

Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS: étude, modélisation et réalisation

F. Tounsi

▶ To cite this version:

F. Tounsi. Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS : étude, modélisation et réalisation. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2010. Français. NNT : . tel-00482408

HAL Id: tel-00482408 https://theses.hal.science/tel-00482408

Submitted on 10 May 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers. L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

THESE EN COTUTELLE INTERNATIONALE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut Polytechnique de Grenoble et de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax en Tunisie

Spécialité : Micro et Nano Electronique

préparée au laboratoire TIMA

dans le cadre de l'Ecole Doctorale EEATS

et au laboratoire Micro-Electro Thermal Systems : METS

dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Sciences et Technologies »

présentée et soutenue publiquement

par

Farès Tounsi

le 22 Mars 2010

Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS : étude, modélisation et réalisation

JURY

M. Mongi Lahiani
M. Khalifa Aguir
M. Hamadi Ghariani
M. Pascal Nouet
M. Mohamed Masmoudi
M. Libor Rufer
M. Mounir Samet

, Président , Rapporteur , Rapporteur , Rapporteur , Co-directeur de thèse , Co-directeur de thèse , Examinateur



﴿ وَمَا تَوْفِيقِي إِلاَّ بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ ﴾ [هود:88]

لإلى لأبي و لأمي لالغاليين لإلى نزوجتى و لاينى لالعزيزين لإلى جميع لأفرلاد لأسرتي و إلى كلّ مه يُحبّني « Seuls ceux qui croient en leurs rêves peuvent les réaliser »

Hergé (1907 - 1983)

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse est le fruit d'une collaboration entre le groupe de recherche EMC de l'ENI de Sfax et le groupe RMS du laboratoire TIMA à Grenoble. Je tiens à remercier sincèrement les responsables de ces deux groupes, Messieurs Mohamed Masmoudi et Salvador Mir pour leurs accueils pendant ces longues années de thèse.

J'adresse mes profonds remerciements à Monsieur Libor Rufer pour m'avoir accueilli au groupe RMS et dirigé mes travaux de recherche. Je lui témoigne de ma sincère reconnaissance pour la qualité de son aide, ses conseils et pour l'état d'esprit qu'il m'a su instaurer.

J'assure de mon entière reconnaissance à Monsieur **Mongi Lahiani**, Maître de conférence à *l'ENIS, pour avoir accepté d'être le Président du Jury de cette soutenance.*

J'exprime ma gratitude à Monsieur Khalifa Aguir, Professeur à l'université Paul Cézanne Aix-Marseille III et Monsieur Hamadi Ghariani, Maître de conférence à l'ENIS et à Monsieur Pascal Nouet, Professeur à l'université Montpellier II, qui ont bien accepté d'être les rapporteurs de mon travail de thèse.

Je voudrais remercier également, Monsieur Mounir Samet, Professeur à l'ENIS, pour avoir accepté d'examiner mon travail et d'être membre du jury.

J'adresse mes remerciements particuliers et assure de ma sympathie à Monsieur **Brahim** Mezghani pour sa patience, sa disponibilité, ses conseils et son aide.

Je tiens à remercier Monsieur **Thierry Fournier**, Ingénieur de recherche à l'Institut NEEL de Grenoble pour son attention, sa disponibilité et son assistance dans l'expérimentation des puces réalisées. Un grand merci également à Monsieur Alexandre Chagoya, responsable des outils CAO au CIME Nanotech pour son éternelle gentillesse, son sourire et ses conseils.

J'aimerai remercier chaleureusement tous les membres du groupe EMC pour leur bonne humeur et leur précieuse compagnie, sans oublier notre cher technicien Nabil. Mes remerciement s'adresse également à tous les membres du groupe RMS que j'ai eu la chance de côtoyer : Louay, Gustavo, Yoann et Fabio, et plus particulièrement ceux du fameux bureau T212 : Rafik, Nourredine et le nouveau arrivant Rshdee pour leurs grande amitié.

Enfin, je remercie ma femme Lara, pour avoir supporté tous les mois durant lesquelles je me suis exilé loin d'elle et un énorme merci à ma famille qui m'a soutenue durant toutes mes années d'études.

Farès Tounsi (Mars 2010)Æ

Table des matières

|--|

Chapitre 1 : Introduction aux technologies Microsystème

| 1) Introd | uction | 4 |
|------------|---|----|
| 2) Matér | iaux pour les microsystèmes compatibles aux circuits intégrés | 5 |
| 2.1. S | ilicium | 5 |
| 2.2. P | Polysilicium (silicium polycristallin) | 7 |
| 2.3. C | Dxyde de silicium SiO ₂ | 8 |
| 2.4. N | litrure de silicium | 8 |
| 2.5. C | Couches minces de métal | 9 |
| 3) Techn | ologie CMOS et le Micro-usinage | 10 |
| 3.1. N | licro-usinage en pré-CMOS | 10 |
| 3.2. N | licro-usinage en intra-CMOS | 12 |
| 3.3. N | licro-usinage en post-CMOS | 13 |
| 3.3.1. | Déposition de couches en post-CMOS | 14 |
| 3.3.2. | Gravure des couches CMOS en post-CMOS | 15 |
| a) | Micro-usinage en volume | 15 |
| <i>b</i>) | Micro-usinage en surface | 21 |
| 4) Concl | usion | 22 |

Chapitre 2: Etat de l'Art des Structures de Microphones MEMS

| 1) | Introduction | 26 |
|----|--|----|
| 2) | Principales caractéristiques des transducteurs électromécaniques | 27 |
| | 2.1. Introduction aux transducteurs électromécaniques | 27 |
| | 2.2. Mesure des performances du microphone | 27 |
| 3) | Différents principes des microphones microusinés | 30 |
| - | 3.1. Microphones piézoélectriques | 31 |
| | 3.1.1. Présentation et modélisation de l'effet piézoélectrique | 31 |
| | 3.1.2. Principes des microphones piézoélectriques | 34 |

1

| <i>3.2</i> . | Microphones piézorésistifs | 37 |
|--------------|--|----|
| 3.3. | Microphones électrostatiques | 38 |
| 3.3.1. | Linéarisation de la force électrostatique | 40 |
| 3.3.2. | Microphones à condensateur | 42 |
| 3.3.3. | Microphones à électret | 43 |
| 3.3.4. | Principaux travaux antérieurs sur les microphones capacitifs | 44 |
| 3.4. | Microphones optiques | 49 |
| 4) Conc | lusion | 49 |

Chapitre $\mathcal{3}$: Modélisation magnétique et électrique du microphone

| 1) Introduction | 54 |
|--|----|
| 2) Présentation du microphone électrodynamique CMOS-MEMS | 55 |
| 2.1. Principe du couplage électrodynamique | 55 |
| 2.2. Description de la structure du microphone | 56 |
| 3) Modélisation magnétique du microphone | 57 |
| 3.1. Modélisation d'une inductance intégrée | 57 |
| 3.1.1. Modèle équivalent d'une inductance | 57 |
| 3.1.2. Évaluation de l'inductance totale d'une spirale intégrée | 58 |
| 3.2. Modélisation d'un transformateur intégré | 61 |
| 3.2.1. Relations fondamentales des transformateurs | 61 |
| 3.2.2. Différentes réalisations monolithiques des transformateurs | 63 |
| 3.3. Modes de polarisation du microphone | 64 |
| 3.3.1. Évaluation du champ magnétique produit par une spire filiforme | 64 |
| <i>3.3.2. Polarisation de l'inductance externe par un courant continu</i> | 67 |
| a) Évaluation de la tension induite à travers le champ magnétique | 67 |
| <i>b)</i> Évaluation de la tension induite à travers l'inductance mutuelle | 70 |
| 3.3.3. Polarisation de l'inductance externe par un courant alternatif | 73 |
| <i>3.3.4. Polarisation des deux inductances par un courant alternatif</i> | 78 |
| 3.4. Modélisation d'une bobine avec décalage vertical | 79 |
| 4) Modélisation électrique du microphone | 81 |
| 4.1. Évaluation de la tension induite du microphone | 81 |
| 4.1.1. Modèles analytiques du transformateur concentrique | 81 |
| 4.1.2. Expression du courant dans le secondaire | 83 |
| 4.1.3. Effet de la force de Lorentz sur le comportement du microphone | 85 |
| 4.2. Montage avec la bobine spirale multicouches | 87 |
| 5) Conclusion | 88 |

Chapitre 4 : Modélisation mécanique et acoustique du microphone

| 1) In | troduction | 91 |
|-------|---|----|
| 2) M | odélisation mécanique de la structure du microphone | 92 |
| 2.1. | Réponse en fréquence des microphones micro-usinés | 93 |

| 2.2. Modélisation des ressorts de suspension | 94 |
|---|-----|
| 2.2.1. Rigidité de flexion des différents types d'attachement | 94 |
| 2.2.2. Comparaison entre les différents types d'attachement | 98 |
| 2.3. Estimation de la masse équivalente de la membrane | 99 |
| 2.4. Choix des dimensions de la membrane | 100 |
| 2.4.1. Validation des calculs de la raideur et de la membrane | 100 |
| 2.4.2. Calcul des dimensions de la membrane | 101 |
| 2.4.3. Calcul des modes propres de la structure | 102 |
| 2.4.4. Etude statique de la membrane | 103 |
| 3) Modélisation électro-acoustique du microphone inductif | 103 |
| 3.1. Modélisation en éléments localisés de la structure du microphone | 104 |
| 3.1.1. Impédance de rayonnement | 105 |
| 3.1.2. Impédance de la membrane et des bras d'attachement | 106 |
| 3.1.3. Impédance d'air à travers des ouvertures de la membrane | 107 |
| 3.1.4. Impédance acoustique de la cavité | 107 |
| 3.2. Réponse en fréquence du microphone | 107 |
| 3.2.1. Sensibilité du microphone sans amortissement | 108 |
| 3.2.2. Sensibilité du microphone avec amortissement | 109 |
| 3.3. Bruit du microphone | 113 |
| 3.3.1. Bruit Brownien de la membrane | 113 |
| 3.3.2. Bruit thermique (Johnson) | 114 |
| 4) Conclusion | 115 |

