

# UNIVERSITÉ DE TOURS

École Doctorale EMSTU

Groupe de Recherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies  
(GREMAN UMR 7347 CNRS)

**THÈSE** présentée par :

**Jacques HELLER**

soutenue le : 09 novembre 2018

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

Discipline/ Spécialité : Sciences de l'Ingénieur

**Modélisation et caractérisation de transducteurs ultrasonores  
capacitifs micro-usinés appliqués à la réalisation de  
transformateurs pour l'isolation galvanique**

THÈSE DIRIGÉE PAR :

CERTON Dominique                      Maître de conférence, HDR, Université de Tours

RAPPORTEURS :

LARDIES Joseph                      Professeur des universités, Université de Franche-Comté

VASIC Dejan                              Maître de conférence, HDR, ENS Cachan

JURY :

ALQUIER Daniel                      Professeur des universités, Université de Tours

CERTON Dominique                      Maître de conférence, HDR, Université de Tours

DUFOUR Isabelle                      Professeur des universités, Université de Bordeaux

LARDIES Joseph                      Professeur des universités, Université de Franche-Comté

VASIC Dejan                              Maître de conférence, HDR, ENS Cachan

INVITÉE :

NGO Sophie                              Ingénieur, Dr., STMicroelectronics, Tours



# Résumé

Les interrupteurs de puissance se doivent d'intégrer une fonction d'isolation électrique entre le circuit basse tension de commande et le circuit haute tension d'alimentation des appareils électriques de façon à assurer la protection à la fois des systèmes et des personnes en cas de surcharge électrique. Dans le cadre du développement de composants innovants permettant d'améliorer l'intégration et l'efficacité énergétique des transformateurs assurant l'isolation électrique au sein de la commande des interrupteurs à semi-conducteurs, nous focalisons ces travaux sur l'étude de transformateurs par voie acoustique basés sur la technologie CMUT (*Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer*). S'agissant de microsystèmes électromécaniques (MEMS), les transducteurs CMUTs offrent notamment des perspectives intéressantes en terme d'intégrabilité monolithique avec les interrupteurs à semi-conducteurs au regard des technologies actuellement utilisées pour l'isolation galvanique : transformateurs magnétiques, optiques, ou piézoélectriques. L'architecture proposée est constituée de deux transducteurs CMUTs de part et d'autre d'un substrat en silicium : le transducteur relié au circuit primaire transforme l'excitation électrique du signal de commande en onde acoustique qui se propage dans le substrat avant d'être réceptionnée par le transducteur secondaire. Ce dernier permet de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique qui pourra être transmise à l'interrupteur et permettre sa commutation. Les travaux rapportés ici présentent l'originalité de chercher à optimiser l'énergie mécanique qui est transmise par le transducteur CMUT au substrat. En effet, les ondes de substrat sont, au sein de la communauté scientifique, généralement source de dégradation des performances des dispositifs CMUTs puisqu'elles brulent les résultats dans le cadre applicatif majoritaire de l'imagerie médicale. Un outil de modélisation par éléments finis a été développé dans le but de rendre compte de l'influence du substrat sur la réponse d'un transducteur CMUT dans l'air et de prédire numériquement le comportement d'un transformateur électroacoustique basé sur la technologie CMUT. D'autre part, des protocoles fiables de mesure du rendement des transformateurs fabriqués ont été mis en place permettant une évaluation quantitative des performances des prototypes. En outre, l'exploitation du modèle développé, et validé par les résultats de caractérisation, a permis de mettre en évidence les limites et perspectives d'amélioration des transformateurs CMUTs dédiés à l'isolation galvanique.

**Mots clés :** CMUT, transformateur acoustique, isolation galvanique, éléments finis, FEM, couplage au substrat, caractérisation du rendement

## RÉSUMÉ

---

# Abstract

Power switches must provide electrical insulation between the low voltage control circuit and the high voltage power supply of electrical systems in order to protect both the systems and the people using them in the event of an electrical overload. This work, part of the development of innovative components directed at increasing integration and energetic efficiency of insulation transformers in semiconductor power switches, is focussed on the study of CMUT (Capacitive Micromachined Ultrasonic transducers) based acoustical transformers. CMUT being microelectromechanical systems (MEMS), their monolithic integration with semiconductor switches is full of interesting perspectives regarding state-of-the-art technologies for galvanic insulation : magnetic, optical and piezoelectrical transformers. The proposed architecture consists of two CMUTs layered on each side of a silicon substrate : one transducer is connected to the primary circuit and converts an electrical excitation into an acoustical wave propagating through the substrate to be received by the second transducer. This transducer converts mechanical energy back into electrical energy capable of activating the power switch. The aim of this work is an original one : to optimize the mechanical energy transmitted by the transducer to the substrate. Indeed, acoustical bulk waves in the substrate are generally considered by the scientific community as an undesirable phenomenon in CMUT apparati, since they are a major source of noise in their main application domain : medical imaging. A finite-element model tool was developed to characterize the substrate's influence on an air-coupled CMUT's response and to computationally predict the behaviour of a CMUT-based electroacoustical transformer. Reliable measurement protocols were also set up to assess the power efficiency of the constructed transformers and quantitatively evaluate the prototypes' performances. Moreover, exploring the results of the developed model, validated by bench measurements, allowed to determine the current limits of galvanic insulation CMUT transformers as well as perspectives of improvement.

**Keywords :** CMUT, acoustic transformer, galvanic isolation, finite elements, FEM, substrate coupling, power efficiency assessment.

ABSTRACT

---

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>19</b>
<b>I Généralités</b>	<b>23</b>
<b>1 Transformateurs pour l'isolation galvanique</b>	<b>27</b>
1.1 Principe . . . . .	27
1.2 Technologies usuelles . . . . .	28
1.3 Transformateurs piézoélectriques . . . . .	30
1.4 Enjeux . . . . .	33
<b>2 Présentation de la technologie CMUT</b>	<b>35</b>
2.1 Topologie d'un transducteur CMUT . . . . .	35
2.1.1 Description de la cellule CMUT élémentaire . . . . .	35
2.1.2 Topologie d'un réseau de transducteurs . . . . .	36
2.2 Principe de fonctionnement sur la base d'un modèle unidimensionnel . . . . .	37
2.2.1 Modèle unidimensionnel . . . . .	37
2.2.2 Comportement statique . . . . .	40
2.2.3 Comportement dynamique . . . . .	42
2.3 Équations comportementales du CMUT dans l'air sous forme discrète . . . . .	46
2.4 Procédés de fabrication . . . . .	50
2.5 État de l'art des applications . . . . .	53
2.5.1 Applications médicales . . . . .	53
2.5.2 Autres applications . . . . .	54
<b>3 Dispositifs CMUT pour l'isolation galvanique</b>	<b>57</b>
3.1 Architecture du transformateur CMUT double-face . . . . .	57
3.2 Design des prototypes : choix des tailles de membranes et de l'épaisseur du substrat . . . . .	60
3.3 Design des prototypes : choix de la stœchiométrie du nitrure . . . . .	64

<b>II</b>	<b>Prise en compte du substrat dans l'analyse d'une cellule CMUT dans l'air</b>	<b>71</b>
<b>4</b>	<b>Modélisation mécanique d'une cellule CMUT sur son substrat</b>	<b>75</b>
4.1	Structure géométrique et maillage . . . . .	75
4.1.1	Membrane isolée . . . . .	75
4.1.2	Substrat isolé . . . . .	81
4.2	Système CMUT/substrat et conditions de raccordement . . . . .	84
4.3	Étude du couplage mécanique CMUT/substrat . . . . .	86
4.3.1	Bilan de puissance mécanique . . . . .	86
4.3.2	Impact de la zone d'application de la force d'excitation . . . . .	88
<b>5</b>	<b>Implémentation du couplage électromécanique CMUT/substrat</b>	<b>91</b>
5.1	Structure géométrique et modélisation FEM . . . . .	91
5.1.1	Équations comportementales . . . . .	91
5.1.2	Conditions de sources électriques . . . . .	92
5.2	Réponse statique et dynamique de la membrane CMUT . . . . .	94
5.2.1	Réponse statique et détermination de la tension de collapse . . . . .	94
5.2.2	Réponse dynamique et impact des conditions d'excitation . . . . .	95
5.3	Résultat expérimentaux et discussion . . . . .	97
5.3.1	Protocole de mesure . . . . .	97
5.3.2	Mesures d'impédance électrique . . . . .	99
5.3.3	Coefficient de couplage électromécanique . . . . .	102
<b>III</b>	<b>Évaluation des performances des transformateurs CMUTs double-faces</b>	<b>107</b>
<b>6</b>	<b>Extension du modèle FEM aux dispositifs doubles-faces</b>	<b>111</b>
6.1	Implémentation des conditions électriques . . . . .	111
6.2	Mise en place du schéma électrique équivalent . . . . .	115
6.2.1	Définition d'un quadripôle équivalent . . . . .	115
6.2.2	Définition des paramètres électriques externes . . . . .	115
6.3	Validation du modèle équivalent linéaire . . . . .	117
<b>7</b>	<b>Confrontations expérimentales sur des prototypes complets</b>	<b>119</b>
7.1	Caractérisation du transducteur émetteur par impédancemétrie . . . . .	119
7.1.1	Confrontation théorie/expérience pour les prototypes 25 x 25 . . . . .	119
7.1.2	Confrontation théorie/expérience pour les prototypes 22 x 22 . . . . .	122

## TABLE DES MATIÈRES

---

7.2	Protocole de mesures électriques . . . . .	124
7.2.1	Mesure de fonction de transfert . . . . .	125
7.2.2	Mesure par réflectométrie . . . . .	127
7.2.3	Caractérisation du quadripôle . . . . .	129
7.3	Puissance . . . . .	132
7.4	Rendement . . . . .	133
<b>8</b>	<b>Optimisation du transformateur</b>	<b>137</b>
8.1	Impact du coefficient de couplage électromécanique . . . . .	137
8.1.1	Présentation des configurations simulées . . . . .	137
8.1.2	Résultats et discussions . . . . .	138
8.2	Optimisation de l'impédance de charge . . . . .	141
8.3	Rôle des résistances électriques internes . . . . .	145
8.4	Augmentation du taux de remplissage . . . . .	148
	<b>Conclusion générale</b>	<b>153</b>
	<b>Index</b>	<b>165</b>

## TABLE DES MATIÈRES

---

# Liste des tableaux

3.1	Paramètres de simulation des cellules étudiées . . . . .	62
3.2	Tableau récapitulatif des caractéristiques des 4 configurations de prototypes envisagés . . . . .	65
3.3	Déflexions moyennes, minimales et maximales relevées en chacune des 9 zones de mesure d'une puce 25 x 25 ratio 4 . . . . .	67
3.4	Répartition des déflexions moyennes sur l'ensemble du <i>wafer</i> (pour les puces 25 x 25) . . . . .	68
3.5	Répartition des déflexions moyennes sur l'ensemble du <i>wafer</i> (pour les puces 22 x 22) . . . . .	68
4.1	Synthèse des paramètres de simulation d'une cellule CMUT sur son substrat	85
8.1	Récapitulatif des configurations simulées avec trois épaisseurs différentes de substrat. Les valeurs extraites des simulations sont, de gauche à droite, la valeur $V_{DC}/V_c$ où le croisement entre la résonance électrique du CMUT et la résonance du substrat a lieu, le maximum de coefficient de couplage du mode de substrat, la valeur $V_{DC}/V_c$ pour laquelle le rendement est maximum pour une charge électrique de sortie de $50 \Omega$ , et la valeur $V_{DC}/V_c$ pour laquelle la puissance reçue dans une charge de $50 \Omega$ est maximale. . . . .	138

LISTE DES TABLEAUX

---

# Table des figures

1.1	Schéma de principe de la commande d'un interrupteur de puissance intégrant une isolation galvanique . . . . .	28
1.2	Schéma de principe d'un transformateur à noyau magnétique . . . . .	29
1.3	Vue 3D du transformateur d'isolement et de son redresseur réalisé par Spina <i>et al.</i> . . . . .	30
1.4	Schéma de principe d'un transformateur optique . . . . .	30
1.5	Schéma de principe d'un transformateur piézoélectrique de Rosen . . . . .	31
1.6	Schéma de principe d'un transformateur à couplage acoustique développé par Larson <i>et al.</i> . . . . .	32
1.7	Schéma de principe d'un transformateur piézoélectrique de D. Vasic <i>et al.</i> . . . . .	32
2.1	Schéma d'une cellule CMUT . . . . .	36
2.2	Schéma d'une barrette CMUT composée de 4 éléments . . . . .	37
2.3	Principe de fonctionnement d'un transducteur capacitif en mode émission (à gauche) et en mode réception (à droite) . . . . .	38
2.4	Schéma équivalent unidimensionnel d'une cellule CMUT . . . . .	38
2.5	Courbes d'énergie potentielle en fonction du déplacement . . . . .	41
2.6	Déplacement de l'électrode mobile en fonction de la tension de polarisation . . . . .	42
2.7	Schéma électrique équivalent d'une cellule CMUT isolée . . . . .	49
2.8	Représentation schématique des étapes de fabrication des transducteurs CMUT . . . . .	52
2.9	Image commerciale de la gamme de sondes <i>Kolomedical</i> en technologie CMUT ( <a href="http://www.kolomedical.com">www.kolomedical.com</a> ) . . . . .	55
2.10	Image commerciale de la sonde <i>Butterfly iQ</i> en technologie CMUT . . . . .	55
3.1	Procédé d'amincissement et de collage des plaquettes CMUT . . . . .	59
3.2	Photographie d'un transformateur CMUT double face pour l'isolation galvanique . . . . .	60
3.3	Schéma électrique du test d'amorçage d'un TRIAC . . . . .	60
3.4	Déclenchement d'un TRIAC sous une polarisation (55V) et fréquence 12.15 MHz . . . . .	61

TABLE DES FIGURES

---

3.5	Calculs en différences finis : évolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance en fonction de la tension de polarition pour les deux tailles de membrane ( $22 \mu m \times 22 \mu m$ en gris et $25 \mu m \times 25 \mu m$ en noir) . . . . .	62
3.6	Vue schématique des déformées des premiers modes propres d'un substrat de silicium d'épaisseur $h_s$ . . . . .	63
3.7	Admittance acoustique d'une couche de $700 \mu m$ de silicium (gris), d'un tri-couche (silicium-ALX-silicium) sans pertes dans l'ALX (pointillés gris) et d'un tri-couche (silicium-ALX-silicium) avec 10 % de pertes dans l'ALX (pointillés noirs) . . . . .	64
3.8	Exemple d'image 3D de quelques membranes CMUT réalisée au microscope confocal. L'électrode supérieure en aluminium apparaît ici en blanc . . . . .	66
3.9	Schéma représentant la position des zones de mesure sur le <i>wafer</i> (à gauche) et sur la puce (en-haut à droite) ainsi qu'un exemple de profil de déflexion mesuré. Il s'agit ici de membranes $25 \times 25 \mu m^2$ en ratio 4 . . . . .	66
3.10	Exemple de distribution des déflexions initiales pour chacune des configurations fabriquées . . . . .	67
4.1	Schéma en coupe de la structure implémentée . . . . .	76
4.2	Vue en coupe du maillage implémenté pour $N_{mesh} = 14$ et de l'allure de la déformée correspondante . . . . .	78
4.3	Fréquence du premier mode propre calculé en fonction du nombre d'éléments de maillage pour $T_0 = 0 MPa$ . . . . .	79
4.4	Réponse en fréquence du diaphragme pour $F_0 = 0 N$ et pour différentes valeurs de contraintes initiales dans le matériau . . . . .	80
4.5	Schéma en coupe de la structure implémentée . . . . .	81
4.6	Fréquence du premier mode propre d'un substrat de $350 \mu m$ d'épaisseur en fonction du nombre d'éléments de maillage suivant l'axe $z$ . . . . .	82
4.7	Profil de déformée calculée pour le premier mode propre d'un substrat de $350 \mu m$ d'épaisseur . . . . .	83
4.8	Déplacement moyen de la face arrière du substrat . . . . .	83
4.9	Schéma en coupe de la structure implémentée . . . . .	84
4.10	Déplacement moyen de la membrane et de l'électrode pour trois cas différents de conditions aux bords de la membrane : clampé, simple, contraint . . . . .	86
4.11	Vue en coupe d'une cellule CMUT sur son substrat, représentant les différentes zones d'intégration mises en jeu dans le bilan de puissance. . . . .	87
4.12	Calcul des différents termes de l'équation 4.15 en fonction de la fréquence. $P_S$ désigne la puissance fournie au système (voir équation 4.16), $P_{somme}$ désigne la somme des termes du membre de gauche de l'équation 4.15 et $P_{flux}$ désigne le flux de puissance à travers l'interface nitrure/silicium (voir équation 4.17). . . . .	88
4.13	Schéma en coupe d'une cellule CMUT sur son substrat, représentant les différentes voies de transmission de puissance . . . . .	89

## TABLE DES FIGURES

---

4.14	Flux de puissance calculé à l'interface entre le CMUT et le substrat pour trois modes d'application de la force d'excitation : sur la membrane (pointillés gris foncés), sur le substrat (pointillés gris clairs), sur la membrane et le substrat (en noir).	90
5.1	Vue schématique d'une cellule CMUT maillée	92
5.2	Schémas représentant les deux modes d'excitation envisagés de la cellule CMUT	93
5.3	Profil de déflexion de la membrane calculés pour quatre tensions de polarisation	94
5.4	Déplacement statique moyen de la membrane et de l'électrode calculé en fonction de la tension de polarisation	95
5.5	Déplacement dynamique moyen de la membrane et de l'électrode calculé pour trois tensions de polarisation différentes et pour une tension d'excitation de 1 V	96
5.6	Déplacements dynamiques moyens de la membrane $25 \mu m \times 25 \mu m$ et de son électrode, calculés pour trois tensions de polarisation différentes et pour une excitation de 1 A : calcul FEM direct avec une excitation à courant constant (a), fonction de transfert à tension constante multipliée par l'impédance électrique (b).	96
5.7	Impédancemétrie : photographie du banc de mesure et schéma du montage expérimental	98
5.8	Évolution des capacités hautes fréquences (HF) des transducteurs $25 \mu m \times 25 \mu m$ (a) et $22 \mu m \times 22 \mu m$ (b) en fonction de la tension de polarisation	99
5.9	Courbes d'impédances pour trois tensions de polarisation différentes pour un transducteur de taille $25 \mu m \times 25 \mu m$ . (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux	100
5.10	Évolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance d'un transducteur $25 \mu m \times 25 \mu m$ avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux	101
5.11	Évolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance d'un transducteur $22 \mu m \times 22 \mu m$ avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux	101
5.12	Évolution des coefficients de couplage électromécanique des transducteurs $25 \mu m \times 25 \mu m$ avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux	103
5.13	Évolution des coefficients de couplage électromécanique des transducteurs $22 \mu m \times 22 \mu m$ avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux	103
6.1	Schéma en coupe de la structure double-faces implémentée	112
6.2	Schéma des conditions électriques implémentées en réception	112

TABLE DES FIGURES

---

6.3	Déplacements moyens selon l'axe $z$ des membranes de taille $25 \mu m \times 25 \mu m$ en fonction de la fréquence pour trois tensions de polarisation. La tension de collapse est évaluée à $V_{collapse} = 125 V$ . Membrane émettrice (a) et réceptrice (b) avec $v_2 = 0 V$ . Membrane émettrice (c) et réceptrice (d) avec $i_2 = 0 A$ . . . . .	114
6.4	Schéma électrique équivalent utilisé pour la modélisation des transformateurs CMUTs double-faces. . . . .	116
6.5	Parties réelles des impédances du CMUT émetteur calculées pour trois tensions de polarisation avec $R_S = 0$ , $C_p = 0$ et $R_{out} = 50 \Omega$ . (a) : calcul issu du circuit équivalent à partir d'une simulation FEM avec le CMUT secondaire en court-circuit. (b) : calcul réalisé par FEM, en intégrant une charge électrique de $50 \Omega$ via l'interface « circuit électrique ». . . . .	117
7.1	Partie réelle des impédances mesurées (a) et simulées (b) pour trois tensions de polarisation et pour une configuration $25 \mu m \times 25 \mu m$ . . . . .	120
7.2	Parties réelles des impédances mesurées sur un dispositif $25 \mu m \times 25 \mu m$ : (a) face 1, (b) face 2. . . . .	120
7.3	Relevé des fréquences de résonance et d'anti-résonance simulées (a) et mesurées (b) pour les prototypes $25 \mu m \times 25 \mu m$ . . . . .	121
7.4	Coefficients de couplage électromécanique des dispositifs $25 \mu m \times 25 \mu m$ simulés (a) et mesurés (b). . . . .	121
7.5	Partie réelle des impédances mesurées (a) et simulées (b) pour trois tensions de polarisation et pour une configuration $22 \mu m \times 22 \mu m$ . . . . .	122
7.6	Relevé des fréquences de résonance et d'anti-résonance simulées (a) et mesurées (b) pour les prototypes $22 \mu m \times 22 \mu m$ . $V_{collapse} = 175 V$ . . . . .	123
7.7	Coefficients de couplage électromécanique des dispositifs $22 \mu m \times 22 \mu m$ simulés (a) et mesurés (b). . . . .	123
7.8	Schéma du montage de la mesure de fonction de transfert en tension . . . . .	126
7.9	Évaluation du rendement des dispositifs via la mesure de la fonction de transfert en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Configuration $25 \mu m \times 25 \mu m$ (a). Configuration $22 \mu m \times 22 \mu m$ (b). . . . .	126
7.10	Schéma du montage de la mesure de rendement par réflectométrie . . . . .	128
7.11	Mesures du rendement des dispositifs par réflectométrie en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Configuration $25 \mu m \times 25 \mu m$ (a). Configuration $22 \mu m \times 22 \mu m$ (b). . . . .	129
7.12	Définition des conventions de caractérisation du quadripôle équivalent au transformateur acoustique mesuré. . . . .	130
7.13	Mesures du rendement des dispositifs par la méthode de caractérisation d'un quadripôle équivalent en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Configuration $25 \mu m \times 25 \mu m$ (a). Configuration $22 \mu m \times 22 \mu m$ (b). . . . .	131

TABLE DES FIGURES

---

7.14	Simulations et mesures de la puissance reçue dans une charge de $50 \Omega$ pour des dispositifs $22 \mu m \times 22 \mu m$ et $25 \mu m \times 25 \mu m$ en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Simulation cas $25 \mu m \times 25 \mu m$ (a). Mesure cas $25 \mu m \times 25 \mu m$ (b). Simulation cas $22 \mu m \times 22 \mu m$ (c). Mesure cas $22 \mu m \times 22 \mu m$ (d). . . . .	132
7.15	Simulations et mesures du rendement des dispositifs $25 \mu m \times 25 \mu m$ et $22 \mu m \times 22 \mu m$ pour une charge de $50 \Omega$ en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Simulation cas $25 \mu m \times 25 \mu m$ (a). Mesure cas $25 \mu m \times 25 \mu m$ (b). Simulation cas $22 \mu m \times 22 \mu m$ (c). Mesure cas $22 \mu m \times 22 \mu m$ (d). . . . .	134
8.1	Relevé des fréquences de résonance et d'anti-résonance en fonction de la tension de polarisation pour les trois configurations simulées : P1 (a), P2 (b) et P3 (c). . . . .	139
8.2	Évolution des coefficients de couplage électromécanique en fonction de la tension de polarisation pour les trois configurations simulées : P1 (a), P2 (b) et P3 (c). . . . .	140
8.3	Rendements en fonction de la fréquence, tracés, dans chaque configuration, pour la tension de polarisation à laquelle le rendement atteint sa valeur maximale (65 % de la tension de collapse pour la configuration P1, 85 % pour la configuration P2 et 95 % pour P3). . . . .	141
8.4	Puissance reçue pour une résistance de charge de $50 \Omega$ et pour une tension d'excitation de $1 V$ en fonction de la fréquence. Pour chaque configuration, la puissance est tracée pour la tension de polarisation à laquelle elle atteint sa valeur maximale (60 % de la tension de collapse pour la configuration P1, 80 % pour la configuration P2 et 90 % pour P3). . . . .	142
8.5	Puissance reçue pour une excitation de $1 V$ en fonction de la résistance de charge. Comparaison entre les données simulées, et deux méthodes de mesure : « Mesures FT » désigne le protocole présenté dans le paragraphe 7.2.1 et « Mesure quadripôle » celui présenté dans le paragraphe 7.2.3. . . .	143
8.6	Rendement en fonction de la résistance de charge. Comparaison entre les données simulées, et deux méthodes de mesure : « Mesures FT » désigne le protocole présenté dans le paragraphe 7.2.1 et « Mesure quadripôle » celui présenté dans le paragraphe 7.2.3. . . . .	143
8.7	Puissance reçue pour une excitation de $1 V$ en fonction de la résistance de charge pour chacune des trois configurations d'épaisseur de substrat correspondant à des coefficients de couplage électromécanique pour le mode de substrat de 0.2 (P1), 0.25 (P2) et 0.35 (P3). . . . .	144
8.8	Rendement en fonction de la résistance de charge pour chacune des trois configurations d'épaisseur de substrat correspondant à des coefficients de couplage électromécanique pour le mode de substrat de 0.2 (P1), 0.25 (P2) et 0.35 (P3). . . . .	145

TABLE DES FIGURES

---

8.9	Puissances (a, c, e) et rendements (b, d, f) pour trois valeurs de résistance $R_S$ différentes $0 \Omega$ (a, b), $25 \Omega$ (c, d) et $150 \Omega$ (e, f). . . . .	146
8.10	Puissances et rendements pour deux taux de remplissage différents . . . . .	148

# Introduction générale

Le transformateur est un composant clef de l'électronique de puissance, notamment dans les situations où l'on doit pouvoir isoler physiquement (dite isolation galvanique) deux familles de circuit : basse tension pour la fabrication de signaux de commande et haute tension pour l'alimentation des systèmes ou appareils électriques. Cette fonction revêt naturellement une importance particulière pour toutes les applications d'électronique domestique. De manière générale, la commande d'un circuit de puissance (via un interrupteur de puissance) doit intégrer trois fonctions : l'isolation, la mise en forme des signaux de commande et le déclenchement en lui-même de l'interrupteur de puissance. Il a été montré, il y a quelques années [1], qu'il était possible de commander le déclenchement d'interrupteurs à semi-conducteurs de type *TRIAC* (*TRIode for Alternating Current*) au moyen, non plus de signaux logiques, mais de signaux Radio Fréquence (RF) de l'ordre de la dizaine de mégahertz. Ce type de commande permet alors d'envisager de passer le signal RF via un transformateur d'isolement, assurant la fonction isolation, et évitant ainsi l'utilisation de circuits de mise en forme des signaux numériques. Dans une logique d'évolution des technologies de l'électronique vers des composants de plus en plus intégrés, il est clair que cette approche est certainement l'une des plus prometteuses pour la réalisation de composants monolithiques regroupant les fonction isolation et interrupteur.

Dans ce contexte, et dans le cadre plus général du projet *TOURS 2015* — financé par les Investissements d'Avenir du ministère de l'enseignement supérieur, de la recherche et de l'innovation — porté par *STMicroelectronics Tours* et qui rassemble treize laboratoires de recherche dont le GREMAN, deux technologies de transformateur pour l'isolation galvanique ont été envisagées en parallèle : par voie magnétique et par voie acoustique en technologie CMUT (*Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer*). C'est cette seconde possibilité qui fait l'objet de ce mémoire. Bien que cette dernière puisse apparaître comme la technologie la moins mature, elle offre des perspectives qui justifient son développement : une bonne immunité magnétiques, de faibles dimensions, l'absence de matériaux polluants tels que le plomb, des fréquences de fonctionnement de l'ordre de la dizaine de mégahertz et surtout une bonne capacité d'intégration monolithique avec les interrupteurs à semi-conducteurs.

Les transducteurs CMUTs sont des micro-systèmes électromécaniques (MEMS, *MicroElectroMechanical Systems*) constitués de membranes de tailles micrométriques, suspendues au-dessus d'une cavité sous vide. Un transducteur CMUT est composé de plusieurs centaines — voire plusieurs milliers — de membranes actionnées grâce aux forces électrosta-

tiques. Il aura fallu à cette technologie plus d'une vingtaine d'années de maturation avant de voir aujourd'hui des dispositifs commercialisés sur le marché des sondes à échographie, qui constitue l'application principale du domaine.

Au sein de notre laboratoire, les travaux de thèse de S.Ngo ont pu montrer la faisabilité d'un transformateur basé sur la technologie CMUT, pour commander le déclenchement d'un TRIAC, grâce à une architecture constituée de deux transducteurs CMUTs de part et d'autre d'un substrat de silicium. Une preuve de concept ayant été établie en amont des travaux de thèse présenté ici, et avant d'envisager un procédé de fabrication monolithique de ce transformateur CMUT avec un interrupteur à semi-conducteur, ce mémoire a pour objectif de proposer des outils de modélisation et de caractérisation fiables de ces dispositifs CMUTs originaux. On se focalisera donc sur le transformateur électroacoustique en lui même pour comprendre, modéliser et mesurer les phénomènes mis en jeu dans l'optique d'une intégration à la chaîne de commande d'un TRIAC.

Le développement de ces travaux de thèse est structuré en trois parties. La première partie est constituée de trois chapitres qui permettront de mettre en place le contexte de l'étude menée et d'introduire un certain nombre de notions indispensables à la compréhension de la suite du document. Ainsi, après avoir présenté dans le premier chapitre les principales technologies d'isolation galvanique existantes, le second chapitre propose une vue d'ensemble de la technologie CMUT. On détaillera en particulier dans ce chapitre le principe de fonctionnement d'une cellule CMUT sur la base d'un modèle unidimensionnel permettant de donner à voir toutes les grandeurs caractéristiques et phénomènes essentiels dans la conception et l'étude de transducteurs capacitifs. La stratégie de modélisation utilisée pour la conception des premiers prototypes ainsi que leur fabrication seront également évoqués, même s'ils s'appuient sur des travaux antérieurs au sein de notre équipe de recherche. Nous finirons ce chapitre de présentation de la technologie CMUT par une revue des principales applications dont les CMUTs ont pu faire l'objet, l'objectif étant non pas d'apporter un état de l'art exhaustif de tous les travaux de recherche qui ont pu être réalisés sur les CMUTs ces vingt dernières années, mais de relever certains des travaux les plus emblématiques. Le troisième chapitre de cette première partie associe les domaines présentés dans les deux premiers chapitres pour proposer une architecture de transformateur acoustique pour l'isolation galvanique basée sur la technologie CMUT. La structure et les procédés de fabrication y seront détaillés ainsi que les premières mesures optiques statiques permettant à la fois un retour sur *process* et une initialisation des paramètres de modélisation qui seront développés dans la deuxième partie.

La deuxième partie de ce mémoire sera centrée sur la modélisation et aura pour objectif de prendre en compte le comportement du substrat dans l'analyse d'une cellule CMUT dans l'air. Cette partie sera décomposée en deux chapitres qui traiteront tout d'abord du problème purement mécanique avant d'y coupler les équations électrostatiques. On se limitera, dans cette partie, à la simulation de dispositifs simple-faces (une cellule CMUT sur son substrat en silicium) grâce à un logiciel de modélisation par éléments finis (FEM, *Finite Element Method*). Cette deuxième partie se clôturera par une première confrontation des résultats de simulation aux mesures d'impédance réalisées sur les transducteurs

fabriqués qui permettra de valider la stratégie de modélisation et d'introduire la définition d'un coefficient de couplage électromécanique lié à la résonance du substrat.

L'évaluation des performances des transformateurs CMUT double-faces complets fait l'objet de la troisième partie, constituée de trois chapitres. Nous présentons dans un premier temps l'extension de la modélisation aux dispositifs double-faces en implémentant une deuxième cellule CMUT en face arrière du substrat et en intégrant un circuit de réception. Nous verrons qu'une stratégie de représentation du transformateur CMUT sous la forme d'un quadripôle équivalent nous permettra de limiter l'usage du code FEM qui reste relativement coûteux en temps. Une confrontation complète entre résultats théoriques et résultats expérimentaux est ensuite proposée pour deux configurations de prototypes de transformateurs CMUTs en s'attachant à développer plusieurs protocoles de mesure de puissance et de rendement afin d'avoir un maximum de recul sur les valeurs mesurées. Finalement dans le dernier chapitre de cette troisième partie nous chercherons à exploiter le modèle développé pour proposer des pistes d'amélioration des dispositifs fabriqués et identifier les facteurs limitant les performances des transformateurs CMUTs dédiés à l'isolation galvanique.



Première partie

Généralités



# Introduction

Cette première partie rassemble toutes les généralités qu'il a semblé nécessaire d'établir pour fixer le cadre des travaux présentés dans les parties suivantes. Bien que cette partie soit nécessaire à la compréhension de la suite du document, elle rassemble des éléments qui ont déjà pu être reportés dans différents manuscrits de thèse antérieurs au sein du laboratoire [2, 3, 4, 5, 1, 6, 7]. Toute cette partie prend donc acte du caractère historique des thématiques de recherche abordées dans ce travail de thèse et, s'il y trouve des redites par rapport aux travaux précédents, va permettre au lecteur la compréhension des parties suivantes indépendamment de la lecture des manuscrits antérieurs. Cette première partie est divisée en trois chapitres.

Le premier chapitre propose une introduction au contexte dans lequel s'inscrit ce travail de thèse. Il est consacré à la présentation de l'application finale visée et justifiera de l'intérêt de proposer de nouvelles solutions pour l'isolation électrique des commandes d'interrupteurs.

Le second chapitre apporte une vue d'ensemble de la technologie CMUT. Une description de la topologie classique d'un transducteur CMUT précède la présentation de son principe de fonctionnement. Sur la base d'un modèle uni-dimensionnel (modèle masse-ressort), nous introduisons tous les phénomènes physiques mis en jeu dans le processus de conversion électro-acoustique. Nous compléterons l'aspect modélisation en introduisant le modèle de différences finies développé au laboratoire pour la conception de ces transducteurs. Ce dernier aillait été utilisé pour le pré-design des structures CMUT utilisées dans le cadre de cette thèse. Le second chapitre sera clos par un rapide état de l'art des applications médicales et industrielles de ces technologies.

Le troisième chapitre est consacré à une description exhaustive du prototype de transformateur développé dans le cadre de ces travaux. Cette description comprend plusieurs aspects : la fabrication, la conception, mais aussi le choix des différents matériaux utilisés pour réaliser les CMUTs. Nous verrons en effet que les matériaux déposés, notamment le type de membrane utilisée peut avoir un impact significatif sur les performances finales des transducteurs, notamment en terme d'homogénéité. Il était essentiel, dès le départ de ces travaux, que cet aspect soit abordé.



# Chapitre 1

## Transformateurs pour l'isolation galvanique

L'objectif de ce chapitre est de définir le contexte applicatif des travaux présentés dans la suite du document. Il s'agira de présenter les solutions existantes en terme d'isolation de la commande d'interrupteurs et de mettre l'accent sur les limitations des systèmes actuels afin d'identifier les enjeux technologiques qui justifient la recherche de solutions alternatives.

### 1.1 Principe

Dans les appareils électriques à usage domestique et analogue, plusieurs niveaux d'isolation sont définis en fonction du degré de sécurité souhaité. On parle d'isolation fonctionnelle, d'isolation principale, d'isolation renforcée et d'isolation galvanique. L'isolation fonctionnelle sépare deux parties actives d'un système électrique dont les potentiels sont à des niveaux différents. Cette isolation n'intègre aucune notion de protection du matériel ou des personnes, mais est simplement nécessaire au fonctionnement du circuit électrique. L'isolation principale empêche l'accès à toute partie conductrice d'une installation électrique et assure une protection contre les chocs électriques. L'isolation renforcée est constituée d'une isolation principale à laquelle est ajoutée une isolation supplémentaire, indépendante, qui assure la continuité de la protection si l'isolation principale est mise en défaut. L'isolation galvanique, qui fait l'objet de cette étude, désigne une isolation entre le circuit de commande et le circuit de puissance d'un appareil électrique. Elle assure la protection du circuit de commande en cas de surtension du circuit de puissance qui est généralement relié au secteur et, par conséquent, assure la protection de l'utilisateur qui agit sur le circuit de commande. Bien que les dispositifs d'isolation galvanique nécessitent généralement des niveaux d'isolation relativement élevés (typiquement plusieurs kilovolts dans les appareils électroménagers) du fait des surtensions importantes pouvant apparaître en cas de défaillance du circuit de puissance, ils doivent néanmoins permettre le transfert d'information entre la partie commande et la partie puissance du système. La figure 1.1 représente schématiquement le positionnement d'une isolation galvanique dans un appareil électroménager générique.

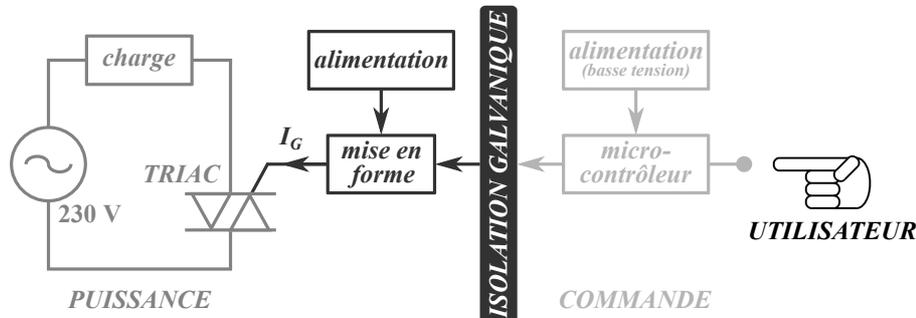


FIGURE 1.1 – Schéma de principe de la commande d'un interrupteur de puissance intégrant une isolation galvanique

Bien que le circuit de commande soit généralement alimenté en basse tension, une isolation principale (non représentée sur le schéma) est insérée entre l'utilisateur et la partie commande. Dans le circuit de puissance, les interrupteurs principalement utilisés dans les applications domestiques (type lampes, moteurs ...) sont des thyristors ou des TRIACS (*TRI*ode for *AL*ternative *C*urrent en anglais). Ce sont des interrupteurs à semi-conducteurs amorcés par un courant de commande appelé courant de gâchette, noté  $I_G$  sur le schéma de principe 1.1. Le dispositif d'isolation galvanique, inséré entre la commande et la puissance, doit donc être capable de fournir un courant au moins égal à la valeur  $I_G$ . De plus, les interrupteurs à semi-conducteurs sont généralement commandés par des impulsions de tension ou de courant ce qui nécessite d'intégrer des systèmes de conversion du signal entre l'isolation et l'interrupteur. Le bloc de mise en forme, qui souvent fait appel à une alimentation supplémentaire, nuit donc à l'intégrabilité de l'ensemble du système de commande. Les travaux de thèse de C.Mauriac [1] ont cependant montré que dans certaines conditions il est possible de commander l'interrupteur en s'affranchissant du bloc de mise en forme ce qui ouvre la perspective d'une intégration monolithique du dispositif d'isolation et de l'interrupteur en lui-même. Plus précisément, il a été montré que dans le cadre de la commutation d'un TRIAC polarisé positivement, la fréquence maximale à laquelle le TRIAC peut être amorcé dépend de l'amplitude du courant de gâchette que l'on est capable de fournir. Ainsi pour des courants de gâchette allant de  $1\text{ mA}$  à  $60\text{ mA}$ , les fréquences maximales permettant l'amorçage du TRIAC varient d'environ  $600\text{ kHz}$  à  $20\text{ MHz}$ . Autrement dit, en cherchant à augmenter les fréquences de fonctionnement, ce qui est fatalement le cas lorsqu'il est question de réduire les dimensions des dispositifs d'isolation, le courant de gâchette à fournir pour assurer l'amorçage de la structure TRIAC sans utiliser d'électronique de mise en forme sera d'autant plus important.

## 1.2 Technologies usuelles

Plusieurs types de composants électroniques peuvent être utilisés pour la réalisation d'une isolation galvanique. En premier lieu, citons les transformateurs électromagnétiques,

représentés schématiquement sur la figure 1.2. Si un courant électrique circule dans le circuit primaire, l'enroulement primaire génère un flux magnétique dans le noyau magnétique ce qui va générer un courant dans le circuit secondaire. Le circuit primaire est donc bien isolé électriquement du circuit secondaire tout en autorisant le transfert d'informations via le flux magnétique. Les transformateurs électromagnétiques peuvent atteindre des rendements très importants (supérieurs à 80 %) et sont capables de transmettre signal et puissance mais souffrent de leur sensibilité à l'environnement électromagnétique, mais plus encore de l'encombrement très important qu'impliquent les bobinages primaires et secondaires et le noyau magnétique. Néanmoins, les dimensions des transformateurs de type inductifs tendent à diminuer, notamment avec l'apparition dans les années 1990 d'enroulements planaires utilisant les techniques de la micro-électronique [8, 9, 10, 11, 12, 13] puis avec le développement de micro-transformateurs inductifs sans noyau [14, 15]. On peut en particulier citer ici les travaux très récents de Spina *et al.* [16, 17] qui ont développé des micro-transformateurs dédiés à l'isolation galvanique et ont montré l'intégrabilité de leur dispositif au sein d'un circuit électrique complet (figure 1.3).

Dans ces travaux, le transformateur d'isolement est constitué de deux oscillateurs qui partagent le même courant côté primaire, couplés à l'oscillateur secondaire qui transmet la puissance reçue au redresseur. Une isolation entre les enroulements métalliques primaires et secondaire de 5 kV est garantie par une couche épaisse d'oxyde. Les techniques de réutilisation du courant dans un second oscillateur et de combinaison des puissances issues de ces deux oscillateurs primaires permettent d'atteindre un rendement de 36.5 % et une puissance de 300 mW à 230 MHz pour une tension générée de 5 V. Ces résultats sont obtenus dans les conditions de charge optimales du système, soit pour une résistance de charge de 130  $\Omega$  et une capacité parallèle de 1 pF. En incluant le redresseur tel que schématisé sur la Figure 1.3, les performances maximales sont réduites à un rendement de 27 % et une puissance de 200 mW pour des dimensions de puces de 3.6 mm  $\times$  2.7 mm pour le transformateur d'isolement et 950  $\mu$ m  $\times$  725  $\mu$ m pour le redresseur, soit 10.4 mm<sup>2</sup> au total. Quoiqu'il en soit, les auteurs se placent ainsi à hauteur de la littérature [18, 19] en terme de performances tout en proposant une solution plus intégrable et plus compacte.

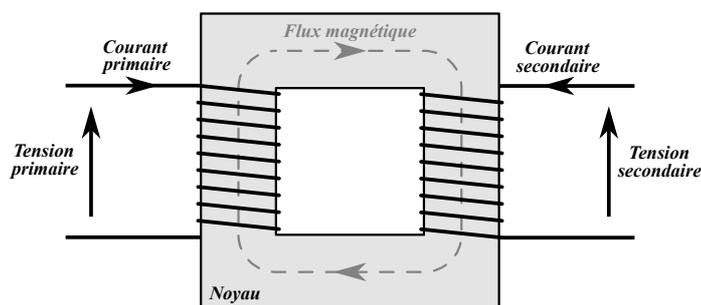


FIGURE 1.2 – Schéma de principe d'un transformateur à noyau magnétique

L'autre technologie, plus récente, mais largement utilisée pour l'isolation galvanique, se base sur un couplage optoélectrique. Les transformateurs optiques, ou optocoupleurs, sont composés d'une DEL (Diode Électro Luminescente) qui convertit l'énergie électrique

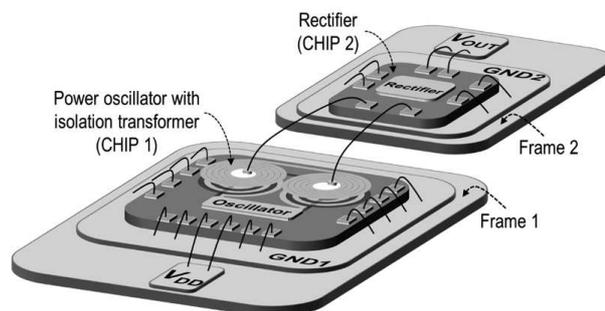


FIGURE 1.3 – Vue 3D du transformateur d’isolement et de son redresseur réalisé par Spina *et al.* [16]

primaire en énergie lumineuse, et d’un photo-récepteur qui traduit la détection de lumière en variation de courant dans le circuit secondaire ( voir Figure 1.4). Aujourd’hui, les optocoupleurs sont majoritairement commercialisés pour des gammes d’isolation allant de 2.5 à 7.5kV [20, 21], le niveau d’isolation étant fonction du milieu séparant la DEL du récepteur. Certains fabricants conçoivent des optocoupleurs directement destinés à être utilisés pour commander un TRIAC qui commande la charge dans un circuit de puissance [22, 23], appelés *opto-triacs*. D’un point de vue intégration, l’utilisation d’ondes lumineuses impose d’insérer l’optocoupleur au sein d’un boîtier clos, isolé du bruit optique environnant. De plus le CTR (*Current Transfert Ratio* en anglais), rapport entre le courant secondaire et primaire, tend à diminuer au court de l’utilisation du transformateur ce qui limite la durée de vie du composant.

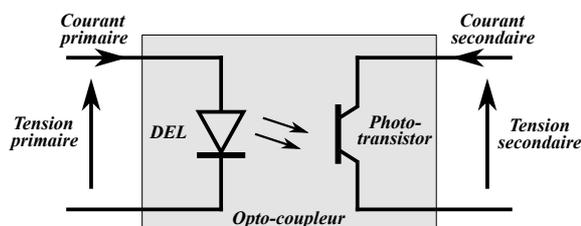


FIGURE 1.4 – Schéma de principe d’un transformateur optique

### 1.3 Transformateurs piézoélectriques

Les transformateurs piézoélectriques, remplacent le transfert d’énergie, sous forme magnétique ou via une émission lumineuse, par une onde acoustique. Les matériaux piézoélectriques ont la particularité de se polariser électriquement lorsqu’ils sont soumis à une contrainte mécanique (effet piézoélectrique direct), ou réciproquement, de se déformer sous l’action d’un champ électrique (effet piézoélectrique inverse). De nombreux matériaux possèdent cette propriété, comme le quartz par exemple, mais industriellement, ce sont les céramiques à base de PZT (Titano-Zirconate de Plomb) qui sont utilisées pour leur fort

### 1.3. TRANSFORMATEURS PIÉZOÉLECTRIQUES

---

coefficient de couplage électromécanique. L'effet piézoélectrique trouve des applications dans des domaines très variés : les microphones, les sonars, les sondes échographiques, les capteurs, les filtres, les générateurs, la récupération d'énergie, *etc.* Les premiers transformateurs piézoélectriques sont attribués à C.A. Rosen *et al.* [24] en 1958 et sont constitués de deux matériaux piézoélectriques orientés perpendiculairement entre eux comme schématisés sur la Figure 1.5. Le principe est relativement simple : le matériau piézoélectrique primaire se déforme sous l'effet du champ électrique imposé par le courant primaire. La déformation du matériau primaire se propage au matériau piézoélectrique secondaire. La déformation du matériau secondaire génère ensuite le courant secondaire par effet piézoélectrique direct. Plusieurs géométries de transformateurs piézoélectriques ont ainsi été proposées en se basant sur ce principe. Les transformateurs de Rosen sont généralement fabriqués en céramique PZT, le matériau piézoélectrique étant à la fois le support mécanique du dispositif et le support du mode de vibration. Augmenter les fréquences de fonctionnement implique de réduire les dimensions du dispositif et notamment son épaisseur. Pour assurer l'intégrité mécanique du transformateur, les fréquences de fonctionnement dépassent donc difficilement la centaine de kilohertz.

