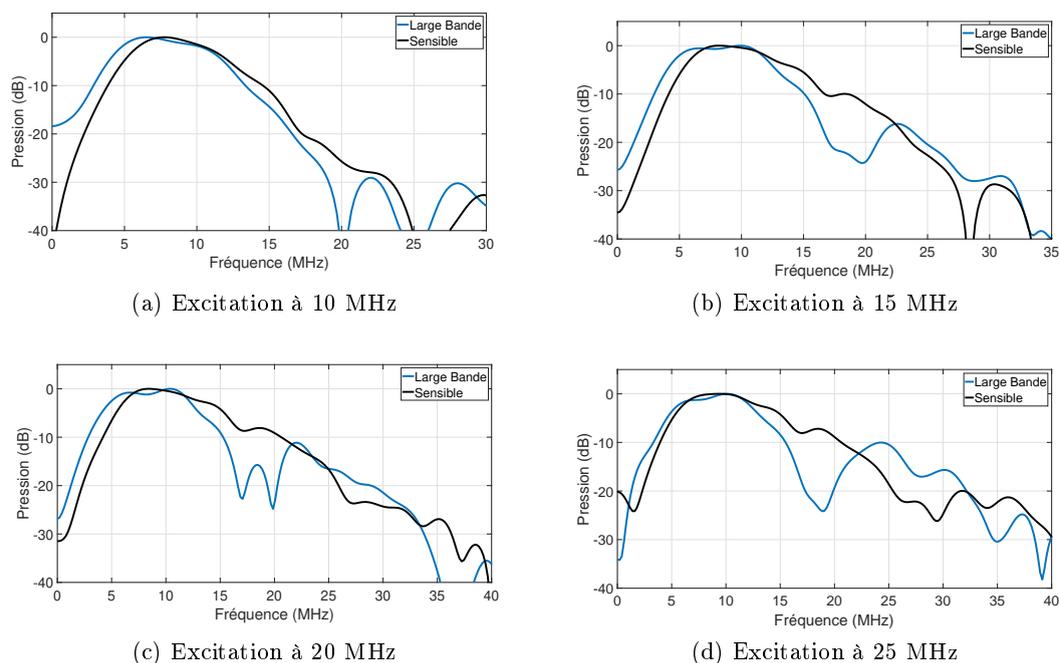


FIGURE 9.14 – Spectre de la pression mesurée pour les deux configurations packagées avec plusieurs fréquences d'excitation (10, 15, 20, 25 MHz)

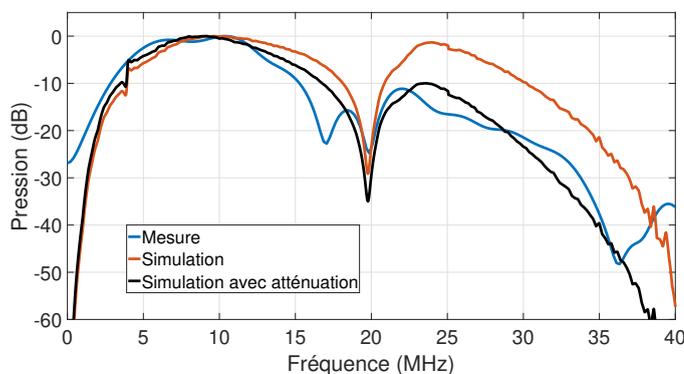
TABLE 9.3 – Fréquence centrale et bande passante relative à -3dB mesurées des configurations Large Bande et Sensible à partir de la pression dans l'eau

Fréquence d'excitation	Large Bande	Sensible
5 MHz	5.42 MHz 59 %	6.21 MHz 58 %
10 MHz	7.73 MHz 86 %	8.41 MHz 67 %
15 MHz	8.33 MHz 89 %	9.21 MHz 74 %
20 MHz	8.53 MHz 87 %	10 MHz 80 %
25 MHz	8.83 MHz 82 %	9.94 MHz 83 %
30 MHz	8.33 MHz 84 %	9.33 MHz 67 %

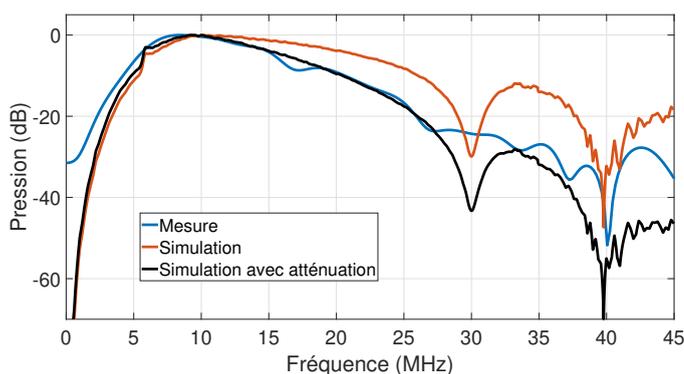
Comme précédemment, la configuration Sensible possède une fréquence centrale supérieure à celle de la Large Bande quelque soit la fréquence d'excitation, et, la bande passante relative est également toujours inférieure. De la même manière que pour l'étude menée dans l'huile, une comparaison avec le modèle a été effectuée pour les spectres recueillis avec une

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

excitation de 20 MHz (figure 9.15). Il est important de préciser que la vitesse de propagation (1147 m/s) et la masse volumique (1.14 g/cm^3) du silicone polymère ont été utilisées dans la simulation.



(a) Barrette Linéaire Large Bande



(b) Barrette Linéaire Sensible

FIGURE 9.15 – Pression mesurée avec l’hydrophone dans l’eau et simulée en prenant en compte une excitation centrée à 20 MHz

L’analyse du spectre de la configuration Large Bande montre une fréquence de coupure présente à 19.9 MHz qui est donnée par la simulation à 19.8 MHz. Comme dans la mesure de pression dans l’huile, la fréquence centrale est surestimée à 10.6 MHz avec le modèle alors qu’elle est située à 8.5 MHz expérimentalement. Une mesure de l’atténuation du silicone utilisé a été effectuée et nous permet d’adapter l’équation 9.1 en considérant $A = 13.4$ et $N = 1.6$. En considérant l’amortissement de la couche de passivation ($600 \mu\text{m}$ pour rappel), on arrive à réduire la fréquence centrale jusqu’à 9.29 MHz tout en réduisant les écarts entre la simulation et la mesure. Le même phénomène se produit également pour la configuration Sensible : la fréquence centrale est surévaluée par le modèle à 13 MHz, alors qu’en prenant en compte l’atténuation, elle se décale jusqu’à 10.2 MHz, en sachant que expérimentalement elle se situe à 10 MHz. La coupure dans le spectre à 17 MHz est due au montage expérimental et n’est donc pas considérée dans cette étude.

Pour finaliser ce travail d’analyse de la sonde d’imagerie, des tests complets d’éva-

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

luation sur une plateforme échographique ont été menés, en collaboration avec la société VERMON. Ces tests sont standards et font partie du circuit d'évaluation d'un réseau d'imagerie mis en place par le fabricant. Ils permettent, en l'occurrence, d'établir, pour une sonde donnée, la statistique de performances des éléments en mode pulse-écho, réalisé sur cible plane, et en mode imagerie. Pour ce dernier, il est utilisé ce que l'on appelle un « fantôme » échographique qui permet d'obtenir des paramètres images basiques tels que les résolutions axiales, latérales, le contraste en fonction de l'angle d'observation mais aussi de la profondeur. Le fantôme utilisé ici est le modèle Gammex Sono 404 GS (figure 9.16) qui contient une série de réflecteurs ponctuels positionnés le long d'un même axe et sur un même rayon afin justement d'évaluer les performances en profondeur et en directivité de la barrette. D'autres zones sont aussi définies pour évaluer le contraste (disque de différentes couleurs) mais, dans le cadre de ces travaux, n'ont pas été exploités.

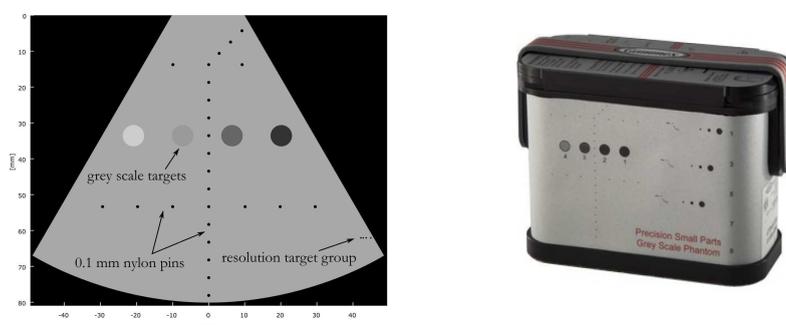


FIGURE 9.16 – Fantôme échographique Gammex Sono 404 GS

Le premier jeu de paramètres obtenus est donc l'ensemble des performances des deux configurations utilisées en mode-pulse écho. Le protocole de mesure consiste à connecter la sonde sur un échographe « ouvert », il s'agit ici du modèle Vantage de la société Verasonics, permettant de couvrir la bande de fréquence 2-20 MHz. Par ailleurs, il est important de préciser que pour ces tests, la sonde est associée à une électronique de préamplification qui permet, en réception, de conditionner/préamplifier les signaux recueillis afin de les transmettre via le faisceau de liaison Sonde/Echographe. L'électronique utilisée n'a fait l'objet d'aucune étude spécifique, ni d'analyse dans le cadre de la thèse, il s'agit d'une brique technologique, aujourd'hui maîtrisée par le fabricant qui a été employée.

Les conditions opératoires ont été fixées pour obtenir la signature acoustique complète des deux sondes, soit une fréquence d'excitation centrée à 16 MHz, avec une impulsion bi-polaire de 40 Vpp. Pour la configuration sensible, la polarisation était fixée à 100 V et pour la seconde, 60 V. Tous les éléments ont ainsi été testés et évalués. A noter que certains éléments étaient inactifs (défauts de connectique) mais de manière non significative pour la comparaison entre les deux configurations. Les réponses temporelles et les spectres associés sont tracés sur la figure 9.17 pour l'un des éléments testés parmi les 128. Le tableau 9.4 répertorie la statistique des performances des deux configurations : fréquence centrale à -6dB (en relatif), Bande passante relative à -6 et -20 dB et les résolutions axiales à -6 et -20 dB.

La première constatation concerne la fréquence centrale finale, qui est plutôt située autour de 7 MHz pour les deux configurations. On est plus bas que les valeurs mesurées en

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

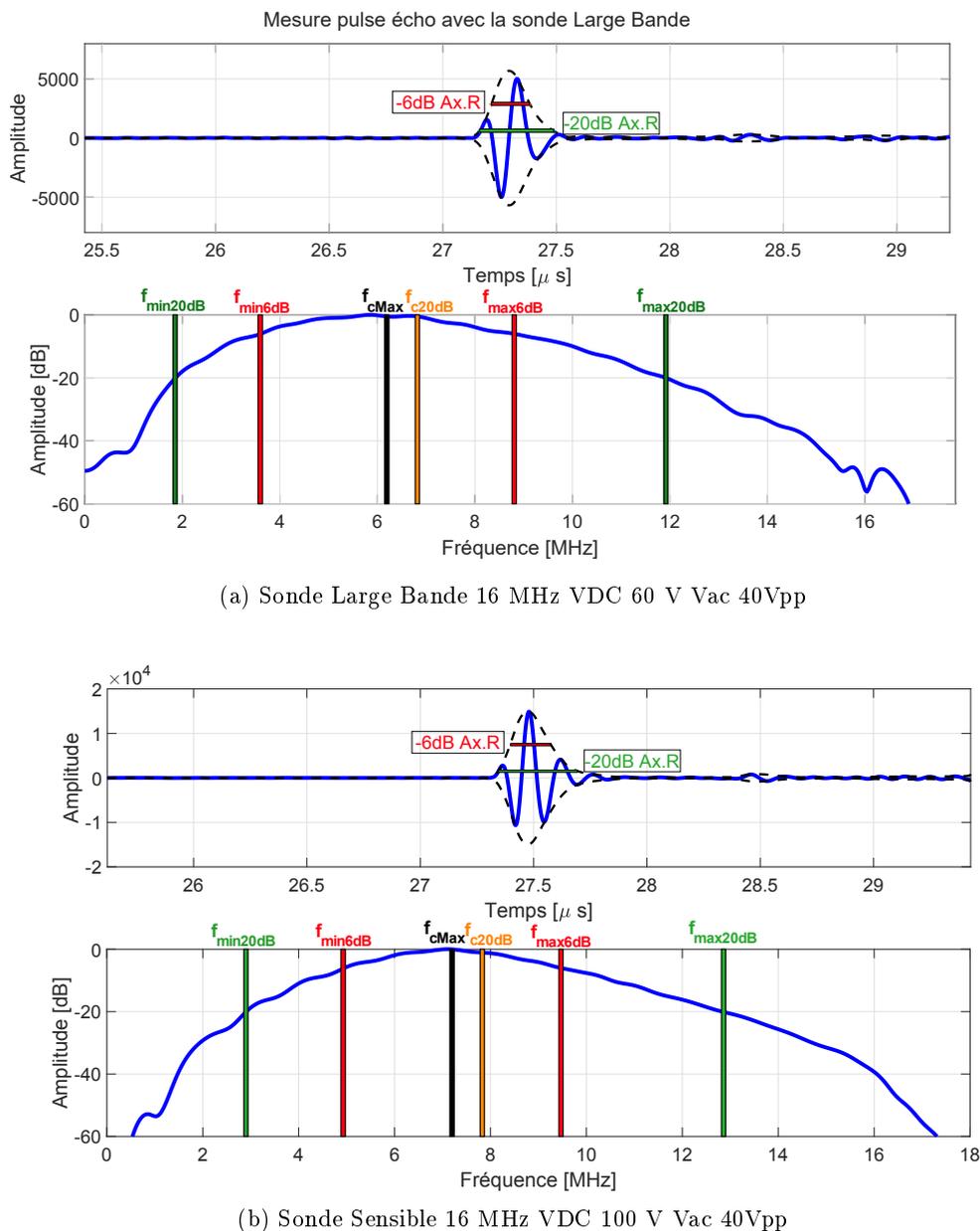


FIGURE 9.17 – Mesure pulse écho effectuée sur un élément des deux sondes

direct, deux raisons à cela, la première est liée à l'atténuation dans la couche polymère qui joue un rôle de filtre passe-bas, la seconde est probablement liée à l'électronique de pré-amplification. Bien que nominale elle soit conçue pour travailler jusqu'à 15 MHz, sur le plan pratique elle impacte les fréquences supérieures à 10 MHz. Pour la partie polymère, l'épaisseur ici était de 600 μm , ce qui en pratique peut-être réduit à 300 μm .

Deux résultats sont à souligner, le premier concerne l'homogénéité des deux configurations, ce qui met clairement en avant l'intérêt de cette technologie au regard des technologies piézoélectriques. Le second concerne le gain en performance notable sur la configuration

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE

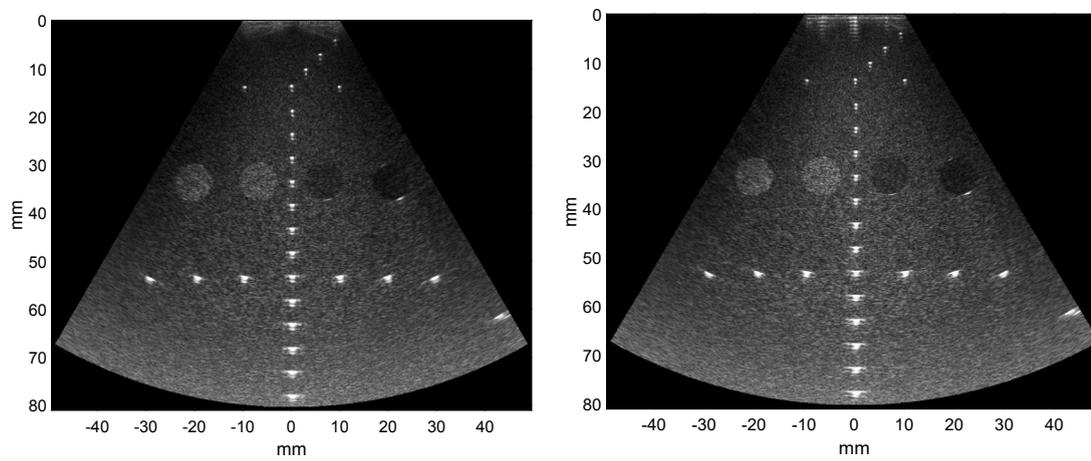
TABLE 9.4 – Performances moyennes mesurées des deux sondes d’imagerie

	Configuration Large Bande	Configuration Sensible
SNR (dB)	56.2	62.1
Fc -6dB (MHz)	6.16	7.24
BW-6dB (%)	84	63
Fc -20 dB (MHz)	6.8	7.82
BW -20 dB (%)	149	128
Rés. Axiale -6dB (ns)	169.9	177
Rés. Axiale -20dB (ns)	353.7	356.3

dite sensible, elle offre 10 dB de sensibilité supplémentaire avec 10 dB de rapport signal sur bruit en plus. C’est donc ici, un effet direct du choix de la topologie des CMUTs fabriqués. Ce type de résultat confirme clairement que les topologies de type Sensible sont à privilégier, elles sont moins influencées par les effets d’atténuation et surtout, elles mettent en avant le fait que le principe d’augmentation du taux de surface active n’est pas le seul critère d’optimisation à considérer. Par ailleurs, on démontre ici tout l’intérêt d’avoir cherché à optimiser le mode 1, où l’on considère qu’il n’y a pas d’effets de couplage inter-membrane. En effet, lors de la phase de conception, nous avons vu que pour la configuration Sensible la fréquence de résonance du mode 1 correspondait exactement à la fréquence finale de travail attendue, qui est aussi celle que l’on obtient expérimentalement à condition, toutefois, de considérer les effets d’atténuation dans la lentille lors de l’étape de conception.

Pour conclure ces résultats, nous présentons deux images obtenues (fréquence de tir 7 MHz) sur le fantôme (figure 9.18). Le gain en sensibilité de la configuration S est évident, la sonde permet d’explorer la totalité du milieu en profondeur jusqu’à 80 mm sans baisse significative d’intensité. En termes de résolution axiale, il n’y a aucune différence majeure du fait qu’en absolu les deux configurations aient la même largeur de bande. On voit, par contre, que les résolutions latérales sont identiques, ce qui est normal étant que les deux sondes ont exactement les mêmes configurations géométriques.

9.3. MESURE DE PRESSION AVEC HYDROPHONE



(a) Sonde Large Bande $V_{dc} = 60 \text{ V}$ $V_{pp} = 40 \text{ V}$

(b) Sonde Sensible $V_{dc} = 100 \text{ V}$ $V_{pp} = 40 \text{ V}$

FIGURE 9.18 – Images effectuées avec les deux sondes sur un fantôme Gammex Sono 404 GS avec 61 ondes planes sur un angle de $\pm 30^\circ$

Conclusion

L'objectif de cette seconde partie était de mettre en place des règles de conception d'une barrette CMUT et de les valider sur des dispositifs d'imagerie complet. Nous avons, dans un premier temps, présenté toutes les étapes de simulation de ce type de dispositif formulées par Boulmé [4] : de la cellule unitaire à la barrette complète. Il est important de noter, au regard de la littérature, que le choix des grandeurs physiques considérées pour le modèle piston équivalent s'est porté sur la vitesse particulière moyenne et non la valeur efficace. La stratégie d'optimisation de la réponse porte uniquement sur le mode de fonctionnement nominal d'un réseau de CMUTs, celui où toutes les cellules vibrent en phase. On détermine ce mode par la décomposition modale de la matrice des frontières qui permet de modéliser le couplage CMUT / fluide. Nous avons montré que, pour une configuration de barrette donnée (pas fixé), ajuster la largeur d'un CMUT (à épaisseur de membrane constante) permet clairement d'ajuster les performances de l'élément soit pour augmenter la sensibilité, soit pour privilégier la bande passante. Modifier l'épaisseur de la membrane offre encore plus de possibilités mais cette approche n'a d'intérêt que si l'on fabrique un seul type de puce par wafer. Pour les deux configurations testées, Large Bande et Sensible, les points de fonctionnement attendus en terme de fréquence centrale et fréquence de coupure haute ont été parfaitement retrouvés expérimentalement. Enfin, les mesures réalisées ont clairement souligné l'importance de l'atténuation du milieu placé en face, notamment sur des topologies de type Large Bande. Celles de type Sensible semblent moins affectées par les effets d'atténuation et deviennent, de fait, des configurations à privilégier pour de futurs lots de CMUTs.

Troisième partie

Modélisation d'un réseau de CMUTs chargé par un milieu viscoélastique

Introduction

Dans le cadre de ces travaux de thèse, comme discuté dans l'introduction de ce document, nous avons souhaité étendre le modèle de barrettes couplées à un milieu liquide parfait à d'autres types de milieux, les polymères viscoélastiques. Le premier objectif étant, à termes, d'améliorer ou affiner l'étape de conception du transducteur en tenant compte de la viscosité de cisaillement du matériau utilisé pour la passivation, le second étant d'évaluer l'intérêt de la technologie CMUT pour la mesure ou le suivi des propriétés longitudinales et transversales de milieux à comportement viscoélastique. La stratégie de modélisation que nous avons adoptée et que nous présentons dans cette dernière partie reprend toutes les étapes du modèle de couplage CMUT/fluide présenté dans la partie précédente. A savoir que le couplage CMUT/Milieu viscoélastique est modélisé par une matrice des frontières, comparable à celle utilisée pour les fluides parfaits. L'enjeu de ce nouveau développement est donc la détermination d'une nouvelle fonction de Green 3D du milieu viscoélastique semi-infini. Il est important de repréciser ici que ce modèle repose sur une hypothèse importante, l'impact de la couche de passivation sur la tension de collapse est négligeable voire quasi inexistant [12]. Les développements théoriques ne concernent donc que le comportement dynamique du transducteur. Le second élément important à préciser concerne le fait qu'on se limite ici à la modélisation d'un milieu viscoélastique semi-infini, bien qu'en pratique la couche de passivation soit d'épaisseur finie, typiquement de l'ordre de quelques centaines de micro-mètres. La raison est assez simple, elle s'appuie sur le fait que les sondes ultrasonores sont exploitées en régime impulsionnel, avec des signaux dont la bande passante est suffisante pour que les échos d'aller-retour dans la couche de passivation soient découplés temporellement. En d'autres termes, l'onde émise par le réseau de CMUT, en régime impulsionnel, ne voit qu'un milieu semi-infini.