Chapitre 5 : Fabrication du premier prototype du microphone

| 1) Int | roduction | 118 |
|---------------------------|--|--------------------------|
| 2) Fa | brication du microphone | 118 |
| 2.1. | Description du procédé de fabrication | 119 |
| 2.2. | Post-process de gravure du microphone | 121 |
| 2.3. | Technologie et fabrication d'un prototype | 123 |
| 3) De | escription et résultats de gravure des différentes structures de test | 124 |
| 3.1. | Description et résultats de gravure de TEST1 | 124 |
| 3.2. | Description et résultats de gravure de TEST2 | 125 |
| 3.3. | Structure principale : le microphone électrodynamique | 126 |
| 3.4. 3.4 3.4 3.4 | Solutions adoptées pour remédier aux problèmes technologiques .1. Utilisation d'une gravure humide .2. Utilisation du FIB .3. Solutions proposées pour modifier la position verticale de la membrane | 129 129 130 131 |
| 4) Co | nclusion | 132 |
| | | |

| Conclusion générale | 133 |
|---------------------|-----|
| Annexe | 136 |

<i><i><i><i>Ciste des figures

<u>Chapitre 1 :</u>

| <i>Figure 1.1. Représentation schématique des structures (a) cristalline, (b) polycristalline, et (c) amorphe dans un matériau.</i> | 6 |
|---|----------|
| <i>Figure 1.2.</i> Les trois plans cristallographiques principaux avec leurs indices de Miller montrés sur la structure cubique du cristal. | а 6 |
| <i>Figure 1.3.</i> Vue en coupe de la technologie M ³ EMS de Sandia National Lab's [11]. | !1 |
| <i>Figure 1.4.</i> Vue en coupe de la technologie Mod MEMS d'Analog Devices, Palo Alto Research Cente et l'UC Berkeley [15]. | er 12 |
| Figure 1.5. Vue en coupe de la technologie iMEMS d'Analog Devices Inc [17]. | !3 |
| <i>Figure 1.6.</i> Techniques de micro-usinage (a) micro-usinage en volume, gravure anisotropique et isotropique (b) micro-usinage en surface avec les couches sacrificielles, les couches structurelles et une étape de gravure postérieure. | !5 |
| Figure 1.7. Schéma d'une poutre réalisée par une gravure anisotrope du silicium par la face avant. La rainure résultante est limitée par les plans (111) des quatre cotés et le plan (100) sur le plafond. 1 | 16 |
| Figure 1.8. Post-CMOS : micro-usinage en volume par la face arrière du substrat. | !7 |
| <i>Figure 1.9.</i> Les différentes formes de gravure dans le substrat produites par les techniques de gravures <i>1</i> | !7 |
| Figure 1.10. Gravure électrochimique par la face arrière. I | !9 |
| Figure 1.11. Vue en coupe des séquences de process en post-CMOS nécessaire pour la réalisation (a d'un diélectrique [39] et (b) des microstructures en silicium cristalline [38]. 2 | ı) 20 |
| Figure 1.12. Schéma en coupe d'une technologie de micro-usinage en surface avant (a) et après (b) l gravure des oxydes sacrificiels. 2 | la 22 |

<u>Chapitre 2 :</u>

| Figure 2.1. Tracé typique de la réponse en fréquence. | 28 |
|---|---------|
| Figure 2.2. L'allure de la densité spectrale en puissance typique du bruit d'un microphone. | 29 |
| <i>Figure 2.3.</i> Variations de l'amplitude et les spectres de puissance d'une onde (a) sinusoïdale pure e (b) déformée (c) très déformée. | t 29 |
| Figure 2.4. Polarisation des céramiques piézoélectriques suite à une déformation. | 31 |
| <i>Figure 2.5.</i> Comparaison entre l'effet d'une contrainte appliquée sur des structures (a) centrosymétrique et (b) noncentrosymétrique. | 31 |

| Figure 2.6. Axes de référence utilisés pour la modélisation d'un solide piézoélectrique. | 32 |
|--|-------------|
| Figure 2.7. Illustration des modes piézoélectriques d_{33} et d_{31} utilisés pour la récupération d'énergie | 2.33 |
| <i>Figure 2.8.</i> Vue en coupe du premier microphone piézoélectrique monolithique microusiné sur silicium de Royer et coll. [23]. | 35 |
| Figure 2.9. Vue en coupe du microphone piézoélectrique intégré de Kim et coll. [26]. | 35 |
| <i>Figure 2.10. Vue en coupe du premier microphone piézorésistif microusiné sur silicium de Schellin Hess [31].</i> | et 37 |
| <i>Figure 2.11. Microphone électrostatique (a) modèle simplifié [1] et (b) réponse en fréquence typique contraction de la contraction de l</i> | ue. _ 38 |
| Figure 2.12. Structure d'un microphone à condensateur typique. | 39 |
| Figure 2.13. Schématique d'un microphone à condensateur. | 42 |
| <i>Figure 2.14. Circuit simplifié d'un microphone à condensateur connecté avec un préamplificateur (adapté par Scheeper et coll. [30]).</i> | 43 |
| Figure 2.15. Schéma d'un microphone capacitif avec une membrane à électret. | 43 |
| Figure 2.16. Vue en coupe du microphone à électret micro-usiné de Hohm [39] | 45 |
| Figure 2.17. Vue en coupe du microphone à électret micro-usiné de Sprenkels [37] | 45 |
| Figure 2.18. Vue en coupe du microphone à condensateur micro-usiné de Bergqvist & Rudolf [44]. | . 45 |
| Figure 2.19. Vue en coupe du microphone à condensateur amélioré de Bergqvist et coll [45]. | 46 |
| Figure 2.20. Vue en coupe du microphone à condensateur de Bourouina et coll [47] | 47 |
| Figure 2.21. Vue en coupe du microphone à condensateur de Scheeper [48]. | 47 |

<u>Chapitre 3 :</u>

| <i>Figure 3.1.</i> (a) Principe de base de l'induction magnétique (b) Vue en coupe d'un microphone électrodynamique. | 55 |
|---|---------|
| Figure 3.2. Position des deux inductances sur le substrat. | 56 |
| Figure 3.3. Vue 3D de la géométrie du microphone électrodynamique. | 57 |
| <i>Figure 3.4. Représentation spatiale (a) d'une inductance intégrée plane carrée sur silicium (b) des éléments parasites.</i> | 57 |
| <i>Figure 3.5.</i> Le modèle électrique équivalent, d'une inductance intégrée plane carrée (a) posée sur le substrat (b) suspendue. | ? 58 |
| Figure 3.6. Illustration de l'inductance mutuelle positive et négative d'une spirale planaire carrée. | 59 |
| Figure 3.7. Disposition en parallèle de deux conducteurs de même longueur. | 60 |
| Figure 3.8. Méthode de calcul de la GMD entre deux surfaces. | 60 |
| <i>Figure 3.9.</i> Disposition, (a) arbitraire (b) symétrique par rapport au milieu, de deux conducteurs en parallèle de longueur différente. | 61 |
| Figure 3.10. Interaction magnétique entre deux inductances idéales. | 62 |
| Figure 3.11. Modèle en éléments localisés d'un transformateur non-idéal. | 63 |

| <i>Figure 3.12.</i> Les différentes structures de transformateurs (a) concentrique, (b) entrelacée et (c) empilée. |
|--|
| <i>Figure 3.13. Disposition géométrique et champ magnétique B produit par (a) un fil conducteur rectiligne (b) une spire carrée.</i> |
| Figure 3.14. Allure de la composante du champ magnétique (a) B_z en fonction de (x,y) pour $z=0$, (b) B_x en fonction de (x,y) pour $z=20\mu m$, (c) B_z en fonction de z et (d) B_x en fonction de z. |
| <i>Figure 3.15. Disposition géométrique (a) des deux spires dans le microphone (b) de la spire interne en mouvement de vibration.</i> |
| Figure 3.16. Variation des deux facteurs A_1 et A_2 dans l'expression de la fem _L en fonction du déplacement ξ (pour $a = 1.5$ mm, $\varepsilon = 109 \ \mu m$ et $I = 5 \text{mA}$). |
| Figure 3.17. Allure de la fem _L induite donnée par l'équation exacte et l'estimée pour une amplitude déplacement égale à (a) $h = 20 \mu m$ (b) $h = 100 \mu m$. |
| <i>Figure 3.18.</i> Interaction magnétique entre deux inductances idéales dans le cas où seul le primaire parcouru par un courant DC |
| Figure 3.19. Structure d'un transformateur planaire concentrique. |
| Figure 3.20. Vue en coupe du mouvement relatif de l'inductance interne B_2 par rapport à B_1 . |
| Figure 3.21. Variation de la mutuelle inductance M en fonction du déplacement ξ , pour les expressions exacte et estimée (pour $l_a = 1.65$ mm, $\varepsilon_a = 121 \ \mu$ m, $s = 0.9 \ \mu$ m et $w = 1 \ \mu$ m). |
| Figure 3.22. Variation du coefficient du couplage magnétique k en fonction de (a) l'amplitude de vibration de l'inductance interne (b) la séparation entre les deux inductances. |
| <i>Figure 3.23.</i> Spectre de fréquences des forces électromotrices induites, cas de (a) Lorentz, (b) Neumann et (c) la somme des deux. |
| Figure 3.24. Différentes formes de trapèze de modulation en fonction du taux de modulation, m. |
| Figure 3.25. L'allure de la tension, fem _T , résultante de la somme de la fem _L et de la fem _N pour $\omega_c >> 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 40kHz$) |
| Figure 3.26. L'allure de la tension, fem _T , résultante de la somme de la fem _L et de la fem _N pour $\omega_c << 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 20Hz$) |
| Figure 3.27. Allure de la tension induite e_L donnée par l'équation exacte et l'estimée pour une amplitude de déplacement égale à (a) $h = 20\mu m$ (b) $h = 100\mu m$. |
| Figure 3.28. Allure de la e_L pour (a) $\omega_c >> 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 40kHz$, sans porteuse), et (b) $\omega_c << 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 20Hz$, porteuse de basse fréquence). |
| Figure 3.29. Différents montages du transformateur (a) inverseur (b) non-inverseur. |
| Figure 3.30. Modèle d'un transformateur concentrique (a) inverseur (b) non-inverseur. |
| Figure 3.31. Schéma équivalent général de la bobine dans différents modes de polarisation. |
| Figure 3.32. Direction de la force de Lorentz générer par le champ magnétique (a) vertical (b) radi |
| <i>Figure 3.33.</i> Une inductance spirale double couches sur substrat de silicium (a) Illustration tridimensionnelles (b) circuit équivalent idéal |