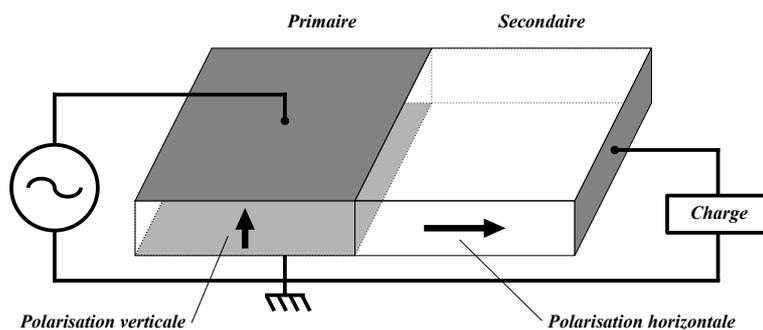


FIGURE 1.5 – Schéma de principe d'un transformateur piézoélectrique de Rosen [24]

De nombreux travaux se sont ensuite inspirés du transformateur de Rosen pour développer des transformateurs acoustiques de plus en plus performants. En effet, avec l'amélioration des matériaux piézoélectriques et des techniques de dépôt en couches minces, les domaines d'application se sont élargis, en particulier en terme de gamme de fréquences accessibles. Plusieurs auteurs se sont attachés à passer en revue l'évolution des transformateurs piézoélectriques [25, 26, 27, 28]. D'un point de vue isolation, les travaux réalisés par J.D.Larson *et al.* [29, 30] sont particulièrement intéressants. La structure proposée par les auteurs fait l'objet du schéma présenté en Figure 1.6 et consiste en deux couches minces piézoélectriques placées de part et d'autre d'un substrat isolant en céramique (oxyde d'aluminium). Grâce à cette architecture les auteurs s'affranchissent du compromis tenue mécanique / fréquence de fonctionnement et obtiennent des rendements de 76 % à 64 MHz avec une densité de puissance de  $400 \text{ W.cm}^{-3}$ . Cependant, aucune valeur de tension d'isolement n'est donnée dans ces travaux.

Au sein des transformateurs piézoélectriques les travaux de D.Vasic *et al.* [31, 32] sont également à relever, notamment pour leurs exhaustivités : conception, modélisation, caracté-

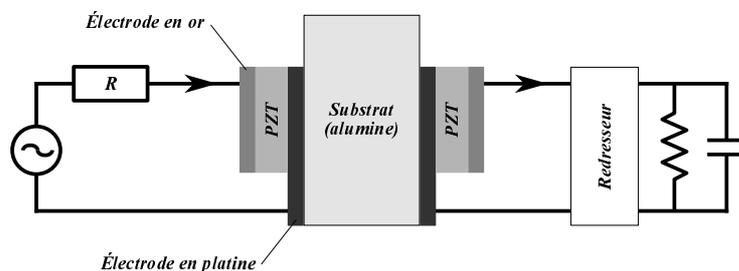


FIGURE 1.6 – Schéma de principe d'un transformateur à couplage acoustique développé par Larson *et al.* [30]

térisation, jusqu'à l'intégration. Le transformateur acoustique proposé par les auteurs est constitué de deux disques piézoélectriques (de  $15\text{ mm}$  de diamètre et  $1\text{ mm}$  d'épaisseur) en titanate de plomb ( $PbTiO_3$ ), collés de part et d'autre d'une couche d'isolation en alumine ( $Al_2O_3$ , rigidité diélectrique de  $35\text{ kV}\cdot\text{mm}^{-1}$ ) de  $300\ \mu\text{m}$  d'épaisseur, comme schématisé en Figure 1.7. Après avoir montré en 2001 la possibilité d'utiliser un tel dispositif [31] pour assurer l'isolation d'un circuit de commande pour des interrupteurs de puissance, comme des MOSFETs (acronyme anglais des transistors à effet de champ à grille isolée) ou des IGBTs (acronyme anglais des transistors bipolaires à grille isolée), les auteurs en proposent une extension en 2006 [32]. Cette deuxième structure plus complexe est composée de deux transformateurs piézoélectriques identiques qui améliorent les performances de l'interrupteur en permettant à la fois d'activer et de désactiver le circuit de puissance. Pour une tension d'excitation de  $30\text{ V}_{pp}$  et à environ  $2\text{ MHz}$ , une puissance transmise de  $2.8\text{ W}$  et un rendement de  $72\%$  sont obtenus. Cette solution présente de très bons résultats, mais encore une fois, il s'agit d'une technologie à base de plomb, ce qui peut poser problème. De plus, bien que les auteurs semblent parfaitement maîtriser le phénomène, l'échauffement de ces matériaux semble être un inconvénient.

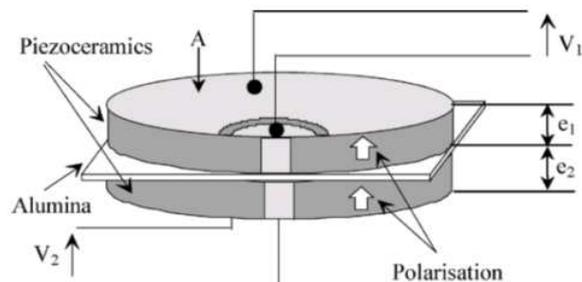


FIGURE 1.7 – Schéma de principe d'un transformateur piézoélectrique de D. Vasic *et al.* [32]

## 1.4 Enjeux

Nous avons pu voir que l'isolation électrique entre la partie commande et la partie puissance d'un système électrique est aujourd'hui principalement réalisée par couplage électromagnétique ou couplage optique. Ce dernier présentant les avantages d'un plus faible encombrement et d'une sensibilité aux bruits électromagnétiques réduite. Cependant, l'intégrabilité des optocoupleurs semble aujourd'hui avoir atteint ses limites alors que des technologies plus adaptées aux techniques de fabrication de la micro-électronique voient le jour. Ainsi les micro-transformateurs inductifs et les transformateurs à couplage acoustique offrent des perspectives intéressantes. Leur planéité notamment, ainsi que leur fabrication sur *wafer* directement laisse entrevoir la possibilité d'une intégration de l'isolation galvanique au plus près de l'interrupteur de puissance, c'est-à-dire sur le même substrat. Encore faudrait-il s'affranchir pour cela des circuits de mise en forme du signal généralement nécessaire entre l'isolation galvanique et l'interrupteur à semi-conducteur pour convertir le signal alternatif issu du dispositif d'isolation en signal de commande adapté à l'interrupteur. Il a été montré qu'un TRIAC peut, dans certaines conditions de fréquence et d'amplitude, être amorcé par un signal alternatif [1]. L'enjeu est donc de développer un dispositif d'isolation souscrivant à ces conditions et pouvant être intégré monolithiquement à un interrupteur à semi-conducteur. Les couplages inductifs et acoustiques pouvant être des candidats potentiels, les travaux présentés dans cette thèse privilégient les dispositifs acoustiques pour leur sensibilité moindre au bruit électromagnétique. Reste que les transducteurs piézoélectriques ne sont dénués de défauts, le premier d'entre eux étant que les films minces sont aujourd'hui principalement réalisés en PZT alors que la tendance est à l'éviction du plomb pour des raisons environnementales. L'échauffement des transducteurs piézoélectriques au cours de leur utilisation pourrait également être cité. C'est pourquoi la solution adoptée dans la suite du document s'appuie sur des transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usinés (CMUT pour *Capacitive Micromachined Ultrasound Transducer* en anglais) dont l'intégrabilité est prometteuse. La présentation de cette technologie fait l'objet du chapitre suivant.



## Chapitre 2

# Présentation de la technologie CMUT

### 2.1 Topologie d'un transducteur CMUT

Dans cette section, une présentation de la structure physique d'un transducteur CMUT est proposée. L'objectif est de décrire le caractère multi-échelles d'un transducteur CMUT : membrane électrostatique, élément, barrette, plaquette. Cette section permettra également d'introduire un certain nombre d'éléments de vocabulaire spécifique aux transducteurs capacitifs micro-usinés.

#### 2.1.1 Description de la cellule CMUT élémentaire

Une cellule CMUT a la structure générale d'un condensateur plan : deux électrodes conductrices séparées par un matériau diélectrique. L'électrode inférieure est déposée sur un substrat généralement en silicium, dont la surface a été oxydée de façon à isoler l'électrode inférieure du substrat. L'électrode supérieure est déposée sur une membrane composée d'un matériau diélectrique et suspendue au-dessus d'une cavité qui est scellée sous vide, ou maintenue à pression atmosphérique en fonction des applications visées. Ainsi l'électrode supérieure est mobile à l'inverse de l'électrode inférieure qui est fixée au substrat. La structure d'une cellule CMUT est finalement analogue à celle d'un microphone électrostatique classique, à ceci près que les dimensions caractéristiques mises en jeu ne sont pas les mêmes. La hauteur de la cavité sous vide (appelée hauteur de gap), les épaisseurs de la couche structurale de la membrane et de l'électrode supérieure mesurent chacune typiquement quelques centaines de nanomètres. Les dimensions latérales de la membrane sont elles de l'ordre de plusieurs dizaines de micromètres. Les dimensions latérales de l'électrode supérieure définissent le taux de métallisation de la cellule : il s'agit du rapport entre la surface de l'électrode supérieure et la surface de la membrane. À un taux de métallisation de 100 % correspond une membrane totalement recouverte par son électrode supérieure. À titre d'exemple, le taux de métallisation des cellules représentées sur la figure 2.1 est de 50 %. Les cellules représentées ici sont composées de membranes de forme carrée, mais diverses géométries de cellules ont été développées depuis les premières cellules CMUTs dans

les années 1990 [33] : circulaires, carrées, rectangulaires et hexagonales. Les formes des cellules et les dimensions latérales et verticales des différentes couches constituant la cellule CMUT sont autant de critères de design qui influenceront sur les caractéristiques finales du transducteur. Cependant, considérer une cellule élémentaire isolée ne suffit généralement pas à expliquer le comportement global d'un transducteur qui est composé de plusieurs centaines voire plusieurs milliers de membranes CMUTs. En effet, des phénomènes de couplage entre des cellules voisines apparaissent, notamment lorsque les transducteurs sont immergés dans un fluide (eau, huile, gel échographique). C'est pourquoi une description des transducteurs à une échelle plus grande que celle de la cellule élémentaire est nécessaire.

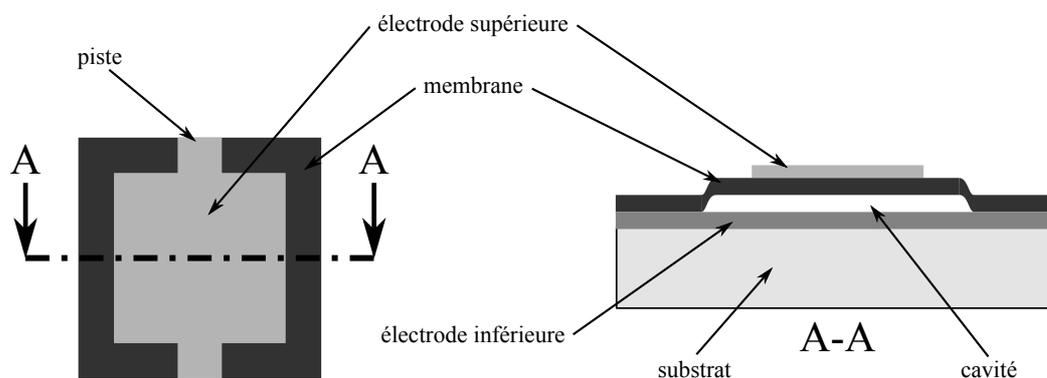


FIGURE 2.1 – Schéma d'une cellule CMUT

### 2.1.2 Topologie d'un réseau de transducteurs

L'application la plus répandue des transducteurs CMUTs étant l'imagerie médicale, plusieurs cellules CMUTs sont associées électriquement en parallèle afin de former un élément accessible via des pads de connexion situés sur les bords de l'élément (figure 2.2). L'ensemble forme véritablement un transducteur ultrasonore que l'on peut utiliser seul ou collectivement avec d'autres sources identiques. À l'instar d'une barrette PZT, plusieurs transducteurs placés côte à côte constituent une barrette CMUT. Le plus souvent, les barrettes d'imagerie médicale, qu'elles soient de technologie PZT ou CMUT, sont composées de 64, 128 ou 256 éléments. Les sondes échographiques CMUT sont donc constituées d'un réseau périodique d'éléments, chaque élément étant constitué d'un réseau périodique de cellules CMUTs. Cependant et en-dehors des applications à l'imagerie médicale, l'aspect multi-éléments de la barrette n'est pas forcément nécessaire. C'est le cas pour les transducteurs CMUTs développés dans ces travaux de thèse pour l'isolation galvanique qui sont des mono-éléments.

On voit donc bien le caractère multi-échelles des transducteurs CMUT : cellule, élément, barrette, auxquels l'échelle de la plaquette (*wafers* en anglais) peut-être ajoutée. En effet, la fabrication des barrettes est réalisée sur des plaquettes, de 6 ou 8 pouces de diamètre dans la plupart des cas. Une plaquette peut rassembler de quelques dizaines à plusieurs centaines de barrettes. Bien que l'échelle du *wafers* n'ait que peu d'intérêt vis-à-vis des performances finales d'une barrette CMUT, c'est sur *wafers* complet que seront réalisées les

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

---

premières caractérisations des transducteurs.

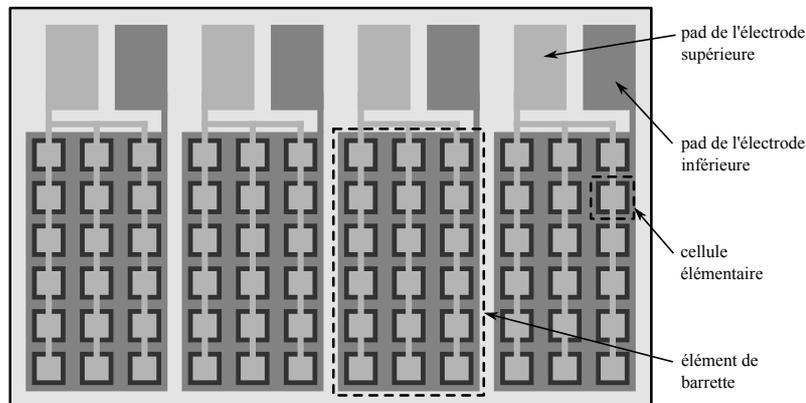


FIGURE 2.2 – Schéma d'une barrette CMUT composée de 4 éléments

## 2.2 Principe de fonctionnement sur la base d'un modèle unidimensionnel

Bien que les phénomènes physiques mis en jeu soient radicalement différents, les transducteurs capacitifs, comme les transducteurs piézoélectriques, peuvent fonctionner selon deux modes : émission ou réception. En émission une tension alternative appliquée aux bornes du condensateur engendre une force électrostatique entre les deux électrodes et entraîne la mise en vibration de la partie mobile de la structure. Ce déplacement de la membrane induit une onde mécanique dans le milieu environnant. À cette tension alternative nécessaire à la génération d'une onde acoustique, une tension continue est généralement superposée afin d'augmenter le coefficient de couplage électromécanique du CMUT. L'ajout de cette composante continue implique bien évidemment un déplacement statique de la membrane qui s'ajoute à son déplacement dynamique.

En mode réception, les variations de pression engendrées par une onde acoustique incidente mettent en mouvement la membrane. Si une tension continue (appelée tension de polarisation) est appliquée aux bornes du condensateur, les mouvements de la membrane se traduisent par une variation de la capacité intrinsèque de la cellule CMUT et donc par la génération d'un courant alternatif entre les deux bornes du condensateur.

### 2.2.1 Modèle unidimensionnel

Comme vu dans le paragraphe 2.1.1 une cellule CMUT se présente, de façon simplifiée, sous la forme d'un condensateur plan dont l'une des électrodes est mobile. C'est en tout cas l'hypothèse qui va être faite dans cette section afin d'analyser les phénomènes physiques mis en jeu. En effet, au regard de la différence d'ordre de grandeur entre les dimensions

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

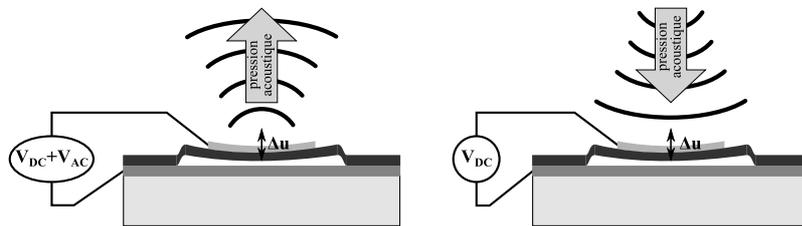


FIGURE 2.3 – Principe de fonctionnement d'un transducteur capacitif en mode émission (à gauche) et en mode réception (à droite)

latérales et verticales d'une cellule CMUT (respectivement plusieurs dizaines de micromètres et quelques centaines de nanomètres) la courbure de la membrane est ici négligée et l'ensemble de la partie mobile de la cellule est considérée mécaniquement comme un piston plan. La cellule CMUT élémentaire est donc assimilée au schéma présenté sur la figure 2.4, où l'épaisseur de l'électrode est négligée et un taux de métallisation de 100 % est considéré dans un souci de simplification. Au système mobile membrane/électrode, s'applique en somme et en négligeant la masse de la membrane : la force électrostatique  $\vec{F}_{elec}$ , la force de rappel élastique de la membrane  $\vec{F}_{elast}$  et la pression atmosphérique. Cette dernière étant indépendante de la position  $u$  de la membrane, elle sera ignorée.

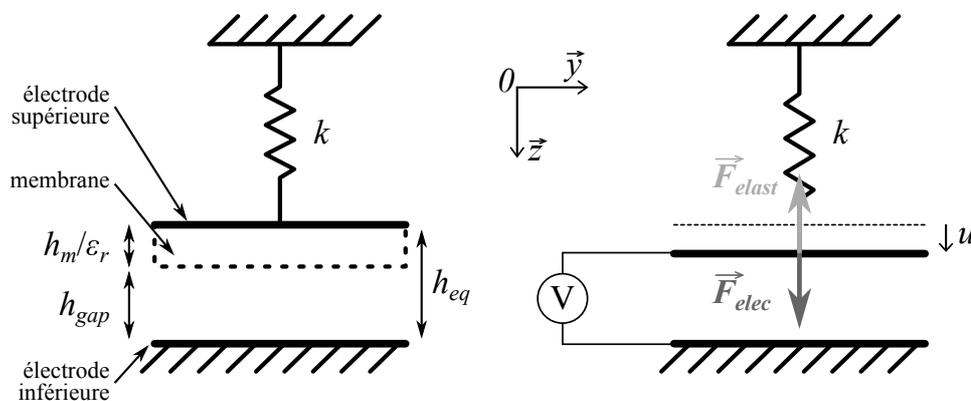


FIGURE 2.4 – Schéma équivalent unidimensionnel d'une cellule CMUT

La force électrostatique qui s'exerce sur les électrodes du condensateur de capacité  $C$  aux bornes duquel est appliqué une tension  $V$  est :

$$\vec{F}_{elec} = \frac{1}{2} \frac{dC}{du} V^2 \vec{z} \quad (2.1)$$

où la capacité  $C$  du condensateur plan s'écrit en fonction de la position  $u$  de l'électrode mobile :

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

---

$$C(u) = \frac{\varepsilon_0 S}{h_{eq} - u} \quad (2.2)$$

avec

- $S$  la surface de l'électrode,
- $\varepsilon_0$  la permittivité diélectrique du vide,
- $h_{eq}$  la hauteur équivalente qui sépare les deux électrodes :

$$h_{eq} = h_{gap} + \frac{h_m}{\varepsilon_r} \quad (2.3)$$

où  $h_{gap}$  désigne la hauteur de gap,  $h_m$  et  $\varepsilon_r$  respectivement la hauteur et la permittivité diélectrique relative de la membrane.

Ainsi, la force électrostatique s'exprime :

$$\vec{F}_{elec} = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{(h_{eq} - u)^2} \vec{z} \quad (2.4)$$

La force électrostatique dérivant d'une énergie potentielle  $E_{elec}$ , elle peut s'écrire :

$$\vec{F}_{elec} = -\frac{dE_{elec}}{du} \vec{z} \quad (2.5)$$

L'énergie électrostatique de l'électrode au potentiel  $V$  en est déduite :

$$E_{elec} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{(h_{eq} - u)} \quad (2.6)$$

La force de rappel mécanique qui s'applique sur le système mobile membrane/électrode est simplement exprimée grâce à la constante de raideur  $k$  du ressort schématisé sur la figure 2.4, et à la position  $u$  du système mobile sous la forme :

$$\vec{F}_{elast} = -ku \vec{z} \quad (2.7)$$

avec l'énergie potentielle élastique dérivant de cette force :

$$E_{elast} = \frac{1}{2} k u^2 \quad (2.8)$$

Finalement, l'énergie potentielle totale du système s'écrit comme la somme de l'énergie électrostatique et de l'énergie potentielle élastique :

$$E_p = E_{elec} + E_{elast} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{(h_{eq} - u)} + \frac{1}{2} k u^2 \quad (2.9)$$

### 2.2.2 Comportement statique

À partir du modèle unidimensionnel décrit ci-dessus, le comportement statique d'une cellule CMUT peut être étudié, c'est-à-dire le comportement de la cellule pour une tension continue  $V = V_{DC}$  dite tension de polarisation. En effet, à une valeur de tension  $V_{DC}$  va correspondre une position statique  $u_0$  du système membrane/électrode. L'énergie potentielle totale s'écrit alors :

$$E_p = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)} + \frac{1}{2} k u_0^2 \quad (2.10)$$

Ainsi, la position de la partie mobile peut être déduite de l'expression de l'énergie potentielle totale de l'électrode (2.10) : pour chaque tension de polarisation, la position de l'électrode va tendre à minimiser son énergie potentielle. La figure 2.5 présente les courbes d'énergie potentielle en fonction du déplacement normalisé à différentes tensions de polarisation pour des dimensions d'électrode arbitraires. Les points de dérivée nulle sont relevés sur chaque courbe d'énergie potentielle, faisant apparaître des positions d'équilibre stables (minima locaux de potentiel) et instables (maxima locaux de potentiel). La position de l'électrode mobile peut alors être suivie en fonction de la tension de polarisation. Pour une tension de polarisation nulle, il existe un unique point d'énergie potentielle dont la dérivée est nulle. De plus, ce point correspond à un minimum local de potentiel et donc à une position d'équilibre stable de l'électrode. Lorsque la tension de polarisation augmente, ce point de minimum de potentiel évolue évidemment vers des déplacements plus importants jusqu'à une tension de polarisation  $V_{DC} = V_C$  appelée tension de collapse (ou tension de *pull-in*) où apparaît un unique point de dérivée d'énergie potentielle nulle qui correspond au point d'inflexion de la courbe de potentiel. Passé cette valeur de tension de polarisation, les courbes d'énergie potentielle sont strictement décroissantes. L'électrode va donc tendre à minimiser son énergie potentielle en augmentant son déplacement sans jamais trouver de position d'équilibre avant d'atteindre sa limite mécanique, à savoir le fond de la cavité. Autrement dit, lorsque la tension de polarisation atteint la tension de collapse la membrane s'effondre brutalement au fond de la cavité ( $u_0 = h_{gap}$ ) et reste dans cette position pour toute autre tension de polarisation supérieure à cette valeur  $V_C$ .

Mathématiquement, la tension de collapse est définie comme la tension pour laquelle l'équation 2.11, donnant les points pour lesquels la dérivée de l'énergie potentielle s'annule, admet une racine double.

$$\frac{\partial E_p}{\partial u_0} = u_0^3 - 2h_{eq}u_0^2 + h_{eq}^2u_0 - \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{2k} = 0 \quad (2.11)$$

La méthode de Cardan permet de résoudre ce type d'équation en définissant le déterminant  $\Delta$  :

$$\Delta = \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{2k} \left[ \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{2k} - \frac{4h_{eq}^3}{27} \right] \quad (2.12)$$

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

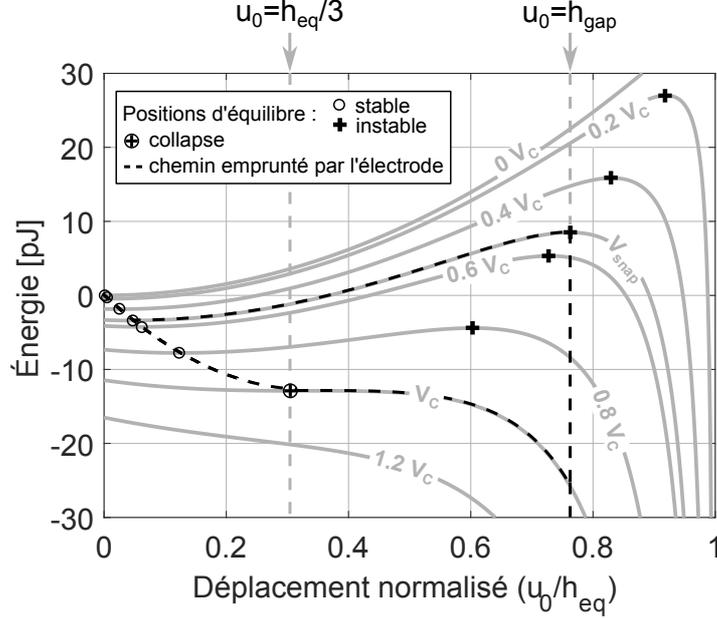


FIGURE 2.5 – Courbes d'énergie potentielle en fonction du déplacement

Or l'équation 2.11 admet une racine double pour  $\Delta|_{V_{DC}=V_C} = 0$ . On en déduit la tension de collapse :

$$V_C = \sqrt{\frac{8kh_{eq}^3}{27\epsilon_0 S}} \quad (2.13)$$

De plus, dans le cas  $\Delta = 0$ , la méthode de Cardan donne les trois racines :

$$\begin{cases} u_{0_1} &= \frac{4}{3}h_{eq} \\ u_{0_2} = u_{0_3} &= \frac{1}{3}h_{eq} \end{cases} \quad (2.14)$$

La racine simple  $u_{0_1}$  n'a pas de sens physique : elle correspond à un déplacement statique de l'électrode supérieur à la hauteur équivalente de la cavité. Le déplacement de l'électrode au moment du collapse correspond donc bien à la racine double recherchée et vaut  $h_{eq}/3$ .

Si la tension de polarisation est ensuite abaissée progressivement, on note que la tension à laquelle l'électrode se décolle du fond de la cavité n'est pas égale à la tension de collapse. En effet, pour des valeurs de tensions comprises strictement entre la tension de collapse et la tension dite de snapback ( $V_{snap}$ ), bien qu'il existe des positions d'équilibre stable, l'électrode devrait augmenter son énergie potentielle et passer le point d'équilibre instable pour l'atteindre. Par conséquent la position de l'électrode est maintenue à  $u_0 = h_{gap}$  jusqu'à la tension  $V_{DC} = V_{snap}$  où l'électrode pourra atteindre sa position d'équilibre stable

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

---

en diminuant exclusivement son potentiel. Mathématiquement le snapback se traduit par l'égalité :

$$F_{elast}|_{u_0=h_{gap}} = F_{elec}|_{u_0=h_{gap}} \quad (2.15)$$

soit

$$V_{snap} = \frac{h_m}{\varepsilon_r} \sqrt{\frac{2kh_{gap}}{\varepsilon_0 S}} \quad (2.16)$$

La figure 2.6 reprend la position de l'électrode en fonction de la tension de polarisation : le comportement hystérétique décrit ci-dessus est clairement identifié.

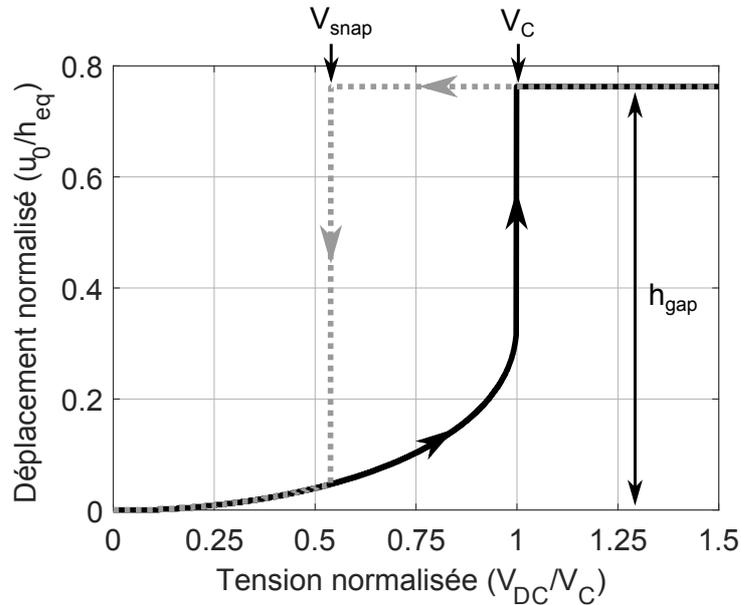


FIGURE 2.6 – Déplacement de l'électrode mobile en fonction de la tension de polarisation

### 2.2.3 Comportement dynamique

Dans le but d'étudier le comportement dynamique de la cellule CMUT, une tension alternative  $V_{AC}$  est superposée à la tension de polarisation  $V_{DC}$ . Une composante dynamique  $u_{AC}$  est par conséquent également ajoutée au déplacement statique de l'électrode. La tension totale  $V$  et le déplacement total  $u$  sont donc décomposés sous la forme :

$$\begin{cases} V &= V_{DC} + V_{AC} \\ u &= u_0 + u_{AC} \end{cases} \quad (2.17)$$

Le principe fondamental de la dynamique s'écrit alors :

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

---

$$\vec{F}_{elast}(u, V) + \vec{F}_{elec}(u, V) = m \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial t^2} \quad (2.18)$$

avec  $m$  la masse de l'électrode mobile. La force électrostatique étant non linéaire par rapport à la position de l'électrode, son expression va être simplifiée. En considérant les composantes dynamiques très inférieures aux composantes statiques, autrement dit  $V_{AC} \ll V_{DC}$  et  $u_{AC} \ll u_0$ , la force électrostatique peut être linéarisée autour de la position d'équilibre  $(u_0, V_{DC})$  par un développement de Taylor au premier ordre :

$$\vec{F}_{elec}(u, V) = \vec{F}_{elec}(u_0, V_{DC}) + u_{AC} \frac{\partial \vec{F}_{elec}}{\partial u}(u_0, V_{DC}) + V_{AC} \frac{\partial \vec{F}_{elec}}{\partial V}(u_0, V_{DC}) \quad (2.19)$$

Ainsi, la force électrostatique est décomposée en une composante statique  $\vec{F}_{elec}(u_0, V_{DC})$  et une composante dynamique  $\vec{F}_{elec}(u_{AC}, V_{AC})$  :

$$\vec{F}_{elec}(u_{AC}, V_{AC}) = u_{AC} \frac{\partial \vec{F}_{elec}}{\partial u}(u_0, V_{DC}) + V_{AC} \frac{\partial \vec{F}_{elec}}{\partial V}(u_0, V_{DC}) \quad (2.20)$$

$$= \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} u_{AC} \vec{z} + \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} V_{AC} \vec{z} \quad (2.21)$$

Le principe fondamental de la dynamique (équation 2.18) peut donc être réécrit suivant l'axe vertical :

$$\left[ \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} - k \right] u_{AC} + \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} V_{AC} = m \frac{\partial^2 u_{AC}}{\partial t^2} \quad (2.22)$$

ou encore, en régime harmonique :

$$\left[ k - \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} \right] \tilde{u} - \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} \tilde{V} = m \omega^2 \tilde{u} \quad (2.23)$$

avec

$$\begin{cases} V_{AC} &= \tilde{V} e^{j\omega t} \\ u_{AC} &= \tilde{u} e^{j\omega t} \end{cases} \quad (2.24)$$

où  $j$  désigne le nombre imaginaire,  $\omega$  la pulsation,  $\tilde{V}$  et  $\tilde{u}$  les amplitudes respectives de  $V_{AC}$  et  $u_{AC}$ .

En définissant la raideur équivalente du système  $k_{soft}$  et le coefficient de transformation électroacoustique  $\phi$ ,

$$k_{soft} = k - \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} \quad (2.25)$$

$$\phi = \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} \quad (2.26)$$

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

---

l'équation 2.23 est finalement ramenée à :

$$m\omega^2\tilde{u} - k_{soft}\tilde{u} + \phi\tilde{V} = 0 \quad (2.27)$$

L'amplitude du déplacement dynamique s'exprime donc en fonction de l'amplitude de tension alternative qui est appliquée à l'électrode :

$$\tilde{u} = \frac{\phi}{k_{soft} - m\omega^2}\tilde{V} \quad (2.28)$$

De cette relation est déduite la fréquence de résonance du système  $f_r$  qui correspond à la fréquence pour laquelle l'amplitude de déplacement est la plus élevée :

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k_{soft}}{m}} \quad (2.29)$$

Remarquons que le terme de raideur équivalente  $k_{soft}$  diminue lorsque la tension de polarisation augmente. Ce phénomène, caractéristique des transducteurs capacitifs, est traditionnellement appelé "effet de softening" et implique une diminution de la fréquence de résonance du système avec l'augmentation de la tension de polarisation. Cet effet peut paraître contre-intuitif mais est très facilement vérifié expérimentalement à partir de mesures du déplacement d'une membrane CMUT en fonction de la tension de polarisation, mais aussi à partir de mesures d'impédance électrique. En effet, l'expression du déplacement de l'électrode étant connu en fonction de la tension de polarisation, l'impédance électrique du CMUT peut être déterminée de façon très similaire, par une linéarisation de la charge électrique  $Q$  au lieu de la force électrostatique.

D'après l'équation 2.2 :

$$Q(u, V) = C(u)V = \frac{\varepsilon_0 S V}{h_{eq} - u} \quad (2.30)$$

Par un développement de Taylor à l'ordre 1 autour du point d'équilibre  $(u_0, V_{DC})$ , la charge électrique dynamique s'écrit :

$$Q(u_{AC}, V_{AC}) = \frac{\varepsilon_0 S V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} u_{AC} + \frac{\varepsilon_0 S}{(h_{eq} - u_0)} V_{AC} \quad (2.31)$$

$$= \phi u_{AC} + C_0 V_{AC} \quad (2.32)$$

avec

$$C_0 = C(u_0) = \frac{\varepsilon_0 S}{h_{eq} - u_0} \quad (2.33)$$

Le courant, considéré harmonique sous la forme  $I_{AC} = \tilde{I}e^{j\omega t}$ , généré entre les bornes du condensateur est obtenu en dérivant la charge électrique  $Q(u_{AC}, V_{AC})$  :

$$\tilde{I} = j\omega (\phi\tilde{u} + C_0\tilde{V}) \quad (2.34)$$

## 2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT SUR LA BASE D'UN MODÈLE UNIDIMENSIONNEL

---

En substituant à  $\tilde{u}$  son expression (équation 2.28) dans l'équation 2.34, l'admittance électrique  $Y_{elec}$  est déduite :

$$Y_{elec} = \frac{\tilde{I}}{\tilde{V}} = j\omega \left( C_0 + \frac{\phi^2}{k_{soft} - m\omega^2} \right) \quad (2.35)$$

On reconnaît ici une admittance de type capacitive, dont la capacité équivalente  $C(\omega)$  vaut :

$$C(\omega) = C_0 + \frac{\phi^2}{k_{soft} - m\omega^2} \quad (2.36)$$

Grâce à l'expression de l'admittance électrique, les fréquences de résonance électrique et d'anti-résonance électrique peuvent être définies. La fréquence de résonance électrique est définie comme la fréquence pour laquelle l'admittance électrique tend vers l'infini (tension nulle), et la fréquence d'anti-résonance comme la fréquence pour laquelle l'impédance ( $Z_{elec} = 1/Y_{elec}$ ) tend vers l'infini (courant nul) :

$$\begin{cases} \lim_{f \rightarrow f_r} Y_{elec} = +\infty \\ \lim_{f \rightarrow f_a} Z_{elec} = +\infty \end{cases} \quad (2.37)$$

ce qui équivaut à

$$\begin{cases} f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{soft}}{m}} \\ f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \end{cases} \quad (2.38)$$

À noter que la fréquence de résonance mécanique (définie à partir du déplacement : équation 2.29) et la fréquence de résonance électrique (définies à partir de l'admittance : équation 2.38) ont bien la même expression. On peut également remarquer que la fréquence de résonance électrique est toujours inférieure à la fréquence d'anti-résonance électrique. De plus, dans le cadre du modèle unidimensionnel décrit ici, la valeur de la fréquence de résonance du système diminue lorsque la tension de polarisation augmente, alors qu'à l'inverse, la fréquence d'anti-résonance est indépendante de la tension de polarisation. En effet la fréquence d'anti-résonance correspond à la fréquence propre mécanique du système sans aucune influence électrostatique. Cependant, nous verrons par la suite qu'en s'écartant du cadre strict du condensateur plan, c'est-à-dire en considérant la courbure de la membrane, la fréquence d'anti-résonance sera également modifiée avec la tension de polarisation. Quoiqu'il en soit, la détermination de ces fréquences permet l'évaluation du coefficient de couplage électromécanique ( $k_t$ ) du CMUT. Il s'agit du rapport entre l'énergie mécanique et l'énergie totale, définissant l'efficacité du phénomène de transduction :

$$k_t^2 = \frac{\hat{E}_{\text{nergie mécanique}}}{\hat{E}_{\text{nergie mécanique}} + \hat{E}_{\text{nergie électrique}}} \quad (2.39)$$

### 2.3. ÉQUATIONS COMPORTEMENTALES DU CMUT DANS L'AIR SOUS FORME DISCRÈTE

---

Yaralioglu *et al.* [34] ont montré que le coefficient de couplage électromécanique peut effectivement s'exprimer en fonction du rapport entre la fréquence de résonance et la fréquence d'anti-résonance :

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

mais aussi en fonction des valeurs de la capacité du CMUT définie aux extrema du spectre des fréquences notées  $C_{BF}$  et  $C_{HF}$  :

$$k_t^2 = 1 - \frac{C_{HF}}{C_{BF}} \quad (2.41)$$

avec

$$\begin{cases} C_{BF} = \lim_{\omega \rightarrow 0} C(\omega) \\ C_{HF} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} C(\omega) \end{cases} \quad (2.42)$$

soit

$$\begin{cases} C_{BF} = \frac{\varepsilon_0 S}{h_{eq} - 3u_0} \\ C_{HF} = C_0 = \frac{\varepsilon_0 S}{h_{eq} - u_0} \end{cases} \quad (2.43)$$

On remarque que la capacité hautes fréquences  $C_{HF}$  correspond à la capacité statique du CMUT et que les deux expressions du  $k_t^2$ , que ce soit en fonction des fréquences de résonance et d'anti-résonance ou en fonction des capacités basses et hautes fréquences donnent finalement

$$k_t^2 = \frac{2u_0}{h_{eq} - u_0} \quad (2.44)$$

De cette expression du coefficient de couplage électromécanique en fonction du déplacement statique découle le fait que la transduction atteint son maximum théorique d'efficacité (autrement dit  $k_t = 1$ ) pour un déplacement statique égal au tiers de la hauteur équivalente du condensateur plan. C'est-à-dire que le coefficient de couplage électromécanique est maximum à la tension de collapse.

### 2.3 Équations comportementales du CMUT dans l'air sous forme discrète

La résolution numérique des équations régissant le comportement des CMUTs a fait l'objet d'un certain nombre de travaux de thèse antérieurs au sein du laboratoire [35, 2, 3, 4, 5]. Dans tous ces travaux la stratégie de modélisation consiste à considérer mécaniquement la partie mobile de la cellule CMUT comme une plaque mince multi-couches en s'appuyant sur la théorie de Kirchoff-Love résolue par différences finies. D'un point de

### 2.3. ÉQUATIONS COMPORTEMENTALES DU CMUT DANS L'AIR SOUS FORME DISCRÈTE

---

vue électrostatique, les équations sont discrétisées en considérant que chaque surface élémentaire de l'électrode agit comme un condensateur plan. À partir de cette méthode de résolution par différences finies pour une cellule, les travaux de thèse antérieurs ont permis de mettre en place un ensemble d'outils numériques dédiés à la conception de sondes CMUTs pouvant intégrer plusieurs degrés de complexité. Ainsi les travaux de N.Sénégon [2] se sont attachés à développer une approche temporelle, C.Meynier [3] a implémenté le couplage entre cellules voisines par le milieu fluide, A.Boulmé [4] s'est focalisé sur la prise en compte de conditions de périodicité 1-D ou 2-D pour la modélisation de barrettes CMUT complètes et D.Gross [5] a couplé l'utilisation de ce modèle par différences finies au code de propagation DREAM (*Discrete REpresentation Array Modelling* [36]). Ici l'objectif est de présenter rapidement les équations comportementales d'une cellule CMUT isolée dans l'air sous forme discrète, c'est-à-dire la version la plus simplifiée du modèle en différences finies développé au sein du laboratoire. C'est en effet dans ce cadre que les transducteurs dédiés à l'isolation galvanique ont été conçus et c'est également ce modèle qui pourra servir de référence dans la suite de ce document pour le développement du modèle éléments finis prenant en compte le couplage entre la partie mobile de la cellule CMUT et son substrat.

On note  $u$  le déplacement dynamique du diaphragme composé d'une membrane partiellement recouverte d'une électrode et  $\rho$  sa masse surfacique. On commence par écrire la deuxième loi de Newton pour le diaphragme dans le cadre de la théorie des plaques minces :

$$\rho(x, y) \frac{d^2 u(x, y, t)}{dt^2} = -K_m [u(x, y, t)] + K_{perte} \frac{du(x, y, t)}{dt} + p_e(x, y, t) + p_r(x, y, t) \quad (2.45)$$

Les termes  $p_e$  et  $p_r$  désignent respectivement la pression électrostatique due à la tension d'excitation  $V_{AC}$  appliquée entre les deux électrodes et la pression exercée par le milieu fluide sur le diaphragme. Le terme  $K_{perte}$  traduit des pertes viscoélastiques introduites de manière classique et le terme de raideur  $K_m$  désigne l'opérateur, appliqué au déplacement, suivant :

$$K_m [u] = \left[ \frac{\partial^2 M_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 M_y}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial^2 M_{xy}}{\partial x \partial y} \right] \quad (2.46)$$

avec les moments :

$$\left\{ \begin{array}{l} M_x = D \left( \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \nu \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right) \\ M_y = D \left( \nu \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right) \\ M_{xy} = D (1 - \nu) \frac{\partial^2 M_{xy}}{\partial x \partial y} \end{array} \right. \quad (2.47)$$

où la rigidité en flexion  $D$  et le coefficient de Poisson  $\nu$  dépendent des coordonnées d'espace  $(x, y)$ . En effet, pour être capable de décrire des cas de métallisation partielle de la membrane, Cyril Meynier [3] a montré de façon détaillée qu'il est possible de définir des

### 2.3. ÉQUATIONS COMPORTEMENTALES DU CMUT DANS L'AIR SOUS FORME DISCRÈTE

---

termes de rigidité et de coefficient de Poisson équivalents en utilisant la théorie des stratifiés.

Après linéarisation de l'expression de la pression électrostatique, qui correspond à l'expression de la force électrostatique (équation 2.4) au terme de surface près, et de façon analogue aux développements réalisés section 2.2.3, l'équation 2.45 s'écrit :

$$\begin{aligned} \rho(x, y) \frac{d^2 u(x, y, t)}{dt^2} = & -K_m [u(x, y, t)] + K_{perte} \frac{du(x, y, t)}{dt} \\ & + K_{soft} u(x, y, t) + p_{dyn} + p_r(x, y, t) \end{aligned} \quad (2.48)$$

où  $p_{dyn}$  et  $K_{soft}$ , issus de la linéarisation de  $p_e$ , désignent respectivement la pression dynamique d'entraînement engendrée par la tension d'excitation et le terme de softening, dépendant de la tension de polarisation, qui s'oppose au terme de raideur mécanique de la membrane  $K_m$ . Ils sont définis de façon très similaire au cas du condensateur plan :

$$p_{dyn} = \phi V_{AC} \quad (2.49)$$

$$\phi = \frac{\varepsilon_0 V_{DC}}{(h_{eq} - u_0)^2} \quad (2.50)$$

$$K_{soft} = \frac{\varepsilon_0 V_{DC}^2}{(h_{eq} - u_0)^3} \quad (2.51)$$

L'équation comportementale (2.48) est ensuite discrétisée par un schéma de différences finies et écrite sous forme matricielle et en régime harmonique :

$$-\omega^2 [M][u] = -[K_m][u] + j\omega [K_{perte}][u] + [K_{soft}][u] + [p_{dyn}] + [p_r] \quad (2.52)$$

avec :

- $[u]$  le vecteur déplacement,
- $[M]$  la matrice des masses,
- $[K_m]$  la matrice des raideurs,
- $[K_{perte}]$  la matrice d'amortissement,
- $[K_{soft}]$  la matrice de softening,
- $[p_{dyn}]$  le vecteur pression d'entraînement dynamique,
- $[p_r]$  le vecteur pression de rayonnement.

En écrivant la matrice de pertes en fonction du coefficient d'amortissement  $\alpha$  :

$$[K_{perte}] = \alpha [K_m] \quad (2.53)$$

et en introduisant la matrice complexe des raideurs  $[K]$  :

### 2.3. ÉQUATIONS COMPORTEMENTALES DU CMUT DANS L'AIR SOUS FORME DISCRÈTE

---

$$[K] = [K_m](1 - j\omega\alpha) \quad (2.54)$$

le vecteur déplacement est finalement obtenu en considérant que dans l'air la pression dynamique exercée par le fluide  $p_r$  est négligeable devant la pression d'entraînement électrostatique :

$$[u] = [-\omega^2[M] + [K] - [K_{soft}]]^{-1} [p_{dyn}] \quad (2.55)$$

À partir de ces équations discrétisées, un schéma électroacoustique équivalent simple de la cellule CMUT isolée dans l'air peut être défini (figure 2.7). On choisit pour cette représentation de conserver la puissance et la vitesse moyenne de la membrane suivant la définition de Foldy [37].  $v$ ,  $i$  et  $C_0$  correspondent à la tension d'excitation, le courant et la capacité statique de la cellule CMUT. Le coefficient de transformation électromécanique est noté  $\phi$ . Du côté mécanique, la vitesse moyenne est représentée par le courant dans le circuit équivalent et les tensions équivalentes ont les dimensions d'une force. Dans l'air, l'impédance de rayonnement  $Z_r$  est négligeable devant l'impédance mécanique de la membrane  $Z_m$  et n'apparaît donc pas ici. La puissance mécanique emmagasinée dans la membrane est notée  $P_m$ . Ainsi ,

$$Z_m = \frac{2P_m}{|\langle \dot{u} \rangle|^2} \quad (2.56)$$

$$\phi = \frac{2P_m}{\langle \dot{u}^* \rangle v} \quad (2.57)$$

$$P_m = \frac{1}{2} [\dot{u}] [-\omega^2[M] + [K] - [K_{soft}]] [\dot{u}]^* \quad (2.58)$$

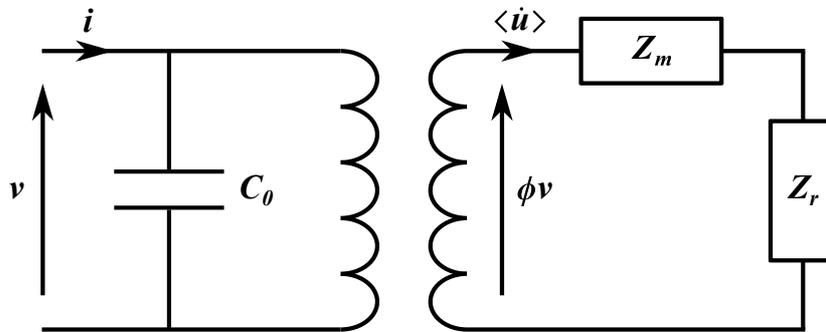


FIGURE 2.7 – Schéma électrique équivalent d'une cellule CMUT isolée

## 2.4 Procédés de fabrication

Les procédés de fabrication des transducteurs CMUT constituent l'un des arguments généralement mis en avant pour valoriser la technologie vis-à-vis des transducteurs piézoélectriques. En effet, s'agissant de dispositifs MEMS, la fabrication de transducteurs CMUT s'insère dans les filières de production classiques de la micro-électronique, là où les matériaux piézoélectriques nécessitent un savoir-faire et une industrie spécifique. Reste qu'il est souvent compliqué d'obtenir un procédé de fabrication fiable et répétable sur de très petits volumes de production, ce qui est le cas tant que le stade du développement n'est pas dépassé.