Cette dernière partie se décompose en cinq chapitres. Le premier propose quelques rappels de base sur le comportement d'un milieu viscoélastique et les modèles mécaniques associés. Dans ce premier chapitre, nous montrerons de quelle façon un matériau viscoélastique peut être vu et modélisé comme un solide élastique, ceci afin d'établir des équivalences entre grandeurs élastiques et grandeurs viscoélastiques. Sur la base de cette équivalence, considérant le milieu viscoléastique semi-infini comme un solide élastique, nous présentons la démarche de calcul de la fonction de Green 3D d'un tel milieu. Nous réservons le troisième chapitre à l'implémentation numérique du calcul de cette fonction de Green 3D. Nous avons porté une attention particulière à cet aspect du calcul afin notamment de maintenir des coûts numériques raisonnables. Le quatrième chapitre est une validation théorique de la fonction de Green 3D. Le dernier concerne la validation expérimentale de l'ensemble du

modèle de barrette CMUT développé.

Chapitre 10

Rappels sur le comportement de milieux viscoélastiques

Bien que cette thèse ne soit pas consacrée au champ d'étude qu'est la rhéologie, une brève description s'impose pour comprendre plusieurs éléments clés détaillés au cours de cette partie. La rhéologie est l'étude des matériaux dont le comportement se situe entre un liquide Newtonien (dont les contraintes sont proportionnelles aux vitesses de déformations) et un matériau élastique parfait (dont les contraintes sont proportionnelles aux déformations), les matériaux viscoélastiques [85, ch. 1] [86, ch. 2] [87, ch. 6] [88, ch. 4]. Lorsque l'on soumet ces matériaux à une contrainte en cisaillement σ , on identifie plusieurs catégories de comportements / modèles qui font l'objet de ce paragraphe.

10.1 Modèle d'un solide Hookéen

Dans le cas d'un solide élastique Hookéen, le module de cisaillement G fait le lien avec la déformation engendrée γ :

$$\sigma = G\gamma \tag{10.1}$$

Dès qu'une contrainte est appliquée, une déformation apparaît et revient à son état initial une fois la contrainte arrêtée (figure 10.1). Il existe néanmoins une valeur seuil à partir de laquelle la déformation devient irréversible et déclenche une rupture.

Le schéma comportemental d'un solide Hookéen se résume donc à un ressort de raideur G illustrant la réversibilité de la déformation.

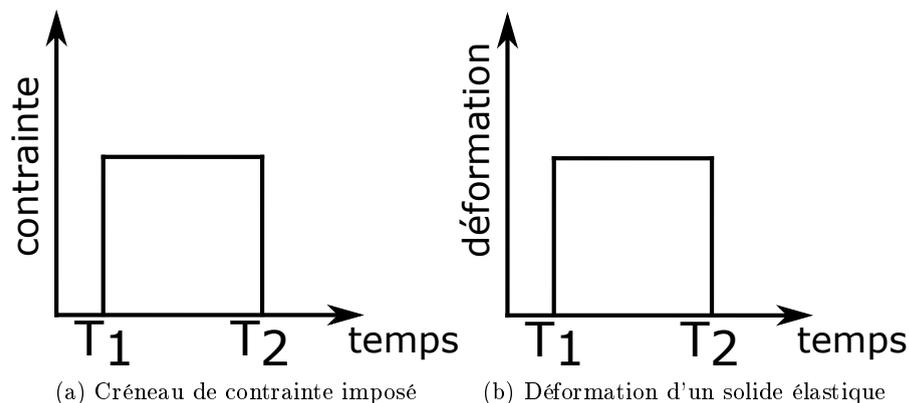


FIGURE 10.1 – Comportement de déformation et de recouvrance pour un solide Hookéen soumis à une contrainte constante



FIGURE 10.2 – Schéma comportemental expliquant le comportement d'un solide élastique à travers un ressort de raideur G

10.2 Modèle d'un liquide Newtonien

Dans le cas d'un liquide Newtonien, la viscosité dynamique η fait le lien avec la vitesse de déformation $\dot{\gamma}$ selon la loi de Newton :

$$\sigma = \eta \dot{\gamma} \quad (10.2)$$

Dès qu'une contrainte est appliquée, la déformation est continue et reste à son état final une fois la contrainte arrêtée (figure 10.3). La déformation est donc irréversible (le liquide s'écoulant).

Le schéma comportemental d'un liquide Newtonien se résume donc à un amortisseur de viscosité η illustrant la déformation continue.

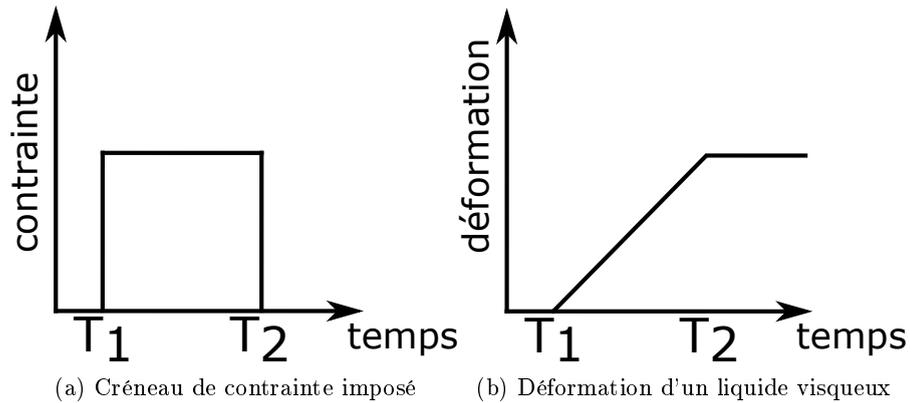


FIGURE 10.3 – Comportement de déformation et de recouvrance pour un liquide Newtonien soumis à une contrainte constante



FIGURE 10.4 – Schéma comportemental expliquant le comportement d'un liquide Newtonien à travers un amortisseur de viscosité η

La viscosité (ou autrement appelée viscosité de cisaillement) est caractéristique de la résistance opposée à une contrainte dans le plan. Elle est souvent exprimée avec la viscosité dynamique η (en Poise, équivalent à 0.1 Pa.s, ou plus couramment en centiPoise cP, équivalent à 1mPa.s) ou à travers la viscosité cinématique ν en Stokes (St ou cm^2/s) avec la densité volumique ρ :

$$\nu = \frac{\eta}{\rho} \quad (10.3)$$

10.3 Modèles viscoélastiques

Les matériaux viscoélastiques ont un comportement dépendant du type de matériau. Par exemple, ils peuvent être rhéoépaississant (la viscosité augmentant avec $\dot{\gamma}$) ou rhéofluidifiant (la viscosité diminue avec $\dot{\gamma}$). Maxwell a remarqué que tout fluide peut être assimilé à un milieu visqueux et élastique et passe d'un comportement à l'autre à partir d'un temps d'utilisation dépendant du module de cisaillement et de la viscosité selon la relation :

$$\tau = \frac{\eta}{G} \quad (10.4)$$

Effectivement, avant ce temps propre τ , la déformation liée à la contrainte s'apparente à un comportement élastique, et après τ , il s'agit d'un comportement visqueux. Il est possible d'ailleurs de catégoriser les fluides selon ce temps propre : pour une valeur nulle, il s'agit d'un liquide parfait ; pour une valeur très faible (10^{-12} par exemple pour l'eau), il s'agit d'un liquide visqueux linéaire donc Newtonien ; pour une valeur plus importante (10^{-3}), il s'agit d'un liquide visqueux non linéaire et donc non Newtonien ; et enfin pour une valeur extrêmement importante (10^3), il s'agit de milieux viscoélastiques. Un matériau viscoélastique est donc caractérisé par une dépendance au temps et une recouvrance incomplète comme illustrée sur la figure 10.5.

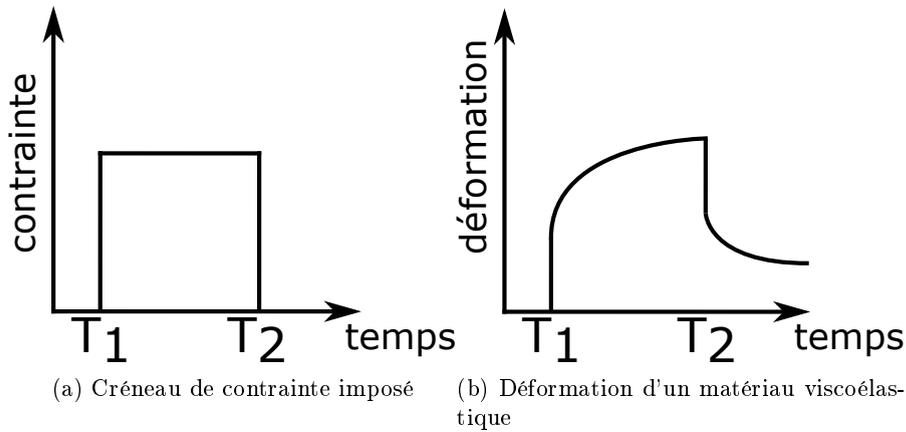


FIGURE 10.5 – Comportement de déformation et de recouvrance pour un matériau viscoélastique soumis à une contrainte constante

Ce retard à la déformation et à la recouvrance (retour à l'état initial) est souvent modélisé par des associations en série ou en parallèle de ressorts (symbolisant le comportement élastique, figure 10.2) et d'amortisseurs (symbolisant le comportement visqueux, figure 10.4). Le module de cisaillement G peut être rendu complexe pour refléter cette dualité comportementale :

$$\sigma = [G' + iG'']\gamma \quad (10.5)$$

où G' est la composante élastique, également nommée le module de conservation qui correspond à l'énergie emmagasinée, et G'' la composante visqueuse, également nommé le module de perte qui correspond à l'énergie dissipée sous forme de frottements visqueux. Le déphasage existant entre le déplacement imposé et la contrainte peut être calculé sous la forme :

$$\frac{G''}{G'} = \tan(\delta) \quad (10.6)$$

Dans le cas d'un solide Hookéen : $\delta = 0$, $G' = G = 1/J$ avec J la complaisance et $G'' = 0$ et dans le cas d'un liquide Newtonien : $\delta = 90^\circ$, $G' = 0$ et $G'' = \eta$. Comme le module de cisaillement peut être rendu complexe pour interpréter le comportement d'un matériau viscoélastique, la viscosité η peut être également définie de manière complexe :

$$\eta^* = \frac{G^*}{i\omega} = \eta' - i\eta'' \quad (10.7)$$

avec $\eta' = \frac{G''}{\omega}$ et $\eta'' = \frac{G'}{\omega}$. En utilisant le module de cisaillement complexe et la viscosité complexe, on peut remonter au comportement d'un solide Hookéen : $G' = G$ et $\eta' = 0$; et d'un liquide Newtonien : $\eta' = \eta$ et $G' = 0$. La dépendance à la température sur le comportement viscoélastique est très importante mais est malheureusement non étudiée ici, les mesures expérimentales étant effectuées dans un milieu où la température est toujours ambiante.

Différents types de modèles existent pour interpréter le comportement d'un matériau. Dans le cadre de ces travaux, seuls 2 d'entre eux sont étudiés, le modèle de Kelvin-Voigt et le modèle de Maxwell.

10.3.1 Modèle de Kelvin-Voigt

Le modèle de Kelvin-Voigt est le modèle de base d'un solide viscoélastique et est constitué d'un ressort de raideur G décrivant l'élasticité du solide et d'un amortisseur de viscosité η décrivant les frictions internes en parallèle. Dans ce modèle, la contrainte imposée à l'ensemble est égal à la somme des contraintes des composants :

$$\sigma = \sigma_G + \sigma_\eta \quad (10.8)$$

Inversement, la déformation totale subie est la même sur chacun des composants :

$$\gamma = \gamma_G = \gamma_\eta \quad (10.9)$$

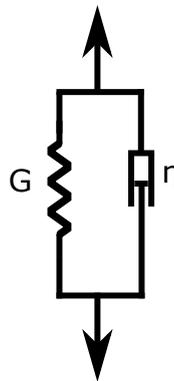


FIGURE 10.6 – Schéma comportemental du modèle de Kelvin-Voigt avec un ressort de raideur G et un amortisseur de viscosité η en parallèle

En reprenant les formules définissant chacune de ces contraintes (équations 10.1 et 10.2), il est possible d'obtenir la contrainte en fonction des déformations :

$$\sigma = G\gamma + \eta\dot{\gamma} \quad (10.10)$$

Les solutions possibles pour le module de cisaillement complexe G^* et la viscosité complexe η^* sont simples ici à déterminer à partir de :

$$G^* = G + i\omega\eta \quad (10.11a)$$

$$G' = G \text{ et } G'' = \eta\omega \quad (10.11b)$$

$$\eta' = \eta \text{ et } \eta'' = \frac{G}{\omega} \quad (10.11c)$$

10.3.2 Modèle de Maxwell

Le modèle de Maxwell est le modèle de base d'un liquide viscoélastique et est constitué d'un ressort de raideur G et d'un amortisseur de viscosité η en série. Dans ce modèle, la déformation imposée à l'ensemble est égal à la somme des déformations des composants :

$$\gamma = \gamma_G + \gamma_\eta \quad (10.12)$$

Inversement, la contrainte totale subie est la même sur chacune des composantes :

$$\sigma = \sigma_G = \sigma_\eta \quad (10.13)$$



FIGURE 10.7 – Schéma comportemental du modèle de Maxwell avec un ressort de raideur G et un amortisseur de viscosité η en série

En reprenant les équations 10.1 et 10.2, il est possible d'obtenir la déformation totale en fonction des contraintes :

$$\dot{\gamma} = \frac{\dot{\sigma}}{G} + \frac{\sigma}{\eta} \quad (10.14)$$

Les solutions possibles pour le module de cisaillement complexe G^* et la viscosité com-

10.4. ÉQUIVALENCE ENTRE MILIEU VISCOÉLASTIQUE ET SOLIDE ÉLASTIQUE

plexes η^* sont ici déterminées à partir de :

$$G^* = \frac{1}{\frac{1}{G} - \frac{i}{\omega\eta}} \quad (10.15a)$$

$$G' = \frac{G(\omega\tau)^2}{1 + (\omega\tau)^2} \text{ et } G'' = \frac{G\omega\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (10.15b)$$

$$\eta' = \frac{G\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \text{ et } \eta'' = \frac{G\omega\tau^2}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (10.15c)$$

10.4 Équivalence entre milieu viscoélastique et solide élastique

Il existe plusieurs approches pour établir une équivalence entre milieux viscoélastiques et solides élastiques. L'élément déterminant étant le choix du jeu de variables élastiques retenu pour modéliser le comportement solide équivalent. On trouve, pour un milieu isotrope, le couple module de Young - coefficient de poisson ou le couple coefficient élastique de volume - module de cisaillement, que l'on appelle les coefficients de Lamé λ et μ . μ étant le coefficient G vu précédemment. Ce dernier couple est le plus adapté car il intègre naturellement les milieux liquides à travers le coefficient λ qui définit le coefficient de dilatation volumique du milieu. Pour implémenter la viscoélasticité, il suffit d'associer aux paramètres λ et μ , une composante imaginaire λ' et μ' (cela sous-entend que l'on est en régime harmonique) ; permettant ainsi d'introduire des vitesses ultrasonores longitudinales et transverses complexes (C_L^* et C_T^*), et donc des effets d'atténuation dans le milieu :

$$C_L^* = \sqrt{\frac{(\lambda + 2\mu) - i(\lambda' + 2\mu')}{\rho}} \quad (10.16a)$$

$$C_T^* = \sqrt{\frac{\mu - i\mu'}{\rho}} \quad (10.16b)$$

L'utilisation d'un modèle rhéologique simple est introduit avec les composantes dépendantes du cisaillement μ et μ' . Par exemple, si on considère comme milieu en face avant un fluide Newtonien, le module de cisaillement μ ou G' est égal à 0. Dans le même sens, si on considère l'hypothèse de Stokes [89, ch. 6] en considérant le fluide comme incompressible, le second coefficient de viscosité λ' peut être exprimé en fonction de la viscosité de cisaillement μ' ou G'' à partir de la relation suivante :

$$\lambda' + \frac{2}{3}\mu' = 0 \quad (10.17)$$

Il est donc possible, dans le cas d'un fluide Newtonien, d'exprimer les vitesses complexes

10.4. ÉQUIVALENCE ENTRE MILIEU VISCOÉLASTIQUE ET SOLIDE ÉLASTIQUE

C_L^* et C_T^* en fonction du coefficient de Lamé λ et du premier coefficient de viscosité μ' :

$$C_L^* = \sqrt{\frac{\lambda - \frac{4i\mu'}{3}}{\rho}} \quad (10.18a)$$

$$C_T^* = \sqrt{\frac{-i\mu'}{\rho}} \quad (10.18b)$$

Comme indiqué précédemment, la composante visqueuse μ' (ou G'') pour un modèle Newtonien correspond simplement au produit de la viscosité dynamique avec la vitesse angulaire ω :

$$\mu' = \omega\eta \quad (10.19)$$

Il est donc possible en connaissant la densité, la viscosité dynamique et le premier coefficient de Lamé, de déduire facilement les vitesses complexes des ondes se propageant dans un liquide Newtonien :

$$C_L^* = \sqrt{\frac{\lambda - \frac{4i\omega\eta}{3}}{\rho}} \quad (10.20a)$$

$$C_T^* = \sqrt{\frac{-i\omega\eta}{\rho}} \quad (10.20b)$$

Chapitre 11

Fonction de Green 3D d'un milieu viscoélastique semi-infini

Sur la base des calculs que nous venons de présenter, permettant de traiter les milieux viscoélastiques comme des matériaux solides élastiques, nous pouvons développer le calcul de la fonction de Green 3D d'un milieu viscoélastique semi-infini. L'approche que nous proposons sera donc la même que si le matériau en face avant du réseau de CMUT était un solide élastique semi-infini. Il s'agit en l'occurrence d'un problème que l'on rencontre couramment en acoustique des solides, tels que le contrôle non destructif ou la géophysique. Il est possible de classer les solutions en trois catégories selon leur domaine d'utilisation :

- Les solutions établies dans le domaine espace-temps avec une source d'excitation impulsionnelle [90, ch. 4]
- Les solutions établies dans le domaine espace-fréquence avec une source d'excitation monochromatique [91, ch. 4]
- Les solutions établies dans le domaine des ondes planes (aussi appelé domaine oméga-k) avec une source d'excitation monochromatique [92]

Compte tenu de la topologie d'un réseau de sources CMUT, comportant de fortes conditions de périodicités, nous avons fait le choix d'utiliser les techniques basées sur la décomposition des solutions dans l'espace des ondes planes. En fait, selon la théorie de Fourier, si on calcule une solution dans le domaine des ondes planes, sous forme discrète, alors dans le domaine réel cette solution est périodique en temps et dans l'espace.

11.1 Ondes planes dans un solide isotrope semi-infini

La figure 11.1 illustre le problème posé. Sur l'interface qui délimite le milieu semi-infini se trouve une source ponctuelle, qui traduit soit une variation du champ de déplacement, soit une variation du champ de contraintes. Dans le cas du rayonnement d'un CMUT, il s'agit d'une variation de la composante de déplacement selon l'axe normal à l'interface, soit l'axe z . On doit déterminer ensuite le champ de contraintes produit dans le milieu pour une source en déplacement et inversement, le champ de déplacement pour une source en contraintes. Dans le cas du couplage CMUT/fluide, seules les grandeurs calculées dans le

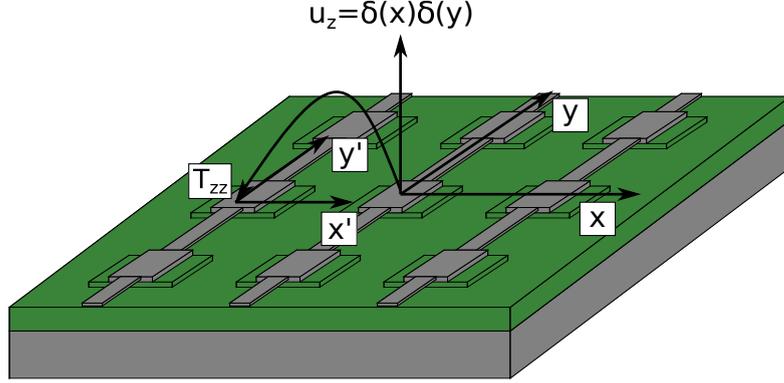


FIGURE 11.1 – Détermination de la contrainte T_{zz} à partir d'une source de déplacement U_z

plan des CMUTs nous intéressent, et plus particulièrement la contrainte T_{zz} . Cette dernière va venir impacter les CMUTs voisins et coupler acoustiquement chaque CMUT d'un même réseau.