<u>Chapitre 4 :</u>

| <i>Figure 4.1.</i> Schéma équivalent d'un système à membrane (a) sans amortissement (b) avec amortissement. | 93 |
|--|-----------------|
| Figure 4.2. Réponse en fréquence classique d'une membrane (courbe 1), l'effet d'un amortisse extérieur sur le diaphragme (courbes 2 à 5) pour un microphone électrodynamique. | ement 94 |
| Figure 4.3. Divers structures de flexion (a) fixe-fixe, (b) « crab-leg », (c) « U-spring », (d) set attaché à une membrane carrée. La pression est appliquée sur la surface de la membrane. | rpentine, 95 |
| Figure 4.4. Illustration du déplacement d'une poutre simple soumise à une force F_z . | 97 |
| <i>Figure 4.5. Vue d'ensemble de différentes conceptions d'attachement (a) Jambe de crabe, (b) méandre, (c) U-spring et (d) la serpentine.</i> | 99 |
| <i>Figure 4.6.</i> Comparaison de la raideur pour les différents types d'attachements donnés dans la Figure 4.5. | a 99 |
| Figure 4.7. Détermination des modes propres de la structure avec le profilomètre Fogal | 101 |
| <i>Figure 4.8.</i> Modes de résonance simulés d'une membrane carrée attachée par quatre bras en de crab-leg (respectivement en Hz : 861,1219, 1468, 8360, 13761 et 14481). | forme 102 |
| Figure 4.9. Simulation statique de la flèche de la membrane. | 103 |
| Figure 4.10. (a) Coupe transversale du circuit mécano-acoustique équivalent (b) Le modèle ét acoustique à constantes localisées, de la structure du microphone électrodynamique. | lectro- 105 |
| Figure 4.11. Représentation du couplage mécanoacoustique en forme de (a) transformateur et deux domaines (b) schéma de couplage (c) schéma acoustique équivalent. | ntre les 106 |
| Figure 4.12. Allure (a) de l'impédance acoustique équivalente (b) du déplacement, de la membre fonction de la fréquence de l'onde incidente. | brane en 109 |
| <i>Figure 4.13.</i> Allure de la sensibilité du microphone en fonction de la fréquence dans le cas d'u polarisation en AC. | une 109 |
| <i>Figure 4.14.</i> Illustration de l'effet d'amortissement visqueux par compression « sqeeze film da pour une oscillation verticale de la membrane. | 111 mping » |
| Figure 4.15. Allure (a) de l'impédance acoustique équivalente (b) du déplacement, de la membre fonction de la fréquence de l'onde incidente pour différentes valeurs de la distance G_0 . | brane en 111 |
| Figure 4.16. Allure (a) de la vitesse (b) de la sensibilité, de la membrane en fonction de la frée de l'onde incidente pour différentes valeurs de la distance G_0 . | quence 112 |
| Figure 4.17. Densité spectrale du bruit Brownien dans la membrane. | 114 |
| Figure 4.18. Densité spectrale du bruit Johnson dans la membrane. | 115 |

<u>Chapitre 5 :</u>

| Figure 5.1. (a) Composition des, (b) Épaisseurs des principales, couches de la technologie chinois | se |
|--|-----|
| СЅМС 0.6µm, 2Р2М | 119 |
| Figure 5.2 Etapes technologiques de fabrication du microphone inductif. | 120 |
| Figure 5.3. Vue finale en coupe du microphone électrodynamique. | 120 |

| Figure 5.4. Illustration de la gravure au coin convexe et la formation des poutres suspendues dans un matériau qui n'est pas gravée. 12 |
|---|
| <i>Figure 5.5.</i> Simulation atomistique de la gravure anisotropique de la membrane du microphone soutenue par quatre bras, pour différents pas de calculs montrant la progression de la gravure 12 |
| Figure 5.6. Simulation atomistique de la gravure anisotropique de la membrane soutenue par quatre bras à 45°, pour différents pas de calculs montrant la progression de la gravure 12 |
| Figure 5.7. (a) Dessin des masques (b) Image MEB, de la structure de test du microphone 12 |
| Figure 5.8. Image MEB de la structure TEST1 (avant gravure). 12 |
| Figure 5.9. (a) Empilement des couches (b) Profile topographique, enregistré lors du passage à travers la structure TEST1. 12 |
| Figure 5.10. Image de TEST1 après la gravure prise par (a) MEB, (b) microscope optique 12 |
| <i>Figure 5.11. Image de TEST2 prise par MEB après la gravure avec une membrane (a) attachée (b) libérée 12</i> |
| <i>Figure 5.12. Image MEB (a) des spires de la bobine externe (b) de l'ouverture sur le coté interne du bras –entre le bras et la membrane–.</i> 12 |
| <i>Figure 5.13. Image MEB (a) des ouvertures prévues sur les deux cotés du bras. (b) de la membrane du microphone après gravure.</i> 12 |
| <i>Figure 5.14.</i> (a) Sélection de la zone d'analyse sur la surface du microphone par spectroscopie (b) spectre spécifiques constituant la composition des matériaux dans la zone d'analyse 12 |
| Figure 5.15. Identification de la présence des différents éléments chimique dans la zone d'analyse qu sont, respectivement de gauche à droite et du haut en bas, le nitrure, l'oxygène, l'aluminium, le silicium et le titane 12 |
| Figure 5.16. Profil enregistré lors du passage sur les deux bobines et le bras. 12 |
| <i>Figure 5.17. Image MEB de l'ouverture du microphone gravée dans d'acide fluorhydrique.</i> 13 |
| <i>Figure 5.18.</i> (a) Elargissement de la largeur des ouvertures par le FIB, (b) Résultat après 2h de gravure par TMAH sur le microphone13 |
| Figure 5.19. Illustration de la position verticale de la membrane par rapport au substrat. 13 |
| Figure 5.20. Illustration de l'incurvation des bras d'attachement de la membrane 13 |

<u>Chapitre 1 :</u>

| Tableau 1.1. Comparaison entre les différents processus CMOS micromécanique. | 10 |
|--|----|
| Tableau 1.2. Exemple de techniques de gravure pour micro-usiner le substrat en silicium. | 18 |

<u>Chapitre 2 :</u>

| Tableau 2.1. Définition des coefficients piézoélectriques et leurs unités. | 33 |
|---|----|
| Tableau 2.2. Propriétés électromécaniques de différents matériaux piézoélectriques. | 34 |
| Tableau 2.3. Les importants travaux précédents dans la conception des microphones capacitifs. | 44 |

<u>Chapitre 3 :</u>

| Tableau 3.1. Comparaison entre les différents types de réalisation de transformateurs. | 64 |
|---|-------|
| Tableau 3.2. Équation et valeur des paramètres physiques d'une bobine planaire intégrée sur silic | cium. |
| | 83 |
| Tableau 3.3. Tableau récapitulatif des différents modes de polarisation. | _ 87 |

<u>Chapitre 4 :</u>

| Tableau 4.1. Propriétés des différentes couches utilisées dans le processus de fabrication. | 100 |
|---|-----------|
| Tableau 4.2. Analogie acoustique / électrique / mécanique. | 104 |
| Tableau 4.3. Valeurs de composantes de simulation du circuit électroacoustique. | 107 |
| Tableau 4.4. Sensibilité et bande passante simulées du microphone en fonction de l'épaisseur du g d'air. | ap 112 |

<u>Chapitre 5 :</u>

| Tableau 5.2. Les solutions de gravure du silicium sélectives et leurs ratios de gravure. | 121 |
|--|-----|
|--|-----|

Sntroduction générale

La communication est une chose primordiale dans notre existence. Notre compétence d'échanger les informations est essentielle pour le progrès de notre connaissance et civilisation. La communication humaine progresse à travers l'histoire d'une communication visuelle sous forme d'images et de gestes jusqu'à arriver au langage conventionnel sophistiqué de nos jours. En outre, la communication avec les autres est un besoin naturel chez l'espèce humaine; ce désir a eu beaucoup d'influence dans nos innovations technologiques. L'une des premières réalisations dans ce domaine est le télégraphe inventé par Samuel Morse (1833), dans lequel les informations se transmettent en code à travers un interrupteur électrique. Pourtant, le besoin de transmettre, non pas les codes seulement mais aussi la parole, reste une nécessité d'où l'invention d'un appareil de transmission acoustique s'avère très importante. Durant le développement du téléphone, inventé par Alexander Graham Bell (1876) pour la première fois, le besoin d'un transducteur acoustique "le microphone" est affronté. Le microphone est demandé pour transformer un signal acoustique en un signal électrique analogique qui peut être transmis à un autre transducteur (hautparleur). La structure de base de ce système électroacoustique n'a pas changé; elle trouve beaucoup d'applications non seulement en téléphonie mais aussi dans la radio, la télévision, les systèmes audio et vidéo.