Dans la littérature, il existe deux méthodes de fabrication différentes pour la production de transducteurs CMUT. Historiquement, les premiers transducteurs capacitifs ont été réalisés par micro-usinage de surface, alors qu'actuellement la fabrication par *wafer-bonding* (collage de plaquette) semble emporter l'adhésion de la communauté [38, 39, 40, 41, 42, 43, 44]. Comme tous les transducteurs dont il sera question dans la suite du document ont été réalisés par micro-usinage de surface, nous choisissons ici de décrire plus en détail cette filière de fabrication.

La fabrication par micro-usinage de surface est la première méthode de fabrication de CMUT ayant vue le jour en 1994 à l'université de Stanford [45]. Ce type de procédé est encore largement utilisé aujourd'hui. Comme son nom l'indique, les procédés de fabrication par micro-usinage de surface, consistent en une succession d'étapes de dépôts et de structurations de différentes couches de matériaux à la surface d'un substrat. Les substrats se présentent généralement sous la forme de plaquettes (appelées *wafers* en anglais) de six ou huit pouces de diamètre. Pour la fabrication de CMUT, différents substrats peuvent être employés, mais il s'agit le plus souvent de silicium. Nous utilisons des substrats de 6 pouces en silicium d'orientation (100) et de 500  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Un schéma en coupe du processus de fabrication est donné en figure 2.8. Vu l'application d'isolation électrique visée, nous privilégions des substrats de haute résistivité, comprise entre 3 et 50  $k\Omega\cdot\text{cm}$ .

En premier lieu, un oxyde est généralement déposé sur le substrat pour l'isoler de l'électrode inférieure. Il peut s'agir d'une croissance d'oxyde thermique [33, 46, 47] ou d'un dépôt de nitrure de silicium [39, 48]. Dans notre cas, il s'agit d'un oxyde thermique particulièrement épais (2,3  $\mu\text{m}$ , correspondant à une durée de croissance d'environ 9h) pour garantir une tension de claquage du transformateur final la plus élevée possible (figure 2.8(a)).

L'électrode inférieure est ensuite déposée pleine plaque, puis structurée de façon à limiter au maximum les capacités parasites. Le matériau utilisé comme électrode inférieure est souvent du polysilicium fortement dopé [48, 49, 50, 51, 52, 53, 54] mais il peut également s'agir d'un conducteur métallique comme de l'aluminium, du tungstène, du chrome, du siliciure de nickel par exemple [47, 55, 56, 57, 47, 58]. Dans le procédé que nous mettons en œuvre, l'électrode inférieure est constituée d'une couche de 450  $\text{nm}$  de polysilicium (PolySi) fortement dopé au phosphore (figure 2.8(a)). Cependant, certains auteurs utilisent direc-

## 2.4. PROCÉDÉS DE FABRICATION

---

tement le substrat comme électrode inférieure. En effet, employer un substrat conducteur comme un silicium monocristallin de faible résistivité fortement dopé [33, 39, 48, 59, 49], permet de s'affranchir du dépôt d'une électrode inférieure mais implique des capacités parasites plus élevées puisque la structuration de cette électrode devient impossible.

Quoiqu'il en soit, une fois l'électrode inférieure réalisée, la couche sacrificielle est déposée puis structurée afin de définir la géométrie des futures cavités. La couche sacrificielle peut-être de divers matériaux (silicium polycristallin [47, 49, 39, 51], oxyde de silicium [33, 50], silicium amorphe [48], chrome [55, 57, 60], polyamide [56, 59], verre de phosphosilicate [52, 54], par exemple) et structurée par gravure sèche, gravure humide, RIE (*Reactive Ion Etching*) ou IBE (*Ion Beam Etching*) : le choix du matériau est fait de façon à garantir une bonne sélectivité de gravure de la couche sacrificielle vis-à-vis à la fois de l'électrode inférieure et du matériau constitutif de la membrane. Notre couche sacrificielle est réalisée en verre de phosphosilicate (appelé PSG sur la figure 2.8(a)) et est gravée, comme l'électrode inférieure, par RIE (figure 2.8(b)).

L'étape suivante consiste à déposer, pleine plaque, la couche constitutive de la membrane. Il s'agit généralement d'un dépôt de nitrure de silicium ou plus rarement d'un dépôt de silicium polycristallin [47, 52, 54]. Dans notre cas la couche structurelle est composée de 400 nm de nitrure de silicium  $Si_xN_y$  (voir (figure 2.8(c)). Nous reviendrons sur le choix même du type de nitrure de silicium puisque sa stoechiométrie a un impact direct sur ses propriétés mécaniques et électriques.

Comme on peut le voir sur la figure 2.8(d) des trous d'excavations sont ensuite percés par gravure sèche dans la couche structurelle de la membrane afin d'accéder à la couche sacrificielle. Des ouvertures sont également réalisées au niveau des reprises de contact de l'électrode inférieure. La couche sacrificielle est alors gravée par voie humide à l'aide d'une solution dont la nature dépend de la couche sacrificielle et des couches adjacentes [39, 48]. L'objectif est ici d'attaquer tout le matériau qui jusque là comblait la cavité et ainsi libérer la membrane. Cette étape est particulièrement critique et peut durer plusieurs heures. En effet, une gravure humide mal maîtrisée peut conduire à des cavités partiellement vidées ou au contraire à une surgravure des matériaux constituant l'électrode inférieure et la membrane. De plus, lors de la libération de la membrane, si les forces de stiction s'avèrent trop importantes, la membrane peut s'effondrer d'emblée au fond de la cavité sans possibilité de l'en décoller. Plusieurs techniques peuvent donc être mises en œuvre pour éviter ce phénomène [61, 62]. Nous utilisons un sécheur supercritique pour cette étape.

Les cavités ainsi créées sont scellées sous vide par un dépôt d'USG (*Undoped Silicate Glass* en anglais) structuré par une combinaison de gravure sèche puis humide (figure 2.8(e)), avant de déposer l'électrode supérieure par pulvérisation cathodique (figure 2.8(f)). L'électrode supérieure est généralement composée d'aluminium (Al) comme c'est le cas ici, mais d'autres matériaux ont également été utilisés dans la littérature [33, 50, 55] comme l'or ou le chrome. L'électrode supérieure est finalement gravée par voie humide. Notons que cette étape permet également la reprise de contact de l'électrode inférieure en formant les

## 2.4. PROCÉDÉS DE FABRICATION

pads de connection. Certains auteurs s'affranchissent de cette dernière étape de métallisation en dopant la couche structurale (membrane) pour la rendre conductrice [52, 53].

Les procédés de fabrications de CMUT par micro-usinage de surface se terminent généralement par le dépôt d'une couche de protection (ou passivation) pour isoler les transducteurs fabriqués du milieu extérieur, notamment lorsqu'il s'agit de transducteurs pour l'imagerie médicale qui sont destinés à être en contact avec du gel échographique, si ce n'est le corps humain directement. Nous nous affranchirons de cette étape.

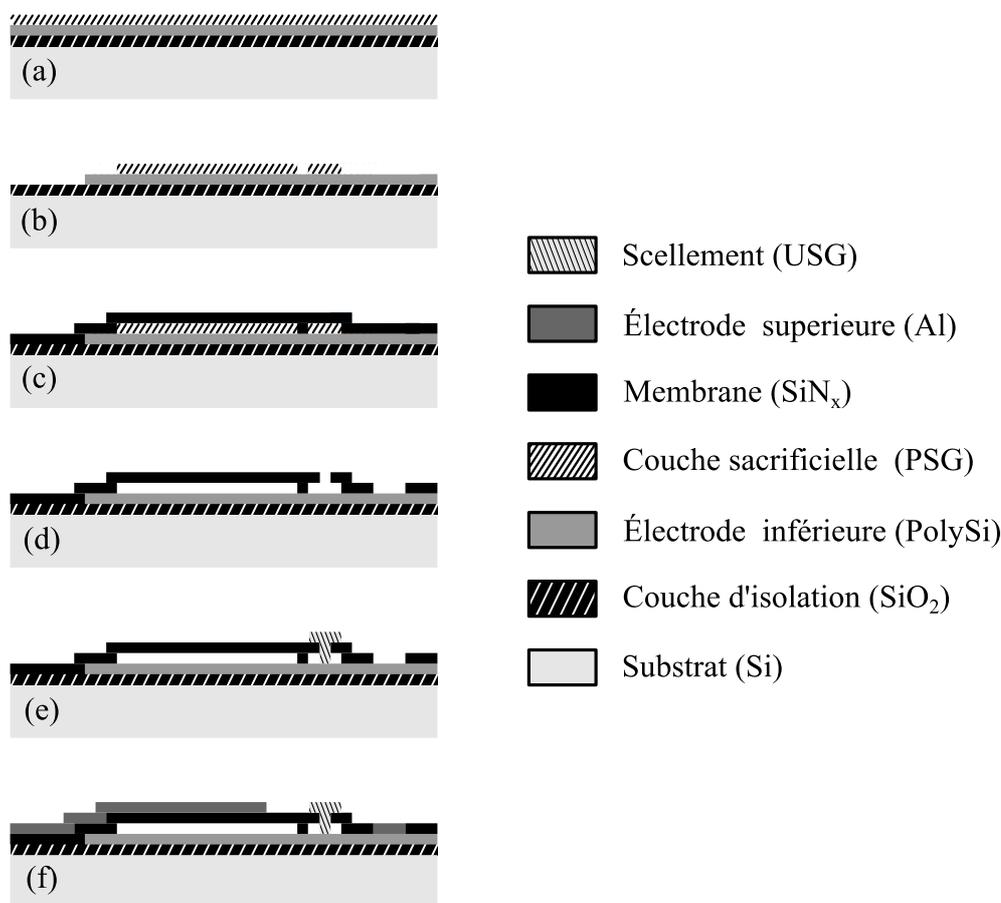


FIGURE 2.8 – Représentation schématique des étapes de fabrication des transducteurs CMUT

Parmi la diversité des procédés de fabrication par micro-usinage de surface certains travaux présentent l'originalité de réduire les températures de toutes les étapes de fabrication pour aller vers des procédés dit « basse température » [55, 56, 58, 59, 63]. En effet réduire les températures de fabrication à des valeurs inférieures à  $400\text{ }^\circ\text{C}$  permet de rendre compatible la technologie CMUT avec la technologie CMOS par exemple, en vue d'une meilleure intégration des composants micro-électroniques. Les travaux de l'université de Rome sur le micro-usinage de surface sont également remarquables [64, 65, 66] : ils proposent un « pro-

« procédé inversé » où l'ordre des couches est inversé par rapport à un procédé de micro-usinage classique. C'est à dire que l'électrode supérieure est déposée en premier sur le substrat, et l'électrode inférieure en dernier. Le substrat est ensuite retiré par gravure. Ce procédé original permet d'obtenir de très bons résultats puisqu'il garde la couche structurale intacte et facilite les étapes de *packaging* de la puce puisque les pads de reprises de contacts sont, par fabrication, sur la face arrière de la puce.

## 2.5 État de l'art des applications

Pour finir ce chapitre de présentation de la technologie CMUT, cette section propose de passer en revue les domaines applicatifs de la technologie. L'immense majorité des travaux utilisant des transducteurs CMUT étant dédiés à l'imagerie médicale, le premier paragraphe y sera consacré tandis que le second concernera des applications plus marginales mais plus en lien avec les travaux présentés dans cette thèse.

### 2.5.1 Applications médicales

Les travaux sur la technologie CMUT dédiés à l'imagerie médicale faisant l'objet d'un nombre très conséquent de publications, l'objectif de ce paragraphe n'est pas d'en donner une liste exhaustive, mais d'en extraire les résultats les plus probants, que ce soit en terme de performances, d'intégration ou d'originalité.

Bien que les premiers travaux sur les transducteurs capacitifs micro-usinés paraissent au milieu des années 1990 [33], les premières images échographiques réalisées grâce à des transducteurs CMUT sont attribuées à Oralkan *et al.* [67, 68] au début des années 2000. Il s'agit des premières images *in-vitro*. Par la suite, Mills *et al.* [69] montrent en 2003 les premiers résultats *in-vivo*, en comparant les images obtenues à celles obtenues à l'aide d'une sonde en technologie PZT classique. Ces résultats montrent des qualités d'images équivalentes avec les deux types de transducteurs. Cependant, les deux topologies de barrettes utilisées étant très différentes en termes de tailles et de nombre d'éléments, ce parallèle apporte peu d'éléments quantitatifs. En 2008, Legros *et al.* [70] ont donc caractérisé en parallèle une sonde PZT et une sonde CMUT ayant des géométries comparables afin de pouvoir confronter proprement les deux technologies. Des images *in-vitro* de fantômes ultra-sonores sont réalisées en utilisant un système d'imagerie identique, bien qu'adapté à la sonde PZT. Les auteurs concluent sur des performances quasi-similaires des deux sondes, mais relèvent notamment un meilleur contraste et un champ de vue plus élargi avec la sonde CMUT. Depuis, plusieurs équipes de recherche ont développé des systèmes d'imagerie complets, incluant une électronique dédiée aux transducteurs capacitifs. Savoia *et al.* [66] ont développé une sonde CMUT basée sur un procédé de fabrication de transducteurs original, centrée à 12MHz, et couplée à un échographe conçu par Esaote. En calquant le design de leur sonde sur la géométrie d'une sonde piézoélectrique commerciale LA435 (Esaote), l'université de Rome a pu démontrer la fiabilité de son procédé de fabrication RFP (pour *Reverse Fabrication Process* en anglais) et des étapes de *packaging* du transducteur.

L'un des potentiels bénéfiques à exploiter, lorsqu'il est question de technologie CMUT, est l'intégrabilité des transducteurs, puisque issus des procédés de fabrication de la microélectronique. Dès l'émergence de la technologie, Eccardt *et al.* [71, 72] ont cherché à intégrer l'électronique de pré-amplification dans les étapes de fabrication des transducteurs. En adaptant un procédé standard de fabrication de CMOS, les auteurs ont pu réaliser un transducteur CMUT intégré à son électronique d'émission et de réception, réduisant ainsi les coûts de fabrication. En terme d'intégration monolithique des transducteurs CMUT et d'électronique dédiée, il faut saluer en particulier les travaux réalisés par l'équipe de F.L.Degertekin au *Georgia Institute of Technology* à Atlanta [73]. Cette équipe de recherche a particulièrement développé l'électronique de pilotage et son intégration en raison du domaine d'application visé : l'imagerie intra-vasculaire. En effet, les contraintes, en terme de dimensionnement notamment, qu'impose l'imagerie intra-vasculaire ont poussé les auteurs à minimiser à l'extrême l'encombrement lié à l'électronique associée aux transducteurs CMUT [74].

A l'heure actuelle la majorité des résultats d'échographie par sonde CMUT, bien qu'encourageants, restent au stade de la recherche. Cela peut s'expliquer par le fait que des performances équivalentes, voir légèrement supérieures, ne sont sans doute pas suffisantes pour supplanter une technologie établie, largement industrialisée et maîtrisée. Cependant, les premières sondes commerciales sont d'ores et déjà sur le marché. L'entreprise *Hitachi* commercialise en 2009 sa première sonde CMUT [75], suivie par la société *Kolo Medical Inc.* [76] qui présente en 2015 sa première sonde CMUT compatible avec l'échographe *Vantage 128* de la société *Verasonics Inc.*. Il s'agit d'une sonde linéaire composée de 256 éléments, centrée à 15.3 MHz, disposant d'une bande passante à  $-6$  dB de 80 %. Aujourd'hui, *Kolo Medical Inc.* a élargi son offre et commercialise toute une gamme de sondes CMUT couvrant des fréquences de 8 à 30 MHz et pour différentes profondeurs d'exploration (Figure 2.9).

Tout récemment, l'entreprise *Butterfly Network* a annoncé la mise sur le marché en 2018 d'une sonde CMUT appelée *Butterfly iQ*. Comme on peut le voir sur la figure 2.10, il s'agirait d'une sonde échographique directement reliée à un smartphone et vendue à moins de 2000 dollars, soit une vraie innovation en terme de portabilité comparé aux échographes standards.

### 2.5.2 Autres applications

En-dehors du cadre de l'imagerie ultrasonore, la littérature fait état de quelques autres applications des CMUTs. En restant dans le domaine médical, les transducteurs CMUT ont été utilisés à des fins thérapeutiques. En focalisant des ultrasons de haute intensité (HIFU, *High Intensity Focused Ultrasound*), un échauffement est créé localement aux alentours du point focal permettant de détruire directement des tissus pathologiques ou de libérer localement des agents pharmacologiques par exemple. Là encore les transducteurs CMUT présentent des arguments intéressants vis-à-vis de leurs concurrents piézoélectriques puisque de long train d'ondes d'amplitudes élevées sont généralement nécessaires pour des applications HIFU. L'échauffement des transducteurs piézoélectriques nécessite donc des

## 2.5. ÉTAT DE L'ART DES APPLICATIONS

---



FIGURE 2.9 – Image commerciale de la gamme de sondes *Kolomedical* en technologie CMUT ([www.kolomedical.com](http://www.kolomedical.com))



FIGURE 2.10 – Image commerciale de la sonde *Butterfly iQ* en technologie CMUT ([www.butterflynetwork.com](http://www.butterflynetwork.com))

systèmes de refroidissement, là où l'augmentation de température des CMUTs reste faible. On peut citer à ce sujet les travaux de Wong *et al.* [77, 78], mais également des travaux alliant imagerie et HIFU au sein d'un même système [79, 80, 81].

Hors du contexte biomédical, l'équipe de Stanford a présenté à partir des années 2000 une série de travaux particulièrement intéressants sur des capteurs à onde de surface (SAW, *surface acoustic wave*) basés sur la technologie CMUT [82, 83, 84]. Badi *et al.* proposent en 2003 une application à ses capteurs à onde de Lamb en montrant leur sensibilité à l'humidité [85]. Ces travaux sur le couplage entre la cellule CMUT et son substrat ont notamment permis de montrer que l'essentiel du transfert de puissance entre la membrane et le substrat se fait via les supports mécaniques de la membrane, par voie solidienne, et non pas via la force électrostatique qui s'applique sur l'électrode inférieure qui repose sur le substrat.

D'autres auteurs ont également travaillé sur la prise en compte du substrat mais généralement dans l'objectif de réduire les effets des résonances de substrat sur la réponse du CMUT. C'est le cas de Berg *et al.* qui ont cherché à étudier l'influence de l'intégration de l'électronique en face arrière du substrat sur la réponse d'un transducteur centré à 30 MHz. Ils ont montré qu'en fonction de la technique de *bonding* utilisée en face arrière du transducteur, les effets sur les ondes de surface et les ondes de volume se propageant dans le substrat peuvent varier [86].

## Chapitre 3

# Dispositifs CMUT pour l'isolation galvanique

Ce dernier chapitre est donc consacré à la description complète des dispositifs d'isolation galvanique mis en œuvre, testés et modélisés dans le cadre de ces travaux. Le premier paragraphe décrit l'architecture de ces dispositifs et reprend brièvement les résultats majeurs obtenus dans le cadre de la thèse de S. Ngo. Les deux derniers paragraphes sont consacrés à la partie *design* de ces dispositifs. Le paragraphe 3.2 permet de définir le choix de la taille des membranes, de l'épaisseur du substrat et de la géométrie des transducteurs complets formant les circuits primaires et secondaires du transformateur. Le paragraphe 3.3 est consacré au choix du type de nitrure de silicium utilisé. Dans l'industrie de la micro-électronique, la stœchiométrie du nitrure de silicium peut être ajustée en vue d'optimiser ses propriétés optiques, diélectriques ou mécaniques. Ici, nous avons fait ce travail afin de minimiser les déflexions initiales et de gagner en homogénéité.

### 3.1 Architecture du transformateur CMUT double-face

Les travaux de thèse de S. Ngo [7] ont eu pour objet d'établir une preuve de concept d'un tel dispositif. Ces travaux, antérieurs aux travaux de thèse présentés ici, se sont concentrés sur la réalisation fonctionnelle d'un transformateur basé sur la technologie CMUT en envisageant plusieurs architectures et plusieurs techniques de fabrication. Ainsi un procédé de fabrication fiable et prenant en compte toutes les contraintes technologiques a pu être dégagé. C'est sur la base de ce procédé de fabrication qu'ont été développés tous les prototypes étudiés dans la suite de ce document.

La fabrication d'un transformateur CMUT, telle qu'elle a été développée dans [7] peut être décrite en deux étapes principales : la fabrication, aujourd'hui relativement standard, des transducteurs CMUT sur *wafers* de silicium d'une part ; et l'assemblage de ceux-ci en structure double-face pour obtenir un transformateur acoustique d'autre part. Les choix des différentes étapes du procédé de fabrication ont été largement discutés au cours de la thèse de S. Ngo et ne seront donc pas justifiés ici. Nous réalisons les transducteurs CMUT

### 3.1. ARCHITECTURE DU TRANSFORMATEUR CMUT DOUBLE-FACE

---

par micro-usinage de surface (voir paragraphe 2.4) puis le collage des plaquettes (ou *wafer bonding*) par soudure adhésive (voir figure 3.1). Avant d'entreprendre le collage proprement dit, nous protégeons la face active (ou face avant) des plaquettes afin de procéder à l'amincissement du substrat jusqu'à l'épaisseur désirée sans risquer d'arracher des membranes. En effet, pour amincir puis polir la face arrière du substrat, la face avant est collée sur un film adhésif qui perd son pouvoir adhésif lorsqu'il est soumis aux UVs. Cependant, nous avons pu constater que le retrait de ce film a pour conséquence d'arracher un grand nombre de membranes CMUT. Une couche de résine est donc utilisée comme couche tampon entre les CMUTs et le film adhésif (figure 3.1(b)). Cette couche de protection est retirée après amincissement et polissage (figure 3.1(c) et 3.1(d)). Le *bonding* de deux plaquettes CMUT peut ensuite être réalisé par soudure adhésive : c'est-à-dire qu'une couche intermédiaire (polymère fluoré AL-X2000, appelé ALX par la suite) est ajoutée entre les deux plaquettes. Un promoteur d'adhérence est d'abord déposé sur les faces arrière des deux plaquettes, puis l'ALX (figure 3.1(e)). Les *wafers* sont positionnés l'un sur l'autre et un pré-recuit de 3 min à 160°C est réalisé afin d'évaporer les solvants de l'ALX. Une force de 2000 N est ensuite appliquée entre les plaquettes et un recuit de 2h à 190°C permet finalement de durcir le polymère (figure 3.1(f)). Les *wafers* ainsi assemblés sont ensuite découpés pour obtenir des puces double-faces. Ces dernières sont finalement montées sur des PCBs (*Printed Circuit Boards* en anglais) dédiés et reliées aux circuits de polarisation des circuits primaires et secondaires du transformateur. La figure 3.2 est une photographie d'un prototype après toutes les étapes d'assemblage. On y distingue la puce CMUT au centre du PCB, les composants électroniques (résistance et capacité de découplage) soudés sur le PCB, les connexions UFL pour ramener la tension de polarisation et la tension d'excitation ainsi que des entretoises à visser aux quatre coins du PCB de façon à pouvoir poser le dispositif sans endommager la partie active de la puce. En effet, s'agissant d'un dispositif double face, le PCB est ajouré aux dimensions de la puce de sorte qu'un circuit identique est présent sur la face opposée (non visible sur cette photo) du PCB. Bien que chaque face de la puce ne soit composée que d'un unique élément (toutes les membranes CMUT sont reliées en parallèle d'un point de vue électrique), plusieurs reprises de contacts sont réalisées entre la puce et les pistes du PCB.

Hormis le travail de développement technologique et de fiabilisation des procédés, les travaux de S.Ngo ont abouti à un démonstrateur fonctionnel qui a permis de valider non seulement le concept de transformateur électro-acoustique par voie CMUT, mais également la faisabilité du déclenchement d'un TRIAC dans un circuit de charge. Les figures 3.3 et 3.4 sont tirées du manuscrit de thèse de S.Ngo. La figure 3.3 présente le schéma électrique de l'expérience réalisée pour démontrer l'amorçage du TRIAC.  $V_{AC}$  désigne la tension d'excitation dont la mesure en fonction du temps est représentée sur la figure 3.4(a).  $R$ ,  $C$  et les générateurs notés  $DC$  désignent respectivement les résistances, condensateurs et tensions continues qui constituent les circuits de polarisation des transducteurs CMUT. Le Circuit de charge est alimenté en 12 V et branché à une lampe. On note  $I_G$  le courant de gâchette fournis par le transformateur acoustique au TRIAC, et  $I_{ch}$  le courant qui circule dans le circuit de charge. La mesure de ces deux courants est affichée sur la figure 3.4(b). La mesure est effectuée pour une tension de polarisation de 55 V (ce qui correspond ici à 0.8  $V_C$ ) et à 12.15 MHz. On remarque clairement qu'un courant de gâchette  $I_G$  est généré environ

### 3.1. ARCHITECTURE DU TRANSFORMATEUR CMUT DOUBLE-FACE

---

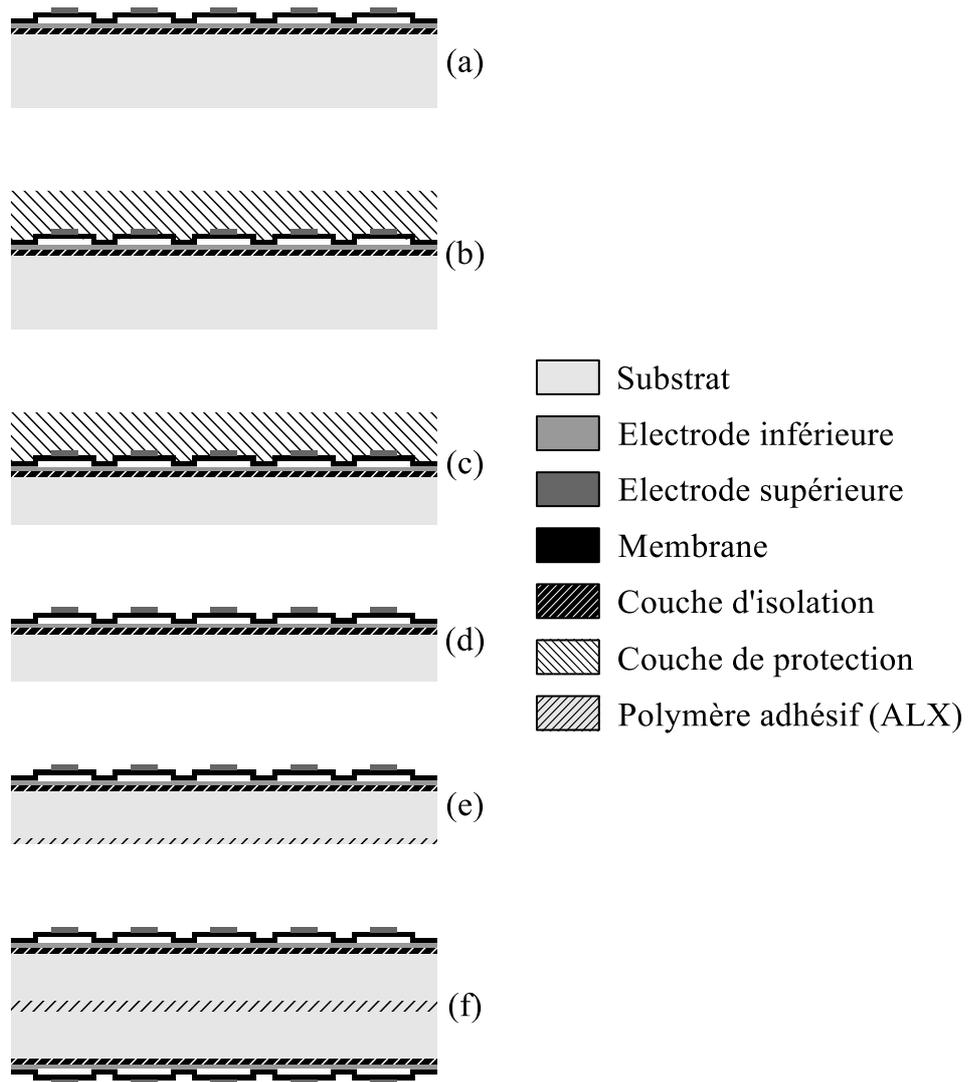


FIGURE 3.1 – Procédé d'amincissement et de collage des plaquettes CMUT

### 3.2. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DES TAILLES DE MEMBRANES ET DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT

---

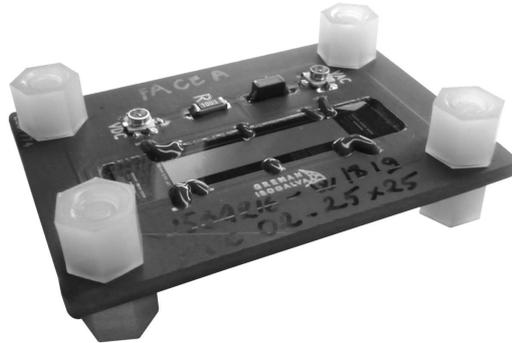


FIGURE 3.2 – Photographie d'un transformateur CMUT double face pour l'isolation galvanique

200  $\mu s$  après le début de l'excitation. Moins de 100  $\mu s$  après qu'un courant de gâchette soit détecté, le courant de charge  $I_{ch}$  passe brutalement de 0 à environ 220 mA, signe du passage du TRIAC à son état passant. On peut donc en conclure que le transformateur acoustique développé permet bien la commande du TRIAC.

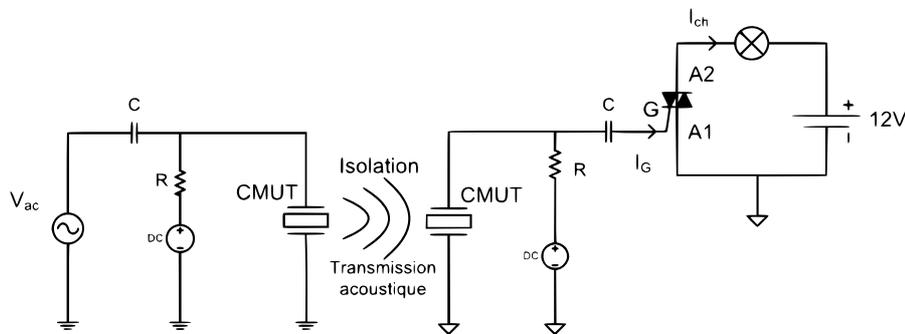


FIGURE 3.3 – Schéma électrique du test d'amorçage d'un TRIAC [7]

### 3.2 Design des prototypes : choix des tailles de membranes et de l'épaisseur du substrat

L'idée directrice qui a guidé nos choix dans la mise en place d'un pré-design se situe dans la correspondance entre la fréquence de résonance des membranes CMUT et celle du substrat de silicium dans son épaisseur. Deux tailles de membranes de forme carrée ont été sélectionnées afin d'obtenir des fréquences de résonance de l'ordre de la dizaine de megahertz avec des épaisseurs de nitrure de silicium et d'électrode supérieure de respectivement 400 nm et 450 nm : 22  $\mu m$  et 25  $\mu m$ . Le taux de métallisation des membranes a été fixé

### 3.2. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DES TAILLES DE MEMBRANES ET DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT

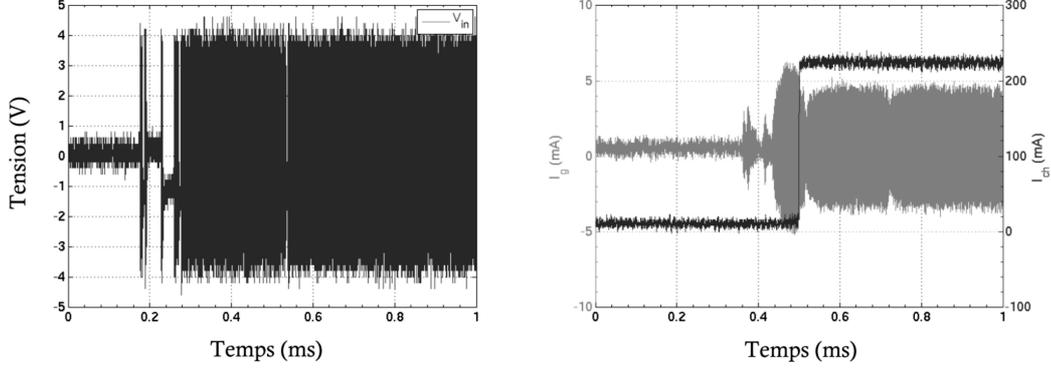


FIGURE 3.4 – Déclenchement d'un TRIAC sous une polarisation (55V) et fréquence 12.15 MHz [7]

à 50 % et la hauteur de gap à 400 nm. Le choix de ces dimensions s'inscrit dans la prise en compte des contraintes technologiques liées au procédé de fabrication et s'appuie sur notre expérience pour garantir la fonctionnalité des cellules CMUT, mais également sur la modélisation par différences finies (présentée dans le paragraphe 2.3) pour anticiper le comportement des cellules, notamment en terme de fréquences de résonance et de tension de collapse. Les paramètres des matériaux utilisés pour ces simulations sont issus de la littérature [4] et donnés dans le tableau 3.1. La Figure 3.5 présente les fréquences de résonance et d'anti-résonance électrique des membranes simulées en fonction de la tension de polarisation. Ces courbes mettent en évidence l'effet de softening décrit théoriquement dans le paragraphe 2.2.3 : on observe bien une diminution de la fréquence de résonance avec la tension de polarisation en partant d'une fréquence de résonance de 16 MHz pour les membranes de  $22 \times 22 \mu m^2$  ( 12.9 MHz pour les  $25 \times 25 \mu m^2$  ) à 0 V pour arriver à une fréquence de résonance de 8 MHz (respectivement 7 MHz) à la tension de collapse. À partir de ces résultats de simulation les dimensions du substrat peuvent être définies en adéquation avec les plages de fréquences des membranes. Ici, fixer une fréquence de fonctionnement de 12 MHz semble un bon compromis pour les deux tailles de membranes dans le sens où l'effet de softening permet théoriquement d'atteindre cette valeur en ajustant la tension de polarisation. L'épaisseur finale du substrat a en conséquence été définie de façon à ce qu'il présente une résonance proche de 12 MHz.

Pour mémoire, les résonances en épaisseur du substrat sont fixées par une famille de modes tels que l'épaisseur du substrat soit un nombre entier de demi-longueur d'onde. En d'autres termes, la fréquence de résonance de ces modes s'écrit :

$$f_r = k \frac{c}{2 h_s} \quad (3.1)$$

où  $c = 8429 \text{ m/s}$  est la vitesse du son dans le silicium,  $h_s$  son épaisseur et  $k$  un entier quelconque.

### 3.2. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DES TAILLES DE MEMBRANES ET DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT

Électrode supérieure	Dimension Épaisseur Module d'Young Coefficient de Poisson Masse volumique Précontraintes mécaniques	$15.6 \times 15.6 \mu\text{m}^2$ ou $17.7 \times 17.7 \mu\text{m}^2$ $450 \text{ nm}$ $68 \text{ GPa}$ $0.35$ $2700 \text{ kg.m}^{-3}$ $270 \text{ MPa}$
Membrane	Dimension Épaisseur Module d'Young Coefficient de Poisson Masse volumique Précontraintes mécaniques Permittivité relative	$22 \times 22 \mu\text{m}^2$ ou $25 \times 25 \mu\text{m}^2$ $430 \text{ nm}$ $230 \text{ GPa}$ $0.22$ $3300 \text{ kg.m}^{-3}$ $270 \text{ MPa}$ $7.5$
Cavité	Hauteur	$240 \text{ nm}$

TABLE 3.1 – Paramètres de simulation des cellules étudiées

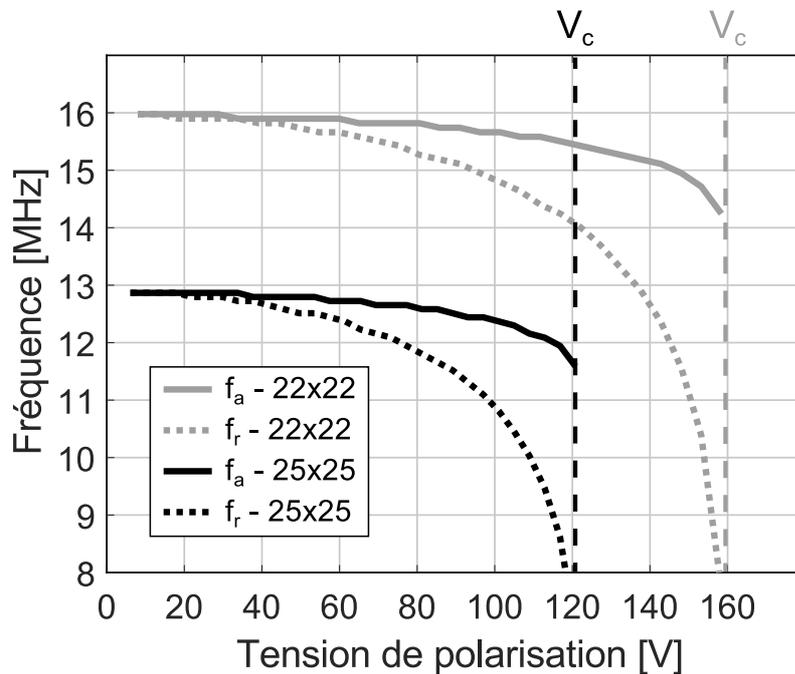


FIGURE 3.5 – Calculs en différences finis : évolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance en fonction de la tension de polarisation pour les deux tailles de membrane ( $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  en gris et  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  en noir)

### 3.2. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DES TAILLES DE MEMBRANES ET DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT

---

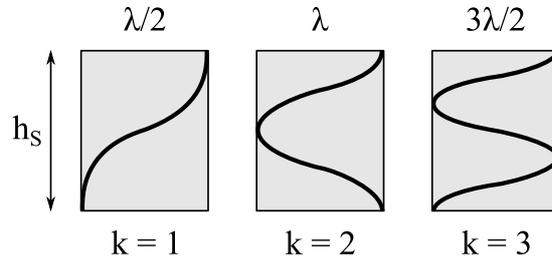


FIGURE 3.6 – Vue schématique des déformées des premiers modes propres d'un substrat de silicium d'épaisseur  $h_s$

La topologie des trois premiers modes est représentée en figure 3.6. Le premier mode a d'emblée été éliminé car pour le positionner à 12 MHz, il nécessite une épaisseur totale de l'ordre de  $350 \mu m$ , soit deux substrats individuels de  $175 \mu m$ . La tenue mécanique d'un *wafer* silicium de  $175 \mu m$  n'est pas suffisante, d'autant plus que l'étape de bonding nécessite d'appliquer une force de  $2000 N$  sur la plaquette. C'est le second mode que nous avons retenu. Il nécessite une épaisseur totale de  $700 \mu m$ , soit deux *wafers* d'épaisseur individuelle de  $350 \mu m$ . Par ailleurs, la résonance en  $\lambda$  présente un avantage indéniable face aux modes en  $\lambda/2$  : elle dépend très peu de l'épaisseur de colle utilisée pour assurer la liaison entre les deux *wafers*. Pour illustrer cette propriété, nous avons simulé l'impédance acoustique d'entrée d'une structure tri-couche formée de deux *wafers* de silicium d'épaisseur  $350 \mu m$ , en incluant une couche d'ALX d'épaisseur  $3 \mu m$  entre les deux. Les résultats sont présentés en figure 3.7 où nous avons tracé la partie réelle de l'admittance acoustique afin de visualiser les résonances. Trois cas sont traités :

- cas idéal sans ALX ;
- cas avec ALX et 0.3 % de pertes ;
- cas avec ALX et 10 % de pertes.

Pour le silicium, nous avons introduit des valeurs de pertes arbitraires fixées à 0.3 %.

On remarque clairement que le mode en  $\lambda$  du substrat (à 12 MHz) n'est pas impacté par la présence de l'ALX, à l'inverse de la résonance en  $\lambda/2$  à 6 MHz et de la résonance en  $3\lambda/2$  à 18 MHz. De plus, la valeur du facteur de pertes dans l'ALX n'a pas d'influence sur l'amplitude du mode à 12 MHz. Cibler le mode en  $\lambda$  nous permet donc de limiter la source de pertes acoustiques que pourrait représenter la couche de polymère et qui réduirait les performances du transformateur en terme de rendement de puissance.

Finalement et pour résumer, amincir chaque wafer à  $350 \mu m$  avant collage nous permet d'obtenir un substrat total de  $700 \mu m$  qui présente une résonance en  $\lambda$  à 12 MHz. Cette épaisseur permet d'éviter le risque de casse des plaquettes, de minimiser les pertes liées à la couche de collage adhésif et d'être adapté aux résonances des membranes CMUT.

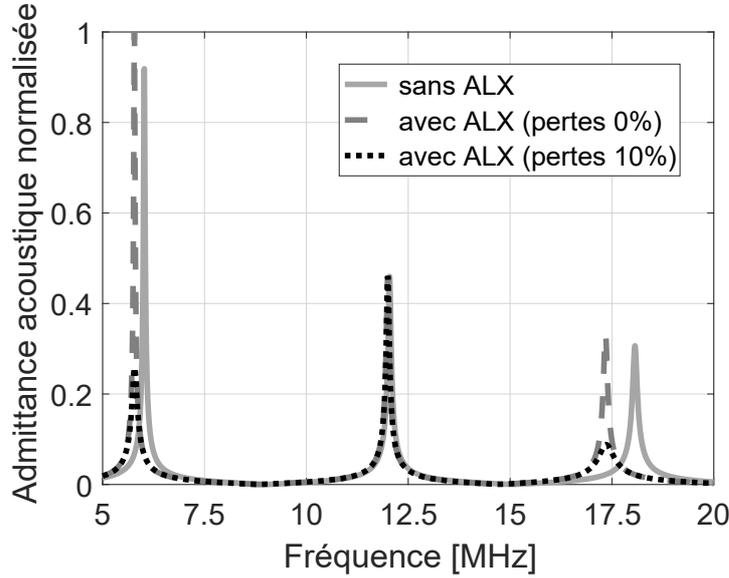
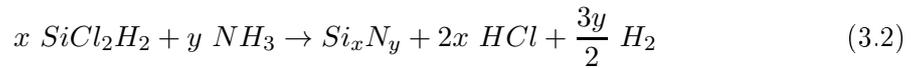


FIGURE 3.7 – Admittance acoustique d’une couche de  $700 \mu\text{m}$  de silicium (gris), d’un tri-couche (silicium-ALX-silicium) sans pertes dans l’ALX (pointillés gris) et d’un tri-couche (silicium-ALX-silicium) avec 10 % de pertes dans l’ALX (pointillés noirs)

### 3.3 Design des prototypes : choix de la stœchiométrie du nitrure

Dans le cadre de ces travaux, en complément de ceux menés durant la thèse de S.Ngo, nous avons cherché à optimiser la stœchiométrie du nitrure de silicium  $Si_xN_y$  fabriqué. La stœchiométrie finale du nitrure formé dépend du dosage relatif des deux précurseurs gazeux ( $SiCl_2H_2$  et  $NH_3$ ) utilisés lors de la phase de dépôt du matériaux par LPCVD :



En particulier, deux structures ont été testées, l’une de ratio 4 et l’autre de ratio 5, le ratio étant défini comme le rapport entre les entiers  $x$  et  $y$  dans la relation de formation du nitrure de silicium (3.2). Il s’agit là de deux structures relativement courantes en micro-électronique, assez similaires en termes de propriétés diélectriques et mécaniques, avec toutefois une différence majeure sur les valeurs des précontraintes mécaniques résiduelles. Ces précontraintes ont un impact important sur la valeur de la deflexion initiale des membranes après excavation et, par voie de conséquence, sur l’homogénéité de CMUT à CMUT des dispositifs. Pour les deux configurations de membrane sélectionnées, plusieurs plaques de CMUTs avec les transducteurs finaux dessinés ont été fabriquées. L’ensemble des configurations est listé dans le tableau 3.2. Les configurations config.1 et config.2 correspondent à des membranes de taille  $22 \mu\text{m}$  par  $22 \mu\text{m}$  alors que les configurations config.3 et config.4 correspondent à des membranes de taille  $25 \mu\text{m}$  par  $25 \mu\text{m}$ . La couche structurelle des config.1 et config.3 est de ratio 4 alors qu’elle est de ratio 5 pour les config.2 et config.4.

### 3.3. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DE LA STœCHIOMœTRIE DU NITRURE

La mesure de la dœflexion initiale a œtœ rœalisœe, par une mesure optique, au moyen d'un microscope confocal (LEXT OLS4000, Olympus). Cet œquipement disposant d'un zoom  $\times 100$  avec une largeur de champ de  $125 \mu m$  nous permet de mesurer les dœflexions initiales de 15 cellules CMUTs en une acquisition. Pour chaque wafer fabriquœ, 5 zones de mesures sont dœfinies (voir figure 3.9). Chacune de ces zones correspond œ un transducteur sur lequel nous avons dœfini 9 zones œ mesurer, soit  $9 \times 15 = 125$  cellules CMUTs mesurœes sur chaque transducteur. L'idœe œtant d'essayer d'œvaluer l'homogœnœitœ de CMUT œ CMUT, œ l'œchelle locale et œ l'œchelle du *wafer*. La figure 3.9 reprœsente les diffœrentes zones de mesure et fournit un exemple de profil de dœflexions initiales, obtenu pour des membranes  $25 \times 25 \mu m^2$  en ratio 4.