On considère dans un premier temps le milieu de propagation comme un solide isotrope infini. En se plaçant dans un référentiel cartésien (x, y, z) et en appliquant la seconde loi de Newton, le comportement mécanique élastique et dynamique du milieu semi-infini [93, ch. 3] est régi par les équations suivantes :

$$\rho \frac{\delta^2 u_x}{\delta t^2} = \frac{\delta \sigma_x}{\delta x} + \frac{\delta \sigma_{xy}}{\delta y} + \frac{\delta \sigma_{xz}}{\delta z} \quad (11.1a)$$

$$\rho \frac{\delta^2 u_y}{\delta t^2} = \frac{\delta \sigma_{yx}}{\delta x} + \frac{\delta \sigma_y}{\delta y} + \frac{\delta \sigma_{yz}}{\delta z} \quad (11.1b)$$

$$\rho \frac{\delta^2 u_z}{\delta t^2} = \frac{\delta \sigma_{zx}}{\delta x} + \frac{\delta \sigma_{zy}}{\delta y} + \frac{\delta \sigma_z}{\delta z} \quad (11.1c)$$

où ρ est la masse volumique du milieu considéré, (u_x, u_y, u_z) est le vecteur du champ de déplacement, t est le temps et $\sigma_x, \sigma_{xy}, \dots$ sont les composantes du champ de contraintes dans le solide. La contrainte peut être exprimée en fonction de la déformation ϵ grâce à la loi de Hooke [94, ch. 2] et ainsi être reliée au champ de déplacement. En supposant le milieu de propagation comme un milieu élastique, la contrainte est calculée en fonction des coefficients de Lamé λ et μ :

$$\sigma_{xy} = \sigma_{yx} = \mu \epsilon_{xy} = \mu \left(\frac{\delta u_x}{\delta y} + \frac{\delta u_y}{\delta x} \right) \quad (11.2a)$$

$$\sigma_{xz} = \sigma_{zx} = \mu \epsilon_{xz} = \mu \left(\frac{\delta u_x}{\delta z} + \frac{\delta u_z}{\delta x} \right) \quad (11.2b)$$

$$\sigma_{yz} = \sigma_{zy} = \mu \epsilon_{yz} = \mu \left(\frac{\delta u_y}{\delta z} + \frac{\delta u_z}{\delta y} \right) \quad (11.2c)$$

$$\sigma_{xx} = \lambda \Delta + 2\mu \left(\frac{\delta u_x}{\delta x} \right) \quad (11.3a)$$

$$\sigma_{yy} = \lambda \Delta + 2\mu \left(\frac{\delta u_y}{\delta y} \right) \quad (11.3b)$$

$$\sigma_{zz} = \lambda \Delta + 2\mu \left(\frac{\delta u_z}{\delta z} \right) \quad (11.3c)$$

où Δ est le taux de déformation en volume :

$$\Delta = \frac{\delta u_x}{\delta x} + \frac{\delta u_y}{\delta y} + \frac{\delta u_z}{\delta z} \quad (11.4)$$

En substituant les nouvelles formulations des contraintes dans les équations de déplacement (équations 11.1), celles-ci s'expriment sous la forme :

$$\rho \frac{\delta^2 u_x}{\delta t^2} = (\lambda + \mu) \frac{\delta}{\delta x} \Delta + \mu \left(\frac{\delta^2 u_x}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 u_x}{\delta y^2} + \frac{\delta^2 u_x}{\delta z^2} \right) \quad (11.5a)$$

$$\rho \frac{\delta^2 u_y}{\delta t^2} = (\lambda + \mu) \frac{\delta}{\delta y} \Delta + \mu \left(\frac{\delta^2 u_y}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 u_y}{\delta y^2} + \frac{\delta^2 u_y}{\delta z^2} \right) \quad (11.5b)$$

$$\rho \frac{\delta^2 u_z}{\delta t^2} = (\lambda + \mu) \frac{\delta}{\delta z} \Delta + \mu \left(\frac{\delta^2 u_z}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 u_z}{\delta y^2} + \frac{\delta^2 u_z}{\delta z^2} \right) \quad (11.5c)$$

Comme précisé précédemment, nous recherchons des solutions en ondes planes, dont la forme générale s'écrit :

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix} (x, y, z, t) = \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \quad (11.6)$$

où \vec{k} , de composantes k_x, k_y, k_z , est le vecteur d'onde associé à l'onde plane. Les relations entre les composantes sont données pour la résolution de l'équation de Christoffel :

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \frac{\omega^2}{c_0^2} \quad (11.7)$$

Dans notre cas, k_x, k_y et ω sont connus et k_z nécessite d'être déterminé. Pour un milieu isotrope 3D, il existe, de base, trois ondes planes propres, une onde longitudinale et deux ondes transverses. La composante k_z va donc s'exprimer pour l'onde longitudinale sous la forme :

$$k_z = k_L = \sqrt{\frac{\omega^2}{C_L^2} - k_x^2 - k_y^2} \quad (11.8)$$

et pour les deux ondes transverses :

$$k_z = k_{T1} = k_{T2} = \sqrt{\frac{\omega^2}{C_T^2} - k_x^2 - k_y^2} \quad (11.9)$$

La solution générale recherchée, pour tout type de source, doit donc s'écrire comme une combinaison linéaire de ces trois ondes :

$$[U] = A_L[U_L] + A_{T1}[U_{T1}] + A_{T2}[U_{T2}] \quad (11.10)$$

A_L , A_{T1} et A_{T2} sont les amplitudes de ces trois composantes et peuvent être déterminées à l'aide des conditions de source. Dans un premier temps, nous allons définir les trois solutions avant de s'intéresser aux amplitudes par la suite. Pour l'onde longitudinale, de vecteur d'onde (k_x, k_y, k_z) , l'amplitude s'écrira assez naturellement :

$$U_L = \begin{Bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_L \end{Bmatrix} \quad (11.11)$$

Pour la première solution en onde transverse, nous avons choisi une direction perpendiculaire à la composante \vec{k} et pour simplifier son écriture, nous avons choisi qu'elle soit de composante k_y nulle.

$$U_{T1} = \begin{Bmatrix} -k_{T1} \\ 0 \\ k_x \end{Bmatrix} \quad (11.12)$$

Pour la seconde solution en onde transverse, comme la base des trois vecteurs propres doit être orthogonale, nous l'obtenons par un produit vectoriel entre \vec{k} et la direction du vecteur U_{T1} :

$$U_{T2} = \begin{Bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_{T2} \end{Bmatrix} \times \begin{Bmatrix} -k_{T1} \\ 0 \\ k_x \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} k_x k_y \\ -k_{T2}^2 - k_x^2 \\ k_y k_{T2} \end{Bmatrix} \quad (11.13)$$

Les composantes de déplacement propres à chaque onde sont ainsi détaillées en fonction des axes k_x , k_y et k_z . En injectant les composantes de déplacement des trois ondes U_L , U_{T1} et U_{T2} (équations 11.11, 11.12 et 11.13) dans l'équation 11.10, il est possible d'obtenir le déplacement selon les axes x , y et z en fonction des facteurs d'amplitudes A_L , A_{T1} et A_{T2} .

Le champ de déplacement s'exprime donc sous la forme :

$$\begin{Bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x & -k_{T1} & k_x k_y \\ k_y & 0 & -k_{T2}^2 - k_x^2 \\ k_L & k_x & k_y k_{T2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} A_L \\ A_{T1} \\ A_{T2} \end{Bmatrix} \quad (11.14)$$

Les composantes du déplacement peuvent être ainsi rassemblées dans une matrice $[v]$.

$$[U] = [v][A] \quad (11.15)$$

Tout comme le champ de déplacement, le champ de contraintes peut également être décomposé en trois solutions :

$$[T] = A_L[T_L] + A_{T1}[T_{T1}] + A_{T2}[T_{T2}] \quad (11.16)$$

Les solutions $[T_L]$, $[T_{T1}]$ et $[T_{T2}]$ sont les vecteurs du champ de contraintes et sont, comme pour le champ de déplacement, associées à une onde longitudinale et deux ondes transverses. Bien que la totalité du champ de contrainte puisse être déterminée (équations 11.2 et 11.3), on ne s'intéresse ici qu'aux trois composantes qui s'appliquent au plan perpendiculaire à l'axe z , soient σ_{zx} , σ_{zy} et σ_{zz} .

Pour faciliter le calcul et la compréhension, chacune de ces contraintes a été calculée en fonction de l'onde longitudinale (donc à partir des composantes en déplacement U_L , équation 11.11) et en fonction des deux autres ondes transverses (à partir des composantes U_{T1} et U_{T2} , équations 11.12 et 11.13).

La contrainte σ_{zx} s'écrit :

$$\sigma_{zx} = A_L\tau_L + A_{T1}\tau_{T1} + A_{T2}\tau_{T2} \quad \text{avec} \quad (11.17a)$$

$$\tau_L = \mu(k_L k_x + k_x k_L) = 2\rho C_T^2 k_x k_L \quad (11.17b)$$

$$\tau_{T1} = \mu(k_x^2 - k_{T1}^2) = \rho C_T^2 (k_x^2 - k_{T1}^2) \quad (11.17c)$$

$$\tau_{T2} = \mu(k_x k_y k_{T2} + k_x k_y k_{T2}) = 2\rho C_T^2 k_x k_y k_{T2} \quad (11.17d)$$

La contrainte σ_{zy} s'écrit :

$$\sigma_{zy} = A_L\tau_L + A_{T1}\tau_{T1} + A_{T2}\tau_{T2} \quad \text{avec} \quad (11.18a)$$

$$\tau_L = \mu(k_y k_L + k_y k_L) = 2\rho C_T^2 k_y k_L \quad (11.18b)$$

$$\tau_{T1} = \mu k_x k_y = \rho C_T^2 k_x k_y \quad (11.18c)$$

$$\tau_{T2} = \mu[k_y^2 + k_{T2}(-k_{T2}^2 - k_x^2)] = \rho C_T^2 k_{T2}(k_y^2 - k_x^2 - k_{T2}^2) \quad (11.18d)$$

La contrainte σ_{zz} s'écrit :

$$\sigma_{zz} = A_L\tau_L + A_{T1}\tau_{T1} + A_{T2}\tau_{T2} \quad \text{avec} \quad (11.19a)$$

$$\tau_L = \lambda(k_x^2 + k_y^2 + k_L^2) + 2\mu k_L^2 = \rho C_L^2 (k_x^2 + k_y^2 + k_L^2) - 2\rho C_T^2 (k_x^2 + k_y^2) \quad (11.19b)$$

$$\tau_{T1} = \lambda(-k_{T1} k_x + k_x k_{T1}) + 2\mu k_x k_{T1} = 2\rho C_T^2 k_x k_{T1} \quad (11.19c)$$

$$\tau_{T2} = \lambda[k_y + k_y(-k_{T2}^2 - k_x^2) + k_y k_{T2}^2] + 2\mu k_y k_{T2}^2 = 2\rho C_T^2 k_y k_{T2}^2 \quad (11.19d)$$

L'ensemble des relations entre les contraintes et les trois amplitudes (A_L , A_{T1} , A_{T2}) peut se mettre sous une forme matricielle :

$$\begin{cases} \sigma_{zx} \\ \sigma_{zy} \\ \sigma_{zz} \end{cases} = \begin{bmatrix} 2\rho C_T^2 k_x k_L & \rho C_T^2 (k_x^2 - k_{T1}^2) & 2\rho C_T^2 k_x k_y k_{T2} \\ 2\rho C_T^2 k_y k_L & \rho C_T^2 k_x k_y & \rho C_T^2 k_{T2} (-k_{T2}^2 - k_x^2 + k_y^2) \\ \rho [(k_x^2 + k_y^2)(C_L^2 - 2C_T^2) + C_L^2 k_L^2] & 2\rho C_T^2 k_x k_{T1} & 2\rho C_T^2 k_y k_{T2}^2 \end{bmatrix} \begin{cases} A_L \\ A_{T1} \\ A_{T2} \end{cases} \quad (11.20)$$

Les composantes du champ de contrainte peuvent être ainsi rassemblées dans une matrice $[T]$.

$$[T] = [\tau][A] \quad (11.21)$$

La matrice d'amplitude $[A]$ est commune dans l'expression du champ de déplacement $[U]$ (équation 11.15) et du champ de contrainte $[T]$ (équation 11.21). Il est donc possible à partir de la matrice $[A]$ d'obtenir une relation entre le déplacement et la contrainte, ou inversement, en inversant la matrice $[v]$ ou $[\tau]$. Dans l'exemple d'une recherche de la contrainte en fonction d'une source en déplacement (figure 11.1), on obtient l'équation 11.22 :

$$[T] = [\tau][v]^{-1}[U] \quad (11.22)$$

La relation 11.22 exprime le problème direct : elle permet de calculer le vecteur des contraintes $[T]$ dans le plan de l'interface pour tout type de source caractérisé par un déplacement $[U]$. À l'inverse, on peut calculer $[U]$ connaissant $[T]$:

$$[U] = [v][\tau]^{-1}[T] \quad (11.23)$$

Dans les deux cas, il faut inverser numériquement une matrice, ce qui, d'un point de vue numérique, conduit dans certains cas à du bruit. De plus, cela nécessite de déterminer tous les termes du produit matriciel. Or, dans notre cas, seules les composantes selon z nous intéressent (U_z ou T_{zz}). Nous avons donc privilégié l'utilisation d'expressions analytiques pour obtenir l'inversion manuelle des matrices $[v]$ et $[\tau]$.

11.2 Inversion partielle

Si on part de l'exemple de la recherche du champ de contraintes $[T]$ (équation 11.22), on peut écrire la matrice $[v]$ sous la forme :

$$\begin{bmatrix} A & B & C \\ D & E & F \\ G & H & I \end{bmatrix} \quad (11.24)$$

Pour l'inverser, il suffit d'obtenir le déterminant de celle-ci (en utilisant la règle de Sarrus par exemple) et de déterminer analytiquement la matrice inverse :

$$\frac{1}{\det} \begin{bmatrix} EI - FH & CH - BI & BF - CE \\ FG - DI & AI - CG & CD - AF \\ DH - EG & BG - AH & AE - BD \end{bmatrix} \quad (11.25)$$

La fonction de Green étant le produit matriciel $[\tau][v]^{-1}$ pour une source de déplacement de type $[U] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_z \end{bmatrix}$, seuls les termes de la troisième colonne sont à déterminer, soit $BF - CE$, $CD - AF$ et $AE - BD$.

La prise en compte de la viscosité dans cette fonction de Green pour un milieu élastique est effectuée à partir de l'approche expliquée dans la section 10.4. Les vitesses longitudinales et transverses C_L et C_T sont donc rendues complexes pour intégrer le comportement visqueux du matériau (équations 10.16). Ces vitesses complexes impactent le résultat de la fonction de Green soit directement via la matrice des contraintes $[\tau]$ (équation 11.20) soit à travers les vecteurs d'ondes correspondant aux ondes longitudinales k_L et transverses k_{T1} et k_{T2} (équations 11.8 et 11.9).

Cette démarche permet, à partir de l'écriture d'une fonction de Green élastique, de pouvoir incorporer plusieurs modèles rhéologiques et de modéliser le comportement d'un matériau viscoélastique.

Chapitre 12

Implémentation numérique et optimisation

Pour déterminer les solutions de la fonction de Green dans le domaine espace-temps, on part des solutions calculées dans le domaine des ondes planes et on applique une transformée de Fourier le long des trois axes k_x , k_y et ω . Les temps de calcul peuvent être rapidement conséquents selon la discrétisation choisie pour chacun de ces axes. Par ailleurs, la taille mémoire nécessaire peut elle aussi augmenter de manière exponentielle. Afin de limiter les coûts numériques liés à la détermination de cette nouvelle fonction de Green, nous avons cherché à optimiser son implémentation numérique en s'appuyant sur deux techniques : la vectorisation et la parallélisation, que nous détaillerons en 12.2 et 12.3. Auparavant, nous expliquerons les critères de discrétisation des axes k_x , k_y et ω que nous nous sommes fixés.

12.1 Paramètres de discrétisation

L'échantillonnage utilisé pour la fonction de Green selon k_x , k_y et ω nécessite de respecter plusieurs règles. Pour l'axe fréquentiel ω , la loi classique de Shannon s'applique, signifiant que la bande de fréquence d'intérêt définit la valeur maximale utilisée pour l'axe ω ainsi que le pas fréquentiel.

$$f_e \geq 2f_{max} \quad (12.1)$$

Bien que la fonction de Green soit déterminée dans le domaine des ondes planes, elle est ensuite convertie par des transformées de Fourier dans le domaine espace-fréquence pour être utilisée dans le modèle de couplage décrit dans la partie précédente. La discrétisation des axes k_x et k_y va donc directement impacter la périodicité obtenue sur les axes x et y . Les échantillonnages de ces deux domaines sont effectivement reliés, les pas considérés d_x et d_y étant convertis à l'aide des relations $2\pi/d_x$ et $2\pi/d_y$ (illustration sur la figure 12.1).

Le premier cas, le plus simple, est celui d'un réseau périodique 2D de CMUTs de pas d_x et d_y . Les pas de discrétisation selon k_x et k_y seront directement $2\pi/d_x$ et $2\pi/d_y$. Le second cas serait celui d'un CMUT seul. Dans ces conditions, on choisit des pas d_x et d_y suffisamment grands pour pouvoir isoler la contribution, dans la réponse temporelle, des

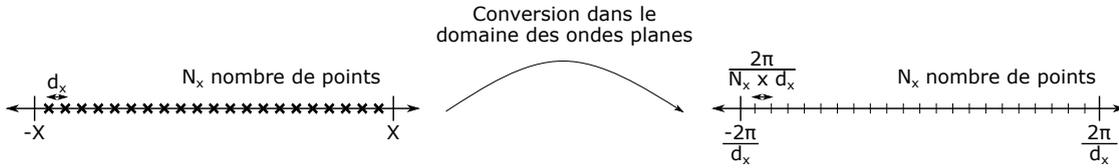


FIGURE 12.1 – Système de discrétisation entre l’espace plan $x y$ et le domaine des ondes planes $k_x k_y$. Ici, la démonstration n’est montrée que pour l’axe x .

CMUTs voisins. Le troisième cas est celui d’une colonne de CMUTs en périodicité 1D, comme pour les éléments d’une barrette. Dans ces conditions, d_y sera le pas de périodicité des CMUTs et d_x sera un pas fictif très grand pour éliminer la contribution des colonnes voisines.

12.2 Calcul vectoriel

Les logiciels de calcul scientifique sont généralement conçus et optimisés pour effectuer plus efficacement des opérations matricielles ou vectorielles au lieu d’utiliser des opérations scalaires. Nous avons donc envisagé de définir directement la fonction de Green 3D ainsi que tous les paramètres nécessaires à sa détermination sous la forme de matrices 3D, chaque dimension correspondant respectivement aux axes k_x , k_y et ω . Cette méthode permet d’un point de vue numérique de s’affranchir de toutes les boucles servant à balayer les axes d’étude mais nécessite de redéfinir chaque vecteur d’entrée en une matrice 3D.

Pour vérifier l’impact de la vectorisation sur le temps de calcul, la détermination de la fonction de Green a été effectuée à partir d’un ordinateur possédant un processeur Intel(R) Xeon(R) CPU E5-2630 cadencé à 2.60 GHz avec 128 Go de RAM avec et sans une vectorisation complète. Le temps nécessaire et le coût de calcul sont répertoriés sur les figures 12.2 et 12.3 en fonction du nombre de points pour les axes de calcul. Pour faciliter la compréhension, les axes k_x et k_y possèdent ici le même nombre de points et le même échantillonnage. L’étude est réalisée en augmentant la longueur du vecteur selon l’axe ω de 128 à 1024 points tout en variant l’axe k_x/k_y de 128 à 512 points. Cette configuration nous permet de calculer la fonction de Green 3D de plus de 2 millions de points (128×128^2) jusqu’à 268 milliards de points (1024×512^2). Il faut également ne pas négliger le fait que, lors de la détermination de la fonction de Green 3D, plusieurs étapes de calculs ne font pas intervenir des nombres réels, mais bien complexes (les vitesses longitudinales et transverses en particulier, équation 10.20).

Au niveau du temps nécessaire au calcul de la fonction de Green 3D (figure 12.2), il est évident que l’implémentation vectorielle réduit drastiquement la durée du calcul : pour un calcul de 1024 points sur l’axe ω et 512 points sur les axes k_x et k_y , le temps de simulation est de quasiment 5 heures (294 minutes) avec une implémentation classique alors qu’une fois optimisé, le temps nécessaire n’est plus que d’environ 1 minute. Quelque soit le nombre de points considéré, la vectorisation permet de réduire le temps de calcul de presque 99% par rapport au cas non-optimisé. Cependant, la figure 12.3 nous indique le coût de calcul en mémoire vive nécessaire à la détermination de la fonction de Green 3D en fonction de la taille des vecteurs d’entrée. Il paraît évident que le gain impressionnant sur la rapidité

12.3. CALCUL PARALLÈLE

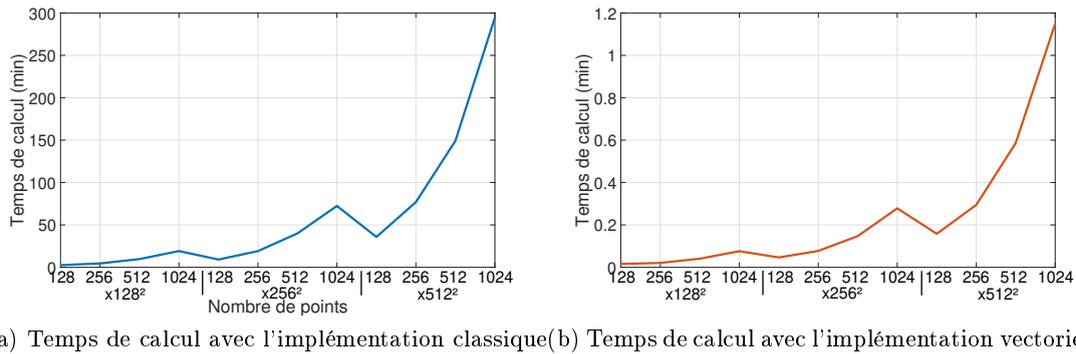


FIGURE 12.2 – Temps de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D avec et sans vectorisation

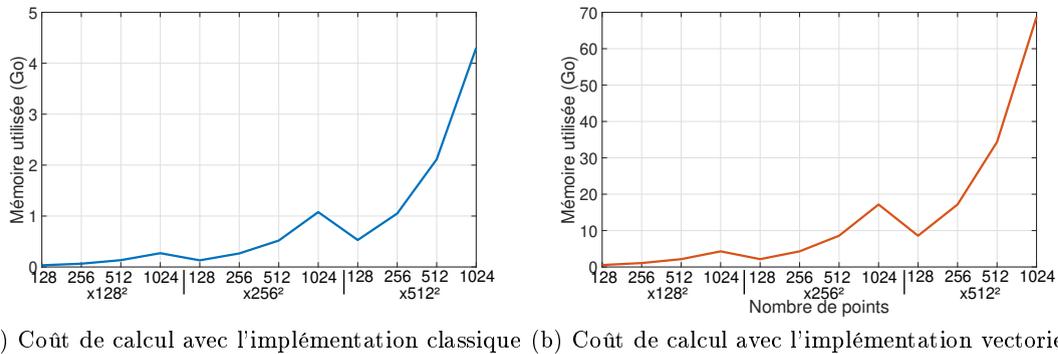


FIGURE 12.3 – Coût de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D avec et sans vectorisation

du calcul se ressent sur la mémoire vive utilisée : pour un calcul de 1024 points sur l'axe ω et 512 points sur les axes k_x et k_y , le calcul optimisé nécessite quasiment 70 Go de RAM alors que celui non amélioré n'a besoin que de 4.3 Go.