Une autre révolution technologique qui est comparable à celle de Morse et Bell, c'est l'invention du transistor par Shockley et le développement des circuits intégrés fabriqués en semi-conducteur. Cette technologie améliore nettement la production en masse, fournit une miniaturisation immense aux systèmes et complique les circuits électroniques en leur donnant plus de fonctionnalité et de fiabilité. Un détournement de la microélectronique a donné naissance aux microsystèmes qui conjuguent la microélectronique des semi-conducteurs et la technologie du micro-usinage, permettant ainsi la réalisation de systèmes entiers sur une puce. Une autre appellation des microsystèmes très usité est apparue en Amérique : les MEMS "Micro-Electro-Mechanical Systems" ou Microsystèmes Electromécaniques. Ce sont des micro-dispositifs ou micro-systèmes intégrés combinant des composants électriques et mécaniques. Les MEMS sont fabriqués avec des techniques congénères à celles utilisées pour la fabrication des circuits intégrés et leurs tailles peuvent s'étendre des micromètres aux millimètres. En effet, les opérations traditionnelles d'oxydation, de diffusion, de dépôt de couches minces de la microélectronique se voient complétées par l'apparition de technique de micro usinage en volume et en surface du silicium. Cette nouvelle micro technologie du silicium laisse entrevoir de nombreuses possibilités d'intégration de formes géométriques plus complexes de manière à miniaturiser et intégrer des fonctions supplémentaires tout en restant compatible avec la présence de l'électronique intégrée de proximité. Cette possibilité de structuration en trois dimensions du silicium permet de créer des cavités, des poutres, des membranes et des structures suspendues qui vont être à la base de micro dispositifs ayant la possibilité d'interagir avec l'environnement. Les principes physiques mis en oeuvre dans ces

capteurs et ces actionneurs sont très divers : électriques, mécaniques, chimiques, optiques, thermiques, thermodynamiques, etc...

Le champ d'application des microsystèmes est donc très large, et leur conception fait appel à de nombreux domaines connexes comme la mécanique, l'optique, l'électronique ou la micro fluidique. Les microsystèmes fluidiques restent un domaine récent malgré que leurs applications soient nombreuses. L'aéronautique s'intéresse notamment au développement de capteurs de pression, d'actionneurs situés sur les voilures pour modifier les écoulements de couches limites et proposer une alternative aux lourds organes hydrauliques conventionnels. Le secteur automobile développe par exemple des micro-injecteurs haute pression pour les chambres de combustion, des micros capteurs pour la détection de baisses de pression dans les pneumatiques. Les imprimantes grand public sont constituées, pour la plupart, de micro buses à jets d'encre. Mais c'est certainement les secteurs de la télécommunication et de la santé qui présentent le plus fort potentiel d'application. Les demandes en termes de micro capteurs de la variation de pression, ou des microphones, sont fréquentes et nombreux laboratoires se sont lancés dans l'aventure pour en effectuer la conception, la réalisation et l'optimisation. Les microcapteurs de pression acoustique sont spécialement utilisés dans les systèmes d'aides auditives tel que les prothèses auditives et les implants cochléaires. Le microphone est un microcapteur acoustique qui transforme l'énergie acoustique en une énergie électrique. Avec les récents progrès dans la technologie MEMS, la fabrication de microphones avec des dimensions miniaturisées à bas coût est maintenant possible. Une variété de systèmes de transduction, tels que piézoélectriques, piézorésistives, capacitifs et optiques, ont été utilisés dans des microphones MEMS. Les microphones capacitifs ont montré la meilleure sensibilité et ils sont les plus utilisés, comparé aux autres types de microphones intégrés. Ils présentent les meilleurs avantages tels qu'une sensibilité relativement élevée, une large bande passante par inhérence, une faible consommation d'énergie et un faible bruit de fond. Toutefois, dans la conception des microphones capacitifs, des problèmes spécifiques doivent être résolus telles que l'instabilité dans la traction électrostatique, l'atténuation du signal de sortie en raison de la capacité parasite et, dans certains modèles, une baisse de la sensibilité dans les hautes fréquences due à l'amortissement visqueux de l'air. Encore que, leur intégration sur la même puce avec l'électronique de traitement nécessite des matériaux et des chaînes de fabrication spécifiques et assez coûteux.

Pour surmonter ces problèmes, une nouvelle approche plus souple, utilisant un procédé de fabrication de circuits intégrés CMOS standard, est présentée dans cette thèse. L'électronique de proximité est intégrée monolithiquement avec la partie capteur, en utilisant une technologie CMOS industriel standard suivi d'un miro-usinage en volume, permettra de miniaturiser le système et d'augmenter ses performances, et en particulier de minimiser le bruit grâce à la réduction des capacités parasites des interconnexions. En outre, notre approche met l'accent sur les MEMS à faible coût obtenus par la transformation de micro puce émis à partir d'un procédé CMOS standard.

Le travail présenté dans ce mémoire décrit la modélisation, l'optimisation et la réalisation d'un microphone électrodynamique intégré. Ce manuscrit est constitué de cinq chapitres et il est organisé comme suit : le premier chapitre décrit les différents procédés de fabrication des microsystèmes compatibles microélectroniques mis en oeuvre durant ces dernières années en rapportant les avantages et les inconvénients afin de montrer l'intérêt de notre approche.

Le deuxième chapitre, récapitule l'état de l'art sur les différents principes de transduction et les spécifications des différentes structures de microphones MEMS intégrés

micro-usinés. Parmi les nombreuses structures de microphones intégrés, le microphone capacitif offre les meilleures performances. Un tour d'horizon des différentes contributions dans la fabrication des microphones capacitifs et leurs caractérisations est présenté.

Dans le chapitre trois, on commence par introduire notre nouvelle architecture de microphone électrodynamique intégré monolithique qui présente l'avantage d'être peu coûteuse tout en ayant des performances satisfaisantes. Dans cette approche, nous utilisons des couches de silicium et autres émis à partir d'un procédé CMOS standard comme matériaux de base pour la fabrication de la partie mécanique du capteur. L'idée du transducteur électroacoustique de type électrodynamique (ou inductif) intégré et similaire à celle du microphone électrodynamique macroscopique. En effet, en utilisant deux bobines spirales planaires et concentriques occupant deux régions distinctes, on peut imiter le fonctionnement du microphone électrodynamique hybride. Ensuite, une étude magnétique du lien entre les deux bobines dans les différents cas de polarisation est détaillée. Cette étude permettra de donner une caractérisation analytique du microphone en calculant la tension induite, sa sensibilité et le niveau de la distorsion à la sortie.

Le quatrième chapitre est dédié à l'analyse mécanique et vibratoire de la structure du microphone. Plusieurs structures différentes de fixation pour la membrane suspendue vont être étudiées tel que la poutre simple, la jambe de crabe, le ressort en forme de U et en serpentin. L'étude a pour but de trouver la fréquence de résonance optimale de la structure de la membrane d'un microphone électrodynamique afin de parvenir à une large bande passante. La fréquence de résonance du diaphragme doit être placée au centre de la gamme audible ciblée de fréquence et doit être suffisamment amortie. Par la suite, on a entamé une modélisation électro-acoustique et une analyse modale (fréquentielle), par la Méthode des Eléments Finis (MEF), qui est nécessaire pour connaître l'amplitude de vibration et la plage de réponse de la structure du microphone. L'étude des transducteurs électroacoustiques est communément réalisée à l'aide de modèles électriques équivalents en constantes localisées traduisant les comportements électrique, mécanique et acoustique du système. Les constantes localisées du circuit électrique équivalent, représentent la raideur, la masse et l'amortissement du système mécanoacoustique. Ceci va nous amener, finalement, à proposer une structure optimisée du microphone électrodynamique et à estimer la tension induite aux bornes de son secondaire.

Le dernier chapitre de cette thèse consistera à accomplir le dessin des masques et fabriquer un prototype du microphone. Les différents résultats de gravures et de caractérisation des puces du microphone seront expliqués dans une seconde étape du chapitre cinq. Finalement, on clôture par une conclusion générale avec les perspectives de notre travail.

Chapitre 1

Introduction aux technologies Microsystème

| 1) Intro | oduction | 4 |
|------------|---|----------|
| 2) Mate | ériaux pour les microsystèmes compatibles aux circuits intégrés | 5 |
| 2.1. | Silicium | 5 |
| 2.2. | Polysilicium (silicium polycristallin) | 7 |
| 2.3. | Oxyde de silicium SiO ₂ | 8 |
| 2.4. | Nitrure de silicium | 8 |
| 2.5. | Couches minces de métal | 9 |
| 3) Tech | nologie CMOS et le Micro-usinage | 10 |
| 3.1. | Micro-usinage en pré-CMOS | 10 |
| 3.2. | Micro-usinage en intra-CMOS | 12 |
| 3.3. | Micro-usinage en post-CMOS | 13 |
| 3.3.1. | Gravure des couches CMOS en post-CMOS | 14 15 |
| a) | Micro-usinage en volume | 15 |
| <i>b</i>) | Micro-usinage en surface | 21 |
| 4) Con | clusion | 22 |

1) Introduction

Sans doute, l'une des plus excitantes évolutions technologiques au cours de la dernière décennie du 20^{ème} siècle est le domaine des microsystèmes (MEMS). La technologie MEMS a pu profiter des avantages et des innovations créées pendant la révolution de la technologie des circuits intégrés (CI) en termes de procédés, équipements et matériaux. Étant donné qu'une structure MEMS comporte un empilement de couches de matériaux, chacun a un rôle critique, rassemblées parfois sur un même substrat. La compréhension des MEMS exige, à part des connaissances physique et électronique, une maturité dans la connaissance des matériaux utilisés pour construire les dispositifs ainsi que leurs propriétés. Dans la suite, une présentation d'une sélection de matériaux les plus répandus dans les procédés de fabrication des MEMS, sera présentée. Par la suite, nous nous attarderons sur les différentes techniques de fabrication des microsystèmes, compatible microélectronique, accessible industriellement ou au niveau de laboratoire.

2) Matériaux pour les microsystèmes compatibles aux circuits intégrés

Le procédé de fabrication des dispositifs microsystèmes est basé sur les techniques de fabrication standard des circuits intégrés microélectroniques. Le matériau de base est bien entendu le silicium (Si) ainsi que ses dérivés tels que l'oxyde de silicium (SiO₂), le nitrure de silicium (Si₃N₄), le carbure de silicium (SiC) et ses oxy-nitrures (SiN_xO_y). Ces matériaux sont déposés comme une couche mince d'épaisseur qui varie entre une dizaine d'Ångström et plusieurs dizaines de micromètres. Divers métaux servent aussi des liaisons électriques ou comme surface d'accroche biochimique tel que l'aluminium, le titane, l'or, le tungstène ou le cuivre. On peut joindre à cette liste quelques polymères tel que la résine photosensible¹ et les polyimides (PI) du groupe imide. Dans la suite, une brève description des ces matériaux les plus utilisés, sera détaillée.