Description	Symbole	config.1	config.2	config.3	config.4
taille de membrane	$L_{mem}$	22 $\mu m$		25 $\mu m$	
stœchiœmœtrie	$Ratio$	4	5	4	5
œpaisseur de membrane	$h_{mem}$	400 nm			
hauteur de gap	$h_{gap}$	400 nm			
taux de mœtallisation	$T_{meta}$	50 %			
taille d'œlectrode	$L_e$	$L_{mem}/\sqrt{2}$			
œpaisseur d'œlectrode	$h_e$	450 nm			
œpaisseur du substrat	$h_s$	$2 \times 350 \mu m$			
œpaisseur AL-X2000	$h_{ALX}$	$\approx 3 \mu m$			
œpaisseur d'oxyde	$h_{ox}$	$2 \times 2.3 \mu m$			
œlectrode	$Al$	Aluminium			
membrane	$Si_xN_y$	Nitrure de Silicium			
substrat	$Si$	Silicium (100)			
nombre de colonnes	$n_{col}$	480		440	
nombre de lignes	$n_{lig}$	146		121	
nombre de cellules par puce	$N_{CMUT}$	70080		53240	
pas inter-colonnes	$c_{pitch}$	13 $\mu m$			
pas inter-lignes	$l_{pitch}$	4 $\mu m$			
surface active	$S_a$	34 $mm^2$			
Taille de puce	$S_{tot}$	75 $mm^2$		70 $mm^2$	

TABLE 3.2 – Tableau rœcapitulatif des caractœristiques des 4 configurations de prototypes envisagœs

Pour cette mœme puce, la table 3.3 prœsente la dœflexion initiale moyenne de chacune des zones considœrœes ainsi que les dœflexions maximales et minimales. On constate de grands œcarts entre les membranes d'une mœme puce. Cependant en traœant la rœpartition des effectifs de dœflexion initiale (voir figure 3.10), on observe une rœpartition de type Gaussienne autour d'une valeur moyenne. Ces mesures permettent ainsi de vœrifier que bien qu'il y ait des œcarts d'une membrane œ l'autre, la valeur moyenne de dœflexion a un sens, c'œst œ dire que chaque puce est bien constituœe d'une seule population de membranes.

### 3.3. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DE LA STœCHEIOMœTRIE DU NITRURE

---

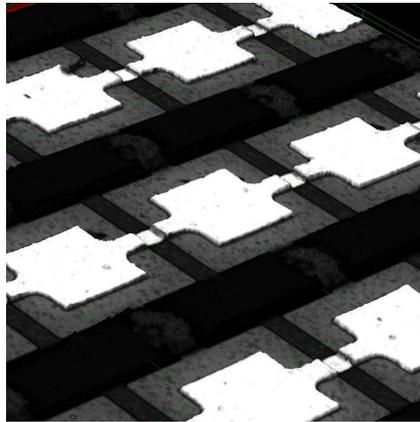


FIGURE 3.8 – Exemple d'image 3D de quelques membranes CMUT réalisée au microscope confocal. L'électrode supérieure en aluminium apparaît ici en blanc

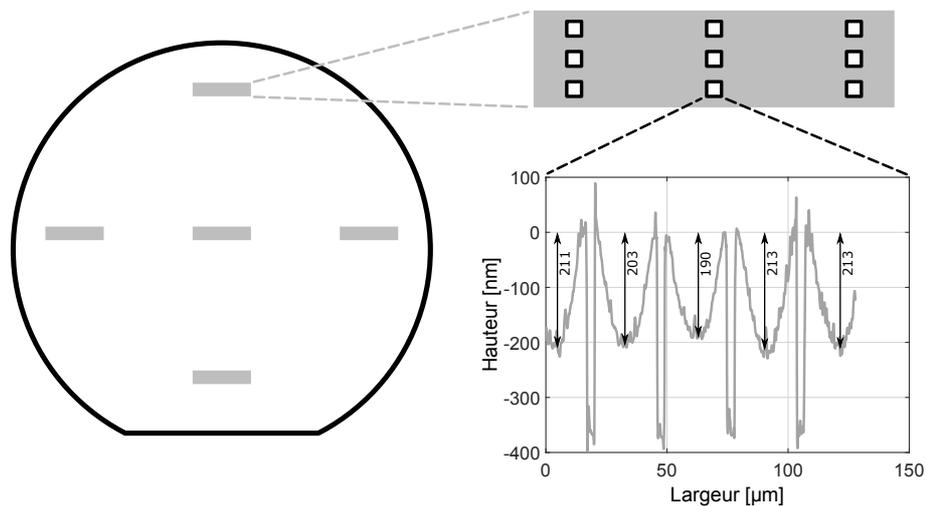


FIGURE 3.9 – Schéma représentant la position des zones de mesure sur le *wafer* (à gauche) et sur la puce (en-haut à droite) ainsi qu'un exemple de profil de déflexion mesuré. Il s'agit ici de membranes  $25 \times 25 \mu\text{m}^2$  en ratio 4

### 3.3. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DE LA STœCHIOMÉTRIE DU NITRURE

zone sur la puce	déflexion moyenne	déflexion min	déflexion max
1	192	152	219
2	184	134	259
3	192	148	232
4	176	145	204
5	190	158	207
6	189	149	232
7	185	142	227
8	181	152	217
9	189	145	217

TABLE 3.3 – Déflexions moyennes, minimales et maximales relevées en chacune des 9 zones de mesure d'une puce 25 x 25 ratio 4

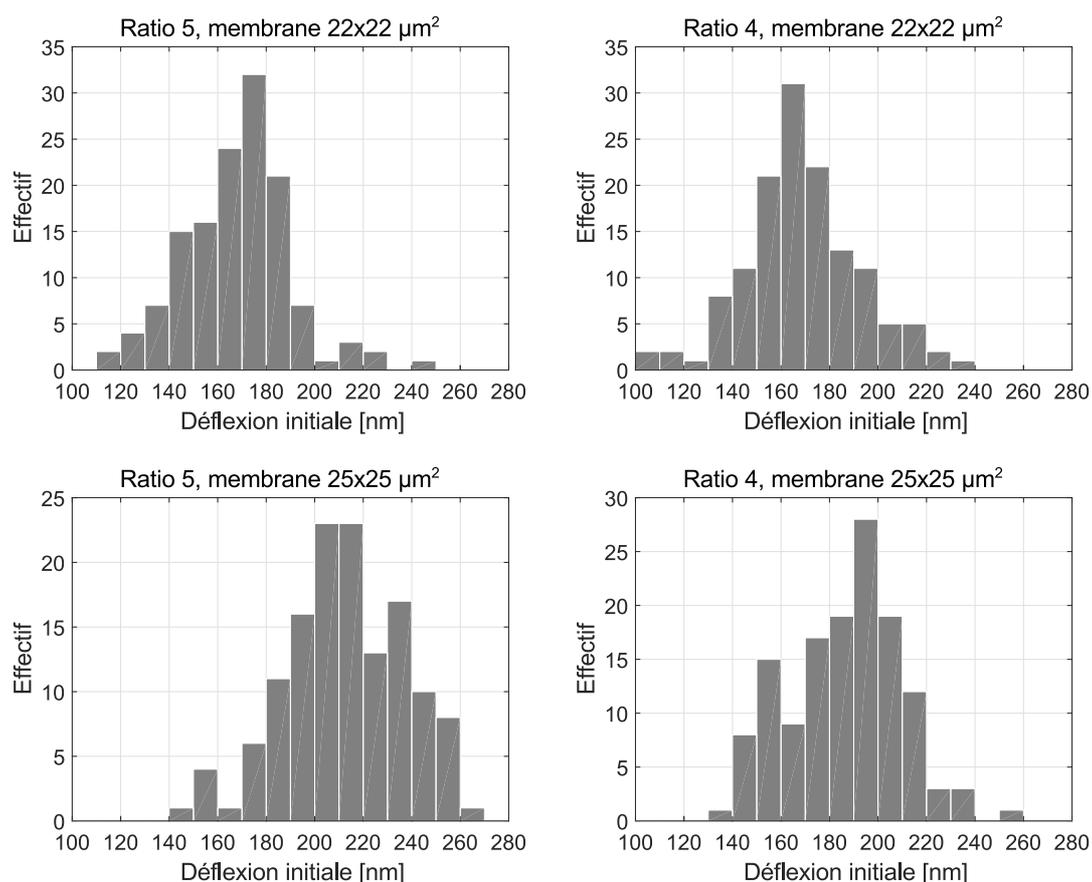


FIGURE 3.10 – Exemple de distribution des déflexions initiales pour chacune des configurations fabriquées

### 3.3. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DE LA STœCHIOMÉTRIE DU NITRURE

---

Si l'on s'intéresse maintenant à la répartition des déflexions à l'échelle de la plaquette (voir table 3.4 pour les membranes  $25\ \mu\text{m}$  par  $25\ \mu\text{m}$  et table 3.5 pour les membranes  $22\ \mu\text{m}$  par  $22\ \mu\text{m}$ ), celles-ci semblent relativement homogènes. On peut éventuellement noter une légère augmentation des déflexions (de l'ordre de la dizaine de nanomètres) lorsqu'on parcourt le *wafer* de bas en haut (voir schéma de la figure 3.9) mais qui reste très peu significative.

De façon similaire si l'on compare les résultats des deux stœchiométries de nitrure de silicium réalisées (ratio 4 et ratio 5) on note que, même si les écarts restent faibles (de l'ordre de la dizaine de nanomètres), le ratio 4 reste moins défléchi que le ratio 5. Sur la base de ces résultats nous avons choisi de nous concentrer sur l'exploitation du ratio 4 dans toute la suite du document.

De plus, on retiendra de ces premières mesures l'ordre de grandeur des déflexions initiales pour le ratio 4 qui nous servira dans la suite de donnée d'entrée pour la modélisation : entre 140 et 240 nm.

	ratio	gauche	centre	droite
haut	4		204 nm	
	5		227 nm	
milieu	4	186 nm	193 nm	165 nm
	5	214 nm	213 nm	206 nm
bas	4		182 nm	
	5		201 nm	

TABLE 3.4 – Répartition des déflexions moyennes sur l'ensemble du *wafer* (pour les puces  $25 \times 25$ )

	ratio	gauche	centre	droite
haut	4		169 nm	
	5		175 nm	
milieu	4	162 nm	169 nm	169 nm
	5	182 nm	177 nm	181 nm
bas	4		164 nm	
	5		168 nm	

TABLE 3.5 – Répartition des déflexions moyennes sur l'ensemble du *wafer* (pour les puces  $22 \times 22$ )

# Conclusion

Cette première partie a introduit tous les éléments permettant de mettre en place le contexte applicatif de ces travaux de thèse. Une revue des différentes solutions technologiques existantes en terme de transformateurs pour l'isolation galvanique a été présentée afin de justifier de l'intérêt de proposer un transformateur acoustique basé sur la technologie CMUT et fonctionnant à des fréquences de l'ordre de la dizaine de mégahertz pour la commande d'interrupteurs à semi-conducteurs.

Une vue d'ensemble de la technologie CMUT, nécessaire à la compréhension de la suite du document, a été apportée. Les phénomènes physiques mis en jeu lorsqu'il est question de transducteurs capacitifs ont été exposés ainsi que la stratégie de modélisation par différences finies que nous avons mis en œuvre pour établir nos choix de *design* des transducteurs CMUTs. Le procédé de fabrication par micro-usinage de surface, relativement classique au sein de la littérature, utilisé dans ces travaux a été détaillé. Un rapide tour d'horizon des domaines applicatifs de la technologie CMUT a ensuite montré l'originalité du sujet dont cette thèse fait l'objet.

En s'appuyant sur les deux premiers chapitres, nous avons présenté dans le troisième chapitre de cette partie l'architecture complète des prototypes de transformateurs développés en détaillant le procédé de collage des plaquettes par leurs faces arrières. Le dimensionnement des différents éléments structurant les transformateurs acoustiques réalisés a été décrit au regard des fréquences de travail visées et des contraintes technologiques de fabrication. En outre, nous avons présenté les résultats des mesures de déflexions initiales réalisées sur un nombre conséquent de cellules CMUTs fabriquées. Bien que de gros écarts de déflexions initiales soient à noter d'une cellule CMUT à une autre sur une même puce, cette étude préliminaire met en évidence une relative bonne homogénéité de comportement à l'échelle du *wafer*. De plus, et en conséquence des résultats obtenus pour chaque stœchiométrie de nitrure de silicium déposé, nous choisirons dans la suite du document de nous restreindre à l'étude du ratio 4 qui reste globalement moins défléchi que le ratio 5.

### 3.3. DESIGN DES PROTOTYPES : CHOIX DE LA STÉCHIOMÉTRIE DU NITRURE

---

## Deuxième partie

# Prise en compte du substrat dans l'analyse d'une cellule CMUT dans l'air



# Introduction

Cette deuxième partie a pour objectif de présenter les outils de simulation numérique qui ont été mis en place au cours de ces travaux de thèse pour prédire la réponse d'un transducteur CMUT sur son substrat. Il s'agira de donner toutes les hypothèses, paramètres d'entrée, structure du modèle développé. Toutes les équations seront résolues par la méthode des éléments finis (FEM, en anglais *Finite Element Method*) sous le logiciel Comsol Multiphysics®(Comsol AB, Stockholm, Suède).

La stratégie de modélisation sera développée en deux chapitres : le couplage mécanique entre substrat et membrane dans un premier temps, avant d'introduire le couplage électrostatique propre au transducteur CMUT. Le chapitre 4 permettra ainsi de présenter les paramètres géométriques et mécaniques d'entrée du modèle et le chapitre 5 y adjoindra les paramètres diélectriques nécessaires au calcul du champ électrique. Les paramètres d'entrée du modèle (paramètres élastiques des matériaux, facteurs de pertes, déflexions initiales, contraintes initiales) utilisés dans les simulations qui illustrent ces deux chapitres sont définis sur la base des résultats expérimentaux qui seront présentés dans la suite du document.

À l'issue de cette deuxième partie, nous serons donc capables de calculer la réponse électrique du CMUT, sa réponse mécanique en fonction des conditions électriques d'excitation ainsi que l'impédance électrique du CMUT couplé au substrat. Une première confrontation expérimentale permettra en outre de discuter la validité des simulations proposées.



## Chapitre 4

# Modélisation mécanique d'une cellule CMUT sur son substrat

Ce chapitre permet d'établir et de valider l'implémentation du modèle mécanique de couplage entre une cellule CMUT et son substrat. Les deux premiers paragraphes resteront descriptifs, en décomposant les phénomènes mis en jeu avant de les coupler. On montrera ensuite la consistance du modèle développé en s'appuyant sur la conservation de l'énergie mécanique du système. Dans le dernier paragraphe de ce chapitre, une première exploitation théorique nous permettra de conclure quant au mécanisme de couplage substrat/membrane. En particulier, nous montrerons que l'essentiel du couplage est d'origine mécanique et très peu d'origine électrostatique.

### 4.1 Structure géométrique et maillage

La structure à modéliser comporte deux éléments « mécaniques » : la partie mobile (ou diaphragme) d'une part, constituée de la membrane en nitrure de silicium surmontée d'une électrode en aluminium, et le substrat d'autre part, constitué du bloc de silicium. Afin d'optimiser les paramètres de maillage de ces éléments, nous les présentons ici de manière séparée, avant, dans un second temps, d'analyser leur comportement couplé.

#### 4.1.1 Membrane isolée

La structure à simuler ici est constituée de la membrane considérée comme clampée sur son pourtour et surmontée d'une électrode comme représenté schématiquement sur la figure 4.1. Ici, contrairement aux hypothèses posées pour le modèle de différences finies, présenté en section 2.3, l'équation de comportement résolue par Comsol ne se limite pas au cas des plaques minces. C'est une résolution directe des lois locales de la mécanique des milieux continus :

#### 4.1. STRUCTURE GÉOMÉTRIQUE ET MAILLAGE

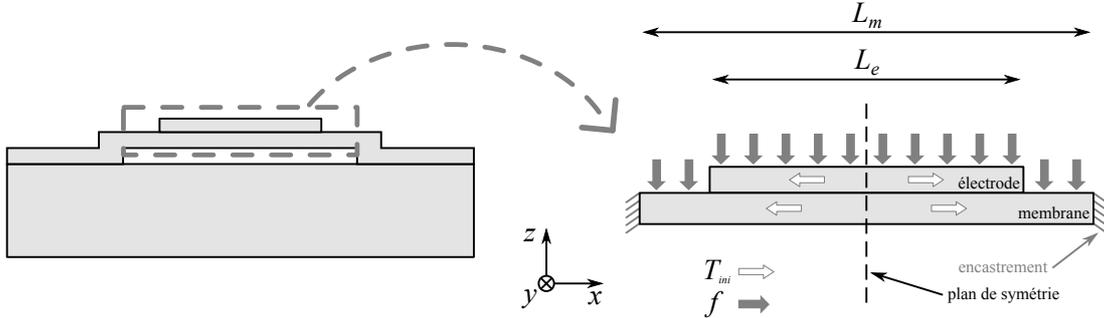


FIGURE 4.1 – Schéma en coupe de la structure implémentée

$$\rho \frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2} = \nabla \cdot \mathbf{T} + \mathbf{f} \quad (4.1)$$

où

- $\rho$  est la densité du matériau ;
- $\mathbf{u}$  le vecteur déplacement ;

$$\mathbf{u} = \begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

- $\mathbf{f}$  le champ des forces extérieures appliquées au système, décomposées en un terme harmonique d'excitation  $F_{exc}$  (appliqué à l'interface membrane/électrode) et un terme stationnaire  $F_0$  (appliqué sur toute la surface extérieure supérieure du diaphragme, comme indiqué sur le schéma de la figure 4.1).

$$\mathbf{f} = F_{exc} + F_0 \quad (4.3)$$

Cette force  $F_0$  permettra d'ajuster la déflexion initiale de la membrane due à la différence de pression qui existe expérimentalement entre la cavité sous vide et le milieu extérieur. Il s'agit d'un paramètre important puisqu'il influera directement sur la tension de collapse de la cellule CMUT simulée. Dans un premier temps nous fixons  $F_0 = 0 \text{ N}$ , mais nous y reviendrons dans le paragraphe 4.2 ;

- et  $\nabla \cdot \mathbf{T}$  la divergence du tenseur des contraintes dans le solide.

$$\nabla \cdot \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} T_{xx} & \frac{\partial}{\partial y} T_{xy} & \frac{\partial}{\partial z} T_{xz} \\ \frac{\partial}{\partial x} T_{xy} & \frac{\partial}{\partial y} T_{yy} & \frac{\partial}{\partial z} T_{yz} \\ \frac{\partial}{\partial x} T_{xz} & \frac{\partial}{\partial y} T_{yz} & \frac{\partial}{\partial z} T_{zz} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Le tenseur des contraintes  $\mathbf{T}$  est calculé à partir de la loi de Hooke amortie reliant les contraintes au tenseur des déformations  $\mathbf{S}$  :

#### 4.1. STRUCTURE GÉOMÉTRIQUE ET MAILLAGE

---

$$T = T_{ini} + c(1 + j\delta_m)S \quad (4.5)$$

Les termes du tenseur de déformation s'expriment en fonction des dérivées partielles des composantes du vecteur déplacement :

$$S = \begin{bmatrix} \frac{\partial u}{\partial x} & \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x}\right) & \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial x}\right) \\ \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x}\right) & \frac{\partial v}{\partial y} & \frac{1}{2}\left(\frac{\partial v}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial y}\right) \\ \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial x}\right) & \frac{1}{2}\left(\frac{\partial v}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial y}\right) & \frac{\partial w}{\partial z} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

L'aluminium et le nitrure de silicium, composant respectivement l'électrode supérieure et la membrane, étant considérés comme isotropes, la matrice d'élasticité  $c$  est calculée à partir du module d'Young  $E$  et du coefficient de Poisson  $\nu$  de chaque matériau (voir table 4.1) :

$$c = \frac{E}{(1 + \nu)(1 - 2\nu)} \begin{bmatrix} 1 - \nu & \nu & \nu & 0 & 0 & 0 \\ \nu & 1 - \nu & \nu & 0 & 0 & 0 \\ \nu & \nu & 1 - \nu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1 - 2\nu}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1 - 2\nu}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1 - 2\nu}{2} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Dans la relation 4.5,  $j$  désigne l'unité complexe et  $\delta_m$  le coefficient d'amortissement. La valeur de ce dernier a été estimé à  $6.7 \times 10^{-3}$  à partir du coefficient de qualité des pics de résonances mesurés par impédancemétrie, comme nous pourrions le voir ultérieurement dans le paragraphe 5.3.

Le terme statique de contraintes initiales  $T_{ini}$  introduit dans l'équation 4.5 permet de prendre en compte les contraintes mécaniques résiduelles des couches déposées (nitrure de silicium et aluminium). Les références [2, 7] ont clairement pu montrer que les conditions de dépôt peuvent impacter significativement le comportement mécanique des CMUTs, voire, dans certaines conditions, conduire à leurs destructions. Ces contraintes résiduelles ont deux origines. La première est thermique, liée aux températures de dépôts et à la différence de coefficient de dilatation thermique entre la couche déposée et son substrat. La seconde provient du désaccord du paramètre de maille à l'interface nitrure de silicium/substrat, et dépend fortement de la stœchiométrie du dépôt, de la vitesse de dépôt, du dopage, *etc.* Quoiqu'il en soit, les travaux de N. Sénégond [2], d'un point de vue théorique en particulier, se sont attachés à implémenter ces termes de contraintes initiales dans le cadre du modèle par différences finies évoqué dans le paragraphe 2.3 mais également dans un

#### 4.1. STRUCTURE GÉOMÉTRIQUE ET MAILLAGE

---

modèle par éléments finis. C'est sur cette dernière analyse que s'appuie l'implémentation mise en œuvre ici. Les contraintes initiales sont supposées identiques dans la membrane et dans l'électrode, nulles en dehors du plan  $(\vec{x}, \vec{y})$  de la membrane et les termes en cisaillement sont négligés. De plus, nous supposons les contraintes identiques suivant l'axe  $x$  et suivant l'axe  $y$  ( $T_{0_{xx}} = T_{0_{yy}} = T_0$ ). Le tenseur des contraintes initiales est donc réduit à :

$$T_{ini} = \begin{bmatrix} T_{0_{xx}} & T_{0_{xy}} & T_{0_{xz}} \\ T_{0_{yx}} & T_{0_{yy}} & T_{0_{yz}} \\ T_{0_{zx}} & T_{0_{zy}} & T_{0_{zz}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_0 & 0 & 0 \\ 0 & T_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

D'un point de vue expérimental, S. Ngo [7] s'est efforcée à mesurer ce paramètre en suivant plusieurs méthodes de détermination : la méthode de Stoney, une analyse de micro-poutres basée sur le modèle de Fang et Wickert [87] ainsi qu'une étude de micro-structures tournantes [88]. Même si la précision et la répétabilité de ces méthodes de mesures restent à améliorer, les résultats de ces travaux ont permis de dégager un ordre de grandeur des contraintes initiales que nous pourrions raisonnablement implémenter dans la membrane : typiquement entre 50 et 300 MPa.

Après avoir défini tous les termes de l'équation du mouvement nous discrétisons la structure en un maillage d'éléments tétraédraux de taille adaptée aux phénomènes physiques mis en jeu, i.e. le premier mode en flexion du diaphragme. S'agissant d'un mode symétrique, nous choisissons de ne mailler qu'un quart de la structure 3D et d'appliquer des conditions de symétries suivant les deux plans verticaux  $(\vec{x}, O, \vec{z})$  et  $(\vec{y}, O, \vec{z})$  comme indiqué schématiquement par les pointillés noirs sur la vue en coupe de la figure 4.1 — le point  $O$  désignant le centre de la membrane.

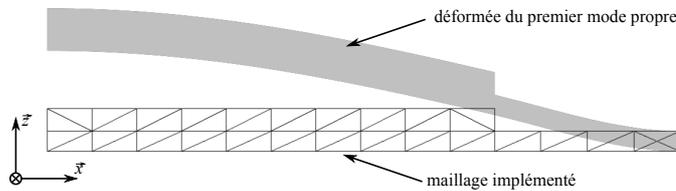


FIGURE 4.2 – Vue en coupe du maillage implémenté pour  $N_{mesh} = 14$  et de l'allure de la déformée correspondante

Notons  $N_{meshX}$  le nombre d'éléments de maillage suivant l'axe  $\vec{x}$  et  $N_{meshY}$  le nombre d'éléments de maillage suivant l'axe  $\vec{y}$ . Une simple étude aux fréquences propres en fonction de ces paramètres de maillage nous a permis de définir le maillage à imposer pour garantir un compromis précision/temps de calcul satisfaisant. À titre d'exemple, définissons une membrane de forme carrée de côté  $L_m = 25 \mu m$  et de 400 nm d'épaisseur, métallisée à

## 4.1. STRUCTURE GÉOMÉTRIQUE ET MAILLAGE

---

50 % ; c'est à dire que

$$L_e = L_m / \sqrt{2} \quad (4.9)$$

avec une épaisseur d'électrode de  $450 \mu\text{m}$  et les paramètres élastiques (module d'Young, coefficient de Poisson et densité) définis dans la table 4.1. Les contraintes initiales sont considérées nulles dans ce premier exemple. Le système étant strictement identique suivant  $\vec{x}$  et  $\vec{y}$  on fixe  $N_{meshX} = N_{meshY}$ . La figure 4.2 représente une vue en coupe de la géométrie maillée pour  $N_{meshX} = 14$  ainsi que la déformée correspondant au premier mode propre.

La figure 4.3 représente la fréquence du premier mode propre du système mobile en fonction du paramètre  $N_{meshX}$ . Comme attendu, la valeur de la fréquence du premier mode propre converge vers la valeur de la fréquence de résonance mécanique du système. En s'appuyant sur ce résultat, le nombre minimum d'éléments de maillage à imposer dans la membrane suivant le plan  $(\vec{x}, \vec{y})$  est défini. Pour la suite des simulations, la membrane sera toujours discrétisée au minimum en 6 éléments de maillage le long des demi-axes  $\vec{x}$  et  $\vec{y}$ , quelle que soit la taille de membrane considérée, afin d'assurer un compromis satisfaisant entre précision de fréquence propre et temps de calcul.

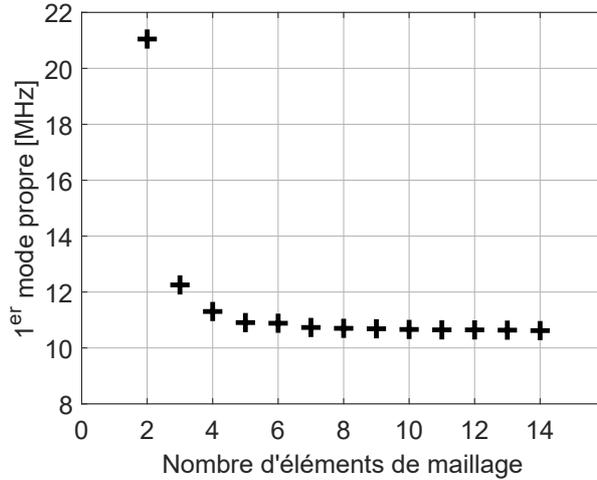


FIGURE 4.3 – Fréquence du premier mode propre calculé en fonction du nombre d'éléments de maillage pour  $T_0 = 0 \text{ MPa}$

Après avoir défini ces conditions de maillage, nous présentons un premier calcul de la réponse en fréquence du système. Une force d'excitation  $F_{exc}$  arbitraire est appliquée de manière uniforme sur toute la partie métallisée.

$$\vec{F}_{exc} = -F_{exc} \vec{z} \quad (4.10)$$

avec  $F_{exc} = 1 \times 10^{-6} \text{ N}$ .

#### 4.1. STRUCTURE GÉOMÉTRIQUE ET MAILLAGE

L'amplitude de la force a été arbitrairement fixée à  $10^{-6} N$  de façon à ce que les déplacements mécaniques soient réalistes, *i.e.* de l'ordre du nanomètre. Même si, *in fine*, la force appliquée dépendra des valeurs de pressions électrostatiques mises en jeu.

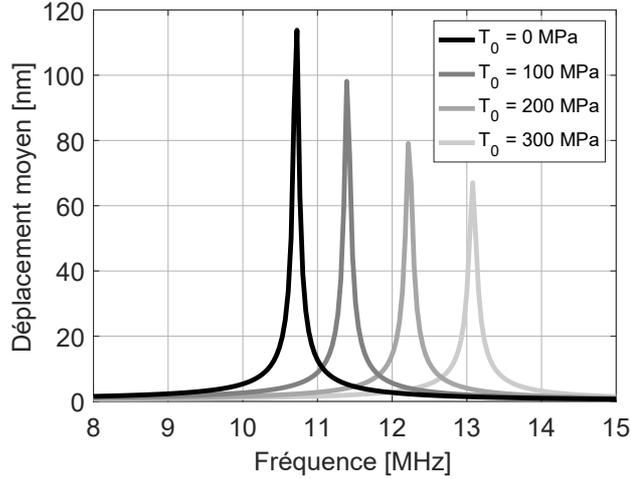


FIGURE 4.4 – Réponse en fréquence du diaphragme pour  $F_0 = 0 N$  et pour différentes valeurs de contraintes initiales dans le matériau

Le déplacement moyen du diaphragme est tracé (courbe noir sur la figure 4.4). Un maximum de déplacement moyen est bien observé à  $10.75 MHz$  ce qui correspond à la valeur de la fréquence de résonance calculée précédemment. L'amplitude du déplacement moyen atteint ici  $115 nm$  à la résonance. Mais cette valeur reste arbitraire dans le sens où elle dépend de la norme de la force mécanique d'excitation appliquée d'une part, et de la valeur du coefficient de perte (ici  $\delta_m = 6.7 \times 10^{-3}$ ) implémenté d'autre part.

L'introduction de pré-contraintes statiques impose une résolution en deux étapes : une étude stationnaire, dans un premier temps, afin de définir l'état d'équilibre de la structure, puis une analyse fréquentielle autour de cette position initiale. La figure 4.4 présente le déplacement moyen du diaphragme pour quatre valeurs de contraintes initiales, entre 0 MPa et 300 MPa. Ici, ces précontraintes sont tensiles du fait des conditions de dépôt du nitrure, elles ont donc tendance à « rigidifier » le matériau. On voit clairement que leur impact sur la fréquence de résonance est assez significatif. La valeur des précontraintes qui sera utilisée par la suite est fixée en s'appuyant, une nouvelle fois, sur nos résultats expérimentaux à savoir, ici, la valeur de la fréquence de résonance mécanique mesurée pour les membranes  $25 \mu m \times 25 \mu m$  :  $12.8 MHz$  (voir paragraphe 5.3.2). Ce qui correspond, à une valeur de contrainte initiale simulée de :

$$T_0 = 270 MPa \quad (4.11)$$

Cette valeur de contrainte initiale sera par la suite également utilisée pour les simulations des membranes  $22 \mu m \times 22 \mu m$ .

## 4.1. STRUCTURE GÉOMÉTRIQUE ET MAILLAGE

En outre, le terme de force statique uniforme  $F_0$ , appliqué sur le diaphragme, est défini de sorte à ajuster la déflexion initiale simulée à la déflexion initiale moyenne mesurée. Dans la suite nous appliquerons

$$F_0 = 76 \text{ mN} \quad (4.12)$$

ce qui correspond à une déflexion initiale de 180 nm au centre d'une membrane  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ . L'ensemble des paramètres mécaniques d'entrée du modèle, qui ont été fixés dans ce paragraphe pour la suite des simulations, est récapitulé dans la Table 4.1 (page 85).

### 4.1.2 Substrat isolé

De façon similaire à l'étude précédente réalisée sur le diaphragme exclusivement, un modèle représentant de façon très simple le substrat en silicium a été implémenté. La géométrie (cf. schéma en coupe présenté sur la Figure 4.5) est uniquement constituée d'un bloc de dimension  $L_s \times L_s \times h_s$  encastré en un point. L'équation du mouvement définie dans le paragraphe précédent (équation 4.1) reste valable dans le substrat en ignorant les termes statiques  $F_0$  et  $T_0$  qui sont propres au diaphragme. La relation entre contrainte et déformation s'exprime donc dans le substrat :

$$T = c_s(1 + j\delta_s)S \quad (4.13)$$

avec  $c_s$  la matrice d'élasticité du silicium et  $\delta_s$  le facteur d'amortissement.

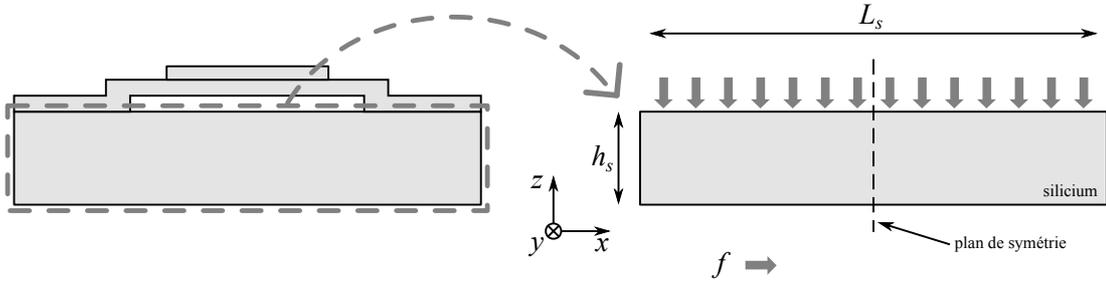


FIGURE 4.5 – Schéma en coupe de la structure implémentée

Un silicium standard de symétrie cubique, de type  $P$  et orienté  $[100]$  sera utilisé pour toutes les études. Sa matrice d'élasticité orthotrope est la suivante [89] :

$$c_s = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{16} \\ c_{21} & c_{22} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ c_{61} & & & c_{66} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 194.5 & 35.7 & 64.1 & 0 & 0 & 0 \\ 35.7 & 194.5 & 64.1 & 0 & 0 & 0 \\ 64.1 & 64.1 & 165.7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 79.6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 79.6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 50.9 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

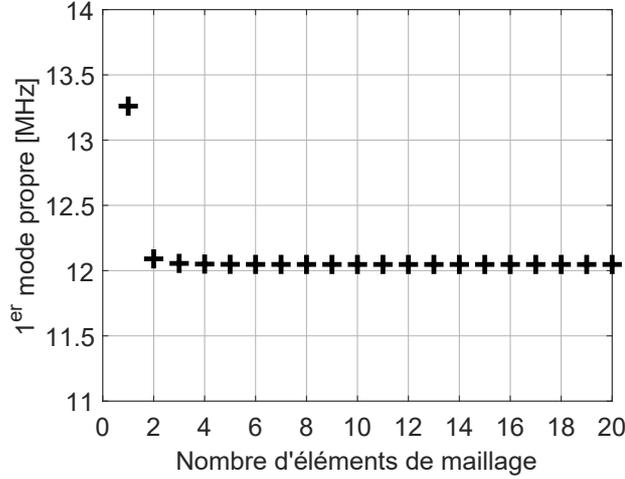


FIGURE 4.6 – Fréquence du premier mode propre d'un substrat de  $350 \mu m$  d'épaisseur en fonction du nombre d'éléments de maillage suivant l'axe  $z$

Notons  $N_{meshZ}$  le nombre d'éléments de maillage suivant  $h_s$ , *i.e.* la dimension verticale (suivant l'axe  $\vec{z}$ ) du substrat. À titre d'exemple, étudions un substrat d'épaisseur  $h_s = 350 \mu m$  dans le but de définir un nombre  $N_{meshZ}$  idoine.

La figure 4.6 présente la fréquence du premier mode propre calculée en fonction du nombre d'éléments de maillage suivant l'axe vertical  $\vec{z}$  et permet de définir le nombre suffisant d'éléments de maillage à imposer dans le substrat suivant la verticale. Par la suite, la géométrie sera considérée suffisamment discrétisée à partir d'une quinzaine d'éléments de maillage le long de l'axe  $\vec{z}$ . Associée à cette fréquence propre, la figure 4.7 représente la déformée correspondante. Comme attendu, une déformation en  $\lambda/2$  est clairement identifiée, avec  $\lambda$  la longueur d'onde.

En appliquant ces considérations de maillage, une analyse fréquentielle peut être menée. De façon analogue au paragraphe précédent pour le diaphragme, le terme d'amortissement dans le substrat  $\delta_s$  a été ajusté en comparant les résultats de simulations aux résultats expérimentaux :  $\delta_s = 1.7 \times 10^{-3}$ . La structure est excitée par une force mécanique harmonique appliquée verticalement sur la face supérieure (voir Figure 4.5). La valeur arbitraire de cette force d'excitation est choisie identique à la force d'excitation appliquée à la membrane dans le paragraphe précédent (voir équation 4.10). La valeur moyenne du déplacement de la face arrière du substrat (face opposée à l'excitation) est tracée sur la figure 4.8 entre 9 et 15 MHz. Un pic de déplacement est observé à 12 MHz, correspondant à la fréquence propre calculée précédemment. Encore une fois, la valeur des amplitudes de déplacement n'a ici qu'un intérêt relatif.

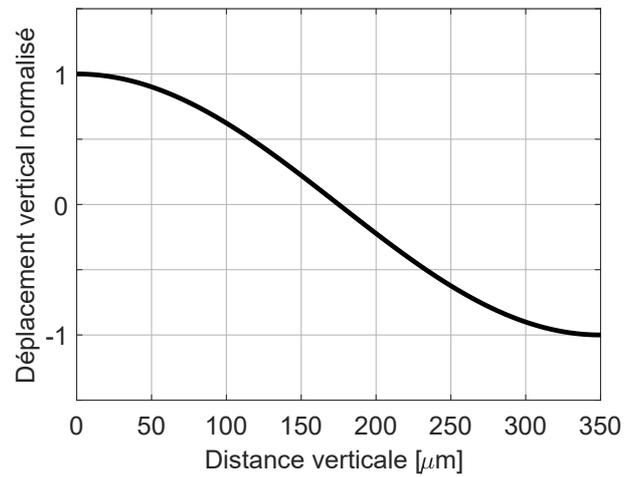


FIGURE 4.7 – Profil de déformée calculée pour le premier mode propre d'un substrat de 350  $\mu m$  d'épaisseur

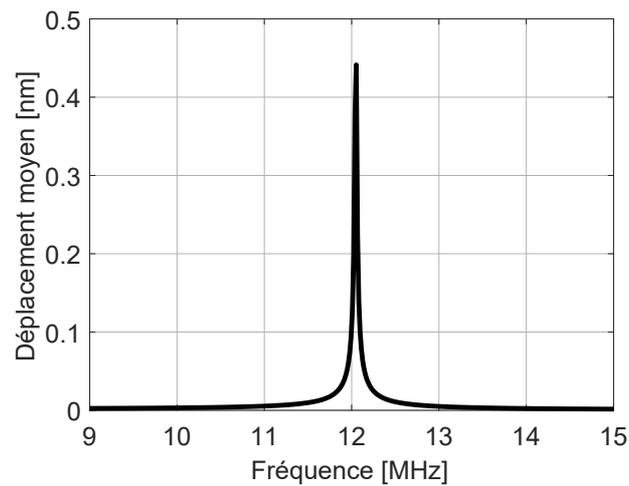


FIGURE 4.8 – Déplacement moyen de la face arrière du substrat

## 4.2 Système CMUT/substrat et conditions de raccordement

Dans les paragraphes précédents, nous avons défini tous les paramètres géométriques, mécaniques et les paramètres de maillages propres à chacun des deux systèmes résonants que sont le diaphragme d'une part, et le substrat d'autre part. Associons maintenant ces deux systèmes dans le but d'établir le couplage mécanique entre eux.

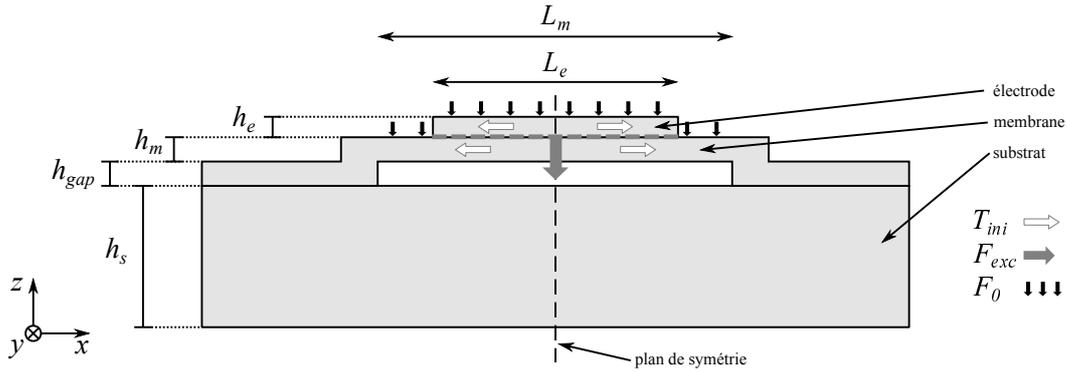


FIGURE 4.9 – Schéma en coupe de la structure implémentée

La figure 4.9 représente une vue en coupe de la structure simulée. Pour l'exemple que nous traitons ici, l'épaisseur du substrat de silicium est de  $350 \mu m$  et les paramètres géométriques de la membrane et de son électrode sont identiques au paragraphe 4.1.1 avec une valeur de contrainte initiale  $T_0$  fixée à 270 MPa. Cette valeur de contrainte initiale est choisie en adéquation avec les résultats expérimentaux que nous verrons dans les chapitres suivants. Une synthèse des paramètres de simulation est rappelée dans la Table 4.1 (page 85).

La structure est excitée par une force mécanique  $\vec{F}_{exc}$  (équation 4.10) appliquée uniquement au niveau de l'interface membrane/électrode supérieure, de sorte que si le substrat est excité ce sera par les points d'encrages latéraux de la membrane sur le substrat. Les conditions mécaniques appliquées sur les bords de la membrane auront donc une grande importance dans la mise en place du couplage mécanique entre les deux résonateurs considérés. Trois situations de conditions aux limites appliquées sur les pourtours de la membrane ont été analysées. Ces trois situations sont comparées sur la Figure 4.10 par la courbe de réponse en fréquence du déplacement moyen :

- une membrane fixée sur son pourtour, en noir ;
- une membrane libre sur son pourtour (cas 1, en gris foncé) ;
- une membrane dont la composante suivant  $z$  du déplacement sur son pourtour est libre, tandis que les deux composantes en  $x$  et  $y$  sont nulles (cas 2, en gris clair).

La courbe noire reprend donc le cas de la membrane isolée (paragraphe 4.1.1) en inhibant tout couplage mécanique avec le substrat. En revanche, les cas 1 et 2 présentent un pic de résonance d'amplitudes équivalentes lié au mode de substrat visible à 8.5 MHz. La différence entre ces deux conditions appliquées sur les bords de la membrane s'observe sur la fréquence à laquelle apparaît la résonance de la membrane : si la membrane est laissée

## 4.2. SYSTÈME CMUT/SUBSTRAT ET CONDITIONS DE RACCORDEMENT

Électrode supérieure	Dimension Épaisseur Module d'Young Coefficient de Poisson Masse volumique Précontraintes mécaniques Facteur de qualité Facteur de pertes	$15.6 \times 15.6 \mu\text{m}^2$ $17.7 \times 17.7 \mu\text{m}^2$ $h_e = 450 \text{ nm}$ $E_e = 68 \text{ GPa}$ $\nu_e = 0.35$ $\rho_e = 2700 \text{ kg.m}^{-3}$ $T_0 = 270 \text{ MPa}$ $Q_m = 150$ $\delta_m = 6.7 \times 10^{-3}$
Membrane	Dimension Épaisseur Module d'Young Coefficient de Poisson Masse volumique Précontraintes mécaniques Facteur de qualité Facteur de pertes Permittivité relative Déflexion initiale Tension de collapse	$22 \times 22 \mu\text{m}^2$ $25 \times 25 \mu\text{m}^2$ $h_m = 400 \text{ nm}$ $E_m = 230 \text{ GPa}$ $\nu_m = 0.22$ $\rho_m = 3300 \text{ kg.m}^{-3}$ $T_0 = 270 \text{ MPa}$ $Q_m = 150$ $\delta_m = 6.7 \times 10^{-3}$ $\epsilon r_m = 7.5$ $140 \text{ nm}$ $180 \text{ nm}$ $V_c = 175 \text{ V}$ $V_c = 125 \text{ V}$
Cavité	Hauteur	$h_{gap} = 400 \text{ nm}$
Substrat	Épaisseur  Matrice d'élasticité $c_s$  Masse volumique Facteur de qualité Facteur de pertes	$h_s = 350 \mu\text{m}$ $c_{11} = c_{22} = 194.5 \text{ GPa}$ $c_{33} = 165.7 \text{ GPa}$ $c_{44} = c_{55} = 79.6 \text{ GPa}$ $c_{66} = 50.9 \text{ GPa}$ $c_{12} = c_{21} = 35.7 \text{ GPa}$ $c_{13} = c_{31} = c_{23} = c_{32} = 64.1 \text{ GPa}$ $\rho_s = 2330 \text{ kg.m}^{-3}$ $Q_s = 600$ $\delta_s = 1.7 \times 10^{-3}$

TABLE 4.1 – Synthèse des paramètres de simulation d'une cellule CMUT sur son substrat

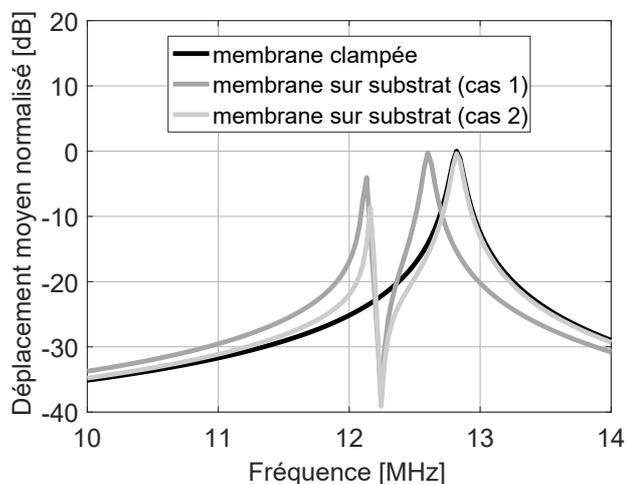


FIGURE 4.10 – Déplacement moyen de la membrane et de l'électrode pour trois cas différents de conditions aux bords de la membrane : clampé, simple, contraint

simplement libre, sa fréquence de résonance (12.5 MHz) est légèrement décalée vers les basses fréquences par rapport au cas de la membrane clampée (12.8 MHz). Cela signifie que si l'on maintient les conditions du cas 1, pour obtenir des valeurs de fréquences de résonance réalistes (voir partie expérimentale), il faut augmenter de manière significative le module d'Young du nitrure de silicium et sortir ainsi de la plage de valeurs standards fournies dans la littérature pour ce type de dépôts. Dans la suite des simulations, seul le cas 2 sera implémenté par défaut, ceci afin de modéliser un couplage mécanique entre CMUT et substrat qui reprend les caractéristiques des deux systèmes pris indépendamment.

### 4.3 Étude du couplage mécanique CMUT/substrat

Dans ce paragraphe, nous proposons deux exploitations préliminaires du modèle CMUT sur substrat, sans couplage électrostatique. La première fournit une analyse de la puissance transmise au substrat afin de valider la consistance du modèle et la seconde regarde où le couplage CMUT/substrat a lieu.

#### 4.3.1 Bilan de puissance mécanique

En électromagnétisme, le théorème de Poynting, issu des équations de Maxwell, exprime la conservation d'énergie. Par analogie, le bilan de puissance présenté ici s'appuie sur le théorème de Poynting acoustique complexe, dont le développement peut être retrouvé par exemple dans l'ouvrage [90] de B.A. Auld. Les notations utilisées ici lui sont empruntées.