Le gain apporté ici par le calcul vectoriel est clair mais cette méthode d'optimisation requiert une consommation importante de mémoire vive due à la présence de plusieurs matrices 3D. Parmi les solutions possibles pour conserver cette configuration tout en réduisant les coûts, il est envisageable de réduire la vectorisation en ne l'effectuant plus que sur 1 ou 2 dimensions, ou encore de la combiner avec une autre méthode d'optimisation : la parallélisation.

12.3 Calcul parallèle

Le calcul parallèle, tel que proposé par Matlab, est un outil efficace pour optimiser le coût en mémoire vive ou le temps d'un calcul. Il consiste à répartir les calculs sur plusieurs cœurs de calculs et d'effectuer des opérations en parallèle selon un axe de calcul. Si on couple cette méthode avec le calcul vectoriel, ce dernier n'a donc plus qu'à être réalisé sur

12.3. CALCUL PARALLÈLE

1 ou 2 dimensions. Afin d'utiliser ce mode de calcul efficacement, les données doivent être réorganisées pour que le calcul vectoriel puisse être utilisé simultanément et qu'il n'y ait aucune interaction entre les variables utilisées dans la dimension parallèle. Plusieurs agencements d'optimisation ont été testés en faisant varier le nombre de dimensions vectorisées ainsi que la présence ou non d'une dimension calculée parallèlement. Celles-ci sont toutes répertoriées dans le tableau 12.1.

TABLE 12.1 – Configurations d'optimisations étudiées pour un calcul complexe 3D

Configuration	k_x	k_y	ω
0P	Boucle classique	Boucle classique	Boucle en parallèle
1	Vectorisé	Boucle classique	Boucle classique
1P	Vectorisé	Boucle classique	Boucle en parallèle
2	Matrice 2D	Matrice 2D	Boucle classique
2P	Matrice 2D	Matrice 2D	Boucle en parallèle

Les noms de configurations correspondent au nombre de dimensions vectorisées (0, 1 ou 2 dimensions) et la lettre P indique la présence ou non d'un calcul parallèle. Ainsi, la configuration 0P correspond à l'implémentation numérique classique avec une parallélisation sur l'axe ω . La configuration 1 indique une vectorisation effectuée sur l'axe k_x et des boucles sont utilisées pour balayer les deux autres axes k_y et ω . La configuration 1P est équivalente à la précédente sauf que l'une de ses boucles est rendue parallèle. Les configurations 2 et 2P utilisent un calcul vectoriel sur 2 dimensions sur les axes k_x et k_y , tandis que les calculs selon l'axe ω sont effectués à travers une boucle simple (configuration 2) ou en parallèle (configuration 2P). Les temps et coût de calcul de ces 5 manières d'optimiser sont tracés sur les figures 12.4 et 12.5.

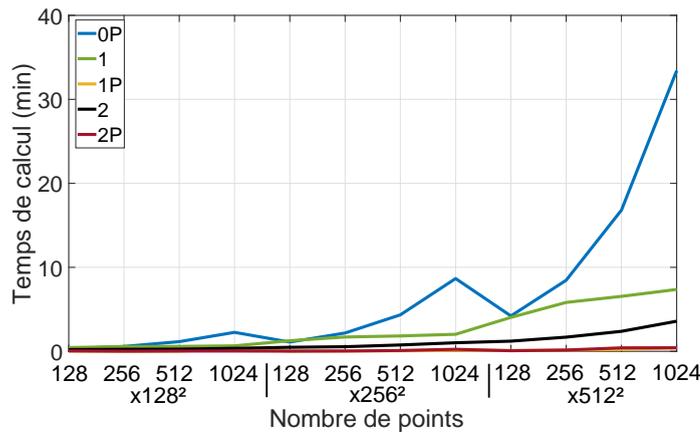


FIGURE 12.4 – Temps de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D pour plusieurs configurations d'optimisation. Pour rappel, le chiffre indique le nombre de dimensions vectorisés et la lettre P la présence d'une dimension calculée parallèlement

En étudiant le temps nécessaire au calcul de la fonction de Green 3D complexe (figure 12.4) pour le maximum de points (1024×512^2), là où le calcul classique nécessitait 5 heures, le simple fait d'avoir rendu une dimension parallèle (configuration 0P) fait chuter

12.3. CALCUL PARALLÈLE

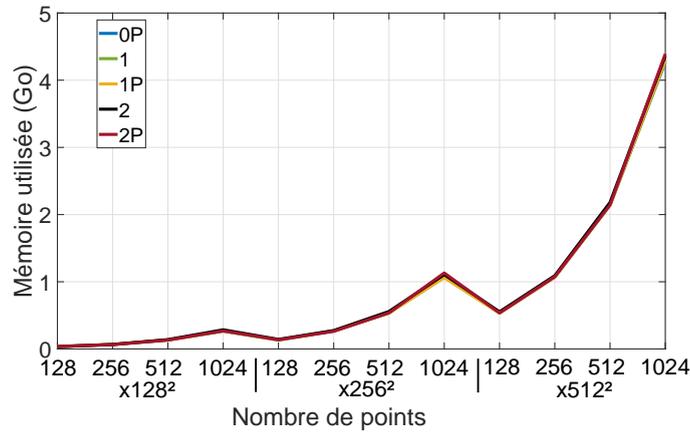


FIGURE 12.5 – Coût de calcul pour la détermination de la fonction de Green 3D pour plusieurs configurations d’optimisation. Pour rappel, le chiffre indique le nombre de dimensions vectorisé et la lettre P la présence d’une dimension calculée parallèlement

le temps de calcul à 33 minutes. Toutes les autres configurations d’optimisation permettent un calcul durant moins de 10 minutes (7 pour la configuration 1, 3.5 pour la configuration 2 et moins d’une minute pour les configurations 1P et 2P). On se retrouve donc avec une durée de calcul équivalente avec la vectorisation 3D complète pour des simulations n’ayant nécessitées qu’une vectorisation sur un ou deux axes (k_x/k_y) avec un calcul en parallèle sur le dernier axe (ω). Au niveau du coût de calcul des différentes optimisations en fonction du nombre de points pris en considération (figure 12.5), il est quasiment le même quelle que soit la configuration et il est relativement faible par rapport à la vectorisation 3D complète. Effectivement, là où il était nécessaire auparavant d’allouer 70 Go pour effectuer la simulation, le coût de calcul est désormais compris entre 4.2 et 4.4 Go pour ces nouvelles solutions. Pour résumer, deux configurations simulées (2P et 1P) permettent le calcul de la fonction de Green 3D en moins d’une minute avec un coût de calcul équivalent à une configuration classique sans aucune modification. Dans un soucis d’harmonisation du code, la configuration 2P (calcul vectoriel sur deux dimensions et calcul parallèle sur la dernière dimension) a été préférée et elle est effective dans la suite de ce manuscrit.

Chapitre 13

Validation théorique du calcul de la fonction de Green via le problème de Lamb

Parmi les moyens les plus reconnus pour permettre la validation d'une fonction de Green, un problème commun emprunté à la sismologie est souvent utilisé : le problème de Lamb. Il consiste à étudier la réponse provoquée par un point ou une ligne source dans un milieu élastique semi-infini. Deux interprétations de ce problème vont être analysées ici : la première est résolue par Poncelet [95] sur un système à deux dimensions avec la méthode de Cagniard de Hoop, et la seconde s'applique en trois dimensions et les réponses ont été déterminées par Kausel [96].

13.1 Problème de Lamb 2D

Le premier cas étudié est un problème de Lamb en deux dimensions. Il s'agit d'un milieu semi-infini isotrope qui est soumis à une source linéique à sa surface selon l'axe x_2 . La propagation des ondes est observée dans le plan défini par les axes x_1 et x_3 , comme sur la figure 13.1.

La résolution de ce problème a été effectuée par Poncelet [95] en utilisant la méthode de Cagniard-de-Hoop. Il s'agit d'une méthode d'étude élastodynamique exprimant la solution sous la forme d'une somme de termes, chacun associé à une onde se propageant dans le milieu. L'utilisation de cette méthode permet ainsi d'observer le comportement d'une onde longitudinale et transverse, ainsi que l'onde les liant, l'onde de tête. Pour l'étudier, on varie un angle d'observation α qui possède une valeur seuil θ_{lim} , dépendant de la célérité des ondes longitudinales et transverses, à partir de laquelle l'onde de tête est identifiable (figure 13.2).

$$\theta_{lim} = \arcsin \left(\frac{C_T}{C_L} \right) \quad (13.1)$$

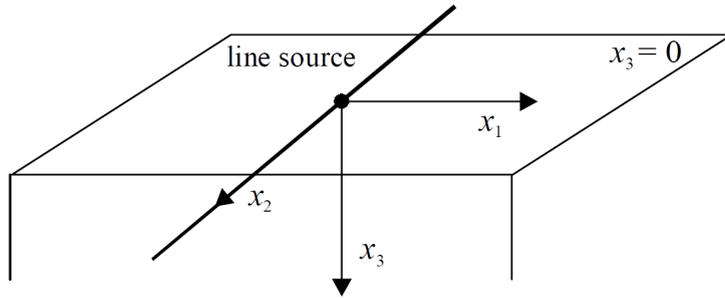


FIGURE 13.1 – Schéma représentant l'excitation prise en compte dans ce problème de Lamb et le plan d'étude de propagation

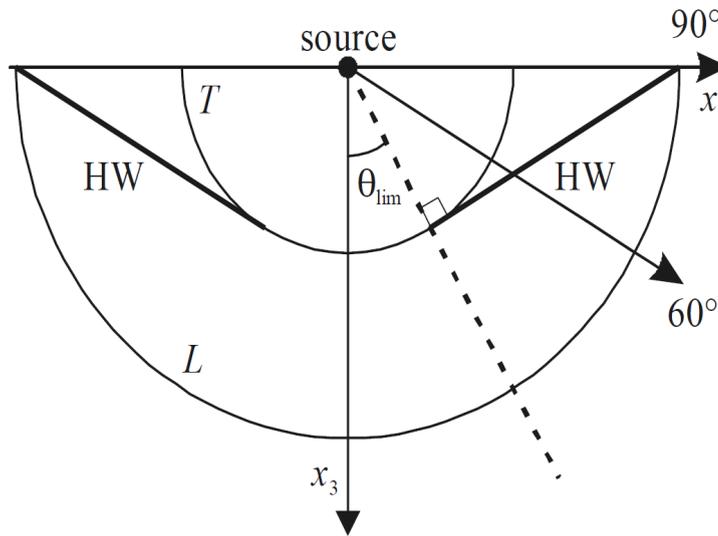


FIGURE 13.2 – Schéma représentant les fronts d'ondes présents dans un milieu semi-infini isotrope avec une source linéique à la surface

La configuration de ce problème 2D permet ainsi de vérifier le comportement en champ proche de la fonction de Green 3D implémentée. Une fois les paramètres initiaux définis, l'objectif de ce problème est de trouver le déplacement radial U_r et tangent U_θ dans le plan de propagation x_1 - x_3 . Pour ce faire, la démarche de calcul nécessaire est expliquée à partir de la figure 13.3.

Le déplacement radial et tangent à une profondeur et pour un angle d'observation α est déterminé à partir de l'angle θ' et de l'hypoténuse U_{tot} . Dans un premier temps, le déplacement total U_{tot} est calculé à partir des déplacements obtenus sur les axes x_1 et x_3 , de même que l'angle θ selon les équations :

$$U_{tot} = \sqrt{u_3^2 + u_1^2} \quad (13.2a)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{u_3}{u_1}\right) \quad (13.2b)$$

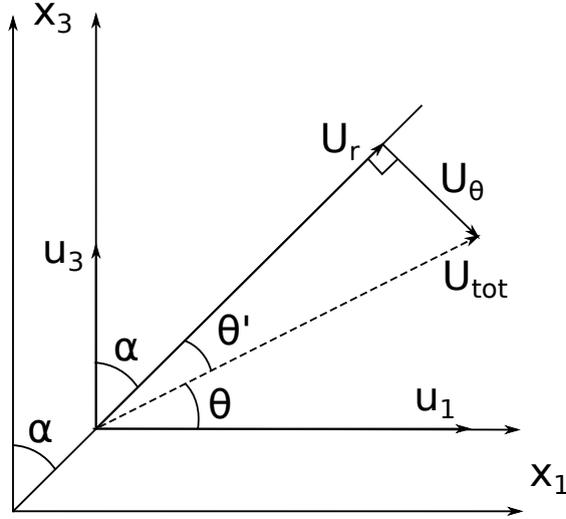


FIGURE 13.3 – Schéma représentant la détermination du déplacement radial U_r et tangent U_θ à partir du déplacement calculé selon l'axe x_1 et x_3

Une fois l'angle θ connu, il est aisé d'obtenir l'angle θ' en considérant α l'angle d'observation en degrés.

$$\theta' = \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha\pi}{180} - \theta \quad (13.3)$$

θ' et U_{tot} étant désormais connus, une règle trigonométrique classique permet d'obtenir les déplacements radial et tangent :

$$U_r = \cos(\theta')U_{tot} \quad (13.4a)$$

$$U_\theta = \sin(\theta')U_{tot} \quad (13.4b)$$

La comparaison entre le modèle et les résultats obtenus par Poncelet est effectuée avec les mêmes paramètres initiaux : $C_L = 6400m/s$, $C_T = 3200m/s$ et $\rho = 2700kg/m^3$. Le vecteur fréquentiel est fixé sur 16384 points avec une fréquence d'échantillonnage de 500 MHz. Un pitch fictif de $10 \mu m$ a été choisi avec 2048 points pour simuler l'axe de propagation. Une double transformée de Fourier est utilisée pour transférer le résultat de la fonction de Green du domaine des ondes planes (ωk) au domaine temporel (xt). Le déplacement radial et tangent pour deux angles d'observation différents : $\alpha = 0^\circ$ et $\alpha = 60^\circ$ est simulé et comparé aux résultats de la littérature sur la figure 13.4.

Pour un angle d'observation de 0° (figures 13.4a et 13.4b), le déplacement tangent étant nul, la comparaison ne va s'effectuer que sur le déplacement radial. Les temps d'arrivée des deux ondes sont très bien prédits par le modèle : l'onde longitudinale arrive à $0.16 \mu s$ tandis que la transverse est située à $0.3 \mu s$. La jonction entre les deux ondes est également présente. Pour un angle d'observation supérieur de 60° (figures 13.4c et 13.4d pour le déplacement radial et figures 13.4e et 13.4f pour le déplacement tangent), la simulation permet bien d'observer la présence de l'onde longitudinale et transverse ainsi que l'onde

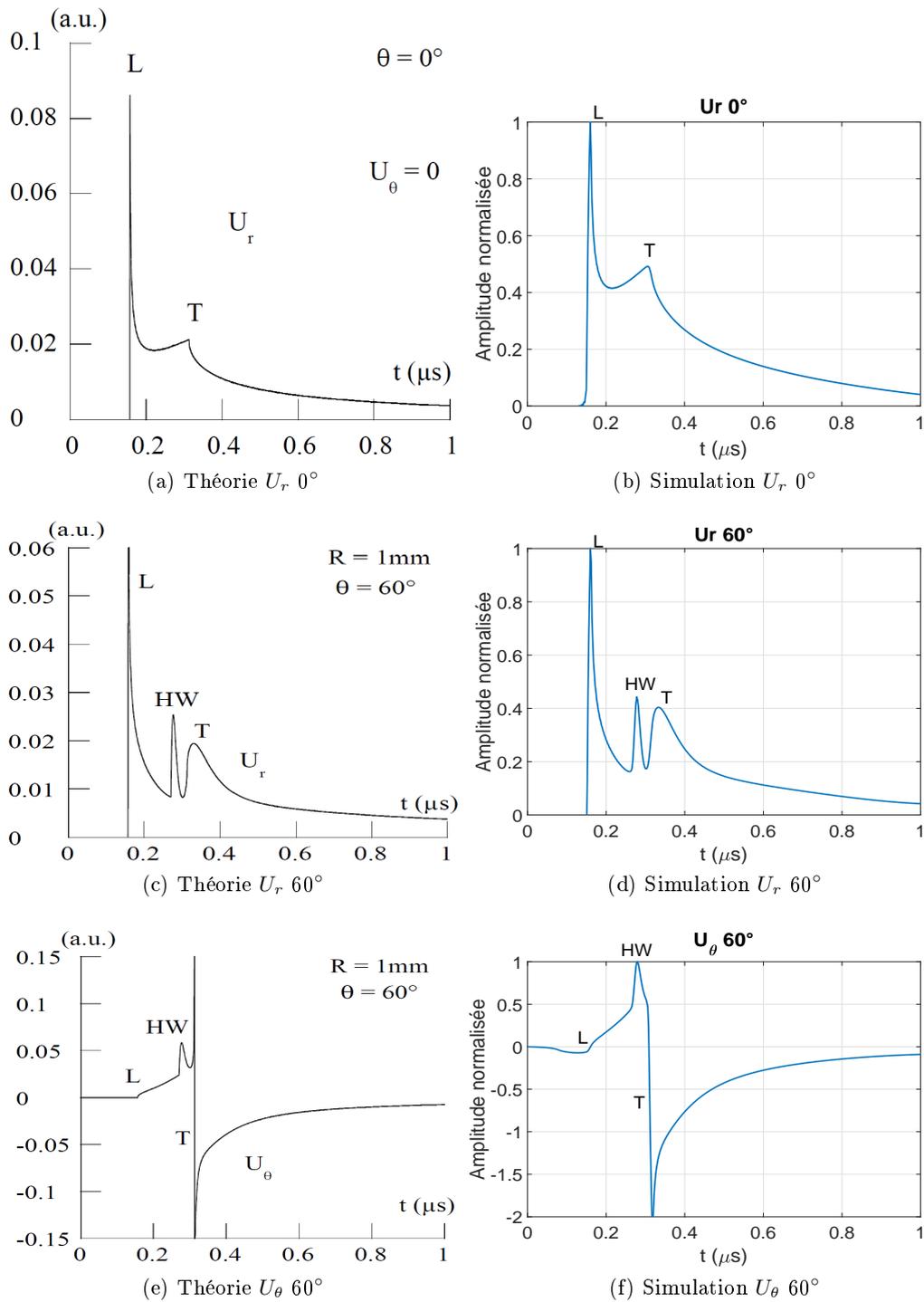


FIGURE 13.4 – Validation théorique du déplacement radial et tangent pour un angle $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 60^\circ$ [95]

de tête présente à $0.28 \mu s$. Cette bonne correspondance entre le modèle et des résultats théoriques de Poncelet [95] nous permet de valider cette fonction de Green dans un problème à deux dimensions.

13.2 Problème de Lamb 3D

L'étude du problème de Lamb 2D résolu par la méthode de Cagniar-de-Hoop a permis de vérifier le comportement en champ proche. Pour compléter cette validation théorique, un autre problème de Lamb en trois dimensions résolu par Kausel [96] est ici considéré. L'excitation diffère par rapport à la dernière comparaison car il s'agit désormais d'un point source vertical $F_z(t)$ soumis à l'interface d'un milieu élastique semi-infini en 3 dimensions (figure 13.5).