2.1. Silicium

Le silicium est parmi les éléments les plus abondants sur la terre, il peut être facilement obtenu à partir du sable raffiné pour produire à la fin l'EG-silicium (<u>E</u>lectronic <u>G</u>rade pureté 99.9999999%). L'énorme richesse d'informations accumulées sur le silicium et ses composés au cours des dernières décennies a permis d'innover et explorer de nouveaux domaines d'application s'étendant au-delà de la fabrication des circuits intégrés. Il devient évident que le silicium est la plate-forme appropriée sur laquelle les composants électroniques, mécaniques, thermiques, optiques, et même les fonctions de dynamique des fluides peuvent être intégrées. Des ultra pures plaquettes (wafer) d'EG-silicium sont disponibles aujourd'hui à des prix très bas pour l'industrie des circuits intégrés et ainsi pour les composants MEMS.

Le silicium possède une structure de type diamant, forme dérivée de la structure cubique faces centrées (CFC). Il possède une bande interdite de 1,1eV, et d'ailleurs, comme la plupart des matériaux semi-conducteurs il peut être dopé avec des impuretés pour modifier sa conductivité [1]. Le silicium est un très bon conducteur thermique avec une conductivité thermique supérieure à celle de nombreux métaux et d'environ 100 fois supérieure à celle du verre [2]. Mécaniquement, le silicium cristallin est un matériau dur et fragile, il se déforme élastiquement jusqu'à atteindre sa limite d'élasticité, à ce point il se casse. Sa résistance à la traction est de 7 GPa [1], qui est équivalente à un poids de 700 kg suspendu à une surface de 1mm². Son module de Young dépend de l'orientation du cristal, qui vaut 130 GPa dans la direction <100>, 169 GPa dans la direction <110> et 189 GPa dans la direction <111>— (une valeur qui est comparable à l'acier (210 GPa) [2]). En médecine et en biologie, des études sont en cours pour évaluer l'utilisation du silicium pour les implants médicaux. Les résultats préliminaires indiquent que le silicium est bénin dans l'organisme et ne libère pas de substances toxiques au contact avec les cellules biologiques

L'élément silicium existe sous trois formes différentes: monocristalline, polycristalline ou amorphe (illustrées sur la Figure 1.1). Le silicium monocristallin est d'usage pour fabriquer des substrats circulaires de diamètre allant de 100 mm jusqu'à 300 mm dont l'épaisseur varie de 525μ m jusqu'à 650μ m. Une structure monocristalline est une structure atomique tridimensionnelle de même orientation cristallographique, qui s'appelle le grain, dans laquelle les atomes occupent des emplacements spécifiques et ordonnés dans une maille de treillis (lattice). Le silicium épitaxiale et le diamant sont des exemples de matériaux qui présentent

¹ La résine photosensible (appelée aussi photorésine et parfois photorésist) est un matériau photosensible utilisé dans de nombreux procédés industriels, comme la photolithographie ou la photogravure afin de former un revêtement protecteur ajouté à la surface d'un substrat.

une structure monocristalline. Le silicium polycristallin, ou simplement "poly", et le silicium amorphe sont habituellement déposés comme des couches minces avec une épaisseur typique inférieur à 5μ m. Dans un matériau polycristallin, l'orientation du réseau n'est pas la même dans tout le matériau. Les grains sont séparés par des joints de grains, qui sont des zones dans lesquelles le réseau cristallin est "perturbé" puisqu'il s'agit d'une transition entre deux orientations. La plupart des métaux, comme l'aluminium et l'or, ainsi que le silicium polycristallin, présentent des exemples de cette structure. Dans une structure amorphe, les atomes de Si ne respectent aucun ordre et aucune orientation [3].



Figure 1.1. Représentation schématique des structures (a) cristalline, (b) polycristalline, et (c) amorphe dans un matériau.

Un wafer en Si monocristallin est caractérisé essentiellement par son dopage initial et par l'orientation cristallographique de son réseau cristallin. La compréhension des plans cristallographiques est essentielle pour comprendre le rapport entre les propriétés du matériau et son orientation et les effets des solutions de gravure sélective. Les trois principales orientations de coordonnés dans un cube sont appelées les axes principaux. Les directions et plans spécifiques dans le cristal sont désignés en référence par rapport aux axes principaux en utilisant les indices de Miller [4] (voir Figure 1.2). Les chiffres utilisés dans la notation Miller pour les plans représentent l'inverse de l'intercepte des axes dans les distances de la cellule unitaire depuis l'origine. Les fabricants de wafers de Si coupent finement les plaquettes circulaires tout au long d'un plan cristallin spécifique du matériau. Le plan de face de ces wafers représente l'orientation du plan de coupe. Les wafers (100) dominent dans les technologies CMOS et MEMS, mais les wafers avec l'orientation (111) sont également disponibles et, à un degré moins, on trouve l'orientation (110). Un méplat latéral (plan (110) pour un wafer (100)) permet de définir correctement l'orientation du réseau cristallin sur un wafer.



Figure 1.2. Les trois plans cristallographiques principaux avec leurs indices de Miller montrés sur la structure cubique du cristal.

Dans le cas de plusieurs applications MEMS à base de silicium, le Si monocristallin sert pour réaliser plusieurs fonctions clés. Le Si monocristallin est le matériau le plus polyvalent pour le micro-usinage en volume, à travers une bonne maîtrise des caractéristiques de la gravure et une maturité au niveau des masques de protection utilisés. Il permet de sculpter des structures micromécaniques à partir du substrat en Si. Pour les applications micro-usiné en surface, le Si monocristallin est utilisé comme une plateforme mécanique sur lequel les structures sont fabriquées et montées.

2.2. Polysilicium (silicium polycristallin)

Le silicium polycristallin est un matériau important dans l'industrie des CI où il a été étudié pendant plusieurs années. Une description détaillée de ses propriétés électriques peut être trouvée dans [5]. Comme le Si monocristallin, le Si polycristallin peut être dopé pendant ou après sa déposition en utilisant les techniques standard de traitement des CI. La résistivité du silicium polycristallin peut être modifiée par un dopage en impuretés à l'aide des mêmes méthodes développées pour le silicium monocristallin. L'ajout de l'élément Phosphore réduit le taux de dopage et augmente la résistivité, tandis que l'addition du Bore augmente le taux de dopage et alors, diminue la résistivité. Le coefficient de Seebeck² du polysilicium est assez élevé.

Le silicium polycristallin est un matériau aussi important et attrayant pour les MEMS. Il est le matériau structurel le plus souvent utilisé pour la fabrication des structures MEMS microusiné en surface avec le SiO₂ comme matériau sacrificiel et le Si₃N₄ comme isolant électrique. Pour les applications CI et MEMS, la couche mince de polysilicium est généralement déposée à travers d'un processus connu sous le nom Low-Pressure Chemical Vapor Deposition (LPCVD). Les conditions typiques de dépôts exigent des températures de 580 à 650°C et des pressions allant de 100 à 400 mTorr (1 Torr \approx 1 mmHg = 133.322 Pa). Pour les processus réalisés à 630°C, le taux de dépôt du silicium polycristallin est d'environ 100 Å/min.

Généralement, toutes les couches minces déposées sont soumises à des contraintes appelées contraintes résiduelles qui peuvent gravement affecter les performances des microstructures. Les plus hautes valeurs de contraintes résiduelles se trouvent dans le Si amorphe et le polysilicium sous forme de compression, principalement, avec une forte texture relative à la colonne (110). Dans les mêmes conditions de dépôt, les couches de polysilicium épaisses sont souvent soumises à moins de contraintes résiduelles que les couches minces, ce qui est particulièrement vrai pour les couches avec une microstructure de texture en colonne verticale (columnar). Pour réduire la compression dans les couches de polysilicium déposées on peut utiliser un recuit à des températures comprises entre 650 et 850°C. Les poutres en silicium polycristallin ou amorphe, libérées avec le micro-usinage en surface, qui n'ont pas été soumises à une étape de recuit peuvent se déformer sous l'effet des contraintes intrinsèques. Cette étape de recuit permet, en outre, d'annuler les contraintes mécaniques dans les couches de polysilicium permettant d'améliorer la stabilité mécanique et d'annuler les effets de vieillissement. Pour les couches de polysilicium déposées à 650°C, les contraintes de compression résiduelles sont typiquement de l'ordre de 0,5 à 1 GPa. Toutefois, ces contraintes peuvent être réduites à moins de 10,8 Pa par un recuit à haute température (1000°C) des couches minces.

 $^{^{2}}$ L'effet Seebeck est un effet thermoélectrique, il se manifeste avec l'apparition d'une différence de potentiel à la jonction de deux matériaux soumis à une différence de température. L'utilisation la plus connue de l'effet Seebeck est la mesure de température à l'aide de thermocouples.

2.3. Oxyde de silicium SiO₂

Le silicium est un matériau qui retrouve un succès énorme également grâce à son oxyde stable qui représente une bonne isolation électrique. Contrairement au germanium, dont l'oxyde est soluble dans l'eau, ou à l'arséniure de gallium, dont l'oxyde est incapable de croître sensiblement en épaisseur. Diverses formes d'oxydes de silicium (SiO₂, SiO_x, etc...) sont largement utilisées dans les processus standards de fabrication des CI grâce à leurs excellentes propriétés d'isolation électrique et thermique. Son module de Young est supérieur à celui du silicium.

Le dioxyde de silicium (SiO₂) est produit principalement par une oxydation thermique (croissance) du silicium se trouvant sur la surface du wafer. L'oxydation thermique du Si est effectuée à des hautes températures (de 900 à 1000°C) en présence de l'oxygène ou de la vapeur. L'oxydation thermique présente un processus auto-limité (le taux de croissance de l'oxyde diminue avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche), l'épaisseur maximale de la couche obtenu en pratique est d'environ 2 μ m, ce qui est largement suffisant pour de nombreuses applications.