Considérons le système constitué de l'ensemble de la couche structurale de la membrane

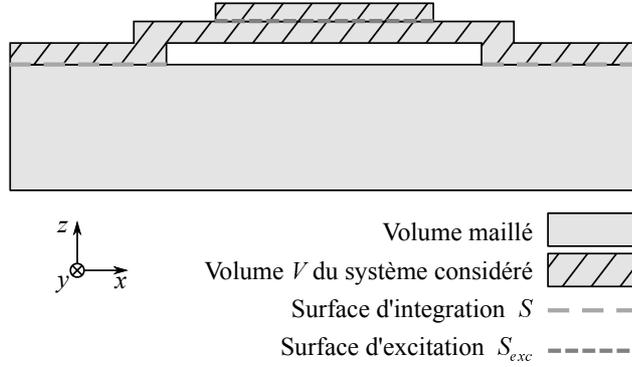


FIGURE 4.11 – Vue en coupe d'une cellule CMUT sur son substrat, représentant les différentes zones d'intégration mises en jeu dans le bilan de puissance.

et de l'électrode supérieure (partie hachurée sur la vue en coupe présentée sur la figure 4.11). Le théorème de Poynting s'écrit d'après [90] sous la forme :

$$\oint_S \frac{(-\mathbf{v}^* \cdot \mathbf{T}) \cdot \mathbf{n}}{2} dS - j\omega(U_s - U_v) + P_d = P_s \quad (4.15)$$

avec  $\mathbf{v}$  le vecteur vitesse ( $\mathbf{v}^*$  son conjugué),  $j$  l'unité imaginaire et  $\omega$  la pulsation.

$P_s$  désigne la puissance de la source calculée sous la forme :

$$P_s = \frac{1}{2S_{exc}} \int_S \mathbf{v}^* \cdot \mathbf{F}_{exc} dS \quad (4.16)$$

où  $S_{exc}$  est la surface d'excitation (soit  $L_e^2$  avec  $L_e$  la dimension latérale de l'électrode supérieure) et  $\mathbf{F}_{exc}$  est la force mécanique d'excitation harmonique.

Le terme de surface, noté  $P_{flux}$ ,

$$P_{flux} = \oint_S \frac{(-\mathbf{v}^* \cdot \mathbf{T}) \cdot \mathbf{n}}{2} dS \quad (4.17)$$

désigne le flux de puissance à travers la surface  $S$  englobant le système considéré.  $\mathbf{T}$  est le tenseur des contraintes et  $\mathbf{n}$  le vecteur unité normal à l'élément de surface  $dS$  considéré de sorte que  $P_{flux}$  se réduit à une intégrale sur la surface de contact entre le nitrure de silicium et le substrat, le milieu extérieur n'étant pas maillé.

Dans l'équation 4.15 les termes  $U_v$ ,  $U_s$  et  $P_d$  désignent respectivement l'énergie cinétique du système membrane/électrode, son énergie de déformation et la puissance dissipée dans le volume  $V$ . Ils s'expriment par :

$$U_v = \int_V \frac{\rho |\mathbf{v}|^2}{2} dV \quad (4.18)$$

$$U_s = \Im \left\{ j \int_V \frac{\mathbf{T} : \mathbf{S}^*}{2} dV \right\} \quad (4.19)$$

$$P_d = -\Re \left\{ j\omega \int_V \frac{\mathbf{T} : \mathbf{S}^*}{2} dV \right\} \quad (4.20)$$

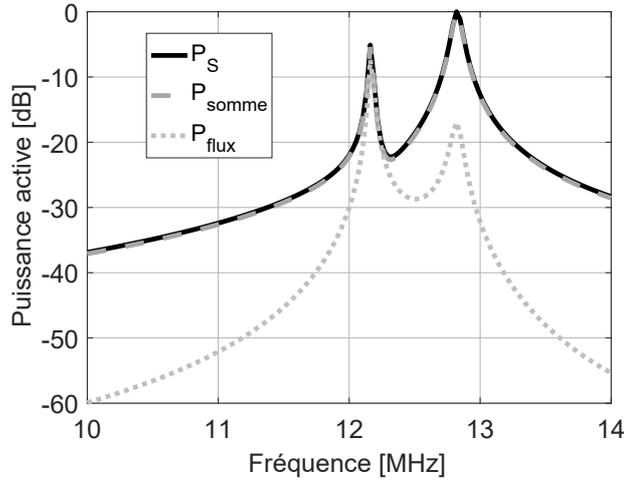


FIGURE 4.12 – Calcul des différents termes de l'équation 4.15 en fonction de la fréquence.  $P_S$  désigne la puissance fournie au système (voir équation 4.16),  $P_{somme}$  désigne la somme des termes du membre de gauche de l'équation 4.15 et  $P_{flux}$  désigne le flux de puissance à travers l'interface nitrure/silicium (voir équation 4.17).

La figure 4.12 présente les termes de l'équation 4.15 dans l'objectif de justifier de la conservation d'énergie dans nos simulations. Les puissances actives sont représentées en décibels en choisissant comme référence la valeur maximale de la puissance source  $P_S$ . Ainsi sont comparés la puissance de la source calculée d'après 4.16 et tracée en noir et l'ensemble du terme de gauche de l'équation 4.15 tracé en pointillés gris et noté  $P_{somme}$ . Ces deux expressions étant bien égales, la conservation de l'énergie est bien assurée. D'autre part, le flux de puissance  $P_{flux}$  à travers l'interface CMUT/substrat correspond à la part de la puissance qui est transmise au substrat. Il est donc intéressant de comparer ce terme à la puissance qui a été fournie au système  $P_S$ . La figure 4.12 montre que dans cette situation, à la fréquence de résonance du substrat (12,1 MHz), la quasi-totalité de la puissance source est transmise au substrat, ce qui est loin d'être le cas à la fréquence de résonance de la membrane (12,8 MHz).

### 4.3.2 Impact de la zone d'application de la force d'excitation

Le modèle purement mécanique développé permet de séparer les différentes forces qui sont appliquées au substrat. En effet, dans la cellule CMUT, la force électrostatique qui agit

sur l'électrode supérieure va entraîner la vibration de la membrane. C'est donc généralement cette force qui est exclusivement considérée. En toute rigueur, une force égale et opposée s'applique à l'électrode inférieure. Bien que cette deuxième force n'ait vraisemblablement que très peu d'influence sur le rayonnement de la cellule dans le milieu extérieur, ce point mérite d'être discuté lorsqu'il est question de couplage au substrat. La figure 4.13 illustre les deux sources de couplage CMUT/substrat considérées ici. Là où un problème électromécanique ne pourrait dissocier les deux forces d'excitation  $F_1$  et  $F_2$ , un modèle mécanique peut agir indépendamment sur chacune d'elles. La démarche développée ici suit l'analyse de Badi *et al.* [85, 91] dans ses travaux de thèse sur les transducteurs CMUT à ondes de Lamb. Le problème énoncé par Badi *et al.* dans l'axe horizontal du substrat pour une transmission entre deux transducteurs côte à côte est simplement transposé dans l'axe vertical pour une transmission dans l'épaisseur du substrat. Ainsi, trois situations ont été envisagées, correspondant à des zones d'excitation différentes :

- une excitation mécanique simultanée de l'électrode supérieure et de l'électrode inférieure ;
- une excitation de l'électrode supérieure exclusivement ;
- une excitation de l'électrode inférieure exclusivement.

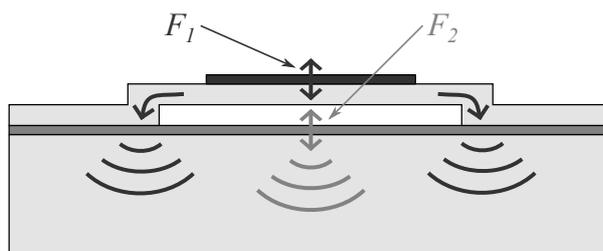


FIGURE 4.13 – Schéma en coupe d'une cellule CMUT sur son substrat, représentant les différentes voies de transmission de puissance

Pour ces trois cas, le flux de puissance transmis au substrat est tracé en fonction de la fréquence sur la figure 4.14. Les puissances ont été normalisées par le maximum de puissance obtenu dans le cas de l'excitation simultanée des deux électrodes et tracées en décibels par souci de clarté. Il apparaît que la puissance transmise calculée à partir d'une excitation exclusive de l'électrode supérieure est très proche de la puissance calculée dans le cas où les deux électrodes sont excitées. *A contrario*, en excitant l'électrode inférieure uniquement, les puissances obtenues sont négligeables ( $-20$  dB sur quasi toute la bande de fréquences par rapport aux deux autres situations).

La puissance est donc bien transmise de façon privilégiée par les vibrations de la membrane, via les plots d'ancrage de la membrane, plutôt que par l'excitation directe de l'électrode inférieure.

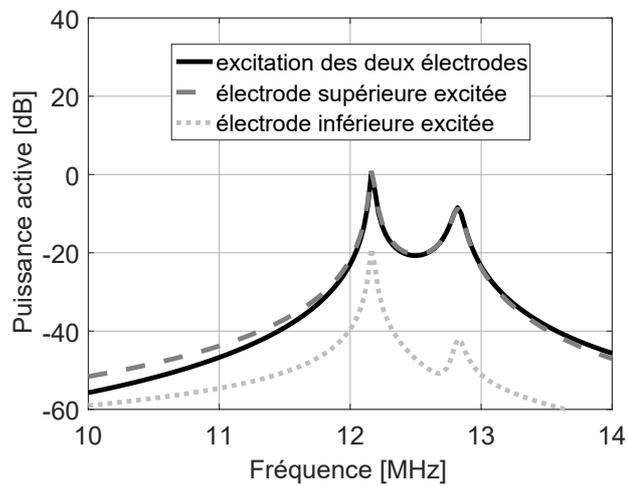


FIGURE 4.14 – Flux de puissance calculé à l’interface entre le CMUT et le substrat pour trois modes d’application de la force d’excitation : sur la membrane (pointillés gris foncés), sur le substrat (pointillés gris clairs), sur la membrane et le substrat (en noir).

## Chapitre 5

# Implémentation du couplage électromécanique CMUT/substrat

Le couplage mécanique membrane/substrat a été implémenté et validé dans le chapitre précédent, dans ce chapitre on ajoutera la partie couplage électromécanique. Autrement dit, l'objectif de ce chapitre est d'établir un modèle permettant de calculer la réponse électrique du CMUT sur son substrat ainsi que sa réponse mécanique sous différentes conditions d'excitation électrique. On cherchera notamment à simuler l'impédance électrique du CMUT pour la confronter aux mesures d'impédances réalisées. Pour ce faire, la loi de Hooke amortie définie par l'équation 4.5 n'est plus suffisante. Elle est modifiée dans les domaines diélectriques, à savoir la couche structurale en nitrure de silicium et la cavité, en y ajoutant un couplage avec le champ électrostatique. Le comportement du substrat, supposé parfaitement isolant, n'est lui, pas modifié.

### 5.1 Structure géométrique et modélisation FEM

#### 5.1.1 Équations comportementales

La structure géométrique implémentée et les notations associées restent identiques à celles présentées dans le chapitre précédent (voir figure 4.9) à ceci près que nous maillons également la cavité de hauteur  $h_{gap}$  en raccordant les éléments de la cavité aux nœuds définis précédemment à la surface des matériaux (voir Figure 5.1). L'équation du mouvement conserve la forme décrite précédemment (équation 4.1) en ajoutant un terme électromécanique au tenseur des contraintes mécaniques :

$$\rho \frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2} = \nabla \cdot \mathbf{T} + \mathbf{f} \quad (5.1)$$

avec  $\mathbf{T}$  le tenseur des contraintes électromécaniques :

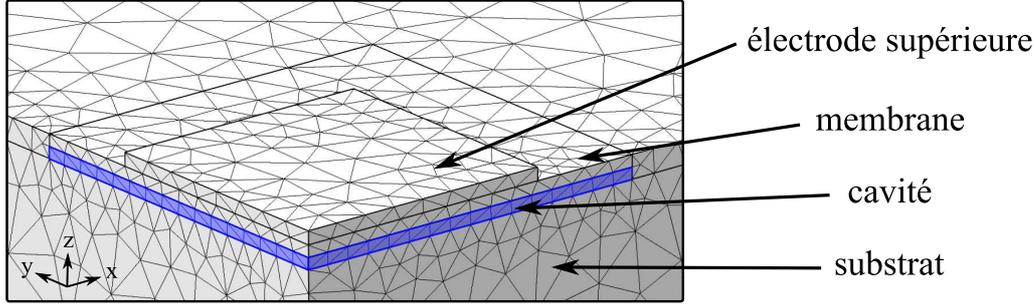


FIGURE 5.1 – Vue schématique d'une cellule CMUT maillée

$$T = T_{elec} + T_{meca} \quad (5.2)$$

Le tenseur des contraintes électrostatiques  $T_{elec}$  est nul dans les matériaux élastiques linéaires (*i.e.* le substrat) et calculé uniquement dans les matériaux diélectriques (*i.e.* la membrane et la cavité), en l'absence de champ magnétique, à partir du champ électrique  $E$  [92] :

$$T_{elec} = -\frac{1}{2}(E \cdot D)I \quad (5.3)$$

avec  $I$  la matrice identité et  $D$  le champ de déplacement électrique :

$$D = \varepsilon_0 \varepsilon_r E \quad (5.4)$$

$E \cdot D$  désigne le produit scalaire entre les entités vectorielles  $E$  et  $D$ .

Dans la cavité vide, ce tenseur s'écrit [92] :

$$T_{elec} = -\frac{1}{2}(\varepsilon_0 E \cdot E)I + \varepsilon_0 E E^T \quad (5.5)$$

où  $E^T$  désigne la transposée de  $E$ .

### 5.1.2 Conditions de sources électriques

D'un point de vue modélisation, il nous faut être capable de calculer la réponse mécanique en fréquence de la membrane pour différentes conditions électriques d'excitation. Selon le type de générateur utilisé, on pourra être en présence d'une excitation de type tension constante ou courant constant. Dans le premier cas, et de la même manière qu'a été résolu le cas purement mécanique dans le chapitre précédent, une étude stationnaire est d'abord réalisée en appliquant la tension  $V_{DC}$  afin de définir l'état d'équilibre de la structure. Puis une analyse fréquentielle autour de cette position initiale est réalisée en appliquant une tension d'excitation harmonique  $v$  constante. On en déduit le déplacement

à tension d'excitation constante  $u_v(\omega)$  ainsi que le courant associé  $i_v(\omega)$ . L'impédance électrique  $Z_{elec}$  en est déduite :

$$Z_{elec} = \frac{v}{i_v(\omega)} \quad (5.6)$$

Notons que dans le cas d'une excitation en tension, la fréquence de résonance mécanique de la membrane correspond à la fréquence de résonance électrique (maximum d'admittance). Par ailleurs, nous calculons ici l'impédance électrique d'un quart de cellule CMUT, pour un transducteur complet comportant  $N_{CMUT}$ , on aura l'impédance du capteur par :

$$Z_{elec} = \frac{v}{4 N_{CMUT} i_v(\omega)} \quad (5.7)$$

Il est important de préciser que, si besoin, partant de cette impédance électrique, nous pourrions tenir compte d'éléments électriques externes tels que les capacités parasites ou les résistances d'accès.

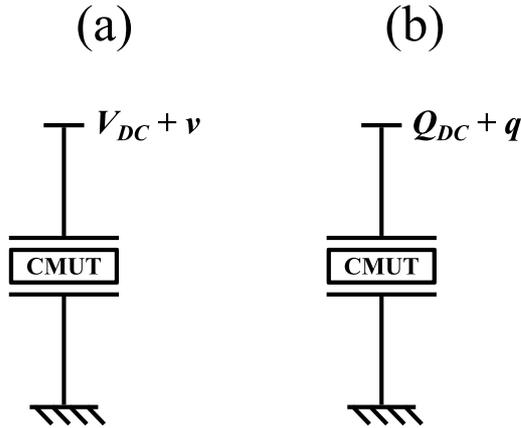


FIGURE 5.2 – Schémas représentant les deux modes d'excitation envisagés de la cellule CMUT

Si l'on opte pour l'autre cas extrême d'excitation, *i.e.* une excitation à courant constant, c'est-à-dire en appliquant une charge électrique  $Q_{DC} + q$ , la résolution s'effectue de façon analogue en deux étapes, et le déplacement à courant d'excitation constant  $u_i(\omega)$  pourra être calculé ainsi que la tension associée  $v_i(\omega)$ . L'impédance électrique pourra également en être déduite :

$$Z_{elec} = \frac{v_i(\omega)}{j\omega q(\omega)} \quad (5.8)$$

En revanche, dans le cas d'une excitation en courant, la fréquence de résonance mécanique de la membrane correspond à la fréquence d'anti-résonance électrique (maximum d'impédance). Bien entendu, le système étant linéaire, le déplacement à courant constant pourra être obtenu à partir du déplacement à tension constante et de l'impédance électrique calculée :

$$\frac{u_i(\omega)}{j\omega q(\omega)} = \frac{u_v(\omega)}{v} \times Z_{elec}(\omega) \quad (5.9)$$

Par la suite, c'est le cas d'attaque en tension qui sera traité par défaut et nous verrons dans les chapitres suivants que nous inclurons des éléments de modélisation (résistances d'accès, capacité parasites, *etc.*) de façon externe au calcul FEM afin de limiter les temps de calcul.

## 5.2 Réponse statique et dynamique de la membrane CMUT

### 5.2.1 Réponse statique et détermination de la tension de collapse

Dans un premier temps, la cellule CMUT est uniquement soumise à une tension de polarisation continue  $V_{DC}$ , c'est à dire qu'un potentiel nul est imposé sur tous les nœuds de maillage appartenant à l'interface substrat/cavité alors que le potentiel de tous les nœuds de l'interface membrane/électrode supérieure est fixé à la valeur  $V_{DC}$ .

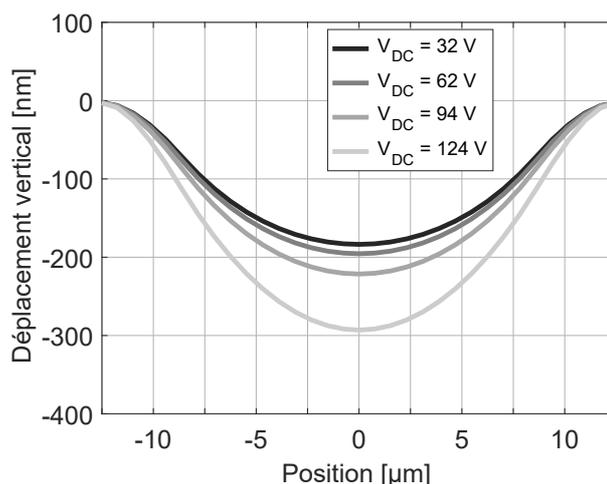


FIGURE 5.3 – Profil de déflexion de la membrane calculés pour quatre tensions de polarisation

La figure 5.3 présente le profil de déplacement d'une membrane  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  calculé pour quatre tensions de polarisations différentes. Comme attendu, la membrane apparaît d'autant plus défléchi que le tension qui lui est appliquée est importante. Le profil de la membrane pour une tension de polarisation nulle n'a pas été tracé par souci de clarté. En effet, celui-ci n'est que très légèrement moins défléchi que le profil affiché pour 32 V. Nous sommes partis d'une situation de membrane pré-déformée avec une valeur de déformation initiale (180 nm) réaliste au vu des données présentées page 68.

En suivant l'évolution du déplacement de la membrane en fonction de la tension de polarisation, la tension de collapse peut être déterminée. La Figure 5.4 présente le déplacement statique moyen de l'ensemble membrane-électrode pour les deux configurations de membrane et pour des tensions de polarisation allant de 2 V jusqu'à divergence du calcul,

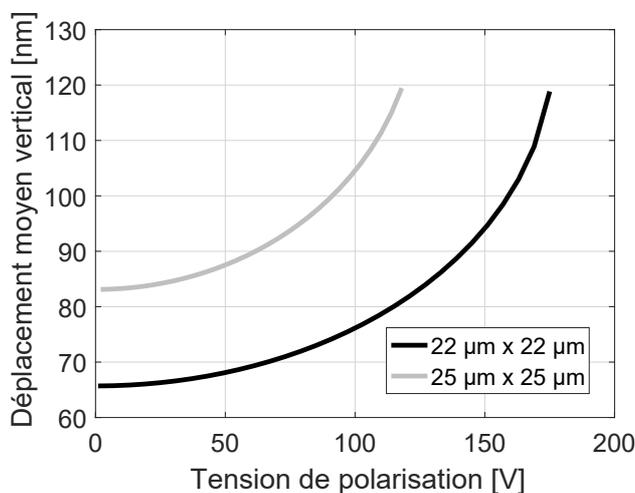


FIGURE 5.4 – Déplacement statique moyen de la membrane et de l'électrode calculé en fonction de la tension de polarisation

avec un pas de 2 V. On observe que le déplacement augmente d'autant plus rapidement que la tension augmente pour aller vers une asymptote verticale synonyme d'effondrement brutal à la tension de collapse. Elle peut ici être estimée à 125 V pour les membranes de taille  $25 \mu m \times 25 \mu m$  et 175 V pour celles de taille  $22 \mu m \times 22 \mu m$ . On a ici la signature des CMUTs qui traduit bien le couplage mécanique - électrique.

### 5.2.2 Réponse dynamique et impact des conditions d'excitation

Pour mener l'étude fréquentielle d'un point de vu théorique, il faut avant tout fixer la tension de polarisation. On choisit naturellement n'importe quelle valeur inférieure à  $V_{collapse}$ . La Figure 5.5 représente la réponse mécanique de la membrane  $25 \mu m \times 25 \mu m$  pour quatre valeurs de tension de polarisation, avec une tension d'excitation constante fixée à 1 V. Même s'il s'agit de résultats attendus, plusieurs points sont à relever :

- l'amplitude maximum de chaque courbe est d'autant plus grande que la tension de polarisation est élevée ;
- deux pics de résonance apparaissent sur chacune des courbes ;
- le pic de résonance du substrat reste autour de 12.1 MHz ;
- le pic de résonance de la membrane se décale vers les basses fréquences lorsque la tension de polarisation augmente, traduisant bien l'effet de *softening* caractéristique du couplage électrostatique et présenté dans le paragraphe 2.2.

Le même travail peut être effectué en modifiant les conditions électriques d'excitation, comme nous avons pu le voir dans la section 5.1.2, de façon à visualiser leur influence sur la réponse mécanique du système. La cellule CMUT est donc cette fois alimentée suivant le schéma (b) de la Figure 5.2. La charge statique, ou charge de polarisation, à appliquer,

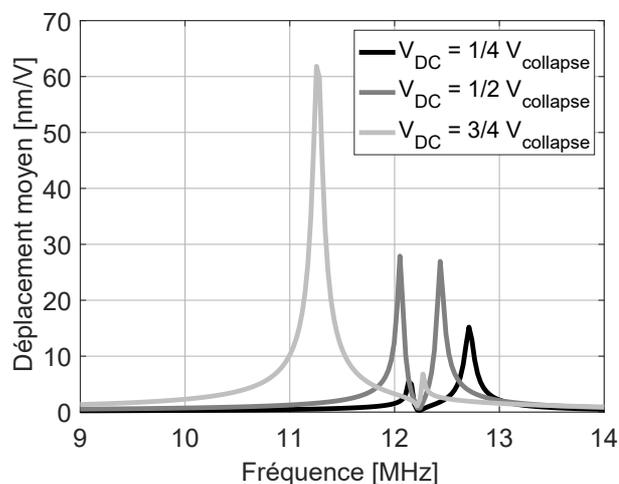


FIGURE 5.5 – Déplacement dynamique moyen de la membrane et de l'électrode calculé pour trois tensions de polarisation différentes et pour une tension d'excitation de 1 V

est calculée de sorte à ce qu'elle corresponde aux points de polarisation de la Figure 5.5 :

$$Q_{DC} = C_0 V_{DC} \quad (5.10)$$

avec  $C_0$  la capacité statique du CMUT.

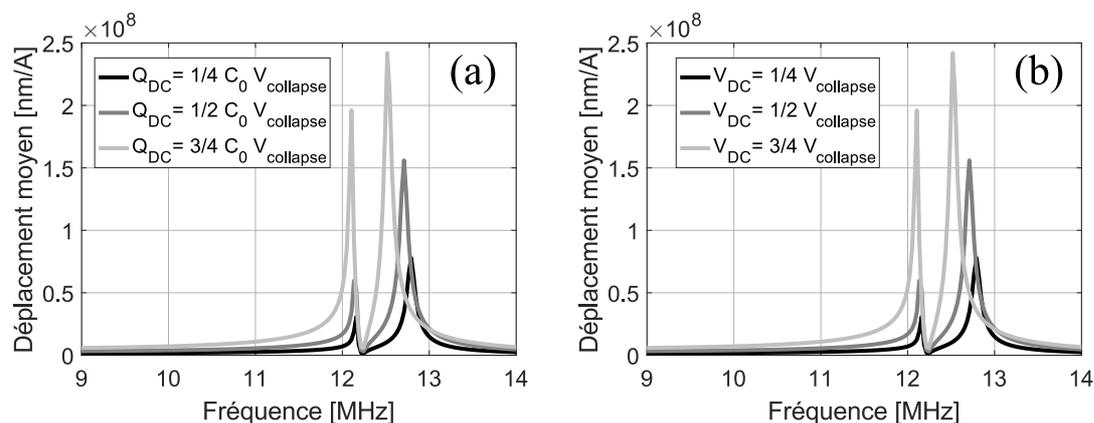


FIGURE 5.6 – Déplacements dynamiques moyens de la membrane  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  et de son électrode, calculés pour trois tensions de polarisation différentes et pour une excitation de 1 A : calcul FEM direct avec une excitation à courant constant (a), fonction de transfert à tension constante multipliée par l'impédance électrique (b).

Les déplacements moyens issus d'une excitation à courant constant sont ainsi tracés en Figure 5.6 (a). On constate clairement une modification de l'allure des courbes avec le pic correspondant à la résonance de membrane qui se décale moins vite vers les basses

fréquences lorsque la polarisation augmente. Le maximum de déplacement mécanique en fréquence correspond au maximum du pic d'impédance électrique. On vérifie par ailleurs que la situation d'excitation à courant constant donne un résultat identique à celui obtenu en utilisant la relation 5.9. Ce résultat n'a en soit rien d'original mais il permet toutefois de vérifier l'hypothèse de linéarité.

## 5.3 Résultat expérimentaux et discussion

Dans ce dernier paragraphe, nous proposons une première confrontation des données simulées aux résultats expérimentaux. Nous nous sommes appuyés pour cela sur des mesures d'impédance électrique menées sur les deux familles de dispositifs ( $22\ \mu\text{m} \times 22\ \mu\text{m}$  et  $25\ \mu\text{m} \times 25\ \mu\text{m}$ ), sur *wafer* pleine plaque après amincissement du substrat à une épaisseur de  $350\ \mu\text{m}$ , mais avant la mise en œuvre du collage des plaquettes en dispositifs double-faces. De façon plus pragmatique, nous nous situons à l'étape (d) de la Figure 3.1, c'est-à-dire que nous mesurons des dispositifs tout à fait comparables au cas simulé dans le paragraphe précédent. Avant d'aborder la partie confrontation, nous présentons le protocole expérimental de mesure de l'impédance électrique. Notons que nous terminons ce paragraphe par une discussion dédiée à l'évaluation d'un coefficient de couplage électromécanique pour le mode de substrat.

### 5.3.1 Protocole de mesure

Les mesures d'impédance électrique sont réalisées sous micro-pointes hautes fréquences à l'aide d'un analyseur d'impédance (4294A, Agilent, Santa Clara, CA, USA) relié à une sonde active (42941A, Agilent, Santa Clara, CA, USA). La tension de polarisation est apportée par un générateur pilotable de tension continue (PPS-1007, Motech Industries, New Taipei City, Taiwan). L'ensemble est piloté par ordinateur à l'aide d'un programme MATLAB (The MathWorks Inc., Natick, MA, USA), via des liaisons GPIB. Un circuit de polarisation RC est inséré afin d'associer la tension continue au signal d'excitation fourni par l'analyseur. Le dispositif mesuré est placé dans une enceinte d'isolation CEM (Compatibilité ElectroMagnétique) afin de limiter les perturbations électromagnétiques extérieures. Une photographie du banc de mesure et le schéma associé sont présentés sur la Figure 5.7, tirée de [5].

Nous noterons  $Z_{elec}$  l'impédance électrique du transducteur et  $Y_{elec}$  l'admittance qui en est déduite.

La plage de mesure en tension de polarisation ( $V_{DC}$  sur le schéma 5.7) est choisie, pour chaque transducteur mesuré, de sorte à couvrir l'ensemble de la plage de fonctionnement (*i.e.* d'une tension nulle jusqu'à la tension de collapse), avec un pas de  $2\ \text{V}$ .

L'intervalle des fréquences de mesure sera par la suite restreint à une faible bande autour des fréquences d'intérêt afin d'optimiser la résolution dans le but d'obtenir un maximum de précision sur la position fréquentielle des résonances observées. Mais dans un premier

### 5.3. RÉSULTAT EXPÉRIMENTAUX ET DISCUSSION

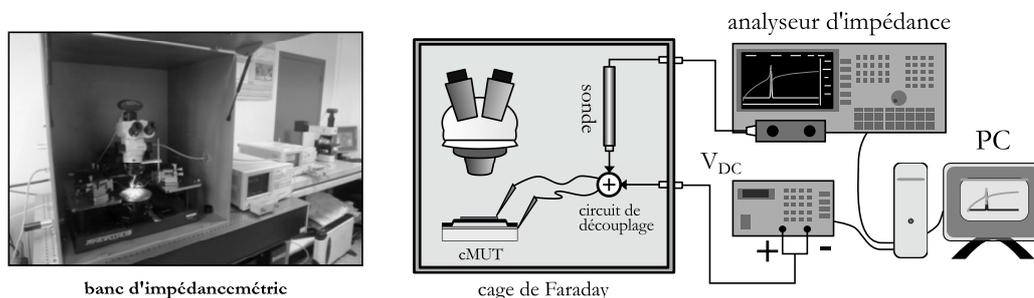


FIGURE 5.7 – Impédancemétrie : photographie du banc de mesure et schéma du montage expérimental [5].

temps une mesure large bande, entre 5 et 45 MHz, pour des tensions de polarisation croissantes puis décroissantes permet d'obtenir la signature hystérétique typique des CMUTs et d'estimer la tension de collapse des dispositifs mesurés. La Figure 5.8 présente les capacités hautes fréquences mesurées pour un transducteur  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  (a) et un transducteur  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  (b). Ces valeurs de capacités sont relevées à 45 MHz, soit bien au-delà des résonances des CMUTs, de façon à pouvoir considérer la membrane comme clampée et ainsi accéder à la capacité électrostatique de la membrane, sans couplage mécanique. La capacité haute fréquence nous donne donc une indication directe de la déformation mécanique de la membrane. La tension de collapse est atteinte lors de l'augmentation brusque de la capacité durant la montée en tension et la tension de *snapback* est atteinte lors de la diminution brusque de la capacité durant la descente en tension. Ici, les tensions de collapse peuvent être estimées à 125 V pour la puce  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  et 155 V pour la puce  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$ . Pour rappel, les tensions de collapse simulées ont été calculées à 125 V pour les membranes  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  et 175 V pour les membranes  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$ . L'écart sur l'estimation de la tension de collapse pour les membranes  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  s'explique par le fait que les paramètres mécaniques de simulation ont été initialisés sur la configuration  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ . De plus, des écarts de tension de collapse entre théorie et expérience peuvent également apparaître du fait des in-homogénéités expérimentales de déflexions initiales. En effet, les mesures optiques présentées dans le paragraphe 3.3 (page 67) ont mis en évidence une dispersion en terme de déflexion initiale de cellule à cellule sur un même transducteur. Il en découle le fait que le phénomène de collapse ne sera pas simultané pour l'ensemble des cellules composant le transducteur mesuré ce qui entraîne une certaine incertitude sur la valeur de tension de collapse expérimentalement déterminée.

Les tensions de collapse étant extraites, les mesures d'impédance présentées dans la suite de ce chapitre, sont réalisées entre 11 et 13 MHz pour les transducteurs  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  et entre 10 et 16 MHz pour les transducteur  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$ , avec dans les deux cas le maximum de résolution proposé par l'analyseur d'impédance : 801 points.

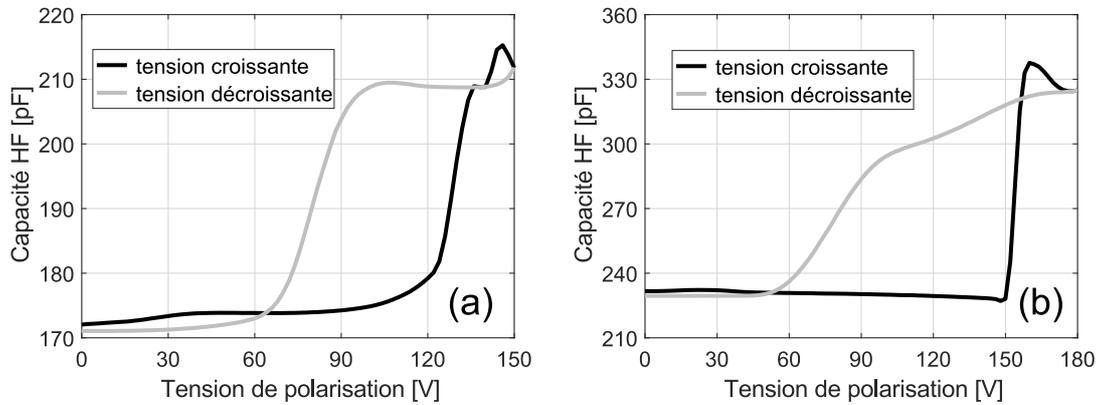


FIGURE 5.8 – Évolution des capacités hautes fréquences (HF) des transducteurs  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  (a) et  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  (b) en fonction de la tension de polarisation

### 5.3.2 Mesures d'impédance électrique

La figure 5.9 présente une première confrontation entre les impédances simulées (5.9.a) et mesurées (5.9.b) pour un exemple de transducteur avec des membranes de taille  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ .

Les impédances sont tracées pour trois tensions de polarisation différentes. Deux pics sont observés à chaque tension de polarisation, l'un correspondant au couplage avec le substrat (autour de  $12 \text{ MHz}$ ) et l'autre correspondant à la membrane avec une fréquence centrale qui diminue lorsque la tension de polarisation augmente. Plusieurs éléments peuvent être observés :

- le comportement des membranes est bien en accord avec le pré-*design* établi à l'aide du modèle en différences finies dont les résultats ont été présentés dans le paragraphe 3.2 et notamment sur la Figure 3.5 ;
- on observe bien une augmentation de l'amplitude des pics avec la tension de polarisation ;
- un décalage en tension de polarisation est à noter entre expérience et simulation, nous y reviendrons ;
- un pied de courbe non nul, de l'ordre de la dizaine d'ohms, est mesuré. Bien qu'il ne soit pas pris en compte dans les simulations présentées ici, une résistance d'accès permettra de modéliser cet élément par la suite dans un schéma électrique équivalent complet.

A partir des impédances et admittances électriques calculées et mesurées, les fréquences de résonance électrique et d'anti-résonance électrique sont classiquement extraites (voir équation 2.37). Ainsi, un relevé de ces fréquences est effectué en fonction de la tension de polarisation et pour chacune des deux tailles de membranes. Les résultats font l'objet des Figures 5.10 pour la config.3 et 5.11 pour la config.1. On voit ici apparaître les valeurs de fréquences propres mesurées des membranes (fréquences des membranes pour une tension de polarisation nulle) :  $12.8 \text{ MHz}$  pour les membranes  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ . Pour mémoire,

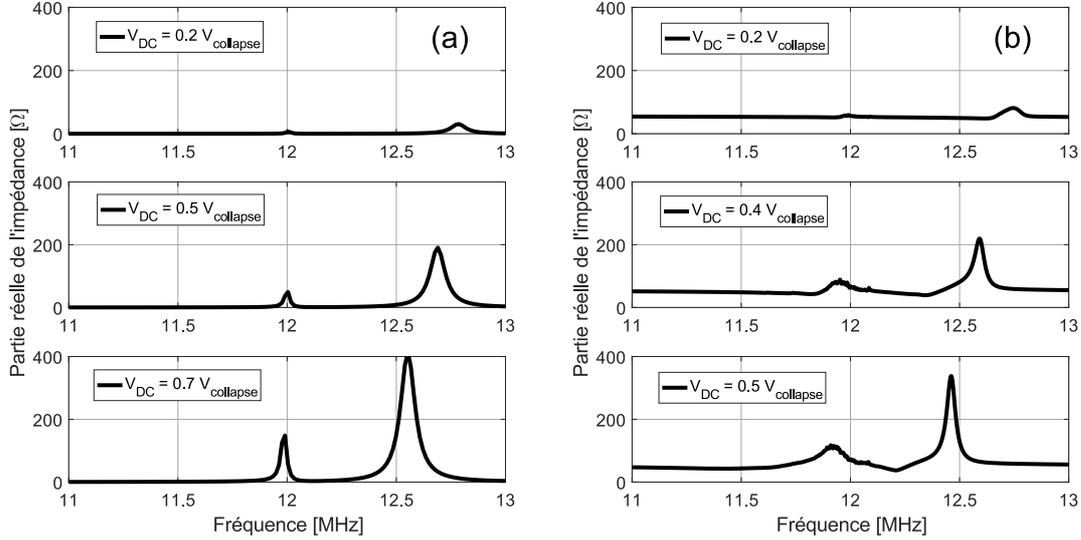


FIGURE 5.9 – Courbes d’impédances pour trois tensions de polarisation différentes pour un transducteur de taille  $25 \mu m \times 25 \mu m$ . (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux

c’est cette valeur qui nous a permis dans le paragraphe 4.1.1 (page 80) de fixer la valeur de la contrainte initiale  $T_0$  dans les membranes à  $270 MPa$ .

Notons que sur ces figures, nous avons systématiquement choisi d’appeler mode 1 (résonance 1 et anti-résonance 1, en noir) le mode dont la fréquence est la plus faible, et mode 2 (résonance 2 et anti-résonance 2, en gris) le mode dont la fréquence est la plus élevée. Suivons, par exemple, l’évolution des fréquences des résonances simulées de la config.3, i.e. les lignes continues sur la Figure 5.10 :

- à faible tension de polarisation, la résonance 1 apparaît à  $12 MHz$  et la résonance 2 apparaît à  $12.8 MHz$ . La résonance 1 correspond donc clairement à la résonance de substrat et la résonance 2 à celle du CMUT ;
- lorsque la tension de polarisation augmente, la fréquence de la résonance 2 diminue, jusqu’à environ  $V_{DC} = 0.6 \times V_{collapse}$ . Autour de cette valeur de tension de polarisation, les deux résonances sont proches de  $12 MHz$ , de sorte que discriminer la membrane du substrat dans cette région de fort couplage ne semble pas avoir de sens, d’où l’appellation mode 1 / mode 2 au lieu de substrat / membrane ;
- au dessus de  $V_{DC} = 0.7 \times V_{collapse}$ , pour de fortes tensions de polarisation, les rôles des deux modes ont été échangés et la résonance 1 correspond clairement à la résonance du CMUT alors que la résonance 2 correspond à la résonance du substrat.

Un comportement similaire peut être observé sur les anti-résonances, ainsi que sur la configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$ , même s’il apparaît moins clairement du fait du croisement des deux modes qui a lieu pour des tension de polarisation beaucoup plus proches de la tension de collapse.

### 5.3. RÉSULTAT EXPÉRIMENTAUX ET DISCUSSION

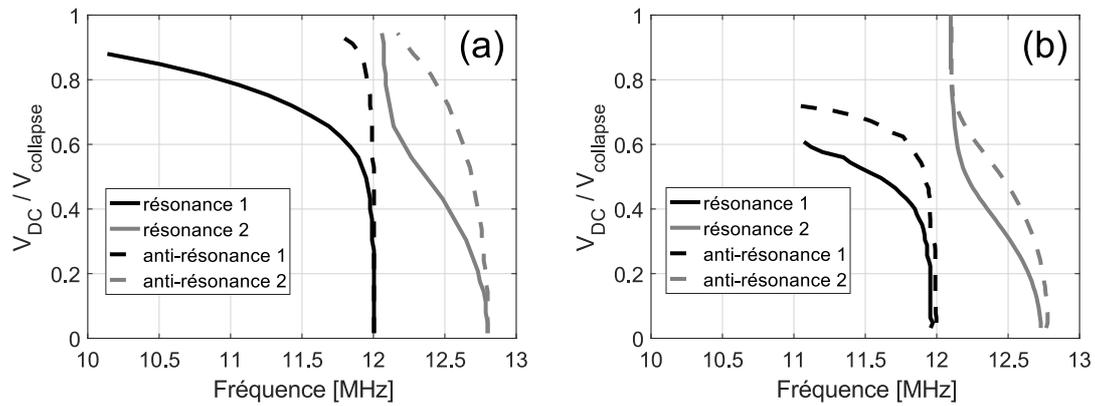


FIGURE 5.10 – Évolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance d'un transducteur  $25 \mu m \times 25 \mu m$  avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux

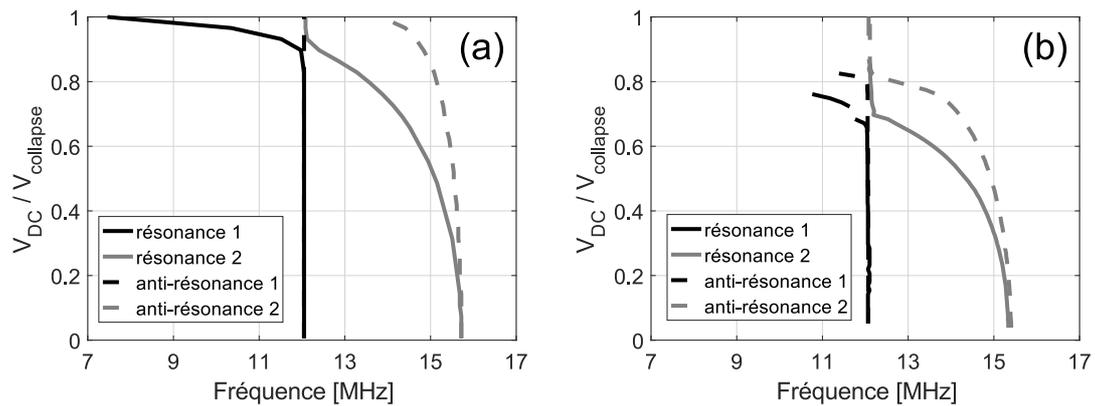


FIGURE 5.11 – Évolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance d'un transducteur  $22 \mu m \times 22 \mu m$  avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux

En comparant les résultats issus du modèle FEM et ceux issus des mesures, on constate assez clairement un décalage en tension de polarisation entre les courbes mesurées et les courbes simulées qui se justifie par les écarts de tension de collapse qui ont été discutés dans le paragraphe précédent. Rappelons que les transducteurs avec des membranes de tailles  $25 \mu m \times 25 \mu m$  sont composés de 53240 cellules et 70080 cellules pour les transducteurs avec des membranes  $22 \mu m \times 22 \mu m$ . Cependant, on observe que les comportements relatifs des fréquences de résonance et d'anti-résonance sont très bien simulés.

#### 5.3.3 Coefficient de couplage électromécanique

Nous avons pu voir, dans le paragraphe 2.2.3, que les fréquences de résonance et d'anti-résonance électriques du CMUT permettent de calculer facilement son coefficient de couplage électromécanique  $k_t$ . Pour rappel :

$$k_t^2 = 1 - \left( \frac{f_r}{f_a} \right)^2 \quad (5.11)$$

Nous appliquons ici cette même expression aux deux modes en présence, définissant ainsi un coefficient de couplage électromécanique lié au mode de substrat. La Figure 5.12 présente l'évolution des coefficients de couplage électromécanique en fonction de la tension de polarisation, coefficients associés à chacun des deux modes présentés précédemment pour la config.3. La Figure 5.13 présente ces mêmes résultats pour la config.1. Une nouvelle fois, une très bonne correspondance entre les résultats expérimentaux et les résultats issus de la modélisation est obtenue, à ceci prêt que la surestimation de la tension de collapse expérimentale apparaît ici clairement.

De ces courbes de  $k_t$ , et même s'il n'est pas évident de discriminer la membrane du substrat dans la zone de fort couplage (autour de  $0.7 \times V_{collapse}$  pour la config.3 et autour de  $0.9 \times V_{collapse}$  sur les données simulées), nous pouvons déduire une valeur à minima du coefficient de couplage lié au substrat. En effet, au point de croisement des deux courbes les deux coefficients de couplage atteignent la même valeur. On peut donc en conclure que dans les deux cas ( $25 \mu m \times 25 \mu m$  et  $22 \mu m \times 22 \mu m$ ) le coefficient de couplage au substrat atteint des valeurs significatives : respectivement 0.3 et 0.5.

Nous pouvons souligner l'intérêt de la configuration en  $22 \mu m \times 22 \mu m$  puisqu'un réel gain sur le coefficient de couplage électromécanique du mode de substrat est obtenu. Nous verrons dans la partie suivante si cela se traduit par un gain sur le rendement des dispositifs finaux.