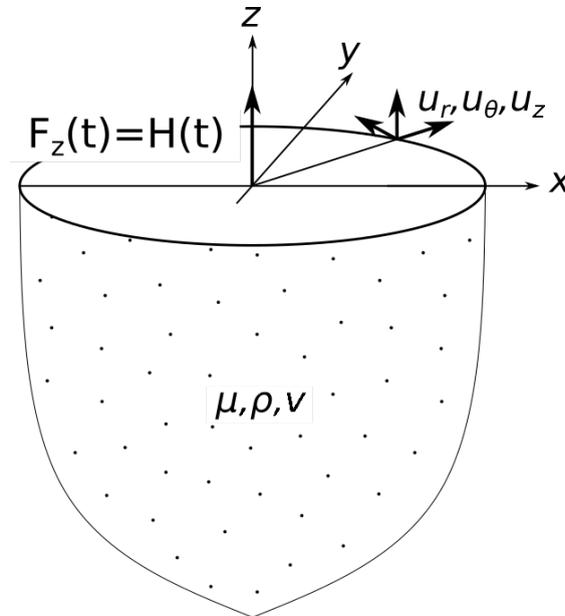


FIGURE 13.5 – Schéma représentant la détermination du déplacement radial U_r et tangent U_θ à partir du déplacement calculé selon l'axe x_1 et x_3

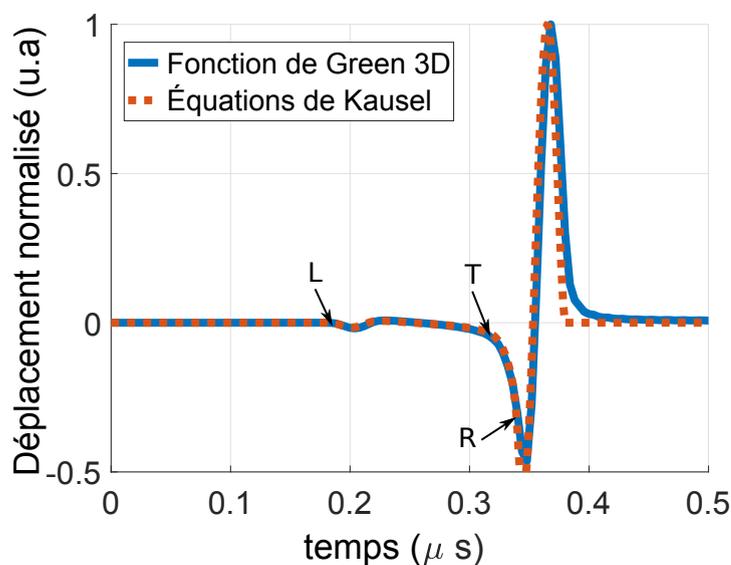
Le code Matlab pouvant résoudre ce problème est en version libre [97] et donne la solution en coordonnées polaires. La source est une fonction de type échelon (Heaviside) :

$$F_z(t) = \mathcal{H}(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases} \quad (13.5)$$

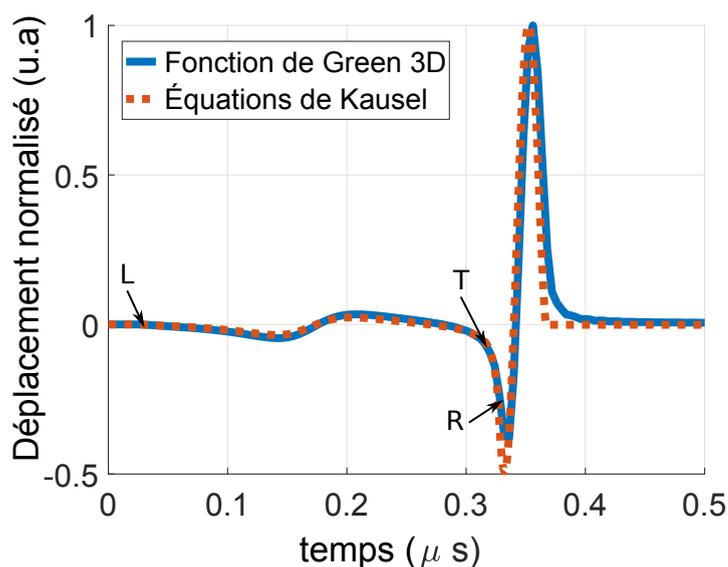
La réponse à une fonction Dirac est obtenue en dérivant les solutions données par Kausel. Afin de comparer au mieux les deux modèles dans une bande passante typique pour des barrettes CMUTs, une source d'excitation temporelle avec un spectre limité est choisie : une période sinusoïdale centrée à 25 MHz. Au niveau de l'implémentation numérique, des pitchs fictifs d_x et d_y de 50 mm ont été choisis avec un échantillonnage spatial permettant

13.2. PROBLÈME DE LAMB 3D

d'obtenir 2048 points sur les axes x et y . La fréquence d'échantillonnage est fixée à 250 MHz avec 1024 points. Les paramètres du milieu sont pour les deux modèles une vitesse transverse de 3200 m/s et une densité de 2700 kg/m^3 . Le déplacement vertical résultant d'un point source vertical est calculé à une distance de 1 mm de la source pour deux coefficients de Poisson différents ($\nu = 0.25$ et $\nu = 0.5$). Les résultats obtenus sont affichés sur les figures 13.6a et 13.6b.



(a) Coefficient de Poisson $\nu = 0.25$



(b) Coefficient de Poisson $\nu = 0.50$

FIGURE 13.6 – Déplacement vertical avec un point source vertical convolué avec un pulse à 25 MHz

Une première analyse des résultats simulés indique que la réponse apportée par les deux modèles est quasiment identique. Quel que soit le coefficient de Poisson pris en compte, deux contributions sont observables : la première onde provient de l'onde longitudinale et son temps d'arrivée ($0.18 \mu s$ et $0.014 \mu s$) change en fonction de la vitesse de l'onde. La seconde provient de l'onde de cisaillement avec un temps d'arrivée à $3.12 \mu s$. Dans ce cas spécifique (convolution avec une excitation et dérivation), l'onde de Rayleigh, bien que dépendant du coefficient de Poisson également, est masquée dans la contribution transverse et son amplitude n'est malheureusement pas suffisante pour la rendre identifiable.

La validation théorique de la fonction de Green 3D implémentée a été effectuée en considérant deux approches différentes sur la résolution du problème de Lamb. L'utilisation de la méthode de Cagniard-de-Hoop a permis dans un premier temps de valider les effets de champ proche obtenus par la fonction, tandis que la propagation dans les trois dimensions a été vérifiée à l'aide du problème soumis par Kausel. La fonction de Green implémentée validée pour la propagation dans un milieu semi-infini isotrope (comparable à un solide Hookéen), celle-ci va être ensuite utilisée pour prédire le comportement d'un milieu viscoélastique et être comparée à des résultats expérimentaux.

Chapitre 14

Validation expérimentale du couplage CMUT / milieu viscoélastique

Nous abordons ici le dernier chapitre de cette partie, à savoir la validation expérimentale du modèle développé : le calcul de la réponse d'un CMUT couplé à un milieu viscoélastique. Pour mémoire, les simulations sont conduites comme pour un milieu liquide parfait (équations du chapitre 7) où l'on a remplacé numériquement les termes de la fonction de Green classique par ceux de la nouvelle fonction 3D implémentée. Pour valider ce modèle, nous avons choisi de nous appuyer sur la mesure de l'impédance électrique d'un élément de barrette couplé à un milieu viscoélastique dont on connaît les propriétés. Cette mesure est simple et facile à mettre en œuvre, mais surtout, elle fait ressortir toutes les contributions acoustiques liées au couplage CMUT/fluide, en occultant les effets d'atténuation liés à la propagation dans un milieu viscoélastique. Deux questions importantes ont dû être adressées avant d'aborder les aspects expérimentaux. La première concerne le choix du milieu utilisé. Nous avons mené une première campagne de mesures en utilisant des huiles calibrées de Labomat (avec des viscosités dynamiques de 100, 500 et 1000 cP). Les résultats n'étaient absolument pas concluants puisque les trois milieux ne présentaient aucune différence de comportement [8]. L'analyse de ces résultats a trouvé une explication à travers les travaux de Cox et Merz [98] qui montrent que les huiles silicones adoptent un comportement rhéofluidifiant : leur viscosité de cisaillement diminue avec la fréquence (ou autrement dit, en fonction du taux de cisaillement engendré par la source). Nous avons donc développé notre propre jeu d'huiles à viscosité variable afin de valider le modèle développé. Ces travaux sont dans la partie 14.1. Le deuxième élément important concerne le choix du dispositif de validation. Nous sommes partis d'une configuration assez standard, à savoir un élément de barrette CMUT (fréquence de résonance à 10 MHz dans l'air) et formé, ici, de quatre colonnes. Toutefois, contrairement aux dispositifs classiques, nous avons fait le choix d'une connectique électrique différente pour permettre une excitation individuelle de chacune des colonnes. Cette décision offre la possibilité de les faire travailler en phase ou en opposition de phase afin notamment de renforcer les mécanismes de cisaillement à l'interface CMUT/fluide et d'exploiter un mode parasite plutôt que le mode fondamental comme nous l'avons vu précédemment. La description du dispositif et le choix des conditions d'excitation des différentes colonnes sont explicités dans les parties 14.2 et 14.3. Les

résultats expérimentaux sont présentés dans la section 14.4. Finalement, dans le dernier paragraphe (14.5), nous reprendrons les simulations d'un élément de barrette recouvert d'une couche de passivation pour les comparer aux mesures d'impédance électrique.

14.1 Choix d'un milieu viscoélastique

Le protocole expérimental présenté ici devant permettre d'affirmer ou d'infirmer la sensibilité d'un CMUT à la viscosité, on a recherché des milieux possédant des propriétés visqueuses aux fréquences d'utilisation d'un élément CMUT. La solution s'est portée sur la création d'un set d'échantillons d'huiles possédant chacune une valeur de viscosité différente à partir de deux huiles végétales et avec des ratio de mélanges différents. L'huile de colza et l'huile de ricin ont été sélectionnées car elles possèdent toutes deux des propriétés longitudinales très proches comme, par exemple, la densité ou la célérité des ondes à l'intérieur mais se caractérisent par des valeurs de viscosité sensiblement différentes : l'huile de colza possède une viscosité aux alentours de 60 cP [99] alors que l'huile de ricin est plutôt vers 800 cP [100]. En utilisant ces deux huiles, de très nombreuses lois de mélange existent [101, 102] pour obtenir à la fin une viscosité désirée. Parmi celles-ci, seules les lois dites "pures" ont été utilisées car elles nécessitent relativement peu de données initiales liées aux liquides, uniquement la densité et la viscosité. Les équations de mélange correspondant à chaque modèle sont explicitées dans le tableau 14.1 :

TABLE 14.1 – Équations de mélanges "pures"

Arrhenius	$\log(\eta) = X_A \log(\eta_A) + X_B \log(\eta_B)$
Bingham	$\frac{1}{\eta} = \frac{X_A}{\eta_A} + \frac{X_B}{\eta_B}$
Kendall et Monroe	$\eta^{1/3} = W_A \eta_A^{1/3} + W_B \eta_B^{1/3}$
Linéaire	$\eta = X_A \eta_A + X_B \eta_B$
Cragoe	$\frac{1}{\ln(2000\eta)} = \frac{X_A}{\ln(2000\eta_A)} + \frac{X_B}{\ln(2000\eta_B)}$

14.1. CHOIX D'UN MILIEU VISCOÉLASTIQUE

avec A et B correspondant au premier et second liquide, η la viscosité dynamique, ν la viscosité cinématique, X la fraction volumique et W la fraction massique. Ces modèles permettent d'obtenir une valeur de viscosité théorique pour un mélange entre deux liquides dont la densité et la viscosité sont connues à partir d'un pourcentage en volume ou en masse. Les résultats pour différents mélanges sont affichés dans le tableau 14.2 et tracés sur la figure 14.1.

TABLE 14.2 – Viscosité théorique des mélanges d'huile, les valeurs des modèles sont en cP

Mélange	X_a (%)	X_b (%)	Arrhenius	Bingham	Kendall	Linéaire	Cragoe
Mélange $n^{\circ}1$	100	0	60	60	60	60	60
Mélange $n^{\circ}2$	80	20	101	74	124	208	93
Mélange $n^{\circ}3$	65	35	148	89	194	319	132
Mélange $n^{\circ}4$	54	46	197	104	260	400	174
Mélange $n^{\circ}5$	38	62	299	140	380	518	264
Mélange $n^{\circ}6$	18	82	502	248	575	666	463
Mélange $n^{\circ}7$	11	89	602	339	657	719	570

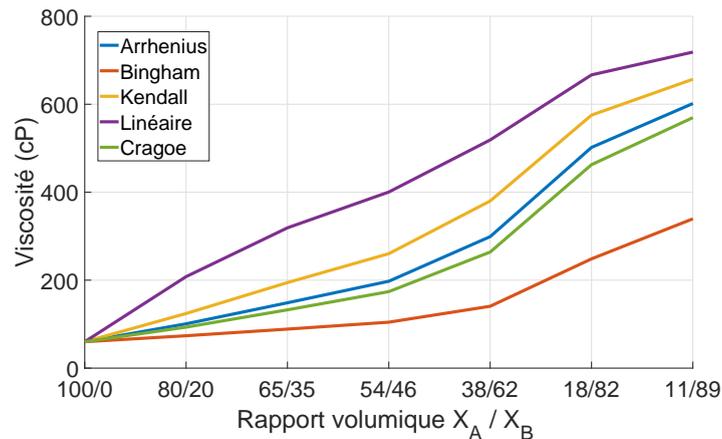


FIGURE 14.1 – Viscosité théorique calculée selon différents modèles pour plusieurs proportions dans un mélange d'huile de colza et huile de ricin

Les valeurs théoriques de viscosité obtenues grâce aux différentes loi de mélange sont assez différentes les unes des autres. Effectivement, la loi d'Arrhenius, de Kendall et de Cragoe reflètent un comportement similaire malgré un écart d'entre 30 à 80 centiPoise, alors que la loi linéaire et de Bingham possèdent des différences significatives. De façon assez pragmatique, nous avons retenu pour la suite la loi d'Arrhenius car elle se situe au milieu. Par ailleurs, l'objectif derrière la création de ces mélanges n'est pas d'avoir un set d'huiles visqueuses calibrées mais bien une évolution visible de la viscosité.

Le mélange de ces huiles étant effectué, une série de mesures classiques en pulse-écho a été réalisée afin d'obtenir la vitesse longitudinale des ondes dans ces milieux. Cette détermination a été effectuée à l'aide d'un transducteur ultrasonore de Panametrics Company dont la bande passante est centrée à 2.25 MHz. Les vitesses mesurées sont affichées dans

le tableau 14.3.

TABLE 14.3 – Vitesse longitudinale mesurée par pulse-écho des différents mélanges d’huile

Mélange	X_a (%)	X_b (%)	Viscosité (cP)	Vitesse (m/s)
Mélange n^o1	100	0	60	1461
Mélange n^o2	80	20	100	1473
Mélange n^o3	65	35	150	1479
Mélange n^o4	54	46	200	1481
Mélange n^o5	38	62	300	1483
Mélange n^o6	18	82	500	1497
Mélange n^o7	11	89	600	1503

La vitesse longitudinale pour l’huile de colza étant de $1460 m/s$ et celle de l’huile de ricin à $1515 m/s$, ces résultats expérimentaux permettent de se rendre compte que comme la viscosité théorique, la célérité des ondes augmente selon le ratio huile de colza / huile de ricin dans le mélange. Les milieux de propagation étant désormais déterminés, il est nécessaire ensuite de s’intéresser aux conditions d’excitation ainsi qu’à la barrette CMUT utilisée.

14.2 Description du dispositif CMUT

Le dispositif que nous avons choisi pour valider le modèle est représenté sur la figure 14.2. Il comporte quatre colonnes de CMUTs, de hauteur $2 mm$, et avec un pas inter-colonnes de $65 \mu m$ et inter-lignes de $43 \mu m$.

Les cellules CMUTs ont été fabriquées dans le même wafer que les configurations optimisées précédentes. Elles sont de géométrie carré, $40 \times 40 \mu m^2$, et possèdent une épaisseur de $1 \mu m$ avec une cavité de $150 nm$. L’ensemble de ces éléments aboutit à une tension de collapse de $70V$ avec une fréquence de résonance dans l’air située à $10 MHz$. Contrairement à un dispositif d’imagerie classique, chaque colonne peut ici être pilotée électriquement de manière individuelle. Le fil conducteur de notre démarche fait suite aux travaux menés sur la décomposition modale dans la partie précédente mais aussi dans le cadre de la thèse de Boulmé [4].

Les quatre modes propres correspondants sont répertoriés dans la figure 14.3 avec la représentation de leur directivité. Le mode 3 correspond à un déphasage de type "+ - - +", où les deux colonnes extérieures vibrent en phase et les deux colonnes intérieures en opposition de phase avec ces dernières. Il se distingue des autres modes par sa sensibilité aux propriétés longitudinales et transverses du milieu. Ce mode est comparable au mode parasite vu précédemment mais pour une configuration 4 colonnes.

Nous avons fait le choix de mesurer l’impédance électrique des quatre colonnes de CMUTs configurées électriquement pour exciter le mode 3. Pour ce faire, les deux colonnes extérieures sont reliées entre elles et les deux colonnes intérieures sont connectées ensemble. Pour réaliser ce montage, les deux groupes de colonnes étant placées en série, nous avons repris le protocole de Thränhardt [103]. Un transformateur a été utilisé pour éliminer la

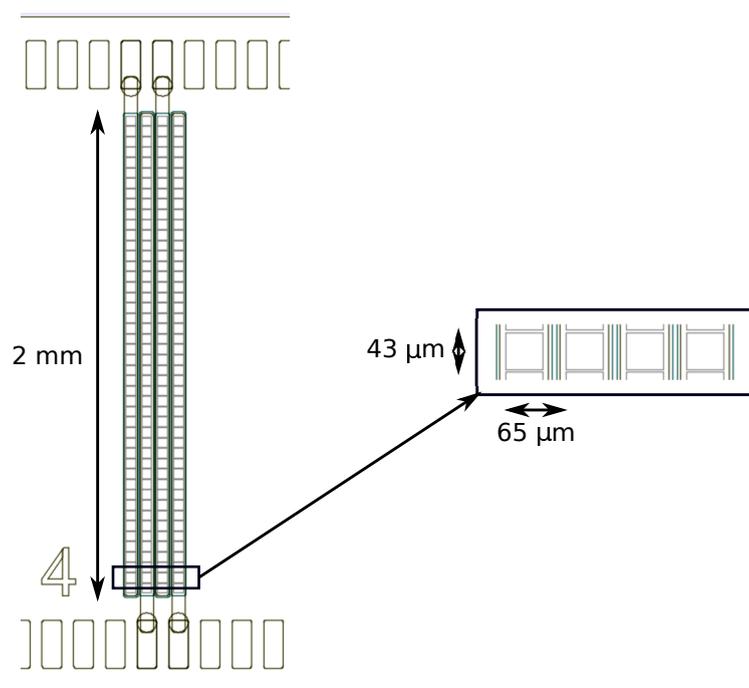


FIGURE 14.2 – Élément CMUT constitué de 4 colonnes qui sont découplées électriquement les unes par rapport aux autres

masse et obtenir une excitation en mode différentiel. Le descriptif du montage est sur la figure 14.4 et le PCB associé est sur la figure 14.5.

Ce montage permet de passer d'une sortie RF référencée à la masse à une sortie RF en masse "flottante". Deux colonnes sont ainsi connectées au terminal électrique "+" tandis que les deux autres, au terminal "-" et la mesure d'impédance électrique est donc celle du dipôle située entre ces deux terminaux. Le circuit imprimé permet donc d'exciter un élément CMUT constitué de 4 colonnes découplées électriquement en recherchant le mode asymétrique "+ - - +". Les numéros visibles sur les deux figures permettent de comprendre comment les connexions sont effectuées entre la source de polarisation et l'excitation découplée par le transformateur RF. Le dipôle traité ici étant différent du cas "classique" avec des colonnes en parallèles, la simulation de l'impédance électrique doit être repensée.

14.3. SIMULATION DE L'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE DE COLONNES DÉCOUPLÉES ÉLECTRIQUEMENT

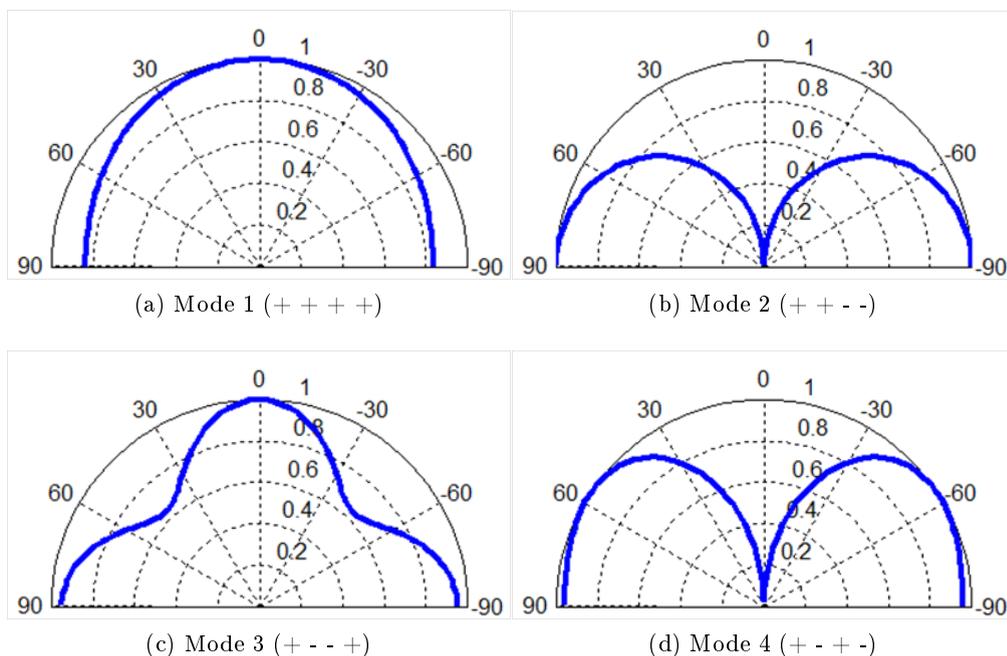


FIGURE 14.3 – Directivité déterminée par décomposition modale pour les différents modes de rayonnement possibles d'un élément CMUT constitué de 4 colonnes [70]

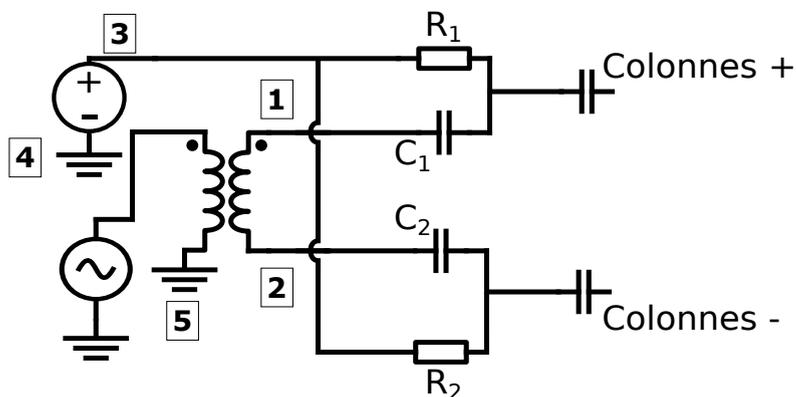


FIGURE 14.4 – Schéma des connexions électriques pour la mesure d'impédance électrique d'un élément CMUT avec des colonnes découplées. Deux colonnes sont connectées en parallèle sur le port "+" et les deux autres sont connectées sur le port "-"

14.3 Simulation de l'impédance électrique de colonnes découplées électriquement

Les expressions exprimées auparavant dans ce mémoire (équation 7.9) ne sont valables que pour des colonnes CMUTs couplées électriquement en parallèle. En considérant un élément constitué de quatre colonnes qui sont excitées sous la forme + - + -, il est possible de représenter le montage sous la forme présentée dans la figure 14.6.