Les couches de SiO₂ pour les applications MEMS peuvent être déposées également par LPCVD en utilisant un processus appelé oxydation à basse température (LTO). Un avantage du procédé LPCVD, consiste dans la possibilité de doper le flux des gaz de source par d'autres éléments afin de doper la couche de SiO₂ déposée. Comme exemple, c'est l'incorporation du phosphore sous forme de Phosphoro Silicate Glass (PSG). Le SiO₂ thermique, LTO, et le PSG sont des isolants électriques convenant pour de nombreuses applications MEMS. Les constantes diélectriques de l'oxyde thermique et de l'oxyde à basse température (LTO) sont égales à 3.9 et 4.3, respectivement.

L'oxyde de silicium est utilisé aussi comme des couches sacrificielles dans le processus du micro-usinage en surface parce qu'il est gravé avec une grande sélectivité en utilisant l'acide fluorhydrique (HF) [1]. L'objectif est de dissoudre entièrement l'oxyde sacrificiel afin de libérer les composants prévus sans graver le silicium polycristallin formant les parties structurelles. Les wafers ou les moules sont simplement immergés dans la solution appropriée pour une période de temps suffisante pour libérer toutes les parties souhaitées. La faible densité des couches de LTO et de PSG est partiellement responsable de l'augmentation du taux de gravure en HF, ce qui les rend attrayantes comme matières sacrificielles pour le micro-usinage en surface. Sans doute, le SiO₂ est un matériau sacrificiel excellent pour le micro-usinage en surface avec le silicium polycristallin; toutefois, d'autres matériaux pourraient également être utilisés.

2.4. Nitrure de silicium

Le nitrure de silicium (Si_xN_y) est largement utilisé dans l'industrie des CI grâce à ses propriétés diélectriques et mécaniques intéressantes. En effet, le nitrure de silicium est un matériau extrêmement dur ce qui le rend un matériau attrayant pour les applications dans lesquelles l'usure physique est une considération majeure. Son module de Young, de l'ordre de 323 GPa, est largement supérieur à celui du silicium avec des caractéristiques intrinsèques de la contrainte contrôlables par les spécificités du procédé de dépôt. En plus, le nitrure de silicium est un bon matériau de masquage efficace dans de nombreuses solutions de gravures alcalines. Le nitrure de silicium le plus répandu, de formule chimique Si_3N_4 , est largement utilisé en MEMS pour l'isolation électrique, la passivation, les masques de gravures et comme un matériau structurel. Deux méthodes sont couramment utilisées pour déposer les couches minces de Si_3N_4 : LPCVD et PECVD (*Plasma enhanced chemical vapor deposition*). L'utilisation du Si_3N_4 déposé par PECVD dans les applications micro-usinées a ses inconvénients en raison de son taux de gravure assez élevé par le HF (souvent plus élevé que celui de SiO_2 déposé par croissance thermique), et de la porosité de la couche. Contrairement à son homologue PECVD, le dépôt du Si_3N_4 par LPCVD est extrêmement résistant aux attaques chimiques, le rendant ainsi le matériau idéal pour de nombreuses applications micro-usinées en volume et en surface. Il est couramment utilisé comme une couche isolante pour isoler les structures du dispositif du substrat parce qu'il possède une bonne résistivité qui est de 1016 Ω -cm. Le dépôt typique se fait à une température entre 700 et 900°C et une gamme de pressions de 200 à 500 mTorr. Le taux de dépôt typique est d'environ 30 Å/min.

2.5. Couches minces de métal

Le choix de la nature d'une couche mince de métal à utiliser dans un microsystème dépend essentiellement de l'application visée. Les couches minces de métal peuvent être déposées en utilisant une large gamme de techniques de dépôt, les plus courantes étant l'évaporation, la pulvérisation cathodique (sputtering) et par un dépôt chimique en phase vapeur (CVD-Chemical Vapor Deposition). Ce large éventail de méthodes de dépôt fait d'elles l'une des classes les plus polyvalentes des matériaux utilisés dans la fabrication des CI. Les métaux peuvent remplir plusieurs tâches allant de la réalisation des interconnexions internes dans le circuit, passant par leurs utilisations en tant que masques durs de gravure, arrivant jusqu'à leurs utilités dans la formation des éléments structurels ou sacrificiels dans les microcapteurs et les microactionneurs MEMS. Pour les interconnexions électriques, l'aluminium, avec une température de fusion de 660°C, est le matériau le plus utilisé et il est relativement facile à déposer par pulvérisation cathodique, mais son fonctionnement est limité aux environnements non corrosif et à des températures inférieures à 300°C. L'aluminium a tendance à se dégrader avec le temps et avec la température, ce qui provoque des changements dans ses caractéristiques intrinsèques de la contrainte (stress). En conséquence, il est généralement situé à l'écart du stress ou des éléments déformables [1]. L'or, le cuivre, le titane, le platine et le Permalloy (Ni_xFe_y) , et quelques autres matériaux peuvent également être déposés par des méthodes électrolytiques. Pour les environnements les plus sévères (rudes) ayant des températures très élevées, le tungstène, avec un point de fusion très élevé, de l'ordre de 3422°C, est très adéquat.

Dans les MEMS, les couches minces d'aluminium peuvent être utilisées en combinaison avec des polymères tels que les polyimides, connu pour leurs bonnes propriétés thermiques et élastiques, car ces derniers peuvent être déposés par pulvérisation à basse température (<400°C). Dans la plupart des cas, l'aluminium est utilisé comme une couche structurelle, mais il peut aussi bien être utilisé comme une couche sacrificielle. Un inconvénient du polyimide est sa viscoélasticité (il est glissant). Le tungstène (W) (déposé par CVD) peut également être utilisé comme un matériau structurel et le dioxyde de silicium comme matériau sacrificiel dans la construction des microstructures avec le micro-usinage en surface [6]. Dans ce cas, le HF est utilisé pour la gravure de l'oxyde sacrificiel. En termes de propriétés chimiques, l'aluminium serait certainement un bon matériau pour construire les couches sacrificielles, comme il peut être dissout dans des solutions de gravure acide qui n'attaquent que l'Al sans attaquer le silicium polycristallin.

3) Technologie CMOS et le Micro-usinage

Le problème majeur dans une intégration monolithique d'un capteur/actionneur MEMS avec l'électronique de traitement est le besoin d'utiliser des hautes températures qui causent la dégradation des performances du circuit CMOS à son voisinage. En effet, les microstructures en polysilicium, qui forment généralement les couches structurelles du capteur, sont déposées à des températures comprises entre 575 et 625°C dans un four LPCVD et exigent généralement un recuit thermique à des températures ≥900°C pour réduire les contraintes résiduelles [7]. Toutefois, après le dépôt de la couche de métallisation (généralement en aluminium) du procédé CMOS, la température maximale dans le processus sera limitée à 450°C afin de ne pas dégrader les contacts entre l'aluminium et le silicium. Par conséquent, le polysilicium ne peut être déposé qu'après l'achèvement du processus CMOS avec une métallisation standard de l'aluminium. Afin de permettre le dépôt des microstructures en polysilicium après l'achèvement du processus CMOS, une alternative de métallisation stable à haute température, comme le tungstène, doit être utilisée dans le procédé CMOS [8][9].

Trois approches différentes sont développées en vue d'intégrer les étapes de micro-usinage avec la technologie CMOS standard pour réaliser une structure MEMS monolithique. Les étapes de micro-usinage additionnelles peuvent soit précéder le procédé CMOS standard (pré-CMOS) ou être effectuées entre les étapes régulières (intra-CMOS) ou bien après l'achèvement de tous les processus standards (post-CMOS) [10]. Le Tableau 1.1 présente une comparaison entre ces trois approches. Généralement, les processus CMOS-MEMS sont associés à des étapes de micro-usinage en surface ou en volume.

| | planéité de la surface | contrainte de température | contrainte de contamination | accessibilité |
|------------|---------------------------|------------------------------|--------------------------------|---------------|
| Pré-CMOS | excellent | aucune | oui | limitée |
| Intra-CMOS | bonne | oui | oui | très limitée |
| Post-CMOS | variable | oui | non | facile |

Tableau 1.1. Comparaison entre les différents processus CMOS micromécanique.

3.1. Micro-usinage en pré-CMOS

L'approche de micro-usinage en pré-CMOS ou «MEMS au-premier" permet de réduire sensiblement le coût de fabrication des MEMS. Avec cette méthode on peut co-intégrer une épaisse microstructure en polysilicium avec les circuits CMOS, en exigeant un recuit à des températures allant jusqu'à 1100°C pour réduire les contraintes résiduelles,. Le processus de micro-usinage en pré-CMOS commence par la construction de la structure MEMS sur un wafer en silicium nu. L'étape suivante consiste à enterrer et sceller ces structures MEMS avec une planarisation de la surface du wafer. La nouvelle surface est utilisée pour bâtir la suite du procédé CMOS standard. En outre, une étape de métallisation est nécessaire pour réaliser les interconnexions entre les structures MEMS et la surface planarisée du circuit contenant les composants CMOS. Les fonderies CMOS standards en général n'acceptent pas de tels wafers personnalisés, une ligne de production dédiée est donc nécessaire. Une étape de libération des structures MEMS est également nécessaire à la fin de fabrication [11].

Il existe deux approches différentes pour réaliser le micro-usinage en pré-CMOS, la première consiste à construire la microstructure MEMS en polysilicium dans une tranchée gravée dans le wafer en silicium avec une gravure humide anisotrope. Ensuite, un recuit à haute

température est nécessaire afin d'éliminer les contraintes résiduelles dans la microstructure en silicium polycristallin. L'étape suivante consiste à remplir la tranchée avec l'oxyde de silicium déposé par LPCVD et planarisée avec une étape de polissage mécano-chimique (CMP – *Chemical Mechanical Polishing*). À ce stade, le wafer est prêt pour le traitement avec le procédé CMOS conventionnel. Une fois le traitement CMOS est terminé, l'étape finale sera de déposer une couche de nitrure de silicium qui sert pour protéger l'électronique CMOS contre l'attaque humide du HF. Les contacts électriques entre les microstructures et l'électronique CMOS se réalisent par des via (studs) en polysilicium. La technologie M³EMS (*Modular, Monolithic MicroElectro-Mechanical Systems*) développée par *SNL (Sandia National Laboratories)* à été la première à mettre en ouvre ce concept de fabrication [12]. Un accéléromètre résonant fabriqué avec Sandia M³EMS technologie a été rapporté dans [13]. Une coupe transversale d'un capteur d'inertie fabriqué avec la technologie M³EMS est illustrée sur la Figure 1.3 [14].