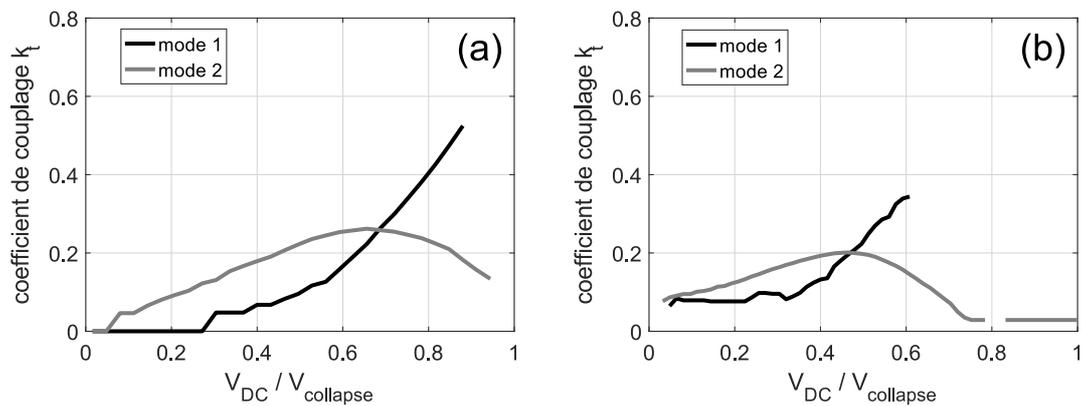


FIGURE 5.12 – Évolution des coefficients de couplage électromécanique des transducteurs  $25 \mu m \times 25 \mu m$  avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux

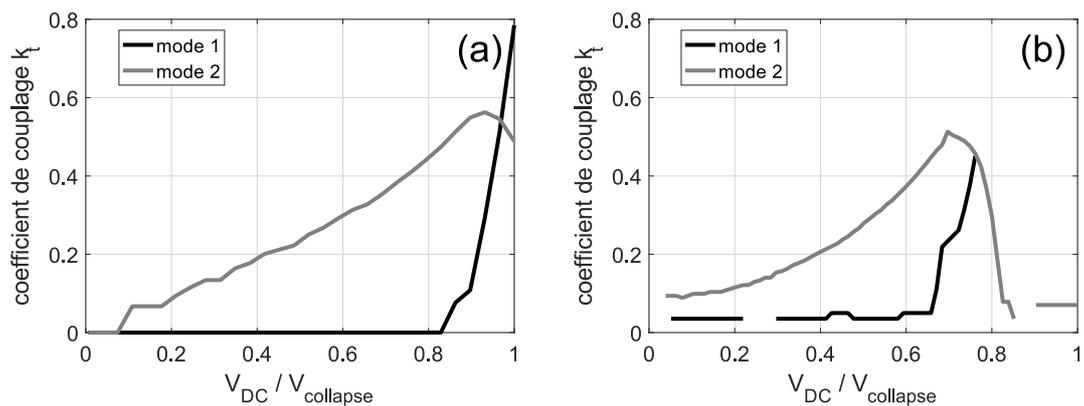


FIGURE 5.13 – Évolution des coefficients de couplage électromécanique des transducteurs  $22 \mu m \times 22 \mu m$  avec la tension de polarisation. (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux

### 5.3. RÉSULTAT EXPÉRIMENTAUX ET DISCUSSION

---

# Conclusion

Dans cette deuxième partie, nous avons présenté en détails notre stratégie de prise en compte du substrat dans l'analyse d'une cellule CMUT dans l'air. Une analyse purement mécanique, dans un premier temps, a permis, outre la mise en place des équations, d'étudier l'influence des contraintes résiduelles dans la membrane sur la réponse mécanique de celle-ci. Une valeur de contrainte résiduelle de 270 MPa a ainsi été fixée pour la suite de l'étude, au regard des mesures de fréquence de résonance des transducteurs. Nous avons pu montrer la consistance de notre modèle mécanique en développant le bilan de puissance mécanique du système membrane/électrode, permettant également d'introduire les notions de puissances mécaniques, notamment le flux de puissance à l'interface nitrure de silicium/silicium. Enfin, grâce à cette approche purement mécanique, nous avons pu dégager un résultat sur la voie de transmission de puissance privilégiée de la cellule CMUT au substrat. En effet, en découplant l'excitation de l'électrode supérieure de celle de l'électrode inférieure, nous avons pu montrer que la force électrostatique qui agit directement sur le substrat via l'électrode inférieure, n'a qu'une influence négligeable sur la puissance transmise au substrat.

Dans un deuxième temps, grâce à l'ajout du couplage électromécanique, avec une attention particulière donnée aux conditions électriques d'excitation, nous avons pu mettre en évidence l'impact de ces dernières sur le comportement mécanique des membranes CMUT. L'effet de *softening* caractéristique des transducteurs capacitifs a été observé sur les réponses en fréquence théoriques. Finalement, nous avons établi l'impédance électrique d'un transducteur complet à partir de la modélisation d'une cellule et validé les résultats de nos simulations en les confrontant aux mesures d'impédances réalisées sur *wafers* simples-faces. De plus, nous avons défini un coefficient de couplage électromécanique lié au mode de substrat qui atteint des valeurs significatives avec une très bonne correspondance entre les résultats expérimentaux et théoriques. La valeur de ce premier critère de couplage est d'autant plus importante que le croisement des deux modes de résonance (CMUT et substrat) a lieu au voisinage de la tension de collapse des membranes CMUTs. Bien que cette première étape de confrontation entre le modèle développé et les résultats expérimentaux semble suffisante pour valider notre approche, nous verrons dans la partie suivante, qu'un certain nombre d'éléments électriques extérieurs au calcul FEM (capacités parasites, impédance d'accès, impédance de charge ...) permettront de modéliser encore plus fidèlement le comportement des prototypes de transformateurs acoustiques complets.

### 5.3. RÉSULTAT EXPÉRIMENTAUX ET DISCUSSION

---

## Troisième partie

# Évaluation des performances des transformateurs CMUTs double-faces



# Introduction

Cette troisième et dernière partie sera développée en trois chapitres. Nous nous attacherons, dans un premier temps, à étendre le modèle FEM implémenté dans la partie précédente aux prototypes double-faces en y adjoignant tous les paramètres électriques externes au transformateur acoustique en lui-même, à travers un schéma électrique équivalent global. L'idée directrice étant de traiter un maximum de paramètres de modélisation en-dehors du calcul par éléments finis de façon à limiter l'utilisation du code FEM.

Le deuxième chapitre de cette partie confrontera les résultats des simulations aux résultats expérimentaux sur prototypes finis. Il s'agira de valider le modèle complet et de présenter les performances obtenues en terme de rendement de puissance sur chacune des configurations retenues. Au passage, les protocoles de mesures électriques de rendement seront présentés.

Une fois le modèle validé, le dernier chapitre proposera d'explorer de façon théorique les pistes d'optimisation envisagées pour ces dispositifs et de mettre en évidence les paramètres clefs d'amélioration ou d'identifier les facteurs limitant les performances des transformateurs CMUTs réalisés.



## Chapitre 6

# Extension du modèle FEM aux dispositifs doubles-faces

### 6.1 Implémentation des conditions électriques

À la structure simple-face modélisée dans le chapitre précédent est simplement ajouté en face arrière du substrat une deuxième cellule CMUT, identique à la première, et symétrique à celle-ci par rapport au plan  $(x, O, y)$ , comme le montre la vue schématique en coupe de la Figure 6.1. Tous les paramètres de simulation utilisés dans ce chapitre restent inchangés par rapport à la partie précédente et sont récapitulés dans la Table 4.1 page 85, hormis l'épaisseur totale du substrat qui est ici de  $h_s = 700 \mu m$ . De plus, nous utiliserons la configuration avec des membranes de taille  $25 \mu m \times 25 \mu m$  pour toutes les illustrations de ce chapitre.

Le traitement auquel est soumis la cellule primaire, en termes de conditions d'excitation électrique, a été discuté dans le chapitre précédent et restera inchangé dans ce paragraphe. Pour rappel, la cellule primaire est soumise à un potentiel stationnaire  $V_{DC}$  auquel est superposée une tension d'excitation harmonique.

De la même manière que du côté primaire, deux conditions électriques extrêmes peuvent être facilement implémentée pour la cellule du circuit secondaire : une tension harmonique nulle peut lui être imposée, ce qui revient à court-circuiter la cellule réceptrice, ou bien une variation de charge électrique nulle, ce qui revient à simuler une cellule en circuit ouvert (voir Figure 6.2). Quoiqu'il en soit, ces deux situations extrêmes ne seront pas suffisantes dans l'optique d'évaluer les performances des dispositifs en terme de rendement de puissance puisqu'un terme résistif doit être modélisé en réception pour pouvoir estimer une puissance électrique reçue. Cela dit, simuler ces deux cas de conditions électriques de réception permet tout de même de visualiser leur impact sur la partie mécanique du modèle.

La Figure 6.3 présente donc les courbes de déplacement du côté primaire (Figures 6.3 (a) et (c)) ainsi que du côté secondaire (Figures 6.3 (b) et (d)) dans le cas d'une membrane

## 6.1. IMPLÉMENTATION DES CONDITIONS ÉLECTRIQUES

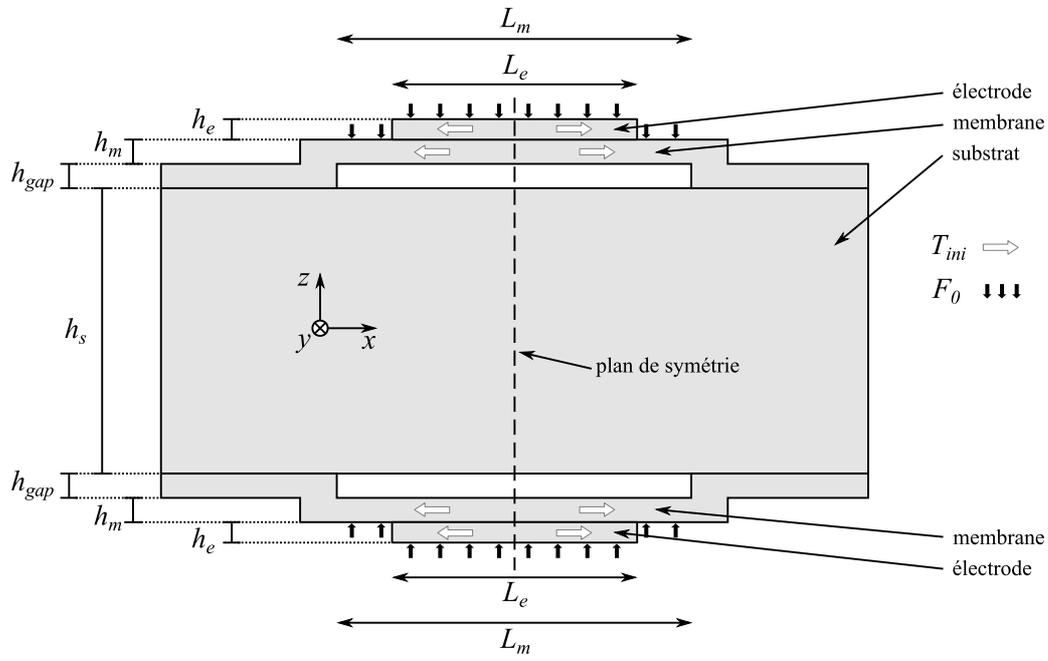


FIGURE 6.1 – Schéma en coupe de la structure double-faces implémentée

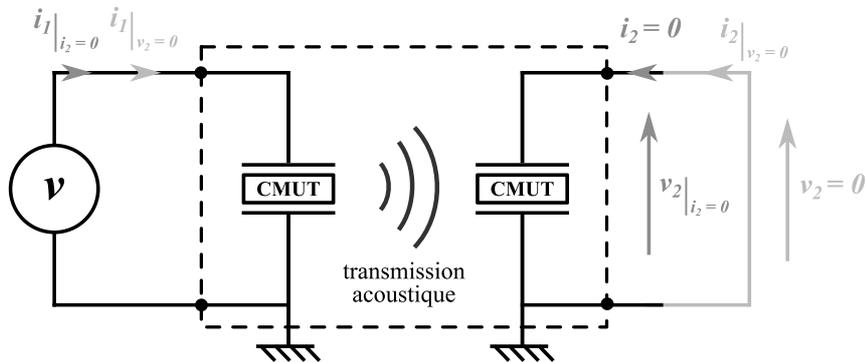


FIGURE 6.2 – Schéma des conditions électriques implémentées en réception

réceptrice en circuit ouvert d'une part (Figures 6.3 (c) et (d)), et en court-circuit d'autre part (Figures 6.3 (a) et (b)), toujours pour une tension d'excitation de 1 V et pour trois tensions de polarisation différentes : 1/4, 1/2 et 3/4 de la tension de collapse qui vaut  $V_{collapse} = 125$  V. On retrouve sur ces figures les comportements décrits plus tôt lors de l'étude des dispositifs simple-face, où l'on distingue l'influence du substrat avec un pic de résonance qui reste autour de 12 MHz, et l'influence des membranes dont la fréquence centrale des pics diminue lorsque la tension de polarisation augmente. Sur chacune de ces quatre figures, on retrouve également le fait que l'amplitude maximale de déplacement vertical moyen est d'autant plus élevée que la tension de polarisation est élevée. D'autre part, et comme attendu, on note que l'amplitude moyenne de déplacement est plus faible sur la membrane du circuit secondaire que sur la membrane du circuit primaire : si l'on compare les courbes de déplacement à 75 % de la tension de collapse par exemple, la membrane émettrice atteint environ 60 nm de déplacement moyen alors que la membrane réceptrice ne se déplace que de 25 nm pour le cas (b) et seulement 10 nm pour le cas (d). Il est clair que les conditions électriques appliquées à la membrane secondaire ont une influence sur la réponse mécanique de la membrane secondaire, mais il est surtout intéressant de noter que les conditions électriques appliquées à la membrane du circuit secondaire modifient, elles aussi, les courbes de déplacement de la membrane émettrice. On voit donc ici l'importance de prendre en compte de façon intrinsèque les conditions de charges électriques du transformateur pour rendre compte du couplage entre le domaine électrique secondaire et le domaine mécanique primaire, et *vice versa*. On peut également noter que lorsque la membrane réceptrice est en circuit ouvert, c'est-à-dire lorsqu'une variation de charge électrique nulle lui est imposée, les membranes émettrice et réceptrice ont des comportements mécaniques particulièrement éloignés l'un de l'autre, ce qui induit l'apparition d'un pic de déplacement pour chacune des membranes. Par conséquent, l'amplitude de déplacement maximale de la membrane réceptrice s'en voit réduite. Autrement dit, si l'on compare les Figures 6.3 (b) et (d), on observe, dans le premier cas, uniquement deux pics de déplacement pour chacune des trois tensions de polarisation, l'un d'eux (à 12 MHz) étant clairement dû au substrat. Cela indique que le comportement de la membrane réceptrice lorsqu'elle se trouve court-circuitée semble bien se coupler à la membrane émettrice excitée en tension. En revanche, dans le cas (d), à 50 % et 75 % de la tension de collapse, le pic de membrane se dédouble faisant apparaître un pic dont la fréquence correspond à celle de la membrane émettrice (excitée en tension) et l'autre dont la fréquence correspond à la résonance de la membrane réceptrice qui est en circuit ouvert. Il est intéressant de mettre ce résultat en relation avec l'étude réalisée dans le paragraphe 5.2 au sujet des conditions d'excitation de la membrane émettrice pour un dispositif simple-face : si l'on relève la fréquence du pic de déplacement de la membrane pour  $V_{DC} = 0.75 V_{collapse}$  sur la Figure 5.5 (page 96) d'une part et sur la Figure 5.6 (page 96) d'autre part, on note respectivement 11.3 MHz et 12.5 MHz ce qui correspond parfaitement aux fréquences des deux pics de membranes que l'on retrouve de part et d'autre du pic de substrat sur la Figure 6.3 pour  $V_{DC} = 0.75 V_{collapse}$ .

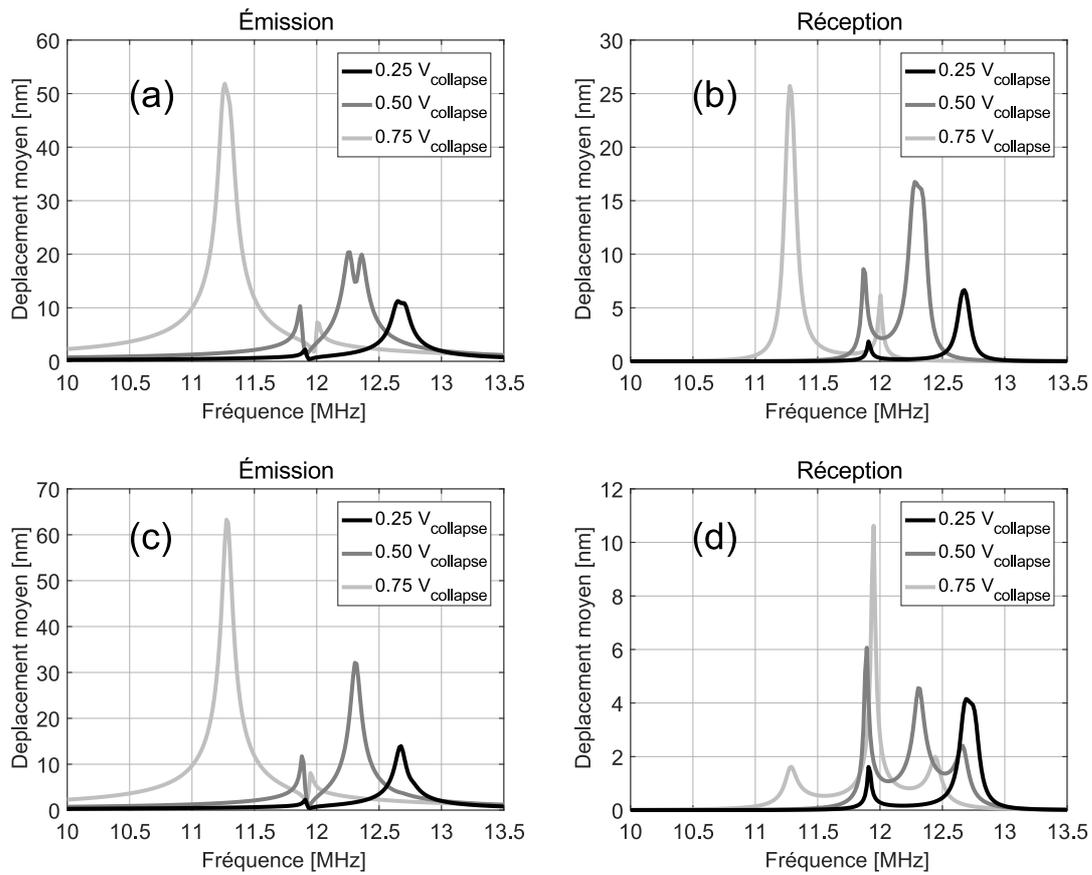


FIGURE 6.3 – Déplacements moyens selon l’axe  $z$  des membranes de taille  $25 \mu m \times 25 \mu m$  en fonction de la fréquence pour trois tensions de polarisation. La tension de collapse est évaluée à  $V_{collapse} = 125 V$ . Membrane émettrice (a) et réceptrice (b) avec  $v_2 = 0 V$ . Membrane émettrice (c) et réceptrice (d) avec  $i_2 = 0 A$ .

## 6.2 Mise en place du schéma électrique équivalent

### 6.2.1 Définition d'un quadripôle équivalent

À partir du calcul FEM, pour des conditions électriques données, nous définissons un quadripôle équivalent de sorte à faciliter l'ajustement des paramètres électriques externes au transformateur acoustique lui-même. À une tension de polarisation donnée, la réponse du transformateur sera donc supposée linéaire vis à vis des conditions électriques externes. Ainsi, pour une configuration de prototype donnée quatre paramètres électromécaniques définissent complètement le quadripôle associé et permettent le passage du couple tension d'entrée/tension de sortie au couple courant d'entrée/courant de sortie, et inversement. Nous choisissons une représentation sous la forme d'une matrice d'impédances :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

En l'état, deux calculs FEM pour deux conditions électriques différentes nous permettraient d'obtenir les quatre matrices  $z_{ij}$ , mais en considérant le transformateur symétrique, nous réduisons le problème qui ne nécessitera plus qu'un unique calcul FEM. En effet les deux transducteurs CMUTs de part et d'autre du substrat étant identiques, nous considérons le quadripôle symétrique, c'est-à-dire que :

$$\begin{cases} z_{11} = z_{22} \\ z_{12} = z_{21} \end{cases} \quad (6.2)$$

En s'appuyant sur un calcul en réception ouverte, *i.e.*  $i_2 = 0$ , nous obtenons les valeurs de ces paramètres :

$$\begin{cases} z_{11} = \left. \frac{V_1}{i_1} \right|_{i_2=0} \\ z_{12} = \left. \frac{V_2}{i_1} \right|_{i_2=0} \end{cases} \quad (6.3)$$

Le quadripôle ainsi défini peut ensuite être intégré dans un schéma plus complet prenant en compte tous les paramètres qui seront nécessaires pour modéliser de façon satisfaisante l'ensemble de la chaîne de transmission. C'est l'objet du paragraphe suivant.

### 6.2.2 Définition des paramètres électriques externes

Comme représenté sur le schéma électrique de la Figure 6.4, des capacités parasites  $C_p$  sont ajoutées en parallèle des transducteurs, du côté émission et du côté réception. Ce terme est issu de toutes les zones de la puce où de l'aluminium est déposé au dessus de l'empilement électrode inférieure/nitride de silicium, mais qui ne contribuent pas à la surface active du transducteur.

## 6.2. MISE EN PLACE DU SCHEMA ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT

Les termes  $R_S$  désignent les résistances séries, ou résistances d'accès aux transducteurs et proviennent des câbles et connecteurs ainsi que des pistes et pads de reprise de contact déposés sur les puces. Du côté émetteur, le générateur de tension alternative  $V_{AC}$  représente la tension d'excitation. À l'opposé du schéma équivalent,  $R_{out}$  désigne la résistance de charge et  $V_{out}$  la tension à ses bornes.

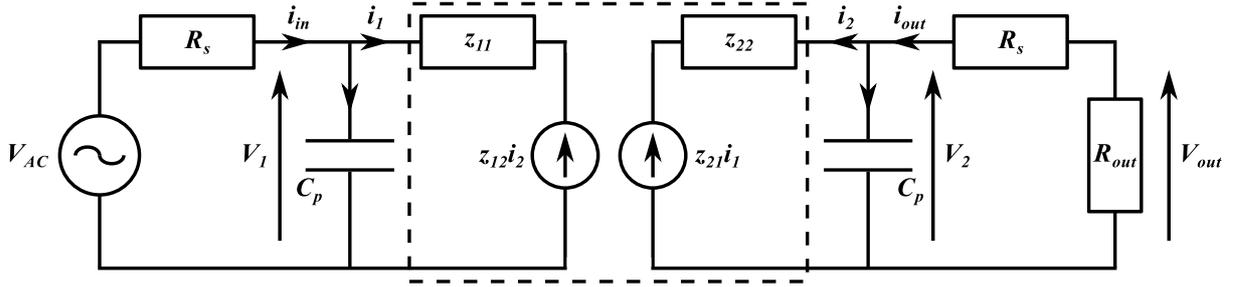


FIGURE 6.4 – Schéma électrique équivalent utilisé pour la modélisation des transformateurs CMUTs double-faces.

Les quatre paramètres  $z_{ij}$  étant calculés par FEM, l'impédance d'entrée du transformateur s'exprime en fonction de ceux-ci :

$$Z_1 = \frac{V_1}{i_1} = z_{11} - \frac{z_{12} z_{21} [1 + (Z_{out} + Z_s) j C_p \omega]}{Z_{out} + Z_s + z_{22} [1 + (Z_{out} + Z_s) j C_p \omega]} \quad (6.4)$$

En découle les courants et tension du côté émission :

$$i_{in} = V_{AC} \frac{1 + Z_1 j C_p \omega}{Z_1 + Z_s (1 + Z_1 j C_p \omega)} \quad (6.5)$$

$$i_1 = \frac{i_{in}}{1 + Z_1 j C_p \omega} \quad (6.6)$$

$$V_1 = V_{AC} - Z_s i_{in} \quad (6.7)$$

ainsi que les courants et tensions du côté réception :

$$i_2 = \frac{V_1 - z_{11} i_1}{z_{12}} \quad (6.8)$$

$$V_2 = z_{22} i_2 + z_{21} i_1 \quad (6.9)$$

$$i_{out} = \frac{i_2}{1 + (Z_{out} + Z_s) j C_p \omega} \quad (6.10)$$

$$V_{out} = -i_{out}Z_{out} \quad (6.11)$$

Une fois les courants et tensions calculés, les puissances sont déduites de façon triviale :

$$P_{in} = \frac{1}{2} \Re(V_{AC} i_{in}^*) \quad (6.12)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} \Re(V_{out} i_{out}^*) \quad (6.13)$$

où  $z^*$  désigne le conjugué du complexe  $z$ .

Finalement, le rendement du transformateur complet est défini par le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (6.14)$$

### 6.3 Validation du modèle équivalent linéaire

Pour valider théoriquement cette approche, le modèle FEM développé est couplé, directement dans le logiciel Comsol, à l'interface « circuit électrique » de façon à intégrer une charge électrique de réception aux bornes de la membrane réceptrice et de comparer les résultats, pour une charge donnée, au calcul issu du circuit équivalent présenté dans le paragraphe précédent.

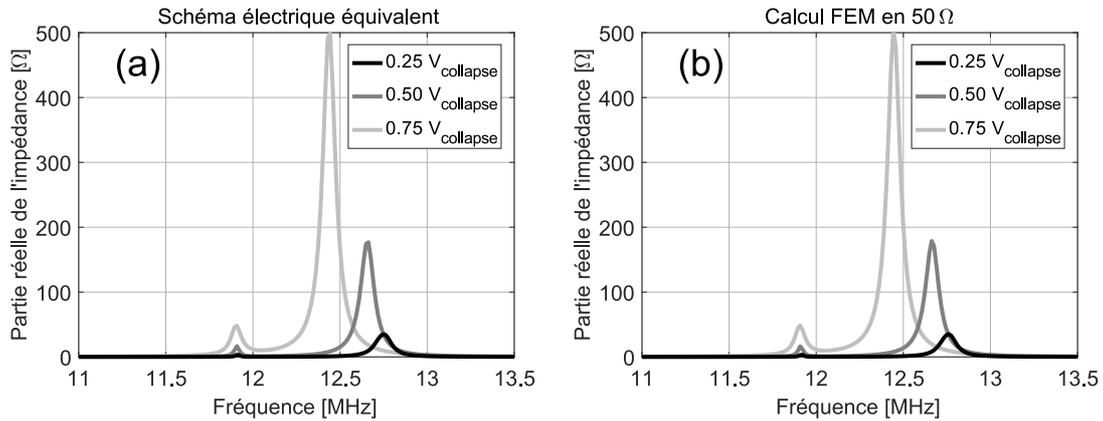


FIGURE 6.5 – Parties réelles des impédances du CMUT émetteur calculées pour trois tensions de polarisation avec  $R_S = 0$ ,  $C_p = 0$  et  $R_{out} = 50 \Omega$ . (a) : calcul issu du circuit équivalent à partir d'une simulation FEM avec le CMUT secondaire en court-circuit. (b) : calcul réalisé par FEM, en intégrant une charge électrique de  $50 \Omega$  via l'interface « circuit électrique ».

Ces deux simulations sont réalisées sans terme de capacité parasite ni résistances d'accès et pour une résistance de charge de  $50 \Omega$ . Les impédances calculées aux bornes de la cellule

### 6.3. VALIDATION DU MODÈLE ÉQUIVALENT LINÉAIRE

---

CMUT primaire sont comparées sur la Figure 6.5. Les résultats sont parfaitement identiques ce qui valide la mise en place du circuit équivalent qui nous permettra, via un unique calcul FEM, d'étendre nos simulations à une multitude de conditions électriques différentes.

## Chapitre 7

# Confrontations expérimentales sur des prototypes complets

### 7.1 Caractérisation du transducteur émetteur par impédancemétrie

Les résultats théoriques qui sont présentés dans ce paragraphe sont issus d'une configuration électrique comparable aux conditions dans lesquelles les résultats expérimentaux ont été mesurés : le transducteur émetteur est excité en tension et le transducteur récepteur est chargé par une résistance  $R_{out}$  de  $50 \Omega$ .

#### 7.1.1 Confrontation théorie/expérience pour les prototypes 25 x 25

La Figure 7.1 compare les impédances mesurées aux impédances simulées pour trois tensions de polarisation différente. Le comportement des dispositifs en terme d'impédance reste sensiblement le même que celui observé dans la partie précédente pour les dispositifs simple-faces. Une bonne correspondance est obtenue avec, pour les courbes simulées, les termes du schéma électrique équivalent suivant :

$$R_S = 25 \Omega \quad (7.1)$$

$$C_p = 135 \text{ pF} \quad (7.2)$$

Notons que, sur ces mesures d'impédance, pour un dispositif double-faces, de la même manière que pour le cas du dispositif simple-face, seuls deux pics de résonance sont observés (l'un correspondant au mode de substrat, l'autre à celui des membranes), ce qui montre une bonne adéquation entre les membranes de la face avant et celles de la face arrière. En effet, si une différence notable avait été présente entre les membranes de la face avant et celles de la face arrière qui sont issues, rappelons-le, de deux *wafers* différents, un dédoublement du pic de membrane aurait été observé. Pour se convaincre de la symétrie des transformateurs fabriqués, des mesures d'impédance ont été réalisées successivement sur les deux faces de ce même dispositif. La figure 7.2.a présente l'impédance mesurée de

## 7.1. CARACTÉRISATION DU TRANSDUCTEUR ÉMETTEUR PAR IMPÉDANCEMÉTRIE

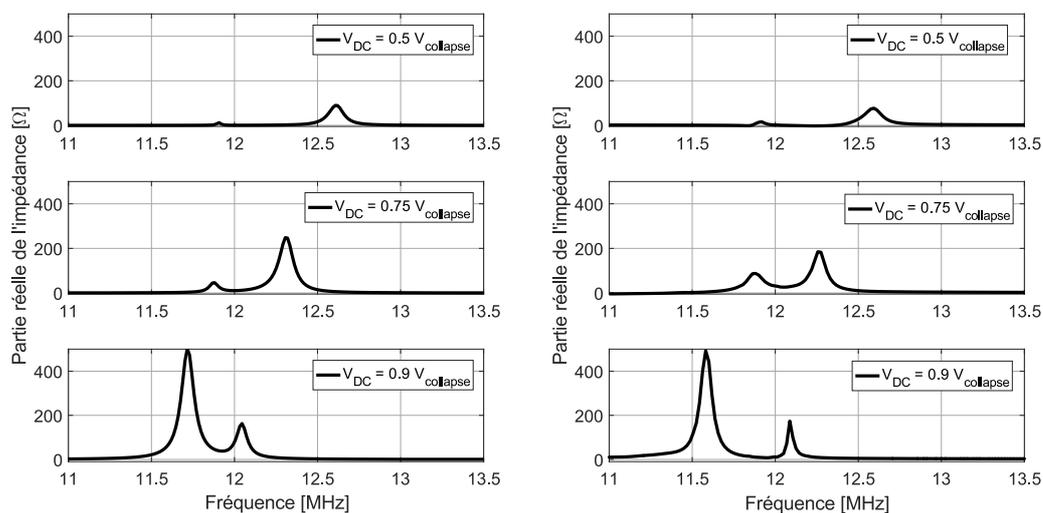


FIGURE 7.1 – Partie réelle des impédances mesurées (a) et simulées (b) pour trois tensions de polarisation et pour une configuration  $25 \mu m \times 25 \mu m$  avec  $V_{collapse} = 125 V$

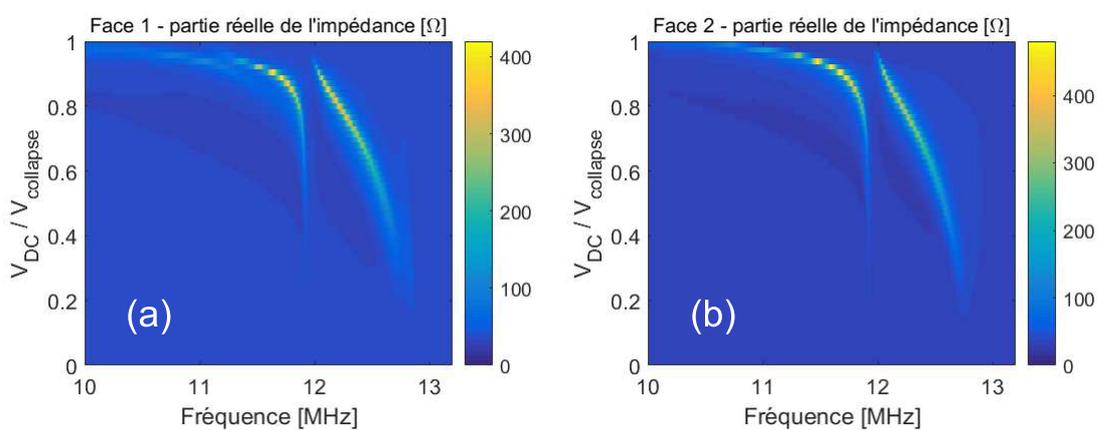


FIGURE 7.2 – Parties réelles des impédances mesurées sur un dispositif  $25 \mu m \times 25 \mu m$  : (a) face 1, (b) face 2.

## 7.1. CARACTÉRISATION DU TRANSDUCTEUR ÉMETTEUR PAR IMPÉDANCEMÉTRIE

la face A et la Figure 7.2.b celle de la face B.

D'autre part, rappelons que les facteurs de pertes (dans la membrane et dans le substrat) utilisés dans le cadre des simulations présentées ici, et ceux utilisés dans le cadre des simulations concernant les dispositifs simple-faces, sont identiques et restent, dans les deux cas, cohérents avec les comportements observés expérimentalement. On vérifie ici le phénomène identifié précédemment dans le paragraphe 3.2, où nous avons pu voir que le mode de substrat en  $\lambda/2$  présente la particularité de n'être quasiment pas affecté par la couche de résine permettant le collage des deux substrats par leur face arrière. Autrement dit, ces confrontations entre modélisation et mesure en simple et double-faces, permettent de justifier que négliger la couche de résine en simulation n'entrave pas la cohérence de nos résultats théoriques.

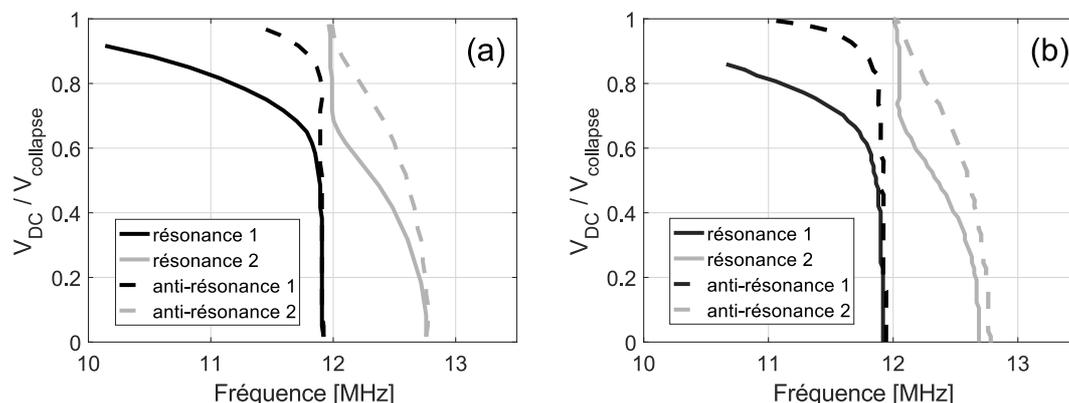


FIGURE 7.3 – Relevé des fréquences de résonance et d'anti-résonance simulées (a) et mesurées (b) pour les prototypes  $25 \mu m \times 25 \mu m$

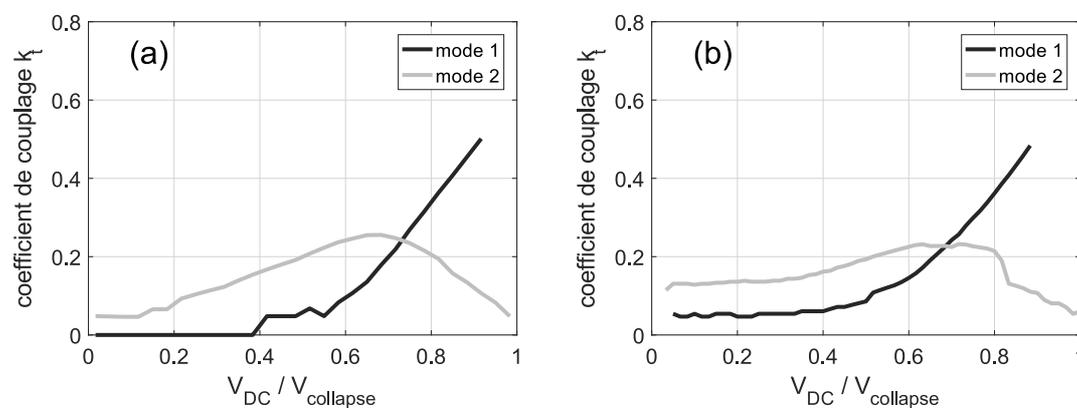


FIGURE 7.4 – Coefficients de couplage électromécanique des dispositifs  $25 \mu m \times 25 \mu m$  simulés (a) et mesurés (b)

## 7.1. CARACTÉRISATION DU TRANSDUCTEUR ÉMETTEUR PAR IMPÉDANCEMÉTRIE

En suivant strictement la même procédure que dans le paragraphe 5.3 pour les résultats des dispositifs simple-faces, les fréquences de résonance et d'anti-résonance électriques sont relevées (Figure 7.3) et les coefficients de couplage électromécanique pour chacun des deux modes en sont déduits (Figure 7.4). On observe que le modèle donne des résultats très satisfaisants au regard des mesures d'impédance réalisées : que ce soit sur les résonances et anti-résonances électriques, dans l'ensemble du plan fréquence/tension de polarisation, ou sur les coefficients de couplage électromécanique, le comportement du dispositif mesuré est très bien reproduit en simulation.

### 7.1.2 Confrontation théorie/expérience pour les prototypes 22 x 22

De façon analogue les résultats d'impédancemétrie pour les prototypes double-faces  $22 \mu m \times 22 \mu m$  sont comparés aux simulations. Les paramètres de simulation suivants ont été utilisés :

$$R_S = 25 \Omega \quad (7.3)$$

$$C_p = 135 pF \quad (7.4)$$

La Figure 7.5 présente les courbes d'impédance pour trois tensions de polarisation, la Figure 7.6 présente l'évolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance avec la tension de polarisation et la Figure 7.7 compare les coefficients de couplage électromécanique mesurés et simulés.

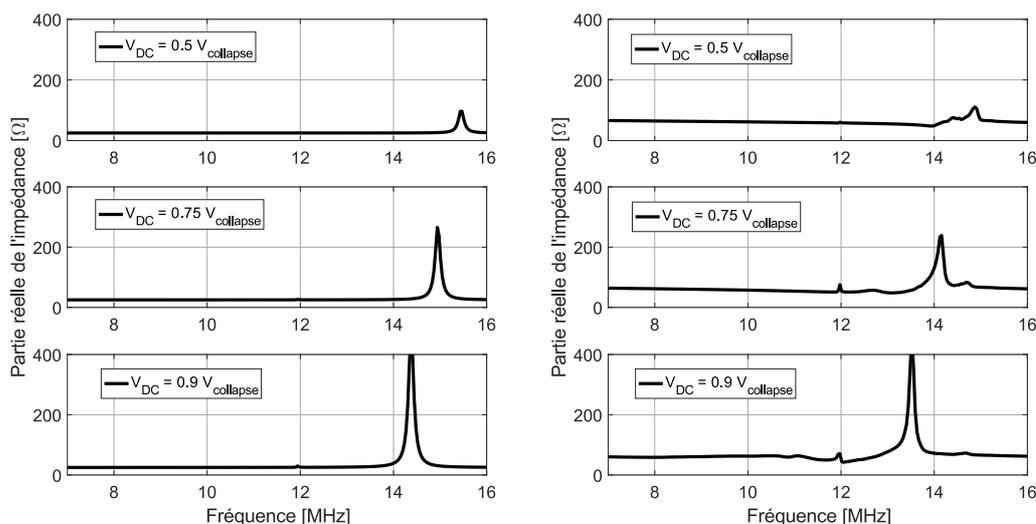


FIGURE 7.5 – Partie réelle des impédances mesurées (a) et simulées (b) pour trois tensions de polarisation et pour une configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$ .  $V_{collapse} = 175 V$

## 7.1. CARACTÉRISATION DU TRANSDUCTEUR ÉMETTEUR PAR IMPÉDANCEMÉTRIE

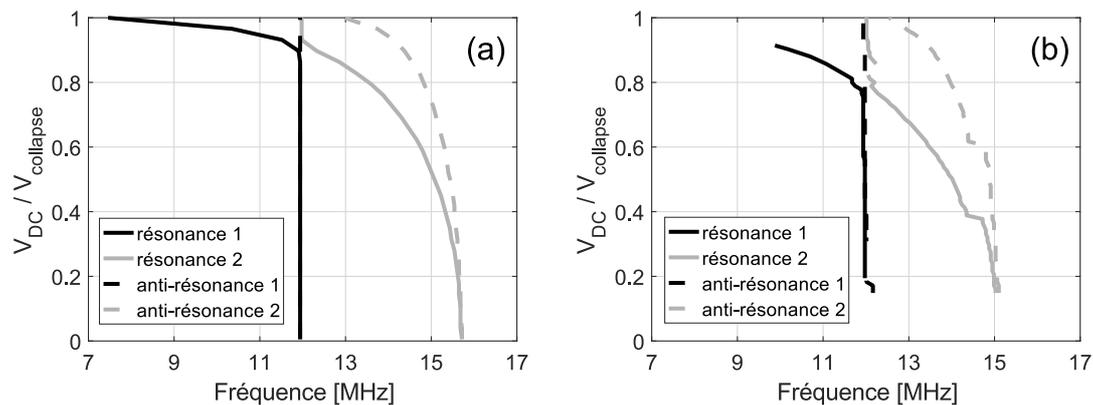


FIGURE 7.6 – Relevé des fréquences de résonance et d'anti-résonance simulées (a) et mesurées (b) pour les prototypes  $22 \mu m \times 22 \mu m$ .  $V_{collapse} = 175 V$ .

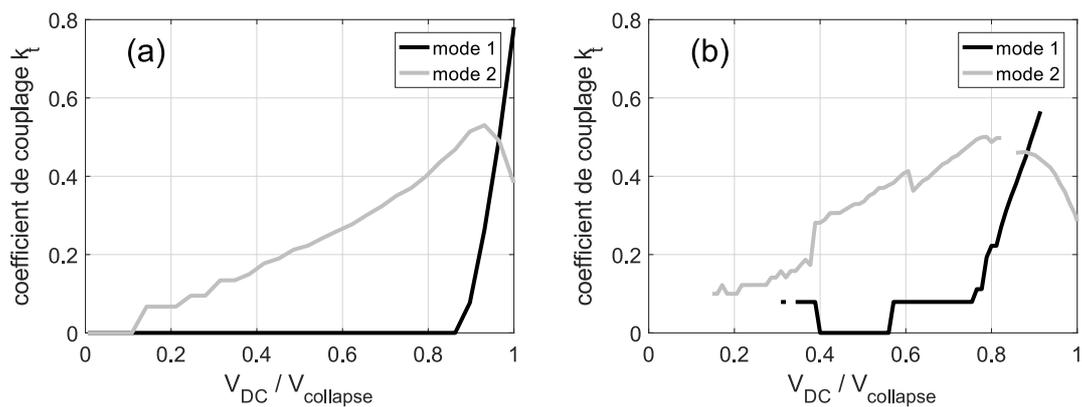


FIGURE 7.7 – Coefficients de couplage électromécanique des dispositifs  $22 \mu m \times 22 \mu m$  simulés (a) et mesurés (b).

Une nouvelle fois, on constate, sur l'ensemble de ces résultats, que les prédictions théoriques sont en adéquation avec les courbes expérimentales. La comparaison entre les coefficients de couplage électromécanique est particulièrement satisfaisante, avec une valeur de  $k_t$  liée au mode de substrat évaluée *a minima* à 0.5. Cependant, concernant le relevé des fréquences de résonance et d'anti-résonance, on note que la zone de croisement entre la résonance du mode 1 et celle du mode 2 apparaît autour de  $V_{DC} = 0.9 V_{collapse}$  en simulation et plutôt  $V_{DC} = 0.8 V_{collapse}$  en mesure. Cette légère différence s'explique par deux facteurs : d'une part la fréquence propre de la membrane (fréquence de résonance à 0 V) a été légèrement surestimée en simulation. Celle-ci est de 15.5 MHz alors qu'elle apparaît à 15 MHz en mesure, ce qui explique que le croisement avec le mode de substrat à 12 MHz se fait à plus haute tension de polarisation en simulation. Ce décalage de fréquence propre vient du fait que les paramètres mécaniques de modélisation ont été initialisés à partir des données mesurées sur les dispositifs  $25 \mu m \times 25 \mu m$  et pas sur les transducteurs avec des membranes de tailles  $22 \mu m \times 22 \mu m$ . Comme nous avons pu le voir dans le paragraphe 4.1.1, la valeur des contraintes initiales dans la membrane permettrait notamment de réajuster la fréquence propre simulée à la fréquence propre mesurée, mais nous avons fait le choix de garder un maximum de paramètres mécaniques de simulation inchangés entre ces deux configurations puisque théoriquement, toutes les puces fabriquées étant issues du même lot de fabrication, il n'y a pas de raison de changer les paramètres des matériaux d'un prototype à un autre. Il faut toutefois considérer qu'il y a une variabilité de l'épaisseur déposée ou des dimensions latérales qui peut expliquer cet écart et donc entraîner fatalement des différences sur la valeur de fréquence propre qui ne peuvent pas être anticipées. Le deuxième facteur qui explique de légers décalages entre les courbes (a) et (b) de la Figure 7.6 est issu du fait que dans cette configuration, avec des tailles de membranes de  $22 \mu m \times 22 \mu m$  et un substrat de  $700 \mu m$  d'épaisseur, la zone de fort couplage se situe à proximité immédiate de la tension de collapse, or le phénomène de collapse n'est expérimentalement pas simultanément pour les 70080 membranes qui constituent un transducteur. Cette distribution de tensions de collapse, conséquence des inhomogénéités de déflexion initiales mises en évidence dans le paragraphe 3.2, n'est d'une part pas prise en compte dans la modélisation, et d'autre part induit une certaine erreur sur la tension de collapse de 175 V que nous avons prise en compte pour tracer la Figure 7.6(b).

## 7.2 Protocole de mesures électriques

Bien que les mesures des impédances permettent de montrer la consistance du modèle développé et de fixer les paramètres mécaniques et électriques du modèle, elles ne sont pas suffisantes pour évaluer les performances des dispositifs fabriqués. Pour accéder aux puissances électriques transmises et au rendement électrique global des prototypes, plusieurs protocoles de mesure ont été envisagés. Comparer ces différents résultats expérimentaux entre eux permettra de s'assurer de leur cohérence. Les comportements et performances obtenus seront discutés par la suite, dans les sections 7.3 et 7.4. Cela dit nous pouvons d'emblée noter que des rendements non négligeables sont mesurés pour les deux configurations de taille de membrane étudiées.

### 7.2.1 Mesure de fonction de transfert

La première méthode de mesure du rendement des transformateurs fabriqués est réalisée en deux temps grâce à une mesure d'impédance associée à une mesure de fonction de transfert en tension. Le rendement, défini comme le rapport entre la puissance électrique de sortie et la puissance électrique d'entrée, s'écrit :

$$\eta = \left| \frac{V_S}{V_E} \right|^2 \frac{1}{Z_c \Re(Y_{CMUT})} \quad (7.5)$$

avec  $V_S$  la tension de sortie,  $V_E$  la tension d'entrée,  $Z_C$  l'impédance de charge en sortie et  $\Re(Y_{CMUT})$  la conductance du CMUT émetteur.

Mesurer la fonction de transfert  $V_S/V_E$  et l'impédance d'entrée permet donc de déterminer le rendement. Nous utilisons pour se faire un analyseur de réseau (*Agilent E5100A*) et deux sondes hautes impédances (*Agilent 41800A*). Le schéma du montage mis en œuvre est présenté sur la Figure 7.8. Notons qu'il s'agit ici de mesures sur prototypes finis, c'est à dire après découpe des puces double-faces et assemblage sur PCB. Elles ne sont donc plus réalisées sous micro-pointes HF mais via des connecteurs UFL sur PCB. Les mesures sont réalisées sur une plage de fréquence qui dépend des tailles de membrane du prototype étudié — entre 10 et 13.5 MHz pour la configuration  $25 \mu m \times 25 \mu m$  et entre 11.5 et 15.5 MHz pour la configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$  — et pour des tensions de polarisation allant de 0 V à la tension de collapse des CMUTs. Quel que soit l'appareil utilisé par la suite, les mesures seront toujours réalisées sur 801 points de fréquence.

La Figure 7.9 présente les rendements obtenus par ce protocole pour une résistance de charge  $Z_C = 50 \Omega$ , en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation pour chacune des configurations.