14.3. SIMULATION DE L'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE DE COLONNES DÉCOUPLÉES ÉLECTRIQUEMENT

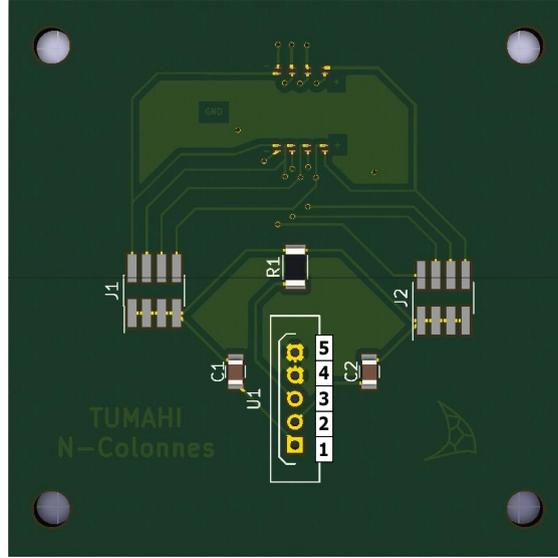


FIGURE 14.5 – Circuit imprimé réalisé pour permettre une excitation découplée entre différentes colonnes CMUTs

À chaque cellule CMUT est appliquée un courant I_N et une tension V_N qui peuvent être mis sous forme matricielle en fonction des admittances électriques A_{mn} :

$$\begin{Bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{Bmatrix} \quad (14.1)$$

Dans le cas présent, les couples de CMUTs 1/2 et 3/4 sont respectivement en parallèle. Les tensions intermédiaires V' V'' et les courants I' et I'' peuvent donc s'exprimer sous la forme :

$$V' = V_1 = V_4 \quad (14.2a)$$

$$V'' = V_2 = V_3 \quad (14.2b)$$

$$I' = I_1 + I_4 \quad (14.2c)$$

$$I'' = I_2 + I_3 \quad (14.2d)$$

En remplaçant les courants I_N en fonction de leurs tensions respectives V_N , il est possible d'obtenir les courants I' et I'' en fonction de la tension :

$$I' = (A_{11} + A_{14} + A_{41} + A_{44})V' + (A_{12} + A_{13} + A_{42} + A_{43})V'' \quad (14.3a)$$

$$I'' = (A_{21} + A_{24} + A_{31} + A_{34})V' + (A_{22} + A_{23} + A_{32} + A_{33})V'' \quad (14.3b)$$

$$(14.3c)$$

14.3. SIMULATION DE L'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE DE COLONNES DÉCOUPLÉES ÉLECTRIQUEMENT

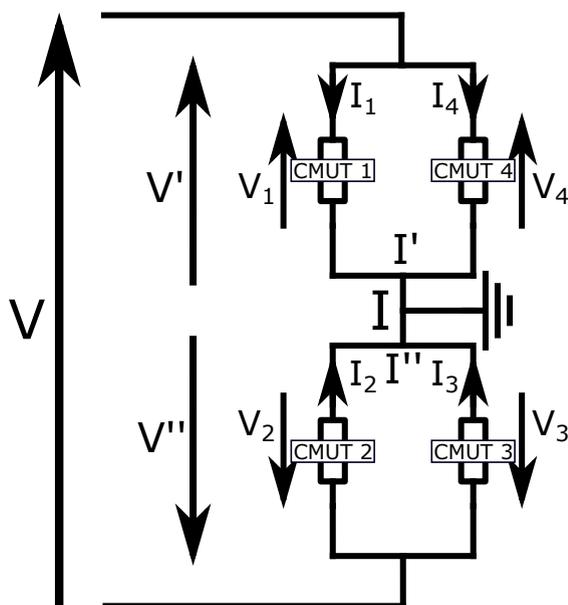


FIGURE 14.6 – Schéma représentatif du montage pour une ligne CMUT constituée de quatre colonnes dont deux d'entre elles sont en inversion de phase avec les deux autres sous la forme + - - +

Les composantes A_{mn} peuvent être rassemblées sous la forme d'une matrice B . Il est intéressant de noter que selon le déphasage désiré entre les colonnes, c'est la composition de la matrice B qui va évoluer.

$$\begin{Bmatrix} I' \\ I'' \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & B_4 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} V' \\ V'' \end{Bmatrix} \quad (14.4)$$

La matrice B reliant l'intensité à la tension, il est nécessaire de l'inverser pour parvenir facilement à l'impédance électrique :

$$\begin{Bmatrix} V' \\ V'' \end{Bmatrix} = \frac{1}{\det(B)} \begin{bmatrix} B_4 & -B_2 \\ -B_3 & B_1 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} I' \\ I'' \end{Bmatrix} \quad (14.5)$$

Les deux couples de CMUTs étant en série l'un par rapport à l'autre à travers le point de masse, la tension et l'intensité globale s'expriment sous la forme :

$$V = V' - V'' \quad (14.6a)$$

$$I = I' = -I'' \quad (14.6b)$$

Il est donc aisé enfin de déterminer l'impédance électrique pour des colonnes découplées :

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{\det(B)} (B_1 + B_4 + B_2 + B_3) \quad (14.7)$$

14.4 Résultats expérimentaux

Les mesures d'impédance électrique ont été effectuées avec le dispositif explicité dans la section 3.1 et le protocole précédemment décrit avec une tension de polarisation à 80 % de la tension de collapse, soit 60 V.

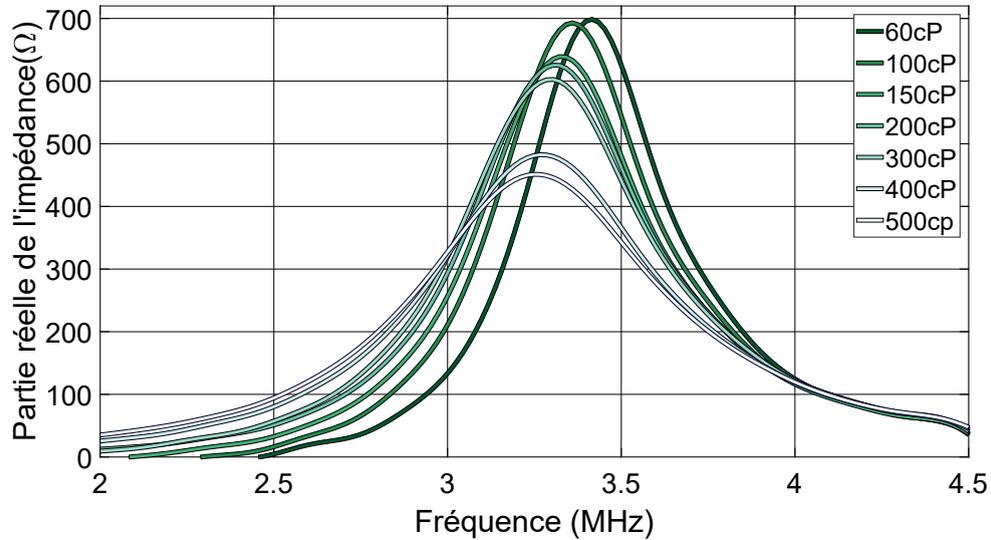


FIGURE 14.7 – Courbes d'impédance électrique mesurées pour la barrette CMUT "+ - - +" chargée avec des huiles de différentes viscosités

Une fréquence de résonance est clairement mise en évidence ici et correspond donc au mode propre symétrique décrit peu avant sur la figure 14.3c. Le fluide servant de milieu de propagation impacte significativement la position de cette fréquence. Effectivement cette dernière décroît en fonction de l'augmentation de la viscosité et de la vitesse longitudinale. On peut remarquer également que le facteur de qualité sur chaque mesure possède un comportement similaire, il baisse en fonction du mélange utilisé. Ces deux informations sont répertoriées dans le tableau 14.4 en fonction du milieu de propagation.

TABLE 14.4 – Fréquence de résonance et facteur de qualité obtenus avec les mesures d'impédance électrique pour les différents mélanges d'huiles

Mélange	Fréquence de résonance (MHz)	Facteur de qualité
Mélange <i>n</i> ^o 1	3.415	7.023
Mélange <i>n</i> ^o 2	3.359	6.352
Mélange <i>n</i> ^o 3	3.327	5.764
Mélange <i>n</i> ^o 4	3.310	5.387
Mélange <i>n</i> ^o 5	3.299	5.045
Mélange <i>n</i> ^o 6	3.268	4.161
Mélange <i>n</i> ^o 7	3.251	3.832

14.4. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Pour permettre de vérifier si les modifications de la fréquence de résonance et du facteur de qualité dépendent de l'augmentation de la vitesse longitudinale ou de la viscosité, les simulations ont été menées de deux façons. Dans un premier temps, la valeur de viscosité a été fixée à une valeur basse (60 cP selon le modèle d'Arrhenius) et seules les vitesses longitudinales ont été modifiées pour correspondre à celles mesurées pour chaque mélange. Dans un second temps, l'impédance électrique a été modélisée en tenant compte de la viscosité et la vitesse longitudinale propre à chaque échantillon. Dans le cas présent, chaque mélange a été considéré comme étant un fluide Newtonien d'un point de vue rhéologique. Le calcul de la fonction de Green a été effectué avec les paramètres de discrétisation suivants :

- selon l'axe y , une distance de $43\mu\text{m}$ (correspondant à la distance inter-lignes du CMUT) avec 32 points
- selon l'axe x , une distance fictive de 12cm avec 65536 points
- selon l'axe ω , de 10 kHz à 30 MHz avec 4096 points

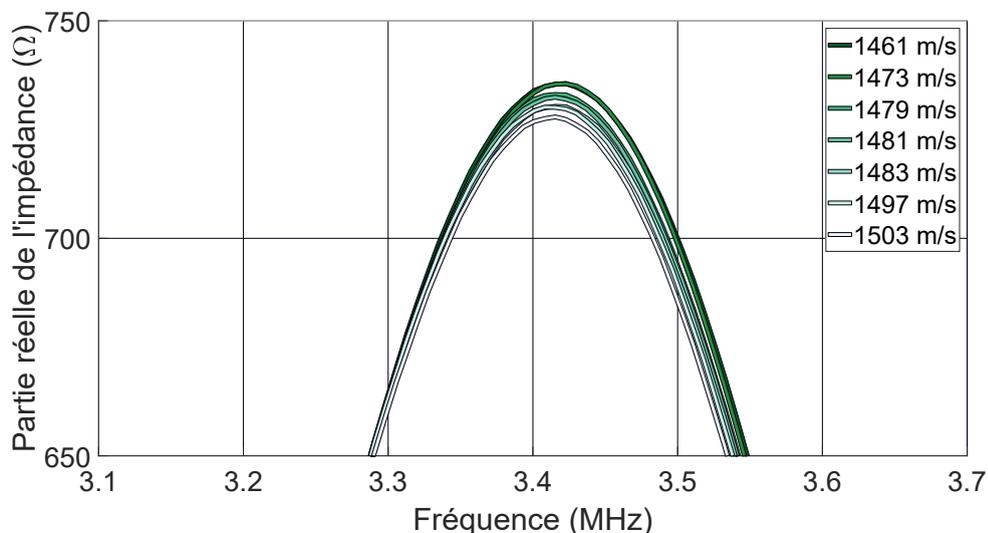


FIGURE 14.8 – Courbes d'impédance électrique simulées pour la barrette CMUT "+ - + " chargée avec des huiles possédant des vitesses longitudinales différentes et en fixant une viscosité à 60 cP

La figure 14.8 nous présente les impédances électriques simulées pour le premier cas (viscosité fixée et vitesse longitudinale variante). Il paraît évident que les variations observées sur les résultats expérimentaux ne sont pas essentiellement dues aux modifications des propriétés longitudinales. Effectivement, l'atténuation visible en fonction de l'augmentation de la vitesse longitudinale est relativement faible et la fréquence de résonance ne varie que de très peu (de l'ordre de 8 kHz). Dans le même sens, le facteur de qualité n'est que peu modifié par l'évolution de la vitesse de propagation des mélanges d'huiles. Il est donc nécessaire d'incorporer la viscosité dans la simulation et d'observer son impact.

La figure 14.9 représente les impédances électriques simulées cette fois en prenant bien en compte la viscosité théorique des huiles selon le modèle d'Arrhenius. Le comportement en faisant varier le milieu de propagation correspond ici davantage aux résultats expéri-

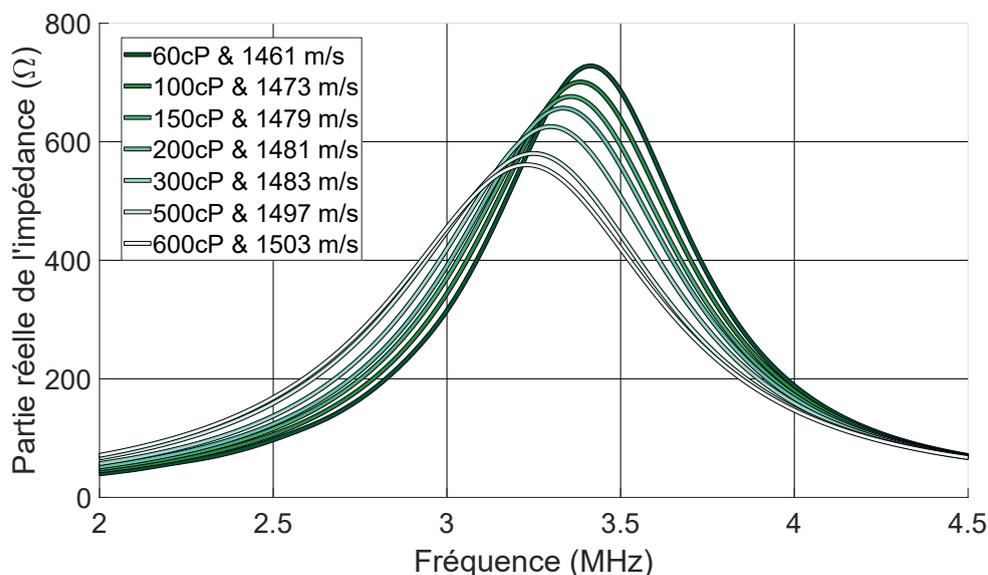


FIGURE 14.9 – Courbes d'impédance électrique simulées pour la barrette CMUT "+ - - +" chargée avec des huiles possédant des vitesses longitudinales et des viscosités différentes

mentaux : la fréquence de résonance variant de 3.41 à 3.25 MHz sur les mesures et de 3.41 à 3.23 MHz sur les simulations. De même, l'atténuation et donc de facto le facteur de qualité varie également en fonction du mélange utilisé. Comme pour les mesures expérimentales, les résultats sont répertoriés dans le tableau 14.5.

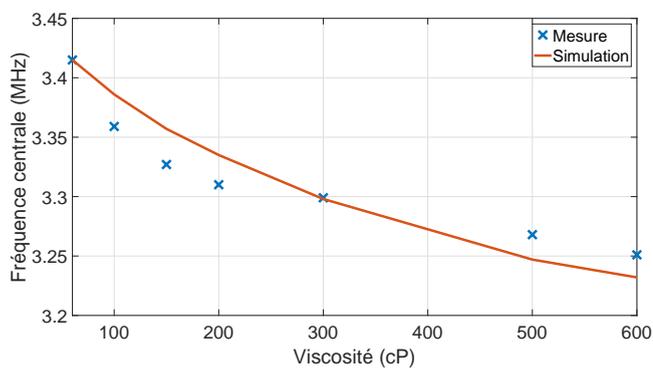
TABLE 14.5 – Fréquence de résonance et facteur de qualité obtenus à l'aide des simulations complètes d'impédance + - - + en incorporant les propriétés des différents mélanges d'huiles

Mélange	Fréquence de résonance (MHz)	Facteur de qualité
Mélange $n^{\circ}1$	3.415	6.469
Mélange $n^{\circ}2$	3.386	6.066
Mélange $n^{\circ}3$	3.357	5.768
Mélange $n^{\circ}4$	3.335	5.526
Mélange $n^{\circ}5$	3.298	5.168
Mélange $n^{\circ}6$	3.247	4.648
Mélange $n^{\circ}7$	3.232	4.437

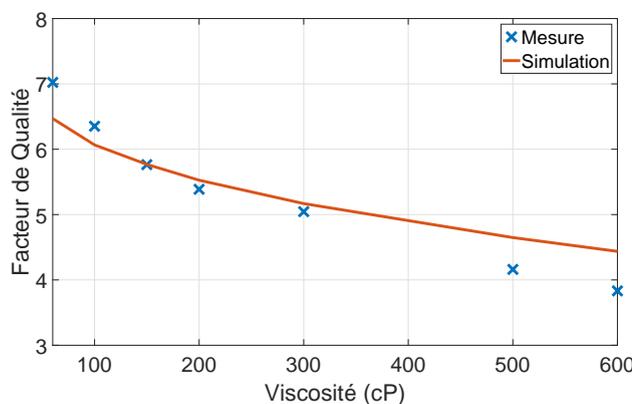
Afin de donner une meilleure visibilité aux écarts présents pour la fréquence de résonance et le facteur de qualité entre les résultats expérimentaux et simulés, ces deux paramètres sont affichés sur la figure 14.10 en fonction de la viscosité théorique des mélanges d'huiles.

Les changements prédits sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité sont en adéquation avec les résultats expérimentaux. Les différences observables entre la théorie et la simulation sur la figure 14.10a peuvent être imputées à deux phénomènes :

- la fréquence de résonance étant dépendante à la tension de polarisation (effet de



(a)



(b)

FIGURE 14.10 – Variations expérimentales et théoriques de la fréquence de résonance (a) et du facteur de qualité (b) en fonction de la viscosité du milieu

softening), des effets de charge peuvent entraîner un décalage (qui sont pour rappel générés lors des étapes de fabrication ou par une utilisation importante à haute tension du CMUT)

- la viscosité des milieux de propagation n'a été déterminée que de manière théorique et fluctue selon le modèle utilisé. Autrement dit, la viscosité théorique n'est peut être pas la viscosité réelle des mélanges d'huiles

Finalement, la figure 14.10b indique que le facteur de qualité diminue alors que la viscosité augmente. Cette étude expérimentale confirme que la viscosité du milieu de propagation pour un CMUT influence son comportement et peut être prédit à l'aide d'un modèle classique de type Newtonien. La variation de la fréquence de résonance étant mesurable, il n'est donc pas à exclure l'utilisation de la technologie CMUT pour la mesure de viscosité.

14.5 Mise en application sur une sonde protégée

Dans l'optique d'approfondir l'utilisation de ce modèle, il a été envisagé de reprendre l'une des deux barrettes conçues dans la partie précédente : la configuration Large Bande (tableau 8.3). Les éléments sont isolés électriquement du milieu avec une couche de protection en silicone polymère de $600\mu\text{m}$ dont la pression a été mesurée (section 9.3.2). L'impédance électrique de cette barrette a été expérimentalement déterminée et sa capacité libre C_{BF} (équation 2.41b) est comparée à celle obtenue pour la même barrette non protégée dans l'huile (figure 14.11).

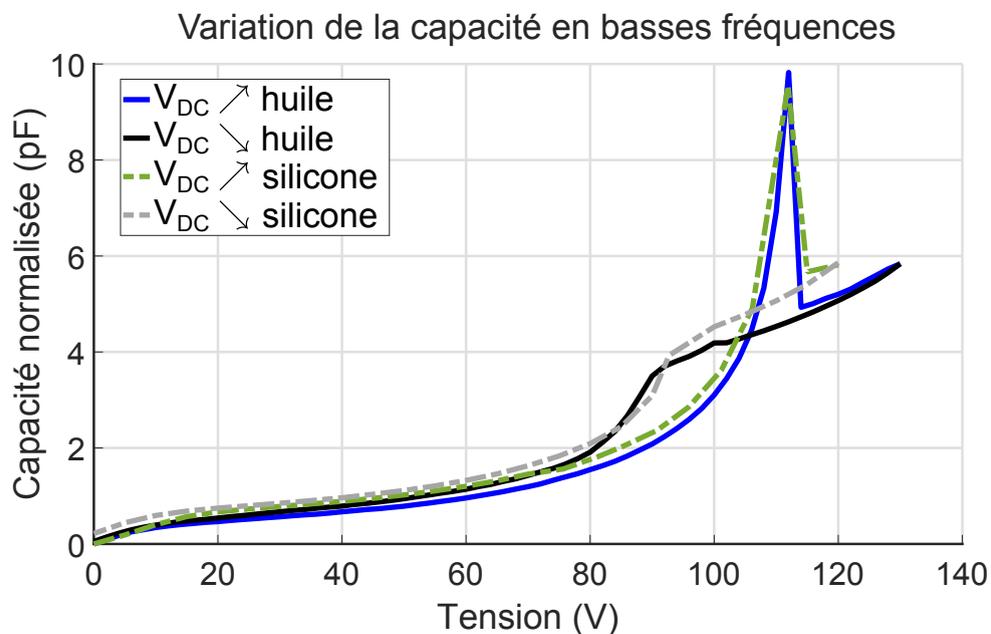


FIGURE 14.11 – Variation de la capacité en basses fréquences pour un dispositif CMUT "nu" avec un fluide (huile) en face avant et une sonde CMUT possédant une couche de passivation de type silicone

La capacité C_{BF} rendant compte du comportement statique du CMUT, nous avons ici la preuve que la couche de passivation ajoutée n'a aucune incidence sur ses propriétés statiques comme la tension de collapse. L'hypothèse d'un modèle dynamique est donc confirmée.