Figure 1.3. Vue en coupe de la technologie M³EMS de Sandia National Lab's [11].

Une deuxième approche plus récente, est apparue par paradoxe à M³EMS, dans la quelle les microstructures sont construites sur la surface du substrat en silicium et non pas dans une tranchée (voir Figure 1.4) [15]. Un recuit à 1100°C assure presque l'élimination des contraintes dans les couches de silicium polycristallin, qui est sensiblement important pour les microstructures assez épaisses (5-10 µm) [15]. Après avoir déposé un chapeau d'oxyde/nitrure en sandwich d'épaisseur 2µm sur le silicium polycristallin, les flancs de la région MEMS sont passivés thermiquement par l'oxyde. Ensuite, un processus sélectif de croissance épitaxiale de silicium est utilisé pour assurer la planarisation du wafer autour de l'épaisseur de la structure MEMS. Puisque les structures MEMS sont encapsulées avec une couche d'oxyde de silicium, la couche de silicium épitaxiale ne croie que dans les régions autour. Après que la surface du wafer est planarisée avec un CMP, le circuit CMOS est formé dans la région épitaxiale avec une zone d'exclusion de 12µm entre les MEMS et le circuit actif. Après l'achèvement du processus IC, les structures MEMS sont libérées, la couche épaisse de silicium polycristallin est émergée avec une gravure sèche anisotrope et les microstructures MEMS sont enfin libérées par la gravure de l'oxyde sacrificielle. La faisabilité de cette approche a été démontrée avec succès, à travers le processus appelé Mod MEMS, en fabricant un accéléromètre et un gyroscope intégré [15].



Figure 1.4. Vue en coupe de la technologie Mod MEMS d'Analog Devices, Palo Alto Research Center et l'UC Berkeley [15].

3.2. Micro-usinage en intra-CMOS

Le micro-usinage en intermédiaire (ou intra-CMOS) est utilisé pour intégrer des microstructures en polysilicium avec la technologie CMOS/BiCMOS. Le recuit à haute température de certains matériaux microstructurels, comme le polysilicium, doit être achevé avant la métallisation afin d'éviter la fusion des métaux d'interconnexion. Ainsi, l'insertion des étapes de micro-usinage des microstructures MEMS dans les étapes du processus CMOS permet d'assurer la compatibilité avec les processus de dépôt et de recuit du polysilicium. La température de recuit est généralement limitée à environ 900°C afin de ne pas affecter le profil de dopage du procédé CMOS. Le traitement en Intra-CMOS est entièrement personnalisé, par conséquence, il exige une ligne de production dédiée [11].

Un exemple qui illustre cette approche est la technologie iMEMS d'Analog Devices Inc [17]. La fabrication commence par l'application des premières étapes de la technologie BiCMOS ; la création des puits n (ou p), des sources, des drains et des grilles en silicium polycristallin des transistors MOS et des bases, collecteurs et émetteurs pour des transistors bipolaires. Après la fabrication des transistors, ceux-ci sont couverts par une couche de nitrure déposée par LPCVD et une deuxième couche de BPSG³ (BoroPhosphoSilicate Glass). La région où les structures MEMS (capteur) seront intégrées, doit être nettoyée du diélectrique à travers l'oxyde de grille jusqu'au silicium. Par la suite une autre couche de nitrure, qui servira de couche d'arrêt de la gravure durant la libération du capteur, est déposée par LPCVD et gravée. Ensuite, les couches d'oxyde sacrificiel et de polysilicium structurel, qui vont former la microstructure MEMS, sont déposées et gravées. La couche de silicium polycristallin est dopée, avec du phosphore, suivi d'un recuit afin de réduire les contraintes résiduelles dans la structure pour éviter sa déformation (ou flambage). Après la formation de la zone MEMS du circuit, les séquences du processus BiCMOS sont reprises par la formation des interconnexions en métal. Par la suite, une couche de passivation composée d'oxyde et de

³ BoroPhosphoSilicate Glass. BPSG est un oxyde principalement utilisé comme diélectrique. Il est déposé dans un réacteur de PECVD en utilisant un mélange de SiH₄, de B_2H_6 , et de PH₃ avec N_2O dans un environnement contrôlé en température et en pression. BPSG est utilisé principalement à cause de sa basse température de fusion comparée à d'autres oxydes. Il peut être déposé au-dessus du polysilicium et sa fusion est assez basse pour ne pas modifier de manière significative les profils des dopants dans le dispositif de silicium fondamental. BPSG n'est pas un bon matériau de passivation parce qu'il est hydroscopique en nature.

nitrure en sandwich est déposée par PECVD pour protéger la zone CMOS / BiCMOS du capteur au cours de la dernière étape de gravure. Finalement, les microstructures MEMS sont libérées sur la surface du wafer par une gravure humide de l'oxyde sacrificiel. Une vue en coupe qui illustre une structure MEMS intégrée avec la technologie iMEMS est schématisée sur la Figure 1.5.



Figure 1.5. Vue en coupe de la technologie iMEMS d'Analog Devices Inc [17].

Durant ce processus, le dépôt et le recuit des matériaux constituant la structure sont réalisés avant la métallisation. En comparaison au micro-usinage en pré-CMOS, il n'est pas nécéssaire de graver une tranchée dans un wafer ni d'utiliser le CMP. Toutefois, après que la couche structurelle est modelée, le wafer n'est pas planarisé parce que la couche structurelle est pratiquement au-dessus du reste du wafer de quelques microns. Par conséquent, une seule couche d'interconnexion peut être faite, et la couche de diffusion permet la connexion électrique du circuit CMOS avec la couche structurelle. En outre, la haute température de recuit n'aura pas d'influence sur la métallisation des interconnexions. Néanmoins, d'éventuels problèmes de compatibilité avec le dopage du Si, qui influent sur les performances des transistors, doivent être considérés lors de la conception d'un circuit sur puce.

3.3. Micro-usinage en post-CMOS

L'approche du micro-usinage en post-CMOS permet de construire des structures microusinées après l'achèvement de toutes les étapes CMOS, permettant ainsi de se baser sur des wafers fabriqués par des fonderies CMOS industrielles. Après l'achèvement des séquences du processus CMOS ordinaire, le micro-usinage en post-CMOS peut être fait à une fonderie MEMS spécialisée [11]. Les processus, dont la température maximale est supérieure à 450°C, sont exclus tel que les dépôts à haute température (dépôts de silicium polycristallin dans un four LPCVD) et le recuit afin que la métallisation CMOS ne se fond pas. Les procédés PECVD, pulvérisation, la galvanoplastie et la plupart des étapes de micro-usinage en volume et en surface humide ou sec sont, cependant, bien adaptés. Une solution alternative de post-CMOS propose de modifier la métallisation des interconnexion pour qu'elle soit basée sur, par exemple, le tungstène pour satisfaire le besoin d'une haute température stable qui permet le dépôt et le recuit du silicium polycristallin [18]. Au cours de l'étape du micro-usinage, l'électronique CMOS pourrait nécessiter une protection spéciale.

Le processus de micro-usinage en post-CMOS peut être divisé en deux catégories selon la façon dont les matériaux constituant la microstructure MEMS sont obtenus. La première est le

post-CMOS de dépôt, dans la quelle les matériaux de la microstructure sont déposés à la fin du traitement standard CMOS. Cette méthode nécessite une ligne de production dédiée, néanmoins, il permet de réduire le coût de fabrication parce que la partie MEMS est placée directement sur la même puce contenant le circuit CMOS. La deuxième catégorie est le post-CMOS de gravure, dans laquelle les microstructures sont formées directement par la gravure du substrat CMOS ou bien des couches minces sacrificielles. Dans cette méthode, la microstructure est déjà formée avec le processus CMOS régulier donc on n'aura besoin que d'une étape de gravure pour sa libération. Par la suite, nous allons détailler les étapes de fabrication par ces deux approches.

3.3.1. Déposition de couches en post-CMOS

La déposition avec LPCVD et le recuit, pour réduire les contraintes résiduelles des couches minces de polysilicium, nécessitent un processus à des températures de ~600 et >900°C, respectivement. Ces températures sont largement supérieures au point de fusion du métal d'interconnexion CMOS ce qui rend le processus non compatible avec le procédé de métallisation de l'aluminium (ou du cuivre) utilisé dans la plupart des processus CMOS. Pour résoudre ce paradoxe, des modifications ont été apportées au procédé CMOS standard au niveau de la métallisation et de la passivation [18]. Les contacts métal/silicium utilisent une métallisation avec les métaux réfractaires⁴, le tungstène en particulier, pour interconnecter le circuit au MEMS. Finalement, une couche de passivation composée d'un sandwich de PhosphoSilicate Glass (PSG) et du nitrure de silicium, à basse contrainte, déposée par LPCVD, a été choisie. La couche de passivation doit planariser la surface du wafer et protéger le circuit non seulement de l'environnement, mais aussi de l'acide fluorhydrique HF utilisé pour libérer les microstructures [18]. Cependant, les métaux réfractaires à haute température ont une faible industrialisation et ne sont pas assez répandu en tant qu'interconnexion dans les processus CMOS commerciaux. En plus, un léger changement dans les caractéristiques du transistor a pu être observé, ce qui indique une redistribution du dopage au cours de cette étape de post-traitement à haute température.