Ce protocole de mesure présente l'avantage de pouvoir être mis en œuvre facilement pour différentes résistances de charge. Cependant, il s'agit d'une mesure en deux temps : fonction de transfert d'une part puis impédance. Le paragraphe suivant présente une méthode plus rapide qui permettra de conforter ces résultats expérimentaux.

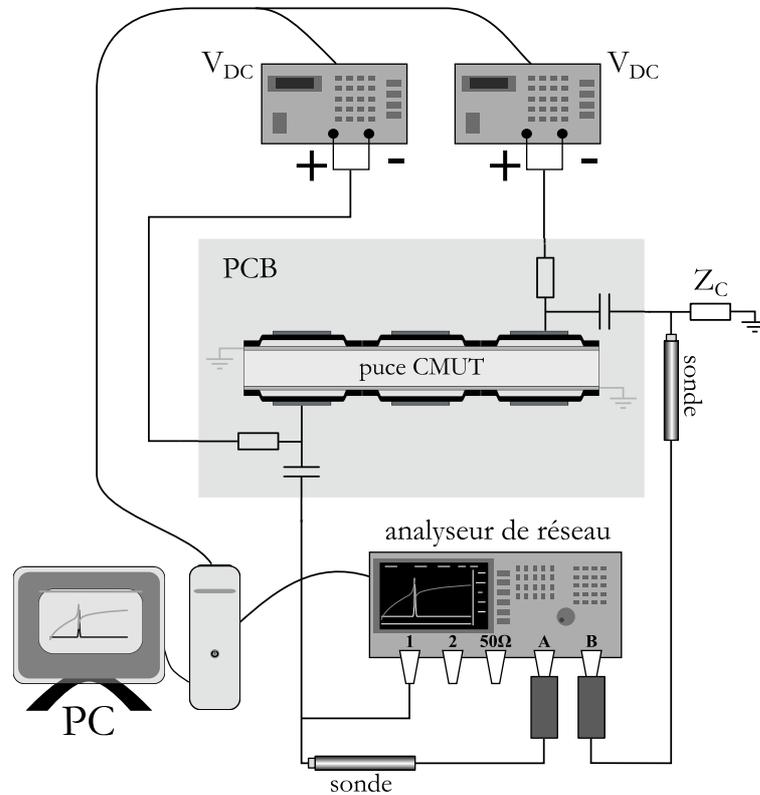


FIGURE 7.8 – Schéma du montage de la mesure de fonction de transfert en tension

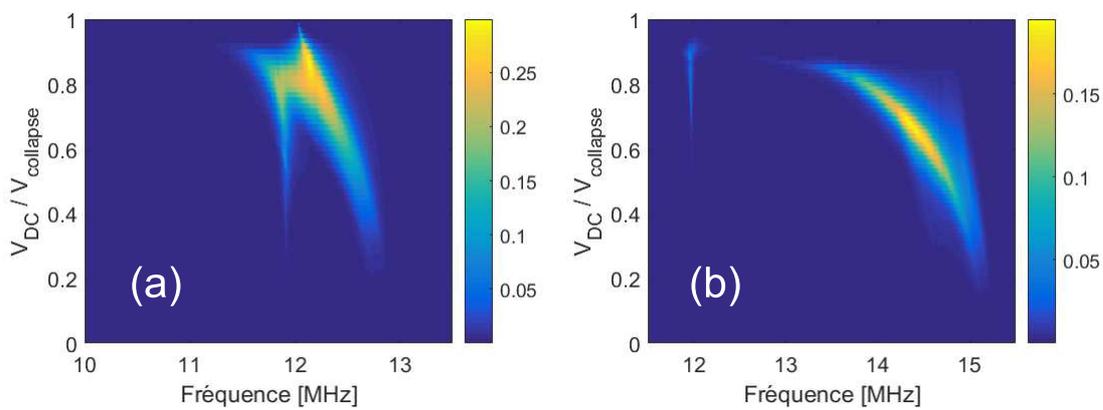


FIGURE 7.9 – Évaluation du rendement des dispositifs via la mesure de la fonction de transfert en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Configuration  $25 \mu m \times 25 \mu m$  (a). Configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$  (b).

### 7.2.2 Mesure par réflectométrie

Les mesures en paramètres S sont de façon générale très largement utilisées pour caractériser les dispositifs électriques en terme de rendement. En réflectométrie, le paramètre  $S_{11}$  est égal au coefficient de réflexion en entrée du dispositif, soit le rapport entre l'onde partielle incidente, notée  $a_E$ , et réfléchie, notée  $b_E$  :

$$S_{11} = \frac{b_E}{a_E} \quad (7.6)$$

avec les ondes partielles incidente et réfléchie qui s'expriment en fonction de la tension d'entrée  $V_E$ , du courant d'entrée  $I_E$ , et de l'impédance caractéristique de l'analyseur de réseau  $Z_S$  :

$$\begin{cases} a_E = \frac{V_E + Z_S I_E}{2\sqrt{Z_S}} \\ b_E = \frac{V_E - Z_S I_E}{2\sqrt{Z_S}} \end{cases} \quad (7.7)$$

$S_{11}$  peut donc s'écrire :

$$S_{11} = \frac{V_E - Z_S I_E}{V_E + Z_S I_E} \quad (7.8)$$

ou encore, en environnement  $50 \Omega$  :

$$S_{11} = \frac{Z_E - 50}{Z_E + 50} \quad (7.9)$$

D'autre part,  $V_E$  est égal à la somme des ondes partielles incidente et réfléchie. C'est à dire que le rapport des tensions  $V_S/V_E$  peut s'exprimer en fonction du paramètre  $S_{11}$  sous la forme :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{V_S}{a_E + b_E} = \frac{V_S}{a_E} \frac{1}{(1 + S_{11})} \quad (7.10)$$

L'utilisation d'un kit de réflectométrie (*Agilent 41952A*) associé à un analyseur de réseau (*Agilent E5100A*), comme indiqué sur la vue schématique du montage expérimental présentée sur la Figure 7.10, permet de mesurer l'impédance d'entrée du transformateur  $Z_E$  sur une voie d'acquisition et le rapport  $V_S/a_E$  sur une deuxième voie. Les relations 7.9 et 7.10 nous permettent donc de remonter au rendement du dispositif mesuré sous la forme :

$$\eta = \left| \frac{V_S}{V_E} \right|^2 \frac{1}{50 \Re(Y_E)} \quad (7.11)$$

où  $Y_E$  dénote l'inverse de  $Z_E$  et correspond à l'admittance du transducteur  $Y_{CMUT}$  du côté du circuit primaire du transformateur.

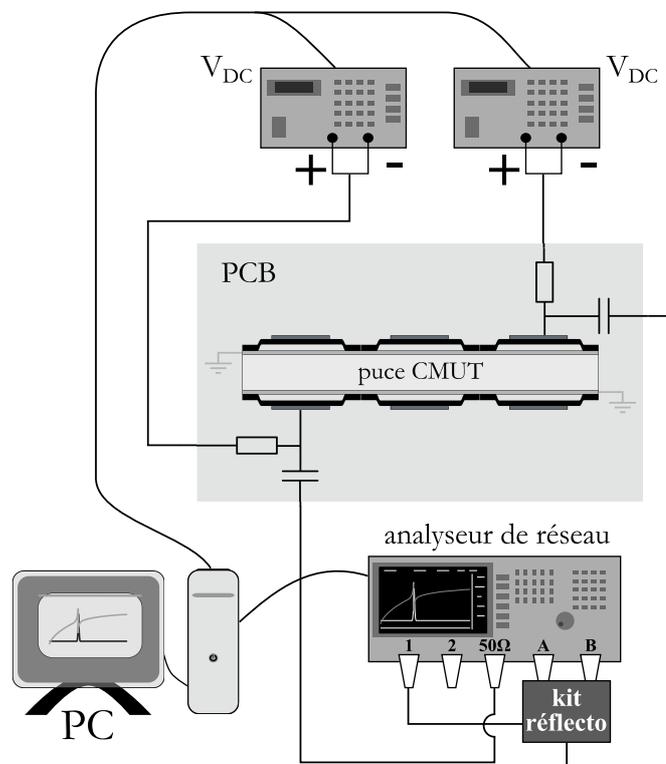


FIGURE 7.10 – Schéma du montage de la mesure de rendement par réflectométrie

## 7.2. PROTOCOLE DE MESURES ÉLECTRIQUES

La Figure 7.11 présente les résultats de rendement obtenus pour les dispositifs avec des membranes de taille  $25 \mu m \times 25 \mu m$  (Figure 7.11.a) et des membranes de taille  $22 \mu m \times 22 \mu m$  (Figure 7.11.b). Ces mesures sont réalisées sur les mêmes plages de fréquences que celles présentées dans le cadre du protocole précédent (Figure 7.9). Clairement, les résultats obtenus ici via le paramètre  $S_{11}$  sont très proches des résultats précédents et confirment donc les deux approches envisagées. On peut cependant noter que les valeurs maximales de rendement obtenues par paramètres S sont légèrement plus faibles que celles issues de la mesure directe de fonction de transfert.

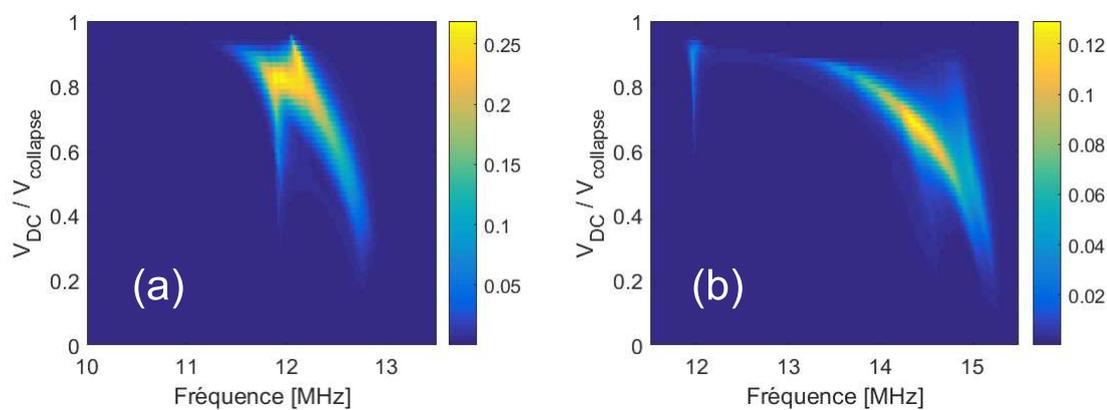


FIGURE 7.11 – Mesures du rendement des dispositifs par réflectométrie en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Configuration  $25 \mu m \times 25 \mu m$  (a). Configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$  (b).

Cette deuxième méthode expérimentale vient donc confirmer les résultats établis précédemment et présente l'avantage de n'être constituée que d'une unique acquisition. Cependant c'est ici directement la voie  $50 \Omega$  de l'analyseur qui est utilisée pour charger le circuit de réception. Ce montage n'est donc pas adapté à une analyse du comportement du transformateur en fonction des conditions de charge électrique.

### 7.2.3 Caractérisation du quadripôle

Nous verrons par la suite qu'étudier le comportement des prototypes en fonction des conditions électriques de charge présente des perspectives d'optimisation du rendement électrique. C'est pourquoi un protocole de caractérisation plus générale des transformateurs fabriqués, indépendant des conditions électriques de mesure, est proposé en plus des deux méthodes de mesure précédentes qui ont montré leur fiabilité pour des conditions particulières de charge électrique.

L'idée est de caractériser les quatre paramètres du quadripôle qui représente le transformateur acoustique intrinsèquement, pouvant ensuite être utilisé pour calculer les performances du prototype quelles que soient les conditions électriques qui lui sont

appliquées. En somme, une analogie peut ici être faite avec le principe développé en modélisation dans le paragraphe 6.2.

Notons  $V_1$  et  $I_1$  les tension et courant d'entrée,  $V_2$  et  $I_2$  les tension et courant de sortie du transformateur représenté par les quatre paramètres ( $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$ ) du quadripôle  $Q$  (voir Figure 7.12). Quatre mesures particulières seront nécessaires pour déterminer ces paramètres. Nous choisissons ici, contrairement à ce qui a été fait en simulation, de ne pas supposer à priori le transformateur symétrique. En effet, de légères différences pouvant apparaître d'une puce à l'autre et d'un *wafer* à l'autre, nous préférons limiter les hypothèses simplificatrices qui pourraient influencer sur la précision des mesures.

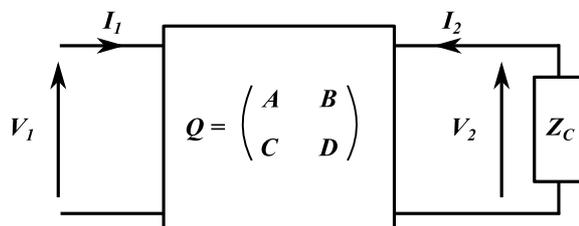


FIGURE 7.12 – Définition des conventions de caractérisation du quadripôle équivalent au transformateur acoustique mesuré.

Trois mesures d'impédance et une mesure de fonction de transfert sont réalisées :

- une mesure de l'impédance du récepteur avec l'émetteur en court-circuit, notée  $Z_{2cc}$  ;
- une mesure de l'impédance du récepteur avec l'émetteur en circuit ouvert, notée  $Z_{2ouv}$  ;
- une mesure de l'impédance de l'émetteur avec une résistance  $Z_C = 50 \Omega$  aux bornes du récepteur, notée  $Z_{1C}$  ;
- une mesure de fonction de transfert  $V_2/V_1$  avec une résistance  $Z_C = 50 \Omega$  aux bornes du récepteur. L'inverse de cette fonction de transfert est notée  $r_C$ .

Les paramètres du quadripôle associé au transformateur sont déduits de ces quatre mesures :

$$C = \frac{Z_C r_C}{Z_{1C} (Z_C + Z_{2ouv})} \quad (7.12)$$

$$D = C Z_{2ouv} \quad (7.13)$$

$$A = \frac{Z_C r_C}{Z_C + Z_{2cc}} \quad (7.14)$$

$$B = A Z_{2cc} \quad (7.15)$$

## 7.2. PROTOCOLE DE MESURES ÉLECTRIQUES

---

La tension de sortie et les courants d'entrée et de sortie peuvent ensuite simplement être recalculés pour n'importe quelle tension d'excitation  $V_1$  et résistance de charge  $Z_C$  :

$$V_2 = \frac{V_1 Z_C}{AZ_C + B} \quad (7.16)$$

$$I_2 = -\frac{V_2}{Z_C} \quad (7.17)$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 \quad (7.18)$$

Le rendement  $\eta = P_2/P_1$  découle finalement du calcul des puissances émises  $P_1$  et reçues  $P_2$  :

$$P_1 = \frac{1}{2} \Re\{V_1 I_1^*\} \quad (7.19)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \Re\{-V_2 I_2^*\} \quad (7.20)$$

Pour valider la démarche, la Figure 7.13 représente les rendements estimés en suivant ce protocole, une nouvelle fois pour les deux configurations de membrane, dans le cas d'une résistance de charge de  $50 \Omega$ . Comme attendu, les résultats sont quasi-identiques aux résultats des Figures 7.9 et 7.11. Dans la suite, et s'il n'est pas fait mention du contraire, c'est par défaut ce protocole de mesure qui a été préféré. Bien qu'il entraîne une phase expérimentale plus longue, il donne accès à des résultats plus complets *i.e.* qui ne se limitent pas aux conditions électriques spécifiques de la mesure.

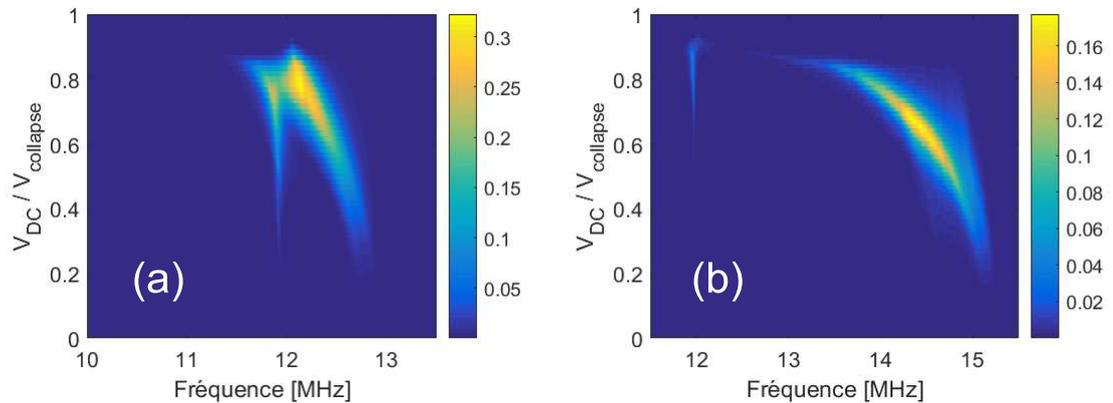


FIGURE 7.13 – Mesures du rendement des dispositifs par la méthode de caractérisation d'un quadripôle équivalent en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Configuration  $25 \mu m \times 25 \mu m$  (a). Configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$  (b).

## 7.3 Puissance

Après avoir discuté des méthodes de mesure, confrontons les résultats expérimentaux aux prédictions théoriques issues de la modélisation. La Figure 7.14 présente en parallèle les résultats de simulation (Figure 7.14(a) et (c)) et de mesure (Figure 7.14(b) et (d)) pour les dispositifs  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  (Figure 7.14(a) et (b)) et  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  (Figure 7.14(c) et (d)). La puissance reçue par une charge de  $50 \Omega$  est affichée en milliwatt dans le plan tension de polarisation/fréquence, pour une tension d'excitation de  $1 \text{ V}$ .

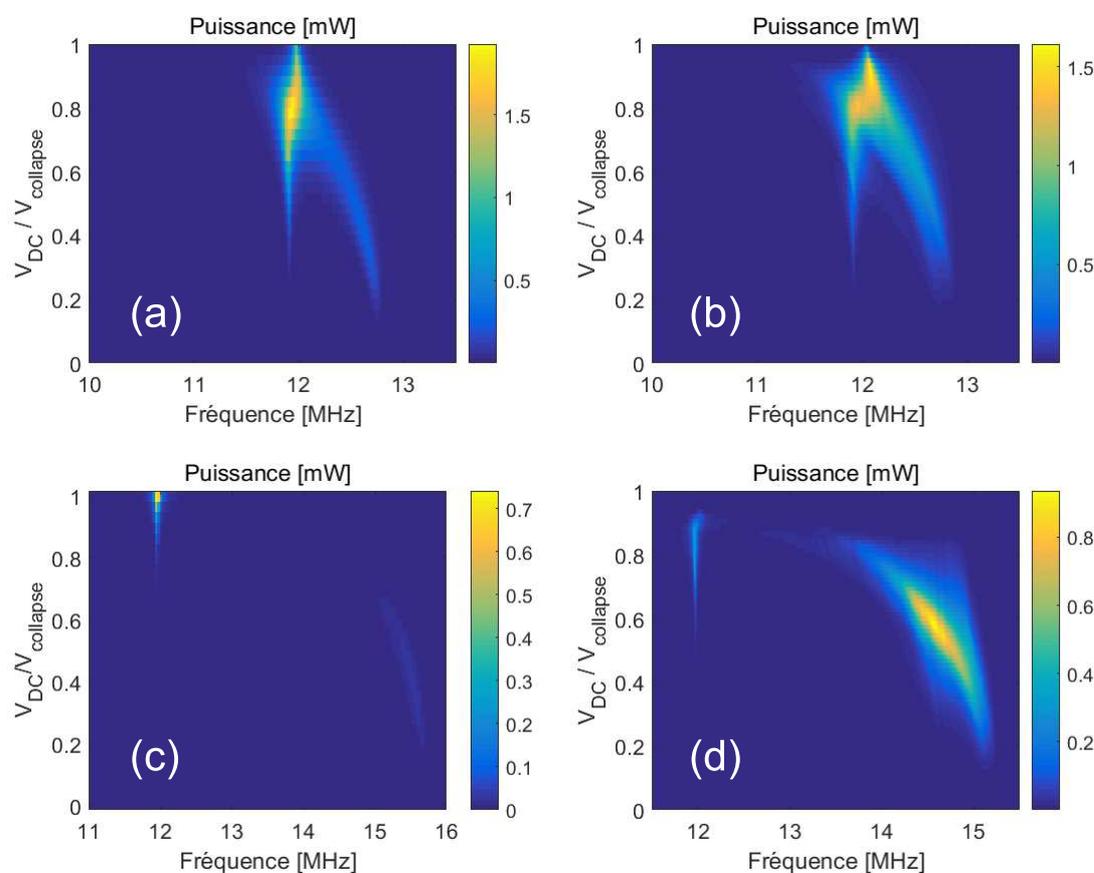


FIGURE 7.14 – Simulations et mesures de la puissance reçue dans une charge de  $50 \Omega$  pour des dispositifs  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  et  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Simulation cas  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  (a). Mesure cas  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  (b). Simulation cas  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  (c). Mesure cas  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  (d).

On retrouve sur chacune de ces quatre figures, comme sur les courbes d'impédance présentées plus tôt, l'influence des CMUTs, avec un maximum local de puissance dont la fréquence diminue lorsque la tension de polarisation augmente, et l'influence du substrat, avec un maximum local de puissance autour de  $12 \text{ MHz}$ . Cela apparaît clairement sur les Figures 7.14 (a), (b), (d) et est moins évident en (c) même si cela reste valable. Pour le cas du prototype  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ , une puissance maximale de  $1.6 \text{ mW/V}$  est mesurée dans

la région où les deux modes se croisent, pour des fréquences proches de 12 MHz et pour des tensions de polarisation proches de la tension de collapse (Figure 7.14 (b)). La simulation associée (Figure 7.14 (b)) correspond bien à la réalité de la mesure : le comportement dans le plan tension de polarisation/fréquence est sensiblement le même et la valeur maximale de puissance, bien que légèrement surestimée, reste en adéquation avec la mesure. Le prototype  $22 \mu m \times 22 \mu m$  atteint une puissance maximale plus faible que le prototype  $25 \mu m \times 25 \mu m$  ce qui semble a priori contradictoire avec les mesures et simulations de coefficient de couplage réalisées dans le paragraphe 7.1. On note, en comparant expérience (Figure 7.14(d)) et simulation (Figure 7.14(c)) que le maximum de puissance est mesuré sur la branche des CMUTs alors qu'en simulation il apparaît à la fréquence du substrat à la tension de collapse. L'ordre de grandeur de puissance maximale semble respecté mais le comportement diverge. On peut attribuer ces différences entre modèle et mesure au fait que pour les dispositifs  $22 \mu m \times 22 \mu m$  la zone de fort couplage entre membranes et substrat est située à l'extrême limite de la tension de collapse, or en simulation aucune distribution de la tension de collapse n'est prise en compte sur les 70080 cellules CMUTs que compte chaque face du transformateur. Nous avons pu voir dans le paragraphe 3.3 qu'une forte disparité de déflexion initiale avait été mesurée sur les puces fabriquées, ce qui induit une certaine in-homogénéité de la tension de collapse d'une membrane à l'autre sur une même puce. La distribution de la tension de collapse n'étant pas modélisée, le comportement des dispositifs à des tensions proches du collapse n'est pas reproduit de façon satisfaisante. On peut supposer qu'expérimentalement, certaines membranes commencent à collapser dès  $V_{DC} = 0.8 V_{collapse}$  ce qui expliquerait une diminution de l'amplitude de puissance pour des tensions de polarisation plus hautes. Par ailleurs, le calcul des coefficients de couplage électromécanique ne prend en compte que les fréquences de résonances et d'anti-résonances des modes et est donc transparent à toute notion d'amplitude. C'est à dire que l'on sera capable d'estimer un coefficient de couplage expérimental même si un grand nombre de membranes a déjà collapsé, tant qu'elles n'ont pas toutes collapsé. C'est pourquoi les simulations de coefficient de couplage électromécanique restent fidèles aux données mesurées, même très près de la tension de collapse ce qui n'est pas le cas pour l'estimation des puissances.

## 7.4 Rendement

De manière analogue, les rendements mesurés et simulés sont comparés sur la Figure 7.15 pour les dispositifs  $25 \mu m \times 25 \mu m$  et  $22 \mu m \times 22 \mu m$ . La discussion quant à la validité des simulations par rapport aux données expérimentales développée dans le paragraphe précédent (au sujet des puissances) se vérifie également sur les figures de rendement présentées ici, avec des simulations qui concordent très bien aux mesures dans le cas de la configuration  $25 \mu m \times 25 \mu m$ , mais qui sont plus éloignées pour la configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$ .

On relève un rendement maximal atteint de 17 % pour les dispositifs  $22 \mu m \times 22 \mu m$  et qui s'élève jusqu'à 30 % dans le cas des dispositifs  $25 \mu m \times 25 \mu m$ , toujours pour une charge électrique de  $50 \Omega$  en réception.

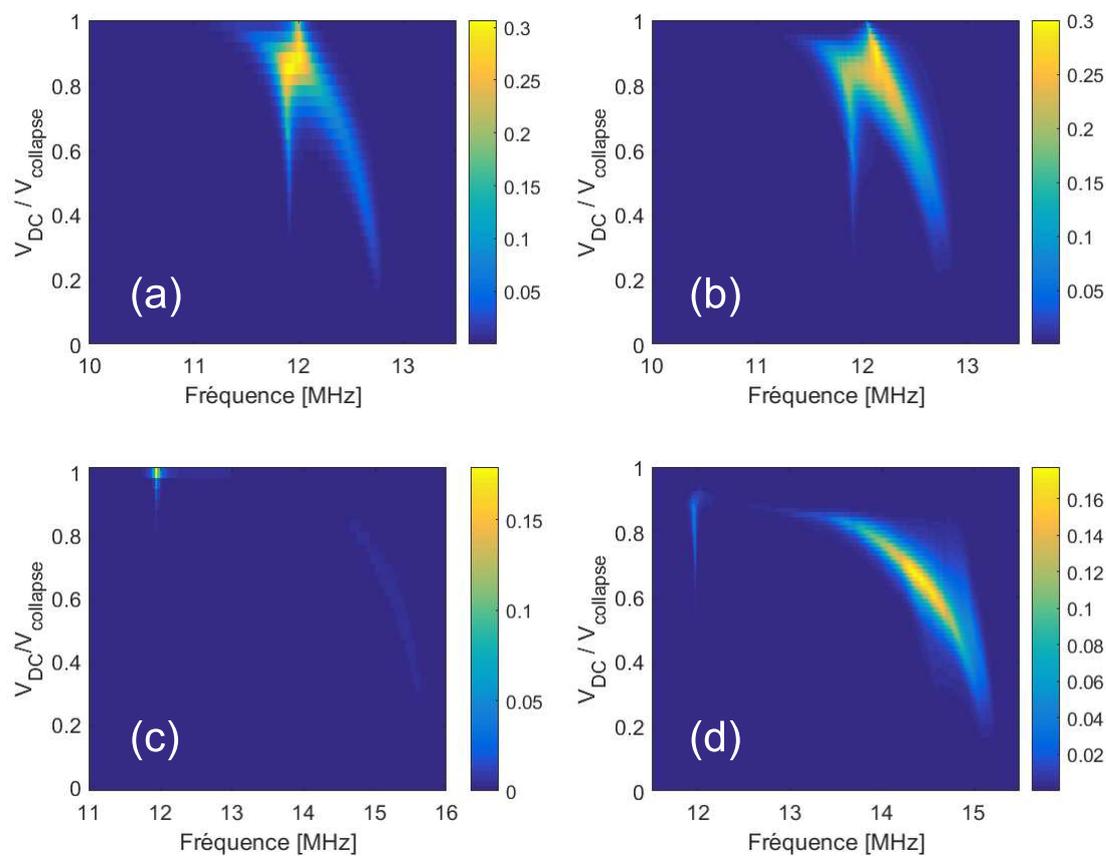


FIGURE 7.15 – Simulations et mesures du rendement des dispositifs  $25 \mu m \times 25 \mu m$  et  $22 \mu m \times 22 \mu m$  pour une charge de  $50 \Omega$  en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation. Simulation cas  $25 \mu m \times 25 \mu m$  (a). Mesure cas  $25 \mu m \times 25 \mu m$  (b). Simulation cas  $22 \mu m \times 22 \mu m$  (c). Mesure cas  $22 \mu m \times 22 \mu m$  (d).

#### 7.4. RENDEMENT

---

Contrairement à nos attentes, la configuration  $22 \mu m \times 22 \mu m$ , qui avait été conçue de façon à ce que le mode de membrane croise le mode de substrat au plus près du collapse, la fréquence propre des CMUTs est trop éloignée de celle du substrat pour profiter du couplage entre ces deux modes.



## Chapitre 8

# Optimisation du transformateur

Au vu des résultats des confrontations entre la modélisation et les mesures électriques en environnement  $50 \Omega$ , ce chapitre propose d'exploiter le modèle développé dans le cadre de la configuration  $25 \mu m \times 25 \mu m$  pour explorer des pistes d'amélioration des performances des transformateurs CMUTs fabriqués. Nous commencerons par étudier un peu plus en détail l'influence du coefficient de couplage électromécanique sur la puissance reçue et le rendement des transformateurs. Cette discussion sur le coefficient de couplage électromécanique a déjà pu être évoquée précédemment en comparant les prototypes  $25 \mu m \times 25 \mu m$  au prototype  $22 \mu m \times 22 \mu m$  mais cette comparaison ne nous a pas permis de conclure clairement. Nous nous intéresserons ensuite à l'impact que peut avoir la résistance de charge en sortie du dispositif sur les puissances et rendements maximaux. Le troisième paragraphe traitera du rôle des résistances séries modélisées en entrée et en sortie du transformateur. Nous verrons qu'elles ont une influence très importante à la fois sur les valeurs maximales de rendement et de puissance mais aussi sur la position de ces points optimums dans le plan tension de polarisation/fréquence. Pour finir, nous ouvrirons la discussion sur le taux de remplissage des transducteurs CMUTs utilisés, paramètre dont il n'a pas encore été question jusqu'ici.

### 8.1 Impact du coefficient de couplage électromécanique

#### 8.1.1 Présentation des configurations simulées

Dans le chapitre précédent, deux configurations ont été simulées et fabriquées : une configuration avec des membranes de taille  $25 \mu m \times 25 \mu m$  et un substrat en silicium de  $700 \mu m$  d'épaisseur et une configuration avec des membranes  $22 \mu m \times 22 \mu m$  et un substrat de  $700 \mu m$  également. Nous avons pu voir que la configuration en  $22 \mu m \times 22 \mu m$ , bien qu'ayant des valeurs de coefficient de couplage plus élevées que la configuration en  $25 \mu m \times 25 \mu m$ , ce gain ne se retrouve pas sur les estimations de rendement de puissance. Cependant, nous avons pu mettre en cause la proximité du phénomène de collapse dont la dispersion peut d'une part avoir une influence sur les mesures et d'autre part ne nous permet pas de modéliser de façon fiable les comportements observés en terme de

## 8.1. IMPACT DU COEFFICIENT DE COUPLAGE ÉLECTROMÉCANIQUE

puissance. Pour affiner cette discussion, nous choisissons de nous baser sur la configuration en  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  dont les simulations ont pu montrer leur consistance et de faire varier la fréquence du mode épaisseur du substrat en jouant sur la dimension de celui-ci.

Deux simulations supplémentaires sont donc réalisées : l'une avec un substrat légèrement plus fin et donc une fréquence de résonance plus haute — *i.e.* plus proche de la fréquence propre de la membrane — et l'autre, à l'opposé, avec un substrat légèrement plus épais. La Figure 8.1 rapporte le relevé des fréquences de résonance et d'anti-résonance en fonction de la tension de polarisation, sous la même forme que précédemment dans le paragraphe 7.1. On voit nettement apparaître les fréquences du mode de substrat pour chacun des trois cas : à  $12.5 \text{ MHz}$  dans la configuration *P1*, correspond une épaisseur de substrat de  $680 \mu\text{m}$ , toujours  $12 \text{ MHz}$  pour notre configuration de référence *P2* avec  $h_s = 700 \mu\text{m}$  et  $11.5 \text{ MHz}$  dans le cas *P3* avec une épaisseur de substrat de  $730 \mu\text{m}$ .

Dans un deuxième temps (Figure 8.2), les coefficients de couplage électromécanique correspondant à chaque configuration sont déduits des fréquences de résonance et d'anti-résonance. La tendance qui se dessinait lors de la comparaison entre les prototypes constitués de membranes  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  et ceux constitués de membranes  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  est confirmée : plus le croisement entre le mode de membrane et le mode substrat a lieu à proximité du collapse, plus le coefficient de couplage électromécanique lié au mode de substrat atteint des valeurs élevées, de 0.2 pour le cas de la configuration *P1* (Figure 8.2(a)) jusqu'à 0.35 en configuration *P3* (Figure 8.2(c)).

La table 8.1 reprends les principales caractéristiques de chacune de ces trois simulations.

	épaisseur du substrat $h_s$ ( $\mu\text{m}$ )	fréquence de résonance du substrat ( $\text{MHz}$ )	valeur $V_{DC}/V_c$ de croisement	coefficient de couplage $k_t$ pour le mode de substrat	$V_{DC}/V_c$ à $\eta_{max}$	$V_{DC}/V_c$ à $P_{out,max}$
P1	680	12.5	0.5	0.2	0.65	0.6
P2	700	12	0.65	0.25	0.85	0.8
P3	730	11.5	0.8	0.35	0.95	0.9

TABLE 8.1 – Récapitulatif des configurations simulées avec trois épaisseurs différentes de substrat. Les valeurs extraites des simulations sont, de gauche à droite, la valeur  $V_{DC}/V_c$  où le croisement entre la résonance électrique du CMUT et la résonance du substrat a lieu, le maximum de coefficient de couplage du mode de substrat, la valeur  $V_{DC}/V_c$  pour laquelle le rendement est maximum pour une charge électrique de sortie de  $50 \Omega$ , et la valeur  $V_{DC}/V_c$  pour laquelle la puissance reçue dans une charge de  $50 \Omega$  est maximale.

### 8.1.2 Résultats et discussions

Les comportements généraux de chacune des trois configurations de simulation étant sensiblement les mêmes, les rendements et puissances ne sont pas tracés dans l'ensemble

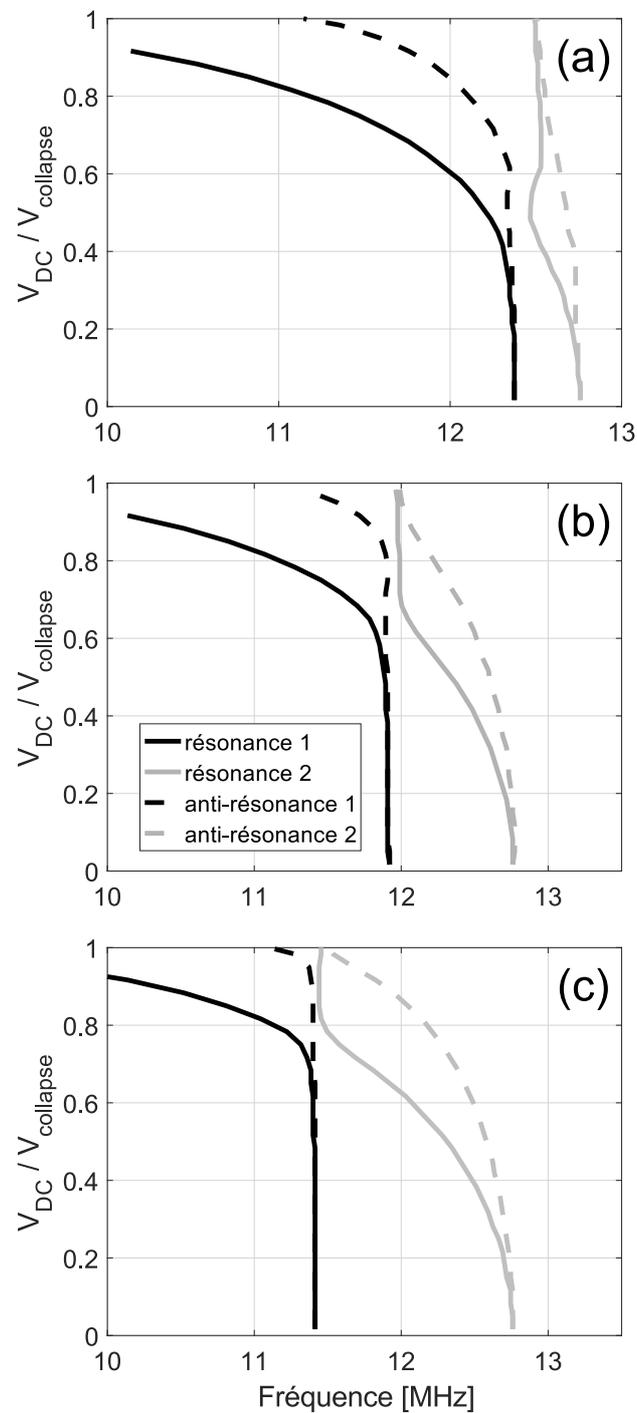


FIGURE 8.1 – Relevé des fréquences de résonance et d’anti-résonance en fonction de la tension de polarisation pour les trois configurations simulées : P1 (a), P2 (b) et P3 (c).

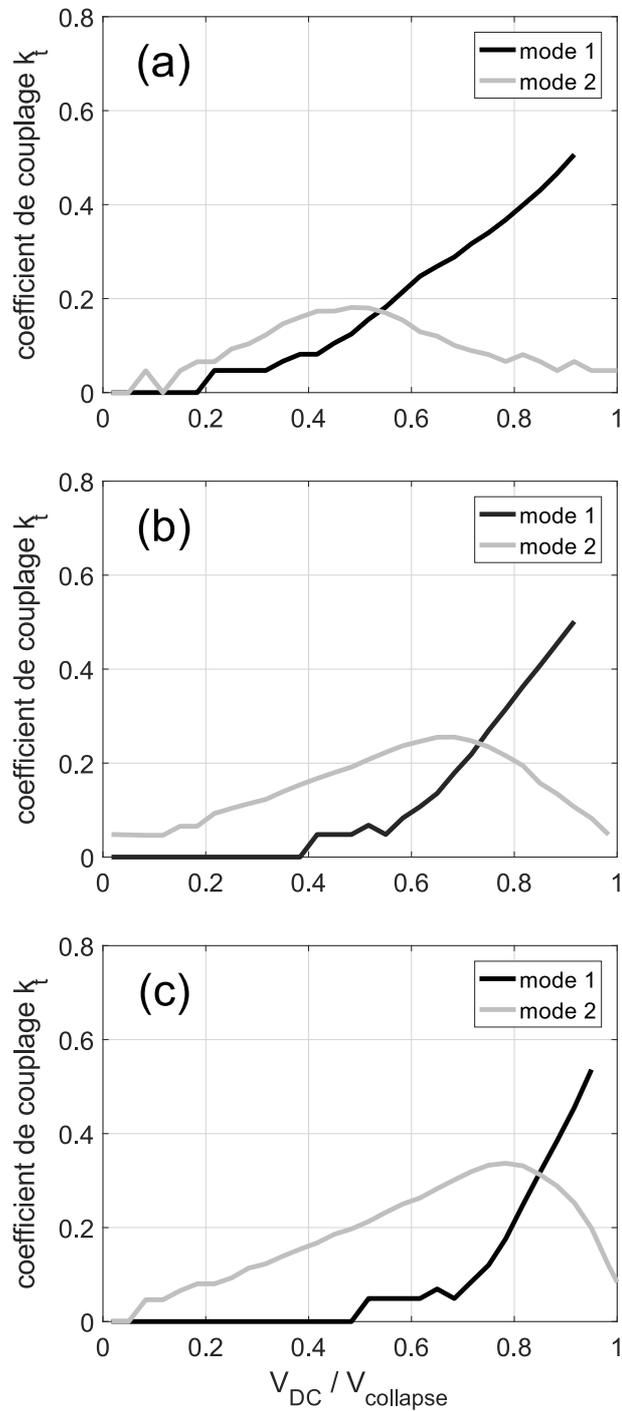


FIGURE 8.2 – Évolution des coefficients de couplage électromécanique en fonction de la tension de polarisation pour les trois configurations simulées : P1 (a), P2 (b) et P3 (c).

du plan (fréquence; tension de polarisation) mais uniquement pour les tensions de polarisation correspondant aux valeurs maximales (Figures 8.3 et 8.4). On retrouve sur ces figures, que ce soit en terme d'efficacité ou de puissance absolue, le fait que les points de fonctionnement optimums apparaissent à la fréquence correspondant au mode épaisseur du substrat. De plus, on note une réelle amélioration des performances (rendement et puissance) entre les configurations  $P1$  et  $P2$ , où le coefficient de couplage passe de 0.2 à 0.25. En revanche, entre un coefficient de couplage de 0.25 et 0.35, le rendement n'augmente que très peu et, au contraire la puissance maximale reçue pour 1 V d'excitation diminue.

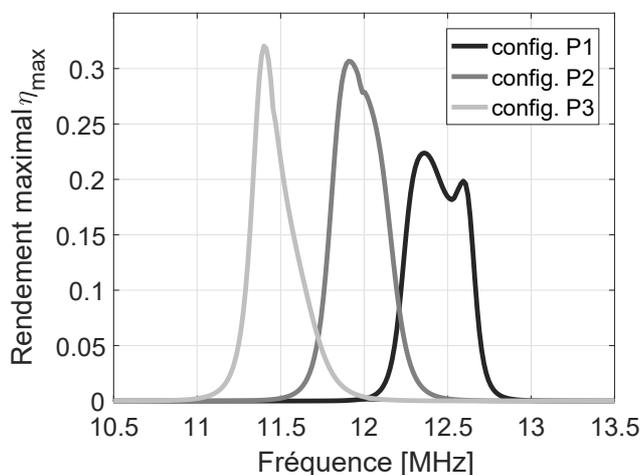


FIGURE 8.3 – Rendements en fonction de la fréquence, tracés, dans chaque configuration, pour la tension de polarisation à laquelle le rendement atteint sa valeur maximale (65 % de la tension de collapse pour la configuration  $P1$ , 85 % pour la configuration  $P2$  et 95 % pour  $P3$ ).

Il semble donc que, bien qu'il apparaisse important de considérer le coefficient de couplage électromécanique comme un paramètre d'optimisation, une limite soit assez rapidement atteinte autour d'un rendement de 30 % et d'une puissance reçue de 2 mW/V.

## 8.2 Optimisation de l'impédance de charge

Nous avons pu voir que l'impédance de charge,  $R_{out}$ , définie dans le schéma 6.4 page 116, est un paramètre clef à prendre en compte non seulement pour que la modélisation apporte une bonne prédiction du comportement des prototypes, mais également en vue de l'application. En effet, le transformateur acoustique étant sensible aux conditions électriques de sortie, le choix de l'interrupteur de puissance qui sera à terme inséré à la place de la résistance  $R_{out}$  devra se faire au regard des capacités d'adaptation du transformateur. Ainsi, partant de notre configuration de référence (membranes de taille

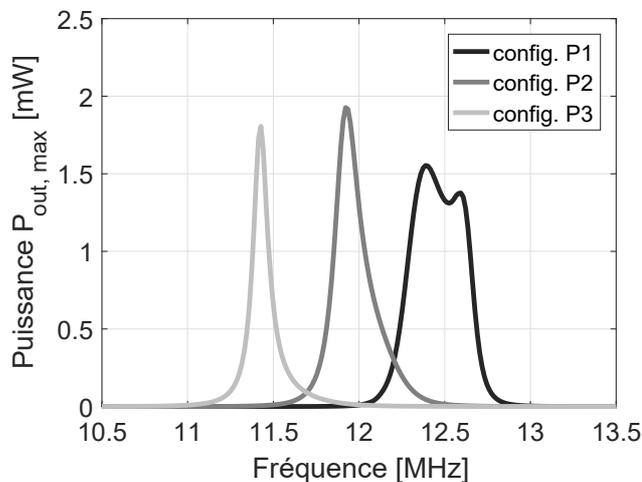


FIGURE 8.4 – Puissance reçue pour une résistance de charge de  $50 \Omega$  et pour une tension d'excitation de  $1 V$  en fonction de la fréquence. Pour chaque configuration, la puissance est tracée pour la tension de polarisation à laquelle elle atteint sa valeur maximale (60 % de la tension de collapse pour la configuration  $P1$ , 80 % pour la configuration  $P2$  et 90 % pour  $P3$ ).

$25 \mu m \times 25 \mu m$  et substrat de  $700 \mu m$  d'épaisseur, avec  $R_S = 25 \Omega$ ,  $C_P = 135 pF$ ) et en se plaçant au point du plan fréquence/tension de polarisation optimal en  $50 \Omega$  (défini dans le paragraphe 8.1.2) pour le rendement d'une part et pour la puissance d'autre part, un balayage sur la valeur de  $R_{out}$  est réalisé entre 0 et  $500 \Omega$ . Les courbes noires présentées sur les Figures 8.5 et 8.6 représentent respectivement l'évolution de la puissance et du rendement simulés pour le point de fonctionnement optimal en  $50 \Omega$ .

Nous avons superposé à ces courbes théoriques deux résultats expérimentaux : la courbe grise est issue des mesures de caractérisation du quadripôle (suivant le protocole défini dans le paragraphe 7.2.3) qui ont été soumises au même traitement que les résultats théoriques, c'est-à-dire qu'un balayage en résistance de charge a été effectué aux points de rendement et de puissance maximale pour  $R_{out} = 50 \Omega$ . Les points gris sont issues de mesures directes en utilisant le protocole de mesure de fonction de transfert (paragraphe 7.2.1), chaque point correspondant à une mesure. C'est à dire qu'une acquisition a été réalisée pour chacune des résistances de sortie suivantes :  $50 \Omega$ ,  $100 \Omega$ ,  $150 \Omega$ ,  $200 \Omega$ ,  $300 \Omega$ ,  $400 \Omega$  et  $500 \Omega$ .

Au regard de la concordance entre les résultats issus des deux protocoles expérimentaux, les points expérimentaux obtenus par les mesures réalisées pour des charges électriques discrètes permettent de valider définitivement la caractérisation des dispositifs sous la forme d'un quadripôle. D'autre part, que ce soit en terme de puissance reçue ou de rendement, on constate une très bonne adéquation entre les modélisations et les résultats expérimentaux, quelle que soit la résistance de sortie appliquée au transformateur.

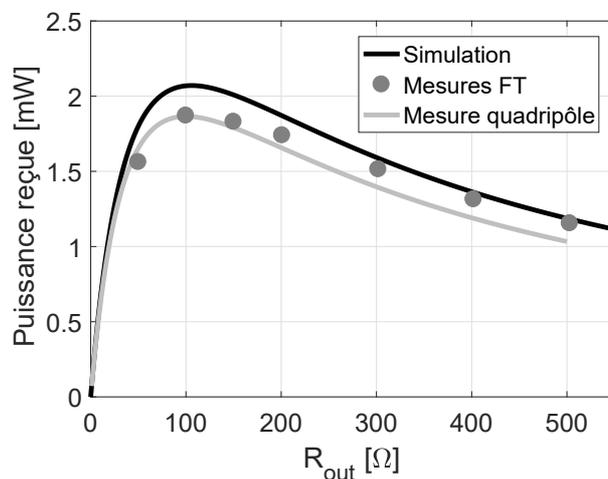


FIGURE 8.5 – Puissance reçue pour une excitation de 1 V en fonction de la résistance de charge. Comparaison entre les données simulées, et deux méthodes de mesure : « Mesures FT » désigne le protocole présenté dans le paragraphe 7.2.1 et « Mesure quadripôle » celui présenté dans le paragraphe 7.2.3.