Connaissant la vitesse de propagation des ondes dans la couche de passivation (1147m/s) ainsi que sa masse volumique (1140kg/m^3), une simulation a été effectuée pour être confrontée aux résultats expérimentaux. Pour ré-utiliser le modèle viscoélastique, des propriétés supplémentaires sont néanmoins nécessaires. Ne disposant pas d'équipement pouvant mesurer le module complexe G^* (équation 10.7), nous avons pris plusieurs valeurs issues de la

littérature. À l'aide des travaux de Longin et al [104] et de Mark [105], il a été remarqué qu'il existait une très grande diversité pour ses propriétés viscoélastiques. Un compromis est donc proposé ici avec une viscosité de 1500 cP et un module de cisaillement de 230 MPa : il s'agit de valeurs possibles pour un polymère silicone mais ne servent ici qu'à juger l'impact du modèle développé. En utilisant le modèle de Kelvin-Voigt (section 10.3.1), l'impédance électrique a été de nouveau simulée.

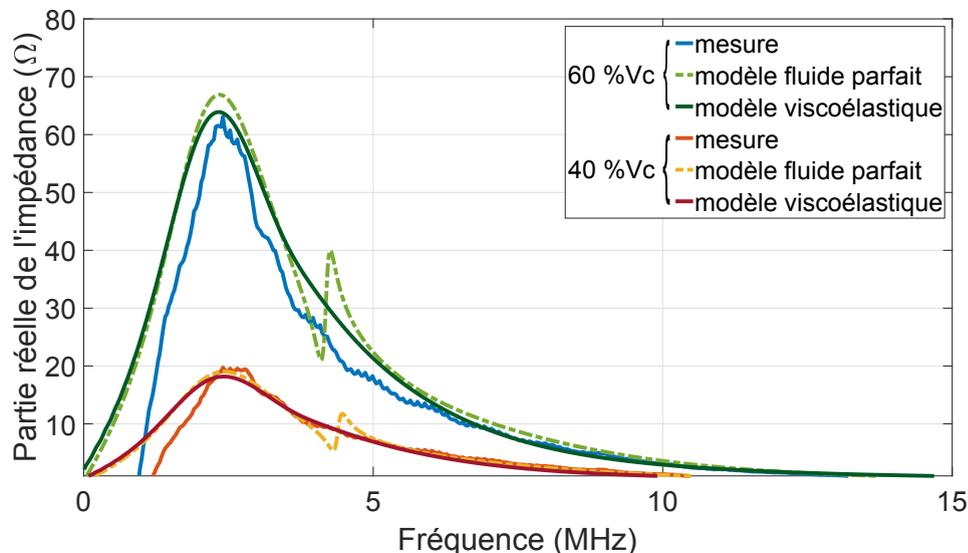


FIGURE 14.12 – Courbes d'impédance électrique mesurées et simulées pour la barrette CMUT LA10 Large Bande possédant une couche de passivation à deux tensions de polarisation

La figure 14.12 présente l'impédance électrique mesurée et simulée pour la barrette Large Bande centrée à 10 MHz avec la présence d'une couche de passivation. La simulation a été effectuée en deux parties : en ne considérant que les propriétés longitudinales et ensuite en incorporant des propriétés viscoélastiques. On peut remarquer dans un premier temps que pour les deux tensions de polarisation montrées ici, le modèle élastique permet de simuler une impédance électrique équivalente à celle mesurée avec une fréquence de résonance proche (2.34 MHz simulée pour 2.40 MHz mesurée pour une tension à 60% de la tension de collapse, ainsi que 2.47 MHz pour 2.62 MHz pour 40% de la tension de collapse). Néanmoins, le mode de couplage inter-colonnes induit une coupure dans le spectre qui n'est pas présente sur la mesure. L'utilisation du modèle de Kelvin-Voigt permet d'obtenir une impédance électrique équivalente avec une atténuation plus importante et surtout la suppression de tout mode de couplages inter-cellules, se rapprochant donc du comportement mesuré. Cette étude, bien que préliminaire car nécessitant davantage d'informations sur les polymères utilisés, permet de confirmer néanmoins que la prise en compte de la viscoélasticité engendre une atténuation du mode de Rayleigh-Lamb, comme stipulé par Rønnekleiv [11].

Conclusion

La prise en compte de la viscoélasticité du milieu de propagation pour une barrette CMUT a été réalisée en plusieurs étapes. Après un bref récapitulatif sur les différents modèles permettant de prédire le comportement d'un milieu viscoélastique, une fonction de Green 3D a été implémentée et la viscosité a été prise en compte à travers une définition de la vitesse des ondes longitudinales et transverses de manière complexes. Les coefficients de Lamé λ et μ devenant complexes et faisant apparaître les paramètres de viscosité λ' et μ' , ceux-ci ont été détaillés dans ce manuscrit pour un modèle de type Newtonien. L'importance de l'échantillonnage a été mise en avant et deux solutions d'optimisation du calcul ont été étudiées et utilisées : le calcul vectoriel et parallèle. Une configuration où deux dimensions sont adaptées pour un calcul vectoriel tandis que la dernière dimension est implémentée en parallèle a permis d'obtenir des calculs durant moins d'une minute tout en restant avec un coût de calcul acceptable. Ce nouveau modèle a fait ensuite l'objet d'une validation théorique en le comparant avec 2 modèles différents. Dans un premier temps, la comparaison avec un problème de Lamb 2D a permis de valider le comportement en champ proche de la fonction de Green. Une analyse avec un problème de Lamb cette fois en trois dimensions a suivi pour permettre de terminer la validation du nouveau modèle. La fonction de Green ayant été confrontée à des solutions élastiques, un protocole expérimental a été développé pour la comparer à des résultats expérimentaux induisant des propriétés viscoélastiques. À l'aide de deux huiles végétales (huile de colza et de ricin) et de plusieurs lois permettant d'obtenir la viscosité théorique d'un mélange, plusieurs échantillons d'huiles ayant une viscosité différente ont été créés. Un élément CMUT de 4 colonnes découplées électriquement a été excité en configuration "+ - - +" afin d'obtenir un mode de propagation sensible à la fois aux propriétés longitudinales et transverses du matériau de propagation. Une mesure d'impédance électrique a enfin été réalisée pour chacun des mélanges d'huiles et a été comparée avec le modèle en prenant en compte, ou non, la viscosité dynamique du milieu. Cette confrontation a permis d'observer qu'un réseau de CMUT couplé à un milieu viscoélastique possède une sensibilité à la viscosité de ce milieu et peut donc servir d'ébauche pour un capteur de viscosité. Enfin, l'adaptation de ce modèle pour permettre la prise en compte de la couche de passivation dans la réponse d'un élément CMUT a montré son utilité pour des étapes de conception d'une barrette CMUT.

Conclusion générale

Ces travaux de thèse ont répondu à une double problématique, dans le cadre du projet TUMAHI, mené en collaboration avec la société Vermon. Il était nécessaire, dans un premier temps, de définir et confirmer expérimentalement, des règles d'optimisation et de conception de transducteurs capacitifs micro-usinés appliqués à la fabrication de sondes ultrasonores pour l'imagerie échographique. Dans un second temps, il a été proposé d'étendre les modèles actuels, tenant compte d'un couplage acoustique CMUT / fluide, à d'autres types de milieux, les matériaux viscoélastiques, auxquels répondent les matériaux de passivation utilisés pour finaliser l'encapsulation des sondes ultrasonores.

Poser des règles de conception d'un transducteur ultrasonore nécessite de s'appuyer naturellement sur des modèles qui soient validés et capables de rendre compte de tous les phénomènes mis en jeu. Il faut toutefois porter une attention particulière au type de modèle utilisé et surtout aux hypothèses sur lequel il repose. En l'occurrence, le choix du modèle est primordial, on peut décider d'utiliser des outils d'une extrême simplicité mais dont l'exploitation restera malgré tout limitée car elle ne rendra compte que de principes de fonctionnement physique sans décrire la réalité (c'est le cas du modèle masse-ressort). À l'inverse, on peut faire le choix d'utiliser des modèles "complets" rendant compte simultanément de tous les degrés de liberté dont on dispose : topologie de la cellule CMUT unitaire, le substrat, la couche de passivation, le nombre de CMUT mis en jeu, la topologie de la barrette complète... Ce dernier conduit souvent et inmanquablement à des coûts numériques importants, trop de degrés de liberté à gérer, sans pour autant rendre compte de manière efficace du comportement nominal attendu du transducteur.

Le modèle sur lequel nous nous sommes appuyés pour poser les bases de règles de conception répond à ce compromis simplicité / complexité. Une des bases de ce modèle consiste à modéliser chaque CMUT au sein d'un réseau ultrasonore par un piston équivalent qui produit la même vitesse particulaire moyenne et la même puissance acoustique rayonnée qu'un CMUT réel. Nous avons validé ce choix d'un point de vue théorique [4]. On obtient les paramètres équivalents du piston au moyen d'un modèle numérique qui discrétise individuellement chaque CMUT en tenant compte de ses conditions aux limites. Nous avons utilisé, ici, un outil de discrétisation par différences finies, mais un modèle de type Éléments Finis apporterait les mêmes solutions. La seconde étape de ce modèle consiste à coupler ces pistons équivalents entre eux au moyen d'une matrice de frontière rendant compte des interactions acoustiques mutuelles entre CMUTs. Ces interactions proviennent ici uniquement du fluide ou matériau en contact avec les CMUTs. Il n'est pas indispensable de tenir compte, sur une étape de conception, des couplages par le substrat.

CONCLUSION GÉNÉRALE

La stratégie d'optimisation abordée ici consiste à s'appuyer sur la décomposition modale de cette matrice des frontières. Il existe un mode "nominal" qui porte l'essentiel des performances d'un élément de barrette, celui où tous les pistons vibrent en phase. Les autres modes sont des modes parasites de couplage inter-CMUT, certes ils interviennent dans la réponse finale, mais leur impact sur les performances nominales visées n'est pas significatif, au premier ordre. On réduit ainsi l'étude et l'optimisation de la barrette aux performances de ce mode "utile". La démarche de conception que nous avons mise en place consiste, dans un premier temps, à définir la topologie de l'élément : largeur, élévation et nombre de colonnes en fonction de l'application visée. On tiendra compte ici des distances minimales autorisées entre CMUT, généralement fixées par les contraintes de fabrication. Cette première phase fixe, en quelque sorte, la matrice d'impédance acoustique du milieu. Il reste ensuite à ajuster la cellule CMUT élémentaire (taille et épaisseur de la membrane) pour atteindre les fréquences centrales visées avec, comme contrainte, la nécessité d'adresser, sur un même wafer, plusieurs applications de fréquence différente. En pratique, on ajuste la taille et l'épaisseur reste la même. Dans le cadre des travaux reportés ici, pour une application centrée à 10 MHz, nous avons identifié deux compromis "extrêmes" intéressants à comparer expérimentalement : une configuration de sondes CMUT avec des membranes de taille $40 \times 40 \mu\text{m}^2$, dont la réponse fréquentielle était plutôt de type large bande (optimisation de la bande passante), et une seconde dont la sensibilité était plutôt privilégiée ($31 \times 31 \mu\text{m}^2$). Pour la configuration LB, la fréquence de résonance du mode fondamental était assez basse (3.5 MHz) au regard de la fréquence centrale du champ de pression émis visé (10 MHz). Ce sont les effets de diffraction qui permettent de compenser la partie haute de la réponse en fréquence et qui explique ce comportement "large bande". Pour la configuration S, la fréquence de résonance du mode fondamental était la même que celle visée. Cette situation s'apparente ainsi à un système résonnant que l'on exploite pour produire une source ultrasonore. Cela explique le gain en sensibilité d'une part et la diminution de la bande passante relative d'autre part. La comparaison théorie / expérience des performances obtenues pour chacune des deux configurations a montré que l'on était capable d'ajuster finement les propriétés élémentaires de la cellule CMUT pour atteindre les performances visées : large bande ou sensible. Ce travail de validation a été mené de la cellule unitaire "nue" jusqu'à la barrette complète passivée et connectée, pour faire une image échographique. Nous avons pu observer que les points de fonctionnement attendus étaient clairement identifiables, sur les mesures de pression ultrasonores émises, avec toutefois une altération des performances induites par l'atténuation ultrasonore dans la couche de passivation. Les données obtenues en mode pulse-écho (en mode image) ont confirmé ces phénomènes, avec un effet cumulatif. Il a, malgré tout, été clairement montré que le choix d'une configuration sensible s'avère être réellement plus robuste, avec un réel gain en termes de sensibilité. Il est à noter d'ailleurs que ce gain en sensibilité n'était pas, ici, dû à un gain en surface active mais bien parce que l'on a privilégié la transmission ultrasonore issue de la résonance du mode fondamental, ce qui valide pleinement la stratégie d'optimisation choisie.

Dans le cadre de ce projet, ces concepts ont été appliqués à d'autres configurations de barrettes couvrant la gamme d'application de 3 à 20 MHz, sondes de types Linéaires ou Phased-Array. Les mêmes analyses que celles fournies dans ce document ont été relevées, et la conclusion reste identique : la configuration sensible était systématiquement la plus

robuste avec un réel gain en sensibilité.

Pour le second objectif de cette thèse, nous avons proposé de faire évoluer le modèle exploité en partie 2, afin de prendre en compte les propriétés viscoélastiques du matériau de passivation, pour deux raisons. La littérature mentionnait que la viscoélasticité peut avoir un effet bénéfique sur les modes parasites, et les éliminer. Ce qui explique, d'ailleurs, pourquoi peu d'auteurs s'y sont attardés aujourd'hui. Et la seconde consiste à évaluer l'intérêt de ces technologies à la mesure de la viscosité. Modifier le modèle existant reposait essentiellement sur la détermination d'une nouvelle fonction de Green 3D du milieu de propagation. Il fallait remplacer celle d'un milieu liquide semi-infini par celle d'un matériau élastique isotrope semi-infini. Par ailleurs, l'outil développé doit garder sa souplesse d'utilisation et rester notamment un outil de conception de sonde ultrasonore. L'effort mené ici s'est donc concentré sur l'implémentation numérique de cette fonction de Green 3D afin de réduire le temps de calcul, les volumes de mémoire nécessaire et surtout, limiter les risques d'artefacts numériques liés aux inversions matricielles. Nous avons préféré, à ce titre, utiliser des solutions analytiques, plus robustes, plutôt que des inversions numériques. Les calculs de la nouvelle fonction de Green ont pu être validés théoriquement en se confrontant à des solutions analytiques connues de la littérature. À ce jour, le modèle est fonctionnel et son utilisation, au regard de l'outil initial, reste transparente en termes de temps de calcul.

Sur le plan expérimental, nous avons fait le choix de valider l'introduction des effets de viscoélasticité en développant un système CMUT / fluide qui vibre sur un mode parasite, un mode d'interactions inter-CMUT, avec ici un élément de barrette formé de 4 colonnes excitées en opposition de phase. Pour les milieux tests, il s'agissait d'un mélange d'huiles à viscosité variable. Nous avons clairement montré que le modèle développé rend bien compte des effets d'amortissement causés par la viscosité des huiles sur la position du mode parasite, sa fréquence et son facteur de qualité. Ce qui confirme, au passage, les hypothèses posées par Ronnekleiv [11] sur les effets de la couche de passivation sur ces modes parasites. Par ailleurs, une autre confrontation expérimentale, menée, cette fois, pour un élément de barrette recouvert d'une couche de matériau silicone, a montré que cette nouvelles version du modèle rend mieux compte de la réponse électroacoustique du CMUT, notamment sur la courbe d'impédance électrique où l'on voit clairement que le mode parasite a disparu. Il faut toutefois rappeler que cela n'enlève rien aux travaux menés dans la partie 2, puisque ce sont bien les interactions volumiques CMUT / matériau qui prédefinisent essentiellement la réponse électroacoustique du transducteur, et non les effets de cisaillement.

En termes de perspectives associées à ces travaux, plusieurs axes de travail peuvent clairement être engagés. En premier lieu, la confrontation théorie / expérience des concepts d'optimisation proposés dans la partie 2 mérite à ce jour que l'on pose une réelle démarche de conception de sonde ultrasonore, avec en particulier l'identification de critères de choix de la topologie d'une cellule CMUT unitaire au regard des contraintes de fabrication. Ces travaux, pour la première fois, auront permis d'illustrer expérimentalement l'impact du comportement mécanique de la cellule unitaire sur la réponse électroacoustique d'une sonde ultrasonore.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le second axe de travail est une exploitation du modèle développé, sur les bases de la démarche engagée avec le modèle CMUT / fluide. En particulier, l'étude de la décomposition modale des nouvelles matrices de frontière a déjà été menée et validée sur le plan numérique. Ce travail n'a toutefois pas été reporté ici car il nécessite des développements supplémentaires, notamment du fait que les données d'entrée, pour le matériau polymère, disponibles à ce jour sont insuffisantes. Il faut être capable de les mesurer, soit "in vitro" par l'utilisation de capteurs de cisaillement, par exemple des quartz, soit "in vivo", et donc directement par problème inverse à travers la réponse électroacoustique d'un élément de barrette CMUT. Toutefois, ce choix n'est, en pratique, jamais bénéfique car le problème nécessite alors d'identifier trop de paramètres sur trop peu de données expérimentales.

Une solution, plus judicieuse, et qui constitue le troisième axe de travail, est de développer un "capteur" spécifique comparable à celui développé en partie trois pour la validation du modèle et d'exploiter la réponse d'un mode parasite pour mesurer les propriétés transverses. Pour la mesure des propriétés longitudinales, la réponse d'un capteur constitué de seulement, une, voire deux colonnes, ne verrait principalement que des effets volumiques et permettrait ainsi de séparer des effets de cisaillement. Les prémices de cette analyse ont été confirmées par l'analyse modale menée pour le modèle développé, mais nécessitent une confrontation expérimentale. Enfin, avec une vision plus étendue, il serait intéressant d'élargir et d'évaluer ces principes de mesure au suivi de polymérisation du silicone, voire au suivi de gélification de produits agroalimentaires ou de milieux biologiques tels que le sang.

Bibliographie

- [1] M.I Haller and Khuri-Yakub B.T. A surface micromachined electrostatic ultrasonic air transducer. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1241–1244, 1994.
- [2] Butterfly Network. Clinical applications. <https://www.butterflynetwork.com/clinical-gallery>, 2019.
- [3] A Sako, I Kazunari, F Makoto, A Katsunori, S Shuzo, and I Mikio. Development of ultrasonic transducer "mappie" with cmut technology. *MEDIX*, 51 :31–34, 2009.
- [4] Audren Boulmé. *Conception et caractérisation de sondes CMUT large bande pour l'imagerie conventionnelle et l'évaluation du tissu osseux*. PhD thesis, GREMAN UMR 7347 CNRS, Université François-Rabelais de Tours, 2013.
- [5] Dominique Gross. *Conception et évaluation d'une sonde CMUT mixte dédiée à la thérapie ciblée à guidage ultrasonore*. PhD thesis, GREMAN UMR 7347 CNRS, Université François-Rabelais de Tours, 2015.
- [6] Jacques Heller. *Modélisation et caractérisation de transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usinés appliqués à la réalisation de transformateurs pour l'isolation galvanique*. PhD thesis, GREMAN UMR 7347 CNRS, Université François-Rabelais de Tours, 2018.
- [7] D Gross, C Coutier, M Legros, A Bouakaz, and D Certon. A cmut probe for ultrasound-guided focused ultrasound targeted therapy. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 62 :1145–1160, 2015.
- [8] M Hery, D Gross, A Boulmé, C Meynier, and D Certon. Modeling a cmut covered with passivation layer by means of boundary element method. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1–4, 2016.
- [9] P Shanmugam, L Iglesias, J.F Michaud, I Dufour, D Alquier, L Colin, and D Certon. Cmut based air coupled transducers for gas-mixture analysis. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1–4, 2018.
- [10] E Bahette, J.F Michaud, D Certon, D Gross, and D Alquier. Progresses in cmut device fabrication using low temperature processes. *J. Micromech. Microeng.*, 24, 2014.
- [11] S Berg and A Rønnekleiv. Reducing fluid coupled crosstalk between membranes in cmut arrays by introducing a lossy top layer. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 594–597, 2006.

- [12] D-S Lin, X Zhuang, S.H Wong, M Kupnik, and B.T Khuri-Yakub. Encapsulation of capacitive micromachined ultrasonic transducers using viscoelastic polymer. *J. Microelectromech. Syst.*, 19 :1341–1351, 2010.
- [13] P.C Eccardt, A Lohfink, and H.G von Garssen. Analysis of crosstalk between fluid coupled cmut membranes. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 593–596, 2005.
- [14] A.S Logan, L.L Wong, and J.T.W Yeow. 2-d cmut wafer bonded imaging arrays with a row-column addressing scheme. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 984–987, 2009.
- [15] M.I Haller and Khuri-Yakub B.T. A surface micromachined electrostatic ultrasonic air transducer. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 43 :1–6, 1996.
- [16] A.S Ergun, Y Huang, X Zhuang, O Oralkan, G.G Yarahoglu, and B.T Khuri-Yakub. Capacitive micromachined ultrasonic transducers : Fabrication technology. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 52 :2242–2258, 2005.
- [17] X Jin, I Ladabaum, and B.T Khuri-Yakub. The microfabrication of capacitive ultrasonic transducers. *J. Microelectromech. Syst.*, 7 :295–302, 1998.
- [18] E Cianci, V Foglietti, D Memmi, G Caliano, A Caronti, and M Pappalardo. Fabrication of capacitive ultrasonic transducers by a low temperature and fully surface-micromachined process. *Precision Engineering*, 26 :347–354, 2002.
- [19] M Buigas, F.M Espinosa, G Schmitz, I Ameijeiras, P Masegosa, and M Dominguez. Electro-acoustical characterization procedure for cmuts. *Ultrasonics*, 43 :383–390, 2005.
- [20] E Cianci, L Visigalli, V Foglietti, G Caliano, and M Pappalardo. Improvements towards a reliable fabrication process for cmut. *Microelectronic Engineering*, 67-68 :602–608, 2003.
- [21] A Buhrdofr, 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. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1951–1954, 2003.
- [22] I.O Wygant, X Zhuang, D.T Yeh, O Oralkan, A.S Ergun, M Karaman, and B.T Khuri-Yakub. Integration of 2d cmut arrays with front-end electronics for volumetric ultrasound imaging. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 55 :327–341, 2008.
- [23] X Cheng, J Chen, I.M Shen, P.C Li, and M Wang. Fabrication and assembly of a monolithic 3d cmut array for imaging applications. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 515–518, 2007.
- [24] D Kim, M.L Kuntzman, and N.A Hall. A rotational capacitive micromachined ultrasonic transducer (rcmut) with an internally-sealed pivot. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 61 :595–599, 2014.
- [25] T.A Emadi and D.A Buchanan. A novel 6x6 element mems capacitive ultrasonic transducer with multiple moving membranes for high performance imaging applications. *Sensors and Actuators A : Physical*, 222 :309–313, 2015.
- [26] R.A Noble, A.D.R Jones, T.J Robertson, D.A Hutchins, and D.R Billson. Novel, wide bandwidth, micromachined ultrasonic transducers. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 48 :1495–1507, 2001.

- [27] J Knight, J McLean, and F.L Degertekin. Low temperature fabrication of immersion capacitive micromachined ultrasonic transducers on silicon and dielectric substrates. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 51 :1324–1333, 2004.
- [28] I Ladabaum, B.T Khuri-Yakub, and D Spoliansky. Micromachined ultrasonic transducers : 11.4 MHz transmission in air and more. *Appl. Phys. Lett.*, 7 :7–9, 1996.
- [29] M Pappalardo, G Caliano, A Caronti, F D'alessio, C Cucco, E Cianci, and V Foglietti. Capacitive ultrasonic transducers with a new vibrating structure. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1955–1959, 2004.
- [30] R Guldiken, J McLean, and F.L Degertekin. CmutS with dual-electrode structure for improved transmit and receive performance. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 53 :483–491, 2006.
- [31] G Caliano, A Caronti, A Savoia, C Longo, and M Pappalardo. Capacitive micromachined ultrasonic transducer (cmut) made by a novel "reverse fabrication process". *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 479–482, 2005.
- [32] H Guckel, J.J Sniegowski, and T.R Christenson. Fabrication of micromechanical devices from polysilicon films with smooth surfaces. *Sensors and Actuators*, 20 :117–122, 1989.
- [33] J.H Lee, H.H Chung, S.Y Kang, J.T Baek, and H.J Yoo. Fabrication of surface micromachined polysilicon actuators using dry release process of hf gas-phase etching. *International Electron Devices Meeting. Technical Digest*, pages 761–764, 1996.
- [34] J Zahorian, M Hochman, T Xu, S Satir, G Gurun, M Karaman, and F.L Degertekin. Monolithic cmut-on-cmos integration for intravascular ultrasound applications. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 58 :2659–2667, 2011.
- [35] Y Huang, A.S Ergun, E Haeggström, M.H Badi, and B.T Khuri-Yakub. Fabricating capacitive micromachined ultrasonic transducers with wafer-bonding technology. *J. Microelectromech. Syst.*, 12 :128–137, 2003.
- [36] K.K Park, H.J Lee, M Kupnik, O Oralkan, and B.T Khuri-Yakub. Fabricating capacitive micromachined ultrasonic transducers with direct wafer-bonding and locos technology. *Proc. IEEE Int. Conf. Micro Electro Mech. Syst.*, pages 339–342, 2008.
- [37] K Midtbø, A Rønnekleiv, and D Wang. Fabrication and characterization of cmutS realized by wafer bonding. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 934–937, 2006.
- [38] X Zhuang, D.S Lin, O Oralkan, and B.T Khuri-Yakub. Fabrication of flexible transducer arrays with through-wafer electrical interconnects based on trench refilling with pdms. *J. Microelectromech. Syst.*, 17 :446–452, 2008.
- [39] M Kupnik, S Vaithilingam, K Torashima, I.O Wygant, and B.T Khuri-Yakub. Cmut fabrication based on a thick buried oxide layer. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 547–550, 2010.
- [40] F.Y Yamaner, X Zhang, and O Oralkan. Fabrication of anodically bonded capacitive micromachined ultrasonic transducers with vacuum-sealed cavities. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 604–607, 2014.
- [41] M Bellaredj, G Bourbon, V Walter, P Le Moal, and M Berthillier. Anodic bonding using soi wafer for fabrication of capacitive micromachined ultrasonic transducers. *J. Microelectromech. Syst.*, 24 :1–11, 2014.

- [42] F.Y Yamaner, X Zhang, and O Oralkan. A three-mask process for fabricating vacuum-sealed capacitive micromachined ultrasonic transducers using anodic bonding. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 62 :972–982, 2015.
- [43] A.S Logan and J.T.W Yeow. 1-d cmut arrays fabricated using a novel wafer bonding process. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1226–1229, 2008.
- [44] A.M Cetin and B Bayram. Diamond-based capacitive micromachined ultrasonic transducers in immersion. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 60 :414–420, 2013.
- [45] B.C Lee, A Nikoozadeh, K.K Park, and B.T Khuri-Yakub. Non-flexural parallel piston movement across cmut with substrate-embedded springs. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 519–594, 2014.
- [46] C.D Gerardo, E Cretu, and R Rohling. Fabrication and testing of polymer-based capacitive micromachined ultrasound transducers for medical imaging. *Microsyst. Nanoeng.*, 4 :1–12, 2018.
- [47] Cyril Meynier. *Modélisation, conception et caractérisation de transducteurs capacitifs micro-usinés*. PhD thesis, INSERM U930, Université François-Rabelais de Tours, 2012.
- [48] H.K Oguz, S Olcum, M.N Senlik, A Atalar, and H Köymen. A novel equivalent circuit model for cmuts. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 2193–2196, 2009.
- [49] S Satir and F Degertekin. A nonlinear lumped model for ultrasound systems using cmut arrays. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 62 :1865–1879, 2015.
- [50] Nicolas Sénégond. *Approche temporelle de la simulation et de la caractérisation des transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usinés*. PhD thesis, INSERM U930, Université François-Rabelais de Tours, 2010.
- [51] E Aydogdu, A Ozgurluk, H.K Oguz, A Atalar, C Kocabas, and H Köymen. Nonlinear equivalent circuit model for circular cmuts in uncollapsed and collapsed mode. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 987–990, 2012.
- [52] G.G Yaralioglu, A.S Ergun, B Bayram, E Hægström, and B.T Khuri-Yakub. Calculation and measurement of electromechanical coupling coefficient of capacitive micromachined ultrasonic transducers. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 50 :449–456, 2003.
- [53] S.H Wong, A.S Ergun, G.G Yaralioglu, M Kupnik, X Zhuan, O Oralkan, K Butts-Pauly, and B.T Khuri-Yakub. Capacitive micromachined ultrasonic transducers for high intensity focused ablation of upper abdominal tumors. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 841–844, 2006.
- [54] T Otake, A Sako, K Imagawa, H Tanaka, M Fukada, and M Sato. Development of 4g cmut (cmut linear sml44 probe). *MEDIX*, 67 :31–34, 2017.
- [55] M Pekař, W Dittmer, N Mihajlovic, G van Soest, and N de Jong. Frequency tuning of collapse-mode capacitive micromachined ultrasonic transducer. *Ultrasonics*, 74 :144–152, 2017.
- [56] D Zhao, Z Steve, and W Lee. One-probe solution in medical ultrasound imaging with cmut technology. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1–3, 2016.

- [57] S Zhuang, D Zhao, L Chen, and L Zhai. A 50-MHz cmut probe for medical ultrasound imaging. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 6–9, 2018.
- [58] G Gurun, C Tekes, J Zahorian, T Xu, S Satir, M Karaman, J Hasler, and F.L Degertekin. Single-chip cmut-on-cmos front-end system for real-time volumetric ivus and ice imaging. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 61 :239–250, 2014.
- [59] M Sautto, A.S Savoia, F Quaglia, G Caliano, and A Mazzanti. A comparative analysis of cmut receiving architectures for the design optimization of integrated transceiver front-ends. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 64 :826–838, 2017.
- [60] A.S Logan, L.L Wong, A.I.H Chen, and J.T.W Yeow. A 32x32 element row-column addressed capacitive micromachined ultrasonic transducer. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 58 :1266–1271, 2011.
- [61] M Xu and L.V Wang. Capacitive ultrasonic transducers with a new vibrating structure. *Review of Scientific Instruments*, 77 :1–22, 2006.
- [62] K Jansen, M Wu, A.F.W van der Steen, and G van Soest. Photoacoustic imaging of human coronary atherosclerosis in two spectral bands. *Photoacoustics*, 2 :12–20, 2014.
- [63] W Warshavski, C Meynier, N Sénégon, P Chatain, N Felix, and A Nguyen-Dinh. Experimental evaluation of cmut and pzt transducers in receive only mode for photoacoustic imaging. *Photons Plus Ultrasound : Imaging and Sensing*, 9708, 2016.
- [64] X Zhang, X Wu, O.J Adelegan, F.Y Yamaner, and O Oralkan. Backward-mode photoacoustic imaging using illumination through a cmut with improved transparency. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 65 :85–94, 2018.
- [65] Y Matsumoto, Y Asao, H Sekiguchi, A Yoshikawa, T Ishii, K Nagae, S Kobayashi, I Tsuge, S Saito, M Takada, Y Ishida, M Kataoka, T Sakurai, T Yagi, K Kabashima, S Suzuki, K Togashi, T Shiina, and M Toi. Visualising peripheral arterioles and venules through high-resolution and large-area photoacoustic imaging. *Scientific Reports*, 8 :1–11, 2018.
- [66] X Wu, J.L Sanders, X Zhang, F.Y Yamaner, and O Oralkan. An fpga-based backend system for intravascular photoacoustic and ultrasound imaging. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 66 :45–56, 2019.
- [67] M Oeri, W Bost, N Sénégon, S Tretbar, and M Fournelle. Hybrid photoacoustic / ultrasound tomograph for real-time finger imaging. *Ultrasound in Medicine and Biology*, 43 :2200–2212, 2017.
- [68] J.H Jang, C Chang, M.F Rasmussen, A Moini, K Brenner, D.N Stephens, O Oralkan, and B.T Khuri-Yakub. Integration of a dual-mode catheter for ultrasound image guidance and hifu ablation using a 2-d cmut array. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 4–7, 2017.
- [69] W.A N’Djin, B Gerold, J Vion, M Canney, A Nguyen-Dinh, A Carpentier, and J.Y Chapelon. Capacitive micromachined ultrasound transducers for interstitial high intensity ultrasound therapies. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 64 :1245–1260, 2017.

- [70] A Boulmé and D Certon. Design of broadband linear micromachined ultrasonic transducer arrays by means of boundary element method coupled with normal mode theory. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 62 :1704–1716, 2015.
- [71] Timoshenko S.P. *Theory of Plates and shells*. Marcel Dekker Inc, 2001.
- [72] D Certon, F Teston, and F Patat. A finite difference model for cmut devices. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 52 :2199–2210, 2005.
- [73] C Meynier, F Teston, and D Certon. A multiscale model for array of capacitive micromachined ultrasonic transducers. *J. Acoust. Soc. Am.*, 128 :2549–2561, 2010.
- [74] B.A Auld. *Acoustic Fields and waves in solids*. R.E Krieger Publishing Company, second edition, 1990.
- [75] L.L Foldy. Theory of passive linear electroacoustic transducers with fixed velocity distribution. *J. Acoust. Soc. Am.*, 21 :595–604, 1949.
- [76] S Olcum, F.Y Yamaner, A Bozkurt, H Köymen, and A Atalar. An equivalent circuit model for transmitting capacitive micromachined ultrasonic transducers in collapse mode. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 58 :1468–1477, 2011.
- [77] D Certon, F Patat, C Meynier, and F Teston. Collective behavior of cmut cells for the prediction of electroacoustic response and directivity pattern. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1967–1970, 2006.
- [78] A Boulmé, D Certon, N Sénégon, C Meynier, and F Teston. A strategy to predict and reduce baffle effects in linear array of cmuts. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1873–1876, 2010.
- [79] A Boulmé, N Sénégon, F Teston, and D Certon. A model to predict baffle effects in linear array of cmuts. *Proceedings of Acoustics 2012*, pages 3133–3138, 2012.
- [80] 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 :2220–2234, 2005.
- [81] A Boulmé, D Gross, M Legros, and D Certon. Electroacoustic response of cmut-based linear arrays : Role of inactive elements. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 2599–2602, 2014.
- [82] A Atalar, H Köymen, and H.K Oğuz. Rayleigh-bloch waves in cmut arrays. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 61 :2139–2148, 2014.
- [83] D Royer and O Casula. Quantitative imaging of transient acoustic fields by optical heterodyne interferometry. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pages 1153–1162, 1994.
- [84] R Chanamai and D.J McClements. Ultrasonic attenuation of edible oils. *Journal of the American Oil Chemists' Society*, 75 :1447–1448, 1998.
- [85] R.D Borcherdt. *Viscoelastic waves in layered media*. Cambridge University Press, 2009.
- [86] R Lakes. *Viscoelastic Materials*. Cambridge University Press, 2009.
- [87] Oswald P. *Rhéophysique, ou comment coule la matière*. Belin, 2005.
- [88] G Schramm. *A Practical Approach to Rheology and Rheometry*. Gebrueder HAAKE GmbH, 2000.

BIBLIOGRAPHIE

- [89] L.E Malvern. *Introduction to the Mechanics of a Continuous Medium*. Prentice-Hall Inc, 1969.
- [90] P.M Morse and K.U Ingard. *Theoretical Acoustics*. Princeton University Press, 1986.
- [91] K Aki and P.G Richards. *Quantitative Seismology Second Edition*. University Science Books, 2002.
- [92] M.J.S Lowe. Matrix techniques for modeling ultrasonic waves in multilayered media. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 42 :525–542, 1995.
- [93] D Royer and E Dieulesaint. *Ondes élastiques dans les solides*. Masson, 1996.
- [94] J.D Achenbach. *Wave propagation on elastic solids*. North-Holland, 1975.
- [95] O Poncelet and M Deschamps. The cagniard-de hoop method. In M Bruneau and C Potel, editors, *Materials and Acoustics Handbook*, chapter 19. ISTE AND Wiley, Université du Maine, Le Mans, 2010.
- [96] E Kausel. Lamb’s problem at its simplest. *Proceedings of the Royal Society A*, 469 :1–15, 2012.
- [97] The Royal Society Publishing. Lamb’s problem at its simplest. <https://royalsocietypublishing.org/doi/suppl/10.1098/rspa.2012.0462>, 2013.
- [98] W.P Cox and E.H Merz. Correlation of dynamic and steady flow viscosities. *Journal of Polymer Science*, 28 :619–622, 1958.
- [99] L.M Diamante and T Lan. Absolute viscosities of vegetable oils at different temperatures and shear rate range of 64.5 to $4835s^{-1}$. *Journal of Food Processing*, 2014.
- [100] I.R Abdelraziq and T.H Nierat. Rheology properties of castor oil : Temperature and shear rate-dependence of castoir oil shear stress. *Journal of Material Sciences & Engineering*, 5 :1–6, 2015.
- [101] G Centeno, G Sánchez-Reyna, J Ancheyta, J.A.D Muñoz, and N Cardona. Testing various mixing rules for calculation of viscosity of petroleum blends. *Fuel*, 90 :3561–3570, 2011.
- [102] Y Gao and K Li. New models for calculating the viscosity of mixed oil. *Fuel*, 95 :431–437, 2012.
- [103] M Thränhardt, P.C Eccardt, H Mooshofer, and P Hauptmann. A resonant cmut-based fluid sensor : Modeling and simulation. *Sensors and Actuators A : Physical*, 156 :191–195, 2009.
- [104] P Longin, C Verdier, and M Piau. Dynamic shear rheology of high molecular weight polydimethylsiloxanes : comparison of rheometry and ultrasound. *J. Non-Newtonian Fluid Mech.*, pages 213–232, 1998.
- [105] J.E Mark. *Polymer Data Handbook*. Oxford University Press, 1999.

Résumé : Les Transducteurs Ultrasonores Capacitifs Micro-usinés (CMUT en anglais) sont étudiés par plusieurs laboratoires internationaux depuis les années 90. Se présentant comme une alternative aux transducteurs traditionnels piézoélectriques, cette technologie inspirée des MEMS (MicroElectroMechanical Systems) a aujourd'hui atteint la maturité suffisante pour voir émerger sa commercialisation. Dans son application historique, l'imagerie médicale, de nombreux acteurs industriels proposent des sondes CMUTs, comme Hitachi, Kolo Medicals ou Butterfly Network pour n'en citer que quelques uns. La recherche autour de ces dispositifs continue néanmoins à travers des études sur la conception, la modélisation, la fabrication ou pour de nouvelles applications. À travers le projet collaboratif TUMAHI (Transducteurs capacitifs Ultrasonores Multi-Application Hautement Intégrés) entre le laboratoire GREMAN et la société VERMON S.A, deux axes d'optimisation ont été étudiés. Le premier objectif consistait à créer et valider expérimentalement une stratégie de conception d'éléments CMUTs pour optimiser la réponse électroacoustique sur la bande passante ou la sensibilité. La principale contrainte était de définir des degrés de liberté et des paramètres fixes pour fabriquer des barrettes CMUTs pour diverses applications et fréquences de travail sur un même wafer. Par l'intermédiaire d'un dispositif centré à 10 MHz pour de l'imagerie médicale, nous avons fait varier les tailles de membranes pour posséder une configuration Large Bande et une configuration Sensible. Une campagne de mesures de pression a été effectuée avec les sondes complètes et prêtes à l'emploi pour valider les critères de conception établis. L'analyse poussée a néanmoins souligné que la démarche de conception pour une sonde CMUT la plus efficace était d'optimiser la fréquence de résonance du premier mode de rayonnement pour qu'elle coïncide avec la fréquence de travail désirée. La seconde étude était focalisée sur la couche de passivation, couche de protection pour les éléments CMUTs traditionnellement conçue en polymère silicone, et visait à implémenter son impact dans les outils de modélisation avec un nouveau modèle de couplage CMUT / matériau viscoélastique. Une fonction de Green en trois dimensions a été utilisée en définissant des équivalences entre propriétés élastiques et viscoélastiques et validée théoriquement avec des problèmes de Lamb 2D et 3D complémentaires. Une confrontation avec des résultats expérimentaux a été engagée en créant une série d'huiles avec des viscosités variables et en excitant des colonnes CMUTs découplées électriquement pour viser un mode de rayonnement plus sensible aux propriétés de cisaillement du milieu. L'influence de la viscosité a été identifiée à travers la variation de la fréquence centrale et du facteur de qualité sur l'impédance électrique mesurée et simulée, posant la base d'une étude de viabilité de la technologie CMUT pour un capteur sensible viscoélastique. La considération de la couche de passivation a permis de retrouver un comportement équivalent à la réalité mais nécessite une base de données complète sur les propriétés viscoélastiques des matériaux dans le domaine ultrasonore pour être présente dans les étapes de conception d'un transducteur CMUT.

Mots clés : CMUT, décomposition modale, stratégie de conception, fonction de Green, viscoélasticité, couche de passivation

Abstract : Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers (CMUT) have been studied by several international laboratories since the 1990s. Presenting itself as an alternative to traditional piezoelectric transducers, this MEMS (MicroElectroMechanical Systems) inspired technology has now reached the maturity needed for commercialization. In its historic application, medical imaging, many industrial actors propose CMUT probes, such as Hitachi, Kolo Medicals or Butterfly Network to name a few. However, research on these devices continues through studies on design, modeling, manufacturing or for new applications. Through the collaborative project TUMAHI (Highly Integrated Multi-Application capacitive Ultrasonic Transducers) between the GREMAN laboratory and VERMON S.A, two areas of optimization were carried out. The first objective was to create and experimentally validate a CMUT element design strategy to optimize electroacoustic response over bandwidth or sensitivity. The main constraint was to define degrees of freedom and fixed parameters to manufacture CMUTs for various applications and working frequency on a single wafer. Through a 10 MHz centered device for medical imaging, we have varied the size of membranes to have a Broadband and Sensitive configuration. A pressure measurement campaign was carried out with complete and ready-to-use probes to validate the established design criteria. However, the in-depth analysis emphasized that the design approach for the most effective CMUT probe was to optimize the resonance frequency of the first radiation mode to coincide with the desired working frequency. The second study focused on the passivation layer, a protective layer for CMUT elements traditionally designed in silicone polymer, and aimed to implement its impact in modeling tools with a new CMUT / viscoelastic material coupling model. A three-dimensional Green function was used by defining equivalences between elastic and viscoelastic properties and theoretically validated with complementary 2D and 3D Lamb problems. A confrontation with experimental results was initiated by creating a series of oils with variable viscosities and by exciting electrically decoupled CMUT columns to target a more sensitive radiation mode to the shear properties of the medium. The influence of viscosity was identified through the variation of the central frequency and quality factor on the measured and simulated electrical impedance, providing the basis for a viability study of CMUT technology for a viscoelastic sensitive sensor. The consideration of the passivation layer has enabled the retrieval of equivalent behavior to reality but requires a complete database on the viscoelastic properties of materials in the ultrasonic domain to be present in the design steps of a CMUT transducer.

Keywords : CMUT, modal decomposition, design strategy, Green function, viscoelasticity, passivation layer