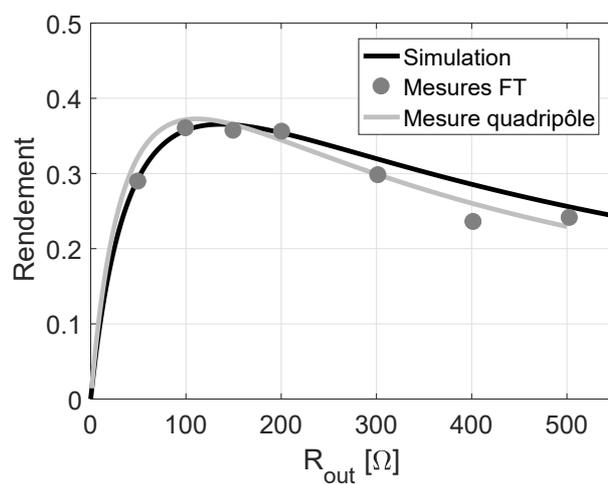


FIGURE 8.6 – Rendement en fonction de la résistance de charge. Comparaison entre les données simulées, et deux méthodes de mesure : « Mesures FT » désigne le protocole présenté dans le paragraphe 7.2.1 et « Mesure quadripôle » celui présenté dans le paragraphe 7.2.3.

Pour les rendements tout comme pour les puissances, on note que la résistance optimale se situe autour de  $100 \Omega$ , ce qui permet de gagner environ  $0.5 \text{ mW/V}$  en terme de puissance et  $5 \%$  de rendement par rapport à la situation présentée jusqu'ici avec une charge standard de  $50 \Omega$ . De plus, remarquons que ces figures indiquent que nous disposons d'une relative liberté sur le choix de la charge électrique de sortie. En effet, les rendements et les puissances obtenus gardent des valeurs élevées sur toute une plage de résistance : les puissances restent supérieures à  $1.5 \text{ mW}$  et les rendements supérieurs à  $30 \%$  sur tout l'intervalle entre  $50$  et  $300 \Omega$ . C'est là un résultat intéressant dans l'optique d'une intégration d'interrupteur de puissance.

Ce même travail d'évaluation des performances des dispositifs en fonction de la charge électrique de sortie peut maintenant être mis en œuvre en y couplant la discussion sur l'impact du coefficient de couplage électromécanique présentée dans le paragraphe 8.1. Reprenons donc les trois configurations simulées, avec trois épaisseurs différentes de substrat, et donc trois coefficients de couplage différents, dont les caractéristiques sont données dans la Table 8.1 page 138.

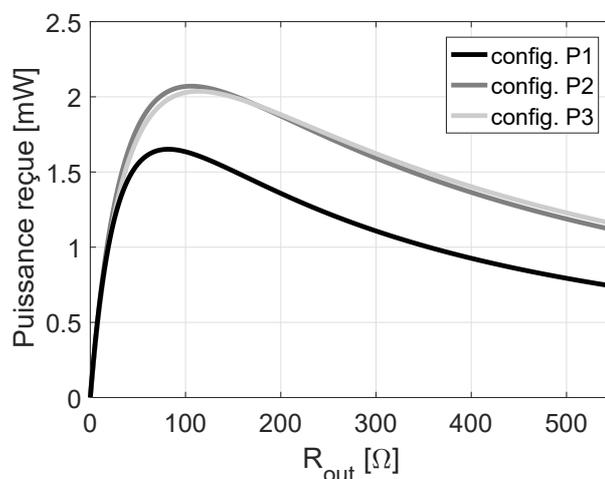


FIGURE 8.7 – Puissance reçue pour une excitation de  $1 \text{ V}$  en fonction de la résistance de charge pour chacune des trois configurations d'épaisseur de substrat correspondant à des coefficients de couplage électromécanique pour le mode de substrat de  $0.2$  ( $P1$ ),  $0.25$  ( $P2$ ) et  $0.35$  ( $P3$ ).

La Figure 8.7 donne les évolutions de la puissance reçue en fonction de  $R_{out}$  pour chacune des trois configurations,  $P2$  étant toujours notre configuration de référence. La tendance identifiée plus tôt selon laquelle, passé un certain seuil de coefficient de couplage, le gain en puissance disparaît se confirme sur l'ensemble de la plage de résistance de sortie avec ici, les configurations  $P2$  et  $P3$  qui restent similaires.

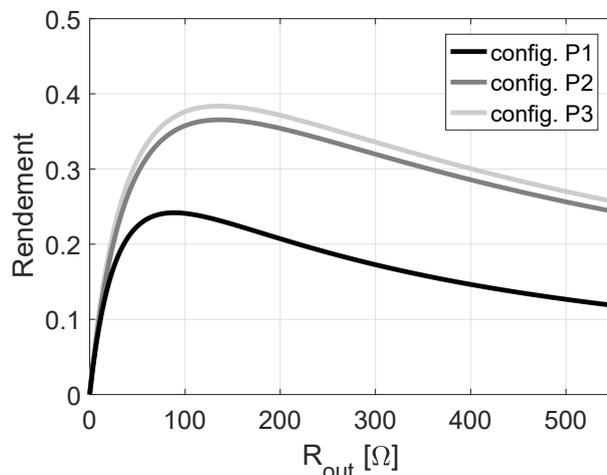


FIGURE 8.8 – Rendement en fonction de la résistance de charge pour chacune des trois configurations d'épaisseur de substrat correspondant à des coefficients de couplage électromécanique pour le mode de substrat de 0.2 (*P1*), 0.25 (*P2*) et 0.35 (*P3*).

De façon similaire, le gain en rendement (voir Figure 8.8) observé entre les configurations *P2* et *P3* est minime. Au plus fort, c'est-à-dire pour une charge de 136 Ω, le rendement passe de 36 % pour un coefficient de couplage électromécanique de 0.25, à 38 % pour un coefficient de couplage de 0.35.

### 8.3 Rôle des résistances électriques internes

Pour modéliser de façon satisfaisante le comportement des prototypes fabriqués, nous avons pu voir que la prise en compte de résistances séries, notées  $R_S$  sur le schéma électrique équivalent de la Figure 6.4 page 116, en entrée et sortie du quadripôle équivalent était nécessaire. On se propose dans ce paragraphe, en comparant notre configuration de référence (où  $R_S = 25$  Ω) aux cas  $R_S = 0$  Ω et  $R_S = 150$  Ω, de discuter de l'influence de ce paramètre.

La Figure 8.9 présente puissances et rendements simulés pour une résistance série de 0 Ω (Figure 8.9(a) et (b)), 25 Ω (Figure 8.9(c) et (d)) et 150 Ω (Figure 8.9(e) et (f)). Hormis le fait que les performances en terme de rendement et de puissance soient d'autant meilleures que la résistance série est faible, ce qui paraît assez évident, on observe sur les figures de puissance notamment, que les maxima ont tendance à suivre les courbes d'anti-résonance électrique pour des valeurs de  $R_S$  élevées. Ces maxima de puissance se décalent lorsque la valeur de  $R_S$  diminue, jusqu'à suivre les courbes de résonance électriques pour  $R_S = 0$  Ω.

Notons que dans le cas idéal, sans résistance interne, ni en entrée ni en sortie du transformateur, la puissance maximale reçue aux bornes d'une charge électrique de 50 Ω

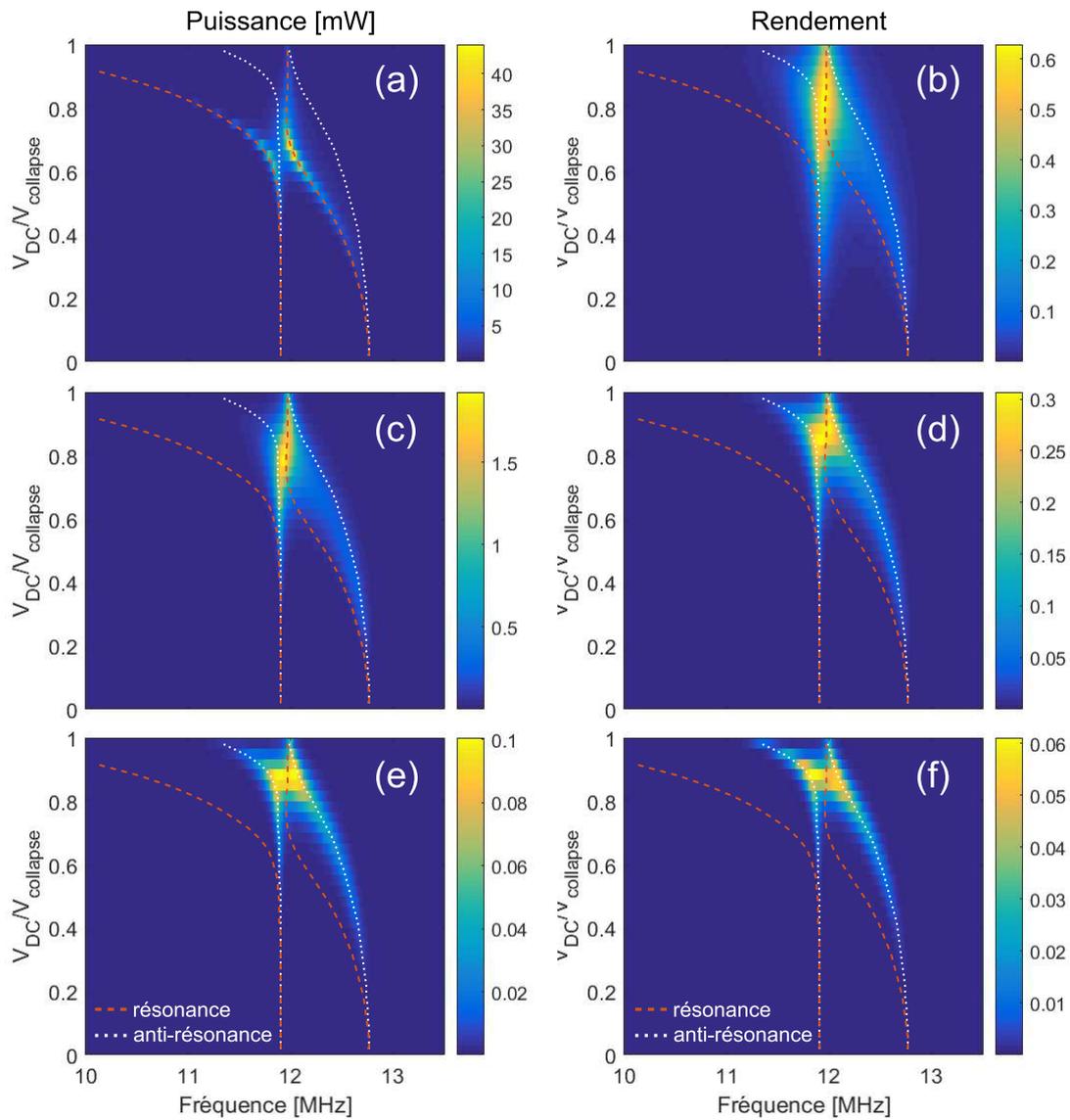


FIGURE 8.9 – Puissances (a, c, e) et rendements (b, d, f) pour trois valeurs de résistance  $R_S$  différentes  $0 \Omega$  (a, b),  $25 \Omega$  (c, d) et  $150 \Omega$  (e, f).

### 8.3. RÔLE DES RÉSISTANCES ÉLECTRIQUES INTERNES

---

et pour une excitation de  $1\text{ V}$  atteint  $45\text{ mW}$  pour un rendement de  $60\%$ . On voit ici, pour rebondir sur la discussion concernant l'optimisation du coefficient de couplage électromécanique, que chercher à diminuer au maximum les sources de résistances électriques séries semble une bien meilleure piste que de s'efforcer à se rapprocher au maximum de la tension de collapse pour augmenter le coefficient de couplage, puisque les perspectives d'amélioration des performances sont nettement plus encourageantes.

## 8.4 Augmentation du taux de remplissage

Jusqu'ici, toutes les configurations simulées dans ce chapitre disposaient d'un taux de remplissage (rapport entre la surface active et la surface totale du transducteur) de 50 %. La modélisation permet aisément d'augmenter ce taux de remplissage pour en étudier l'influence sur les performances du transformateur. Ainsi, nous comparons sur la Figure 8.10 notre configuration de référence avec un taux de remplissage de 50 % à une configuration présentant un taux de remplissage de 75 %. La surface active reste identique entre ces deux simulations ( $33.3 \text{ mm}^2$ ), mais la surface totale est réduite de  $65.2$  à  $44.8 \text{ mm}^2$ . Bien sur, s'agissant d'une modification d'un paramètre géométrique des transducteurs, un calcul FEM supplémentaire est nécessaire ici, contrairement aux investigations d'ordre électrique présentées précédemment.

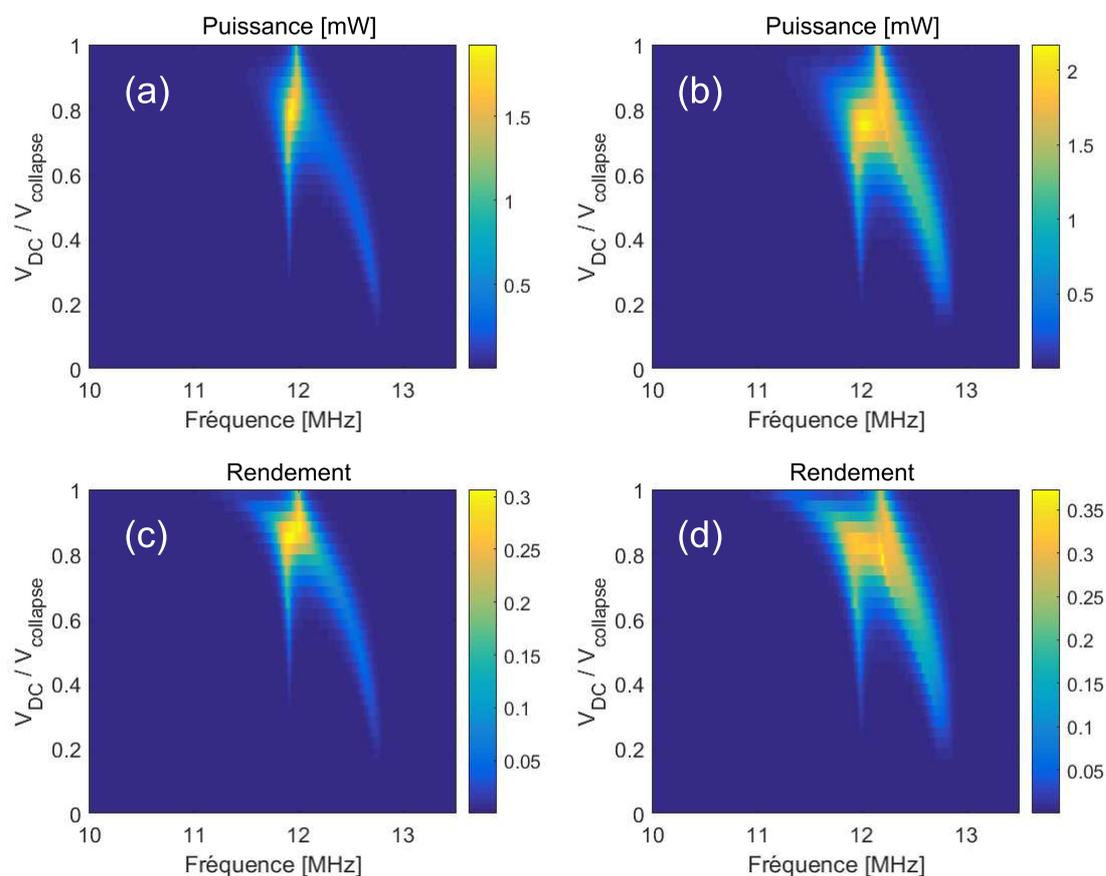


FIGURE 8.10 – Puissances et rendements pour deux taux de remplissage différents. (a) puissance obtenue pour un taux de remplissage de 50 %, (b) puissance obtenue pour un taux de remplissage de 75 %, rendement obtenu pour un taux de remplissage de 50 %, rendement obtenu pour un taux de remplissage de 75 %

Comme attendu, les valeurs maximales de puissance et de rendement se voient

#### 8.4. AUGMENTATION DU TAUX DE REMPLISSAGE

---

augmenter par la réduction du pas inter-membranes. Cependant les ordres de grandeur restent les mêmes avec une puissance maximale qui passe de 1.8 à 2.2  $mW/V$  et un rendement maximal qui évolue de 30 % à 37 %.

D'un point de vue pratique, l'augmentation du taux de remplissage pose des problèmes de *design* puisque la filière de fabrication utilisée impose la présence de bandes de scellement des cavités entre les membranes, mais c'est ici une illustration de ce que pourrait être le gain obtenu en passant d'une fabrication de transducteurs CMUTs par micro-usinage de surface à une technologie de fabrication par *wafer-bonding* qui offre généralement de plus forts taux de remplissage.

#### 8.4. AUGMENTATION DU TAUX DE REMPLISSAGE

---

# Conclusion

Dans ce dernier chapitre, centré sur l'exploitation du modèle développé au cours de cette thèse, nous avons pu voir que contrairement à ce que nous présentions, le fait de repousser la zone de croisement entre la résonance du CMUT et celle du substrat au plus près de la tension de collapse des CMUTs dans le but d'optimiser le coefficient de couplage électromécanique, n'apporte pas un gain significatif aux performances électriques considérées. Certes une valeur minimum de  $k_t = 0.25$  doit être atteinte pour obtenir des rendements significatifs. Du point de vue de la conception, les dimensions de substrat et de membranes devront donc être choisies judicieusement, de sorte que leurs résonances se croisent pour une tension de polarisation égale à 65 % de la tension de collapse.

Nous avons ensuite pu montrer la validité de la modélisation en fonction de la résistance électrique de charge grâce à des mesures effectuées pour différentes valeurs de résistances. Cette étude a permis, par ailleurs, de montrer que pour le prototype de transformateur avec des membranes de tailles  $25 \mu m \times 25 \mu m$  une résistance de charge de l'ordre de  $100 \Omega$  donne les meilleurs résultats, à savoir un rendement de 38 % et une puissance reçue de  $1.9 mW/V$ .

Bien sur, l'augmentation du taux de remplissage et la diminution du facteur de pertes dans le substrat permettent également d'améliorer les performances des dispositifs, mais ce sont là des paramètres facilement modifiables d'un point de vue théorique, mais dont l'optimisation expérimentale semble plus complexe.

Finalement le paramètre qui semble offrir les meilleurs perspectives d'améliorations est la valeur des résistances d'accès, en entrée et en sortie du transformateur. En effet, dans le cas idéal théorique sans résistances d'accès, un rendement de plus de 60 % est atteint avec une puissance reçue de près de  $45 mW$  pour une tension d'excitation de  $1 V$ . Pour minimiser expérimentalement ces résistances, il s'agira de réduire au maximum les dimensions des pistes et *pads* de reprise de contact sur les puces CMUTs, mais également de prendre en compte cette contrainte dans la conception des PCBs sur lesquels les puces sont montées.

#### 8.4. AUGMENTATION DU TAUX DE REMPLISSAGE

---

# Conclusion générale

Nous avons commencé par nous appuyer sur les travaux de thèse de C.Mauriac et S.Ngo, pour la partie applicative, qui ont pu montrer la possibilité de fournir à un TRIAC le courant de gâchette nécessaire à son amorçage, via un transformateur d'isolement CMUT, et en s'affranchissant de tout circuit de remise en forme du signal de gâchette entre le dispositif d'isolation galvanique et l'interrupteur de puissance. Ces travaux laissent donc entrevoir la perspective d'une intégration monolithique de l'interrupteur à semi-conducteur avec le transformateur d'isolement puisque la technologie CMUT s'inscrit dans les filières classiques de fabrication de l'industrie micro-électronique. Mais avant d'envisager la fabrication conjointe d'un transformateur CMUT avec un TRIAC, il est apparu indispensable d'étudier de façon approfondie le comportement d'un tel transformateur, pour identifier les phénomènes mis en jeu et quantifier les performances du transformateur indépendamment de l'interrupteur de puissance. C'est dans ce contexte que les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont pu répondre aux objectifs suivants :

- développer un outil de modélisation permettant de rendre compte de l'influence du substrat sur la réponse d'un transducteur CMUT dans l'air ;
- être capable de prédire numériquement le comportement d'un transformateur électroacoustique basé sur la technologie CMUT ;
- évaluer de façon qualitative et quantitative les performances des dispositifs CMUTs double-faces fabriqués ;
- exploiter les outils numériques et protocoles expérimentaux développés afin de mettre en évidence les limites et perspectives d'amélioration des transformateurs CMUTs dédiés à l'isolation galvanique.

La première partie a permis, outre de définir les spécifications nécessaires à l'amorçage du TRIAC sans circuit de remise en forme du signal — à savoir un courant de gâchettes de quelques milliampères à une fréquences de l'ordre de la dizaine de mégahertz —, d'introduire le principe de fonctionnement d'un transducteur CMUT et les outils de modélisation classiquement utilisés pour leur conception. S'en est détaché une architecture de transformateur acoustique composé de deux transducteurs CMUTs placés de part et d'autre d'un substrat en silicium. Un premier travail de caractérisation optique statique nous a permis de sélectionner l'une des deux stœchiométrie de couche structurale des membranes pour la suite de l'étude ainsi que les premiers éléments permettant une initialisation des paramètres de modélisation.

Le développement de l'implémentation numérique a été présenté en suivant la progression des grandes étapes de fabrication des prototypes : un procédé classique de fabrication des transducteurs CMUTs sur substrat en silicium avant le collage des *wafers* par leurs faces arrières pour obtenir des dispositifs double-faces. La deuxième partie de ce mémoire s'est ainsi focalisée sur la prise en compte du couplage de la cellule CMUT avec son substrat en ignorant dans un premier temps le transducteur secondaire et le circuit électrique de réception. Bien qu'incomplet en vue de l'application envisagée dans le cadre des travaux de recherche dont ce mémoire fait l'objet, cette étape de modélisation présente un fort intérêt en soit du point de vue plus général de la conception des transducteurs CMUTs pour d'autres applications moins exotiques. Les notions de bilan de puissance mécanique, d'impédance électrique des transducteurs et de coefficient de couplage électromécanique évalué sur le mode de substrat ont ainsi pu être introduites sur dispositifs simple-faces et comparés aux résultats expérimentaux obtenus avant collage des plaquettes.

La dernière partie des travaux présentés se concentre finalement sur l'étude des puces CMUTs double-faces en étendant le modèle développé dans la partie précédente, avant de caractériser de façon exhaustive les prototypes de transformateurs CMUTs fabriqués : en terme d'impédance électrique, de coefficient de couplage électromécanique, de puissance électrique délivrée et de rendement de puissance. Nous avons ainsi pu localiser les points de fonctionnement optimum dans le plan tension de polarisation/fréquence, auxquels la puissance reçue dans une charge électrique de  $50 \Omega$  atteint respectivement  $0.9 \text{ mW/V}$  et  $1.6 \text{ mW/V}$  pour les prototypes  $22 \mu\text{m} \times 22 \mu\text{m}$  et  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ , pour des rendements maximaux respectifs de 17 % et 30 %. Autrement dit, pour le cas du prototype disposant de membranes de taille  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ , le courant de gâchette que recevrait un TRIAC, dont l'impédance interne serait de  $50 \Omega$ , atteindrait  $5,7 \text{ mA}$  à  $12 \text{ MHz}$  pour une excitation d'entrée du transformateur de seulement  $1 \text{ V}$ . Ces transformateurs sont donc en l'état, et d'après [1], tout à fait capable de déclencher l'interrupteur. De plus, des rendements de l'ordre de 30 %, bien que perfectibles comme nous avons pu le voir dans le dernier chapitre, restent acceptables au regard de la littérature.

La très bonne correspondance entre les résultats théoriques et expérimentaux, notamment en ce qui concerne les prototypes avec une taille de membranes  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ , justifie l'utilisation de cette configuration comme référence pour une exploitation du modèle afin d'éclaircir les perspectives qui peuvent être envisagées pour ce type de dispositifs. Ainsi, l'étude en fonction de l'épaisseur de substrat permettant de faire varier le coefficient de couplage électromécanique attribué au mode de substrat a montré que, bien qu'il s'agisse là d'un paramètre important pour assurer de bonnes performances au transformateur, passé le seuil de  $k_t = 0.25$ , plus aucun gain significatif n'est observé. En revanche et comme attendu, adapter la résistance électrique en sortie du transformateur est essentiel : toujours dans le cas de la configuration avec des membranes de  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$  nous avons pu montrer qu'en choisissant une résistance de sortie d'une centaine d'Ohms, les puissances mesurées atteignent  $1.9 \text{ mW/V}$  et les rendements 38 %. Bien sur, les résistances d'accès aux transducteurs, évaluées à  $25 \Omega$ , que ce soit du côté du transducteur du circuit primaire ou secondaire, sont à l'origine d'une part conséquente des pertes de puissance. Travailler expérimentalement sur la minimisation de ces résistances permettrait

## CONCLUSION GÉNÉRALE

---

donc de réels gains sur les performances des dispositifs. Cependant, même en supprimant par la modélisation ces résistances d'accès, le rendement idéal obtenu n'atteint que 60 %. On approche donc ici la limite du rendement intrinsèque de la partie acoustique du transformateur. Comme nous avons pu voir d'une part que les pertes dans le substrat, pour le mode épaisseur étudié à 12 *MHz*, n'avaient que très peu d'influence et d'autre part que le flux de puissance mécanique entre la cellule CMUT et le substrat passe très majoritairement par les points d'ancrage sur les bords de la membrane, une optimisation de l'architecture même de ces points d'ancrage est à envisager pour voir cette limite de rendement repoussée à des valeurs plus élevées.

En termes de perspectives, quelques compléments de données de caractérisation devront être établies comme les pertes par insertion du transformateur par exemple, mais également des mesures des capacités d'isolation des transformateurs fabriqués. En effet ce dernier aspect, essentiel pour un transformateur dédié à l'isolation galvanique, ne peut être ignoré avant la mise en application du dispositif. Toujours au regard de l'application visée, des dispositifs à faibles tensions de fonctionnement mais avec des performances équivalentes devront être conçus à l'aide du modèle développé, puis fabriqués. En effet, les tensions de polarisation nécessaires pour ces premiers prototypes étudiés — de l'ordre de la centaine de Volts — restent trop élevées pour des applications de transformateurs d'isolement. Dans cette optique, réduire les hauteurs de cavités permettra de diminuer la tension de collapse des cellules CMUTs.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

---

# Bibliographie

- [1] Christophe Mauriac. *Commande des thyristors et des TRIACs par un signal sinusoïdal haute fréquence (0.1 MHz - 10 MHz) : Contribution à l'intégration de l'isolation galvanique*. Thesis, Tours, 2005.
- [2] Nicolas Sénégond. *Approche temporelle de la simulation et de la caractérisation des transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usinés*. Thesis, Tours, 2010.
- [3] Cyril Meynier. *Modélisation, conception et caractérisation de transducteurs capacitifs micro-usinés*. Thesis, Tours, 2012.
- [4] Audren Boulmé. *Conception et caractérisation de sondes cMUT large bande pour l'imagerie conventionnelle et l'évaluation du tissu osseux*. Thesis, Tours, 2013.
- [5] Dominique Gross. *Conception et évaluation d'une sonde CMUT mixte dédiée à la thérapie ciblée à guidage ultrasonore*. PhD thesis, 2015.
- [6] Edgar Jeanne. *Université François Rabelais*. PhD thesis, Tours, 2008.
- [7] Sophie Ngo. *Acoustic device for galvanic isolation : CMUT, an innovative way*. PhD thesis, Tours, 2013.
- [8] Ningning Wang, Terence O'Donnell, Saibal Roy, Santosh Kulkarni, Paul McCloskey, and Cian O'Mathuna. Thin Film Microtransformer Integrated on Silicon for Signal Isolation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(6) :2719–2721, jun 2007.
- [9] Ming Xu, T.M. Liakopoulos, C.H. Ahn, Suk Hee Han, and Hi Jung Kim. A microfabricated transformer for high-frequency power or signal conversion. *IEEE Transactions on Magnetics*, 34(4) :1369–1371, jul 1998.
- [10] J.Y. Park and J.U. Bu. Packaging compatible microtransformers on a silicon substrate. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 26(2) :160–164, may 2003.
- [11] M. Mino, T. Yachi, A. Tago, K. Yanagisawa, and K. Sakakibara. Planar microtransformer with monolithically-integrated rectifier diodes for micro-switching converters. *IEEE Transactions on Magnetics*, 32(2) :291–296, mar 1996.
- [12] H. Kurata, K. Shirakawa, O. Nakazima, and K. Murakami. Study of thin film micro transformer with high operating frequency and coupling coefficient. *IEEE Transactions on Magnetics*, 29(6) :3204–3206, nov 1993.
- [13] C.H. Ahn and M.G. Allen. Micromachined planar inductors on silicon wafers for MEMS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(6) :866–876, 1998.

- [14] S.C. Tang, S.Y. Hui, and Henry Shu-Hung Chung. Coreless planar printed-circuit-board (PCB) transformers-a fundamental concept for signal and energy transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(5) :931–941, 2000.
- [15] R. Wu, Johnny K O Sin, and S. Y. Hui. Novel Silicon-Embedded Coreless Transformer for On-Chip Isolated Signal Transfer. *IEEE Magnetics Letters*, 2, 2011.
- [16] Nunzio Spina, Vincenzo Fiore, Pierpaolo Lombardo, Egidio Ragonese, and Giuseppe Palmisano. Current-Reuse Transformer-Coupled Oscillators With Output Power Combining for Galvanically Isolated Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 62(12) :2940–2948, dec 2015.
- [17] Nunzio Greco, Nunzio Spina, Vincenzo Fiore, Egidio Ragonese, and Giuseppe Palmisano. A Galvanically Isolated DC-DC Converter Based on Current-Reuse Hybrid-Coupled Oscillators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, 64(1) :56–60, jan 2017.
- [18] Baoxing Chen. Fully integrated isolated DC-DC converter using micro-transformers. In *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, number Ic, pages 335–338. IEEE, feb 2008.
- [19] Baoxing Chen. Isolated half-bridge gate driver with integrated high-side supply. In *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pages 3615–3618. IEEE, jun 2008.
- [20] Toshiba. <https://toshiba.semicon-storage.com/us/product/opto/photocoupler.html>.
- [21] Vishay. <https://www.vishay.com/docs/49592/49592.pdf>.
- [22] Toshiba. <https://toshiba.semicon-storage.com/us/product/opto/photocoupler/triac-output.html>.
- [23] Fairchild. <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN-3003.pdf>.
- [24] Keith A Fish, Charles A Rosen, and Herbert C Rothenberg. Electromechanical transducer, 1958.
- [25] E.L. Horsley, M.P. Foster, and D.A. Stone. State-of-the-art Piezoelectric Transformer technology. In *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10. IEEE, 2007.
- [26] Jiashi Yang. Piezoelectric transformer structural modeling - a review. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 54(6) :1154–1170, jun 2007.
- [27] Marzieh Ekhtiari, Zhe Zhang, and Michael A. E. Andersen. State-of-the-art piezoelectric transformer-based switch mode power supplies. In *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 5072–5078. IEEE, oct 2014.
- [28] Alfredo Vazquez Carazo. Piezoelectric Transformers : An Historical Review. *Actuators*, 5(2) :12, apr 2016.
- [29] J. D. Larson III, S. R. Gilbert, and A Ken. Piezoelectric isolating transformer, 2006.
- [30] J. D. Larson III, S. R. Gilbert, and M. L. Frank. 12F-3 A Pitch-Catch UHF Piezoelectric Transformer Fabricated with Thin Film PZT Transducers. In *2007 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, pages 1168–1174. IEEE, oct 2007.

- [31] Dejan Vasic, F. Costa, and E. Sarraute. A new MOSFET & IGBT gate drive insulated by a piezoelectric transformer. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01 CH37230)*, volume 3, pages 1479–1484. IEEE, 2001.
- [32] Dejan Vasic, François Costa, and Emmanuel Sarraute. Piezoelectric transformer for integrated MOSFET and IGBT gate driver. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(1) :56–65, jan 2006.
- [33] M.I. Haller and B.T. Khuri-Yakub. A surface micromachined electrostatic ultrasonic air transducer. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 43(1) :1–6, jan 1996.
- [34] Goksen G Yaralioglu, Arif Sanli Ergun, Baris Bayram, Edward Haeggström, and Butrus T Khuri-Yakub. Calculation and measurement of electromechanical coupling coefficient of capacitive micromachined ultrasonic transducers. *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics, Freq. Control*, 50(4) :449–456, 2003.
- [35] Dominique Certon, Franck Teston, and Frederic Patat. A finite difference model For cMUT devices. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 52(12) :2199–2210, dec 2005.
- [36] Fredrik Lingvall, Bogdan Piwakowski, and Guang-Min Zang. The DREAM Toolbox, 2012.
- [37] Leslie L. Foldy. Theory of Passive Linear Electroacoustic Transducers with Fixed Velocity Distribution. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 21 :595–604, 1949.
- [38] Yongli Huang, A.S. Ergun, E. Haggstrom, M.H. Badi, and B.T. Khuri-Yakub. Fabricating capacitive micromachined ultrasonic transducers with wafer-bonding technology. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 12(2) :128–137, apr 2003.
- [39] A.S. Ergun, Yongli Huang, Xuefeng Zhuang, Omer Oralkan, G.G. Yarahoglu, and B.T. Khuri-Yakub. Capacitive micromachined ultrasonic transducers : fabrication technology. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 52(12) :2242–2258, dec 2005.
- [40] 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. In *2008 IEEE 21st International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pages 339–342. IEEE, jan 2008.
- [41] A. Logan and J.T.W. Yeow. Fabricating capacitive micromachined ultrasonic transducers with a novel silicon-nitride-Based wafer bonding process. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 56(5) :1074–1084, may 2009.
- [42] F. Y. Yamaner, S. Olcum, H. K. Oguz, Ayhan Bozkurt, H. Koymen, and Abdullah Atalar. High-power CMUTs : design and experimental verification. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 59(6) :1276–1284, jun 2012.
- [43] Baris Bayram. Diamond-based capacitive micromachined ultrasonic transducers. *Diamond and Related Materials*, 22 :6–11, feb 2012.

- [44] M. Bellaredj, G. Bourbon, V. Walter, P. Le Moal, and M. Berthillier. Anodic bonding using SOI wafer for fabrication of capacitive micromachined ultrasonic transducers. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 24(2) :025009, feb 2014.
- [45] Haller and Khuri-Yakub. A surface micromachined electrostatic ultrasonic air transducer. In *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium ULTSYM-94*, volume 43, pages 1241–1244 vol.2. IEEE, 1994.
- [46] 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.
- [47] A. Buhdorf, 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. *IEEE Symposium on Ultrasonics*, 2003, 2(c) :1951–1954, 2003.
- [48] Xuecheng Jin, Igal Ladabaum, and Butrus T Khuri-Yakub. The Microfabrication of Capacitive Ultrasonic Transducers. *JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS*, 7(3), 1998.
- [49] Marta Buigas, Francisco Montero De Espinosa, Georg Schmitz, Iñaki Ameijeiras, Pedro Masegosa, and Manuel Domínguez. Electro-acoustical characterization procedure for cMUTs. *Ultrasonics*, 43(5) :383–390, 2005.
- [50] Igal Ladabaum, B. T. Khuri-Yakub, and Dimitri Spoliansky. Micromachined ultrasonic transducers : 11.4 MHz transmission in air and more. *Applied Physics Letters*, 7(1996) :7, 1995.
- [51] I.O. Wygant, Xuefeng Zhuang, D.T. Yeh, O. Oralkan, A.S. Ergun, Mustafa Karaman, and B.T. Khuri-Yakub. Integration of 2D CMUT arrays with front-end electronics for volumetric ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 55(2) :327–342, feb 2008.
- [52] Xiaoyang Cheng, Jingkuang Chen, I.-M. Shen, P.-C. Li, and M. H. Wang. 6F-3 Fabrication and Assembly of a Monolithic 3D CMUT Array for Imaging Applications. In *2007 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, pages 515–518. IEEE, oct 2007.
- [53] Donghwan Kim, Michael Kuntzman, and Neal Hall. A rotational capacitive micromachined ultrasonic transducer (RCMUT) with an internally-sealed pivot. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 61(9) :1545–1551, sep 2014.
- [54] Tahereh Arezoo Emadi and Douglas Andrew 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, feb 2015.
- [55] Joshua Knight, Jeff McLean, and F. Levent Degertekin. Low temperature fabrication of immersion capacitive micromachined ultrasonic transducers on silicon and dielectric substrates. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 51(10) :1324–1333, 2004.
- [56] R.A. Noble, a D Jones, T.J. Robertson, D.A. Hutchins, and D.R. Billson. Novel, wide bandwidth, micromachined ultrasonic transducers. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 48(6) :1495–507, 2001.

- [57] M. Pappalardo, G. Caliano, A. Caronti, F. D'Alessio, C. Cucco, E. Cianci, and V. Foglietti. Capacitive ultrasonic transducers with a new vibrating structure. *IEEE Symposium on Ultrasonics, 2003*, 2(c) :1955–1959, 2003.
- [58] E Bahette, J F Michaud, Dominique Certon, Dominique Gross, and Daniel Alquier. Progresses in cMUT device fabrication using low temperature processes. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 24(4) :045020, apr 2014.
- [59] 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(4) :347–354, oct 2002.
- [60] R.O. Guldiken, Jeff McLean, and F.L. Degertekin. CMUTS with dual electrode structure for improved transmit and receive performance. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 53(2) :483–491, feb 2006.
- [61] H. Guckel, J.J. Sniegowski, T.R. Christenson, S. Mohny, and T.F. Kelly. Fabrication of micromechanical devices from polysilicon films with smooth surfaces. *Sensors and Actuators*, 20(1-2) :117–122, nov 1989.
- [62] 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. In *International Electron Devices Meeting. Technical Digest*, pages 761–764. IEEE, 1996.
- [63] R.a. Noble, R.R. Davies, D.O. King, M.M. Day, A.R.D. Jones, J.S. McIntosh, D.a. Hutchins, and P. Saul. Low-temperature micromachined cMUTs with fully-integrated analogue front-end electronics. *2002 IEEE Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings.*, 2(c) :1045–1050, 2002.
- [64] G. Caliano, A. Caronti, A. Savoia, C. Longo, M. Pappalardo, E. Cianci, and V. Foglietti. Capacitive micromachined ultrasonic transducer (cMUT) made by a novel "reverse fabrication process". In *IEEE Ultrasonics Symposium, 2005.*, volume 1, pages 479–482. IEEE, 2005.
- [65] Alessandro Caronti, Andrea Coppa, Alessandro Savoia, Cristina Longo, Philipp Gatta, Barbara Mauti, Antonio Corbo, Beatrice Calabrese, Giulio Bollino, Alejandro Paz, Giosue Caliano, and Massimo Pappalardo. Curvilinear capacitive micromachined ultrasonic transducer (CMUT) array fabricated using a reverse process. In *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 2092–2095. IEEE, nov 2008.
- [66] Alessandro Stuart Savoia, Giosuè Caliano, and Massimo Pappalardo. A CMUT probe for medical ultrasonography : from microfabrication to system integration. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 59(6) :1127–1138, jun 2012.
- [67] O. Oralkan, X.C. Jin, K. Kaviani, A.S. Ergun, F.L. Degertekin, M. Karaman, and B.T. Khuri-Yakub. Initial pulse-echo imaging results with one-dimensional capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays. *2000 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium (Cat. No.00CH37121)*, 1 :959–962, 2000.
- [68] Ömer Oralkan, A. Sanh Ergun, Jeremy A. Johnson, Mustafa Karaman, Utkan Demirci, Kambiz Kaviani, Thomas H. Lee, and Butrus T. Khuri-Yakub. Capacitive micromachined ultrasonic transducers : Next-generation arrays for acoustic imaging? *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2002.

- [69] D.M. Mills and L.S. Smith. Real-time in-vivo imaging with capacitive micromachined ultrasound transducer (cMUT) linear arrays. *IEEE Symposium on Ultrasonics, 2003*, 1(c) :568–571, 2003.
- [70] M. Legros, C. Meynier, R. Dufait, G. Férin, and F. Tranquart. Piezocomposite and CMUT arrays assessment through in vitro imaging performances. *Proceedings - IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 1142–1145, 2008.
- [71] P.-C. Eccardt, K. Niederer, T. Scheiter, and C Hierold. Surface micromachined ultrasound transducers in CMOS technology. *1996 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings*, 2 :959–962, 1996.
- [72] Peter C. Eccardt and Kurt Niederer. Micromachined ultrasound transducers with improved coupling factors from a CMOS compatible process. *Ultrasonics*, 2000.
- [73] Gokce Gurun, Paul Hasler, and F. Levent Degertekin. Front-end receiver electronics for high-frequency monolithic CMUT-on-CMOS imaging arrays. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2011.
- [74] Gokce Gurun, Coskun Tekes, Jaime Zahorian, Toby Xu, Sarp Satir, Mustafa Karaman, Jennifer Hasler, and F. Levent Degertekin. Single-chip CMUT-on-CMOS front-end system for real-time volumetric IVUS and ICE imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 61(2) :239–250, feb 2014.
- [75] A. Sako, K. Ishida, M. Fukada, K. Asafusa, S. Sano, and M. Izumi. Development of ultrasonic transducer Mappie with cMUT technology. *Medix*, 51(Hitachi Med. Corp. Japan) :31 – 34, 2009.
- [76] Zhao Danhua, Steve Zhuang, and Ron Daigle. A commercialized high frequency CMUT probe for medical ultrasound imaging. In *2015 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, pages 1–4. IEEE, oct 2015.
- [77] S.H. Wong, R.D. Watkins, Mario Kupnik, K.B. Pauly, and B.T. Khuri-Yakub. Feasibility of MR-temperature mapping of ultrasonic heating from a CMUT. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 55(4) :811–818, apr 2008.
- [78] S.H. Wong, M. Kupnik, R.D. Watkins, K. Butts-Pauly, and B.T. Khuri-Yakub. Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers for Therapeutic Ultrasound Applications. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 57(1) :114–123, jan 2010.
- [79] M. Wang, J. Chen, X. Cheng, J Cheng, and P Li. Design and test of a monolithic ultrasound-image-guided HIFU device using annular CMUT rings. In *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 459–462. IEEE, nov 2008.
- [80] Abhijeet Kshirsagar, Ryan Chee, Alexander Sampaleanu, Alexander Forbrich, Deepak Rishi, Walied Moussa, and J Roger. Multi-Frequency CMUT Arrays for Imaging-Therapy Applications. pages 1991–1993, 2013.
- [81] Dominique Gross, Caroline Coutier, Mathieu Legros, Ayache Bouakaz, and Dominique Certon. A cMUT probe for ultrasound-guided focused ultrasound targeted therapy. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 62(6) :1145–1160, jun 2015.
- [82] G.G. Yaralioglu, F.L. Degertekin, M.H. Badi, B.A. Auld, and B.T. Khuri-Yakub. Finite element method and normal mode modeling of capacitive micromachined SAW

- and Lamb wave transducers. In *2000 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium (Cat. No.00CH37121)*, volume 1, pages 129–132. IEEE, 2000.
- [83] MH Badi, GG Yaralioglu, A. Sanli Ergun, F. Levent Degertekin, C.H. Cheng, and B.T. Khuri-Yakub. A first experimental verification of micromachined capacitive Lamb wave transducers. In *2000 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium (Cat. No.00CH37121)*, volume 1, pages 311–314. IEEE, 2000.
- [84] G. G. Yaralioglu, M. H. Badi, A. S. Ergun, C. H. Cheng, B. T. Khuri-Yakub, and F. L. Degertekin. Lamb wave devices using capacitive micromachined ultrasonic transducers. *Applied Physics Letters*, 78(1) :111–113, jan 2001.
- [85] MH Badi, GG Yaralioglu, A.S. Ergun, S.T. Hansen, E.J. Wong, and B.T. Khuri-Yakub. Capacitive micromachined ultrasonic Lamb wave transducers using rectangular membranes. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 50(9) :1191–1203, sep 2003.
- [86] Sigrid Berg and Arne Rønnekleiv. Acoustic backing in 3-D integration of CMUT with front-end electronics. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 59(7) :1537–1549, jul 2012.
- [87] W Fang and J a Wickert. Determining mean and gradient residual stresses in thin films using micromachined cantilevers. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 6(3) :301–309, sep 1996.
- [88] Xin Zhang, Tong-yi Zhang, and Yitshak Zohar. Measurements of residual stresses in thin films using micro-rotating-structures. *Thin Solid Films*, 335(1-2) :97–105, nov 1998.
- [89] Matthew a Hopcroft, William D Nix, and Thomas W Kenny. What is the Young’s Modulus of Silicon? *Journal of Microelectromechanical Systems*, 19(2) :229–238, apr 2010.
- [90] B.A. Auld. *Acoustic Fields and Waves in Solids*. 1990.
- [91] M. H. Badi. *Capacitive Micromachined Ultrasonic Lamb Wave Transducers*. Thesis, Stanford, 2004.
- [92] *MEMS Module User’s Guide*. COMSOL, Inc., version 5. edition, 2015.

## BIBLIOGRAPHIE

---



## Résumé :

Ces travaux présentent l'étude de transformateurs par voie acoustique, basés sur la technologie CMUT (*Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer*), visant à développer des composants monolithiques assurant l'isolation électrique au sein de la commande des interrupteurs à semi-conducteurs. S'agissant de microsystèmes électromécaniques, les CMUTs offrent des perspectives intéressantes en terme d'intégrabilité monolithique avec les interrupteurs à semi-conducteurs. L'architecture proposée est constituée de deux transducteurs CMUTs de part et d'autre d'un substrat en silicium. Un outil de modélisation a été développé dans le but de prédire le comportement du transformateur. Des protocoles de mesure du rendement des dispositifs fabriqués ont été mis en place permettant une évaluation quantitative des performances des prototypes (un rendement de 32 % est atteint avec une marge de progression à 60 %). L'exploitation du modèle développé, et validé par les résultats de caractérisation, a permis de mettre en évidence les limites et perspectives d'amélioration de ces dispositifs.

## Mots clés :

CMUT, transformateur acoustique, isolation galvanique, éléments finis, FEM, couplage au substrat, caractérisation du rendement

## Abstract :

This work is a study of CMUT (Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer) based acoustical transformers as a step in the development of insulating components in semiconductor switches control chain. CMUT transducers being microelectromechanical systems (MEMS), their monolithic integration with semiconductor switches is full of interesting perspectives. The proposed architecture consists of two CMUTs layered on each side of a silicon substrate. A computational tool was designed to predict the behaviour of the transformer. Measurement protocols of the power efficiency of the constructed transformers were set up and allowed to quantify the prototypes' performances (A 32 % efficiency is currently reached, with improvements attainable up to 60 %). Exploring the results of the developed model, validated by bench measurements, allowed to determine the current limits of the transformers as well as perspectives of improvement.

## Keywords :

CMUT, acoustic transformer, galvanic isolation, finite elements, FEM, substrate coupling, power efficiency assessment.