Pour éviter la redistribution du dopage et la nécessité d'avoir une haute température pour la métallisation des interconnexions, la température du post-traitement doit être réduite audessous de 500°C [19]. Pour ce faire, des couches minces de silicium-germanium polycristallin (*poly-SiGe*) ont été étudiées [20][21] comme une alternative aux couches de polysilicium. Les microstructures minces en *SiGe* polycristallin sont déposées à faible température, pour éviter l'utilisation des interconnexions en métaux réfractaires, rendant le processus compatible avec le standard CMOS de métallisation de l'aluminium [22]. Le recuit à haute température n'est pas nécessaire puisque la couche structurelle de *poly-SiGe* possède moins de contrainte que le *poly-Si*. Dans ce processus, le *poly-Ge* est utilisé comme couche sacrificielle au lieu de l'oxyde. Il est prévu que les propriétés des couches poly-SiGe peuvent être améliorées pour des applications MEMS en poursuivant l'optimisation des paramètres de dépôt et de recuit [20]. Le poly-SiGe est un matériau prometteur pour l'intégration des MEMS en post-CMOS.

⁴ Les métaux réfractaires (Refractory metals) sont une classe de matériaux extrêmement résistants à la chaleur et à l'usure mais par contre ils sont peu résistant à l'oxydation et la corrosion. Certaines définitions comprennent cinq métaux qui sont le niobium (Nb, Z=41), le molybdène (Mo, Z=42), le tantale (Ta, Z=73), le tungstène (W, Z=74), et le rhénium (Re, Z=75). Le point de fusion élevé de ses matériaux les rend utiles dans de nombreuses applications qui nécessitent une température très élevée. Le Tungstène est à la fois le plus abondant des métaux réfractaires et possédant une température de fusion la plus haute de tous les métaux, à 3410°C.

3.3.2. Gravure des couches CMOS en post-CMOS

Dans l'approche du post-CMOS de gravure, les microstructures sont formées directement à partir d'une gravure du substrat en silicium, ou bien des couches diélectriques ou métalliques utilisées normalement pour les interconnexions. Les techniques de gravure sont classées en micro-usinage en volume [23] et micro-usinage en surface [24] (voir Figure 1.6). Dans le cas du micro-usinage en volume, la microstructure est formée par un usinage relativement profond d'un volume dans le substrat. Tandis que dans le cas du micro-usinage en surface, la microstructure comprend des couches minces qui sont déposées au-dessus du substrat et enlevées sélectivement lors d'une séquence définie pour libérer les structures MEMS.



Figure 1.6. Techniques de micro-usinage (a) micro-usinage en volume, gravure anisotropique et isotropique (b) micro-usinage en surface avec les couches sacrificielles, les couches structurelles et une étape de gravure postérieure.

a) Micro-usinage en volume

La technique du micro-usinage en volume a été élaborée en 1960. Elle permet une suppression sélective d'une quantité importante de silicium dans le substrat pour former des poutres, des ponts ou des membranes qui sont les briques élémentaires des capteurs et des actionneurs. Le terme micro-usinage en volume vient du fait que la gravure s'opère directement de cavités dans le volume du substrat en silicium. Il consiste à graver le substrat à travers des ouvertures judicieusement définies lors de la réalisation du dessin des masques par le concepteur. L'agent gravant, possédant une bonne sélectivité vis a vis des oxydes, n'attaque que le silicium par les ouvertures qui ont été faites durant le processus CMOS et libère les structures. Les microstructures libérées sont réalisées par un sandwich des couches CMOS audessus d'une cavité ayant des épaisseurs allant de quelques microns jusqu'à la totalité de l'épaisseur du wafer (200 à 550µm).

Afin de libérer une microstructure suspendue, sur la face avant, le substrat en silicium doit être exposé à la solution de gravure dans certaines régions. Ceci peut être réalisé dans un procédé CMOS en superposant une surface active (sans l'oxyde de champ), un contact (sans la séparation entre l'oxyde, le poly et le métal), une via (sans l'oxyde entre les deux couches de métal) et un plot d'ouverture (sans passivation), supprimant ainsi localement toutes les couches diélectriques du procédé et exposant le substrat de silicium à nu [25]. Après le procédé CMOS, les puces ou les wafers sont plongés dans une solution de gravure tel que le TMAH ou le KOH qui permet de graver le substrat en silicium à partir de ces zones nues (voir Figure 1.7). Seul le silicium est attaqué, les autres couches (métal, oxyde) sont inertes ou possèdent une vitesse de gravure insignifiante. La technique de micro-usinage en volume peut être divisée en une gravure, isotrope ou anisotrope, sèche ou humide. Les solutions de gravures liquides, s'appuyant exclusivement sur des produits chimiques aqueux, se réfèrent à une gravure humide, tandis que les gravures à vapeur et plasma se réfèrent à une gravure sèche. La gravure en volume sèche la plus répandue de silicium est la gravure plasma ainsi que la gravure ionique réactive (*Reactive Ion Etching* -RIE).



Figure 1.7. Schéma d'une poutre réalisée par une gravure anisotrope du silicium par la face avant. La rainure résultante est limitée par les plans (111) des quatre cotés et le plan (100) sur le plafond.

Le micro-usinage en volume peut se faire par la face avant, par la face arrière ou par les deux faces du wafer en même temps. Le micro-usinage en volume par la face avant est un moyen simple et peu onéreux pour fabriquer différentes sortes de capteurs. Cependant les faibles inerties mécaniques des structures réduisent le champ d'applications qu'on peut concevoir avec une telle technique. Seul le micro-usinage par la face arrière peut combler ce vide. Le micro-usinage en volume par la face arrière consiste à graver le substrat à partir de la face arrière des puces (face opposée à la face contenant l'électronique) [26]. Une vue en coupe d'un dispositif, après le post-CMOS de micro-usinage en volume par la face arrière est montrée sur la Figure 1.8. L'épaisseur de la membrane de silicium formée est déterminée par le temps de gravure. Si ce temps est important, la couche de silicium restante peut disparaître donnant ainsi naissance à une membrane formée exclusivement par les couches issues du processus CMOS (Figure 1.8). Cette technique permet de libérer des membranes pleines (attaque face arrière uniquement) ou des masses inertielles en silicium (attaque par les deux faces simultanément). Le principe consiste à déposer sur la face arrière d'un wafer, un masque en oxyde ou en nitrure de silicium à basse température que l'on ouvre dans certains endroits pour faire apparaître le silicium. Les ouvertures de la face arrière doivent correspondre aux motifs ou aux ouvertures de la face avant, donc une lithographie double face est obligatoire pour aligner les deux motifs. L'étape de masquage de la face arrière est devenue un module standard de post-CMOS, toutefois, elle est un peu coûteuse dans la mesure où elle nécessite la réalisation d'un masque dédié et oblige d'opérer au niveau du wafer. De plus, afin de protéger la face avant du circuit, l'utilisation d'un cache réalisé en acier inoxydable ou en téflon, suivant la solution chimique utilisée, est généralement nécessaire. Pour ces raisons, qui rendent son utilisation plus chère qu'un procédé de gravure par la face avant, cette technique est utilisée pour des applications où le micro-usinage par la face avant n'est pas possible. Il est possible de conjuguer les deux procédés de micro-usinage en volume présentés précédemment en attaquant le substrat de silicium par la face avant et la face arrière du circuit en même temps [26].



Figure 1.8. Post-CMOS : micro-usinage en volume par la face arrière du substrat.

La gravure isotropique permet de réaliser des cavités de surfaces arrondies (Figure 1.9), car la vitesse de gravure est la même dans toutes les directions cristallographiques. Cette technique n'est pas utilisée fréquemment vu la difficulté du contrôle des conditions de gravure. La solution de gravure isotropique humide la plus usuelle est un mélange d'acide fluorhydrique (HF), l'acide nitrique (HNO₃) et l'acide acétique (CH₃COOH). Dans ce mélange de gravure, l'acide nitrique oxyde la surface du silicium alors que l'acide fluorhydrique grave la couche de dioxyde de silicium qui s'est produite par croissance. L'acide acétique contrôle la dissociation du HNO₃, qui assure l'oxydation du silicium.

La gravure isotopique sèche du silicium peut être faite en utilisant le difluorure de xénon, XeF_2 . Cette méthode qui comprend une phase de gravure avec le vapeur représente d'excellentes sélectivitées à l'égard de l'aluminium, le dioxyde de silicium, le nitrure de silicium et le photorésist, qui peuvent être tous utilisés comme des masques de gravure. Toutefois, les surfaces de silicium gravées sont assez rudes. La molécule d' XeF_2 est adsorbée par le wafer à graver et, au contact avec le silicium, il se décompose en xénon et fluor ; ce dernier attaque le silicium en produisant du tétrafluorure de silicium suivant la réaction suivante :

$$2 \operatorname{XeF}_2 + \operatorname{Si} \rightarrow 2 \operatorname{Xe} + \operatorname{SiF}_4$$

La gravure ionique réactive (RIE) peut être aussi utilisée pour la gravure sèche isotrope (voir gravure sèche anisotrope par la suite).



Figure 1.9. Les différentes formes de gravure dans le substrat produites par les techniques de gravures.
La gravure anisotrope humide du silicium est la technique de micro-usinage la plus utilisée servant pour la libération de structures. Les solvants de gravure humide anisotrope gravent le substrat en silicium avec des vitesses de gravures différentes suivant la direction cristalline. Les rainures résultantes de la gravure sont reliées aux plans cristallins; tout au long d'eux le procédé de gravure possède la vitesse la plus lente, à savoir le plan (111) pour le silicium. Dans le cas d'un wafer d'orientation (100), le plus fréquemment utilisé, les plans (111) font un angle de 54,7° avec la surface horizontale du substrat, produisant une gravure pyramidale dans le volume du substrat (Figure 1.9). Les masques de matériaux utilisés pour obturer (arrêter) la gravure anisotrope du silicium sont le dioxyde de silicium et le nitrure de silicium.

La solution de gravure anisotrope humide la plus usuelle est l'hydroxyde de potassium, KOH. La solution de KOH est très stable, elle donne un rendement dans les résultats de gravure qui est reproductible et elle est relativement peu coûteuse. L'inconvénient du KOH, est qu'il possède un taux de gravure relativement élevé pour le SiO₂ et l'aluminium, donc des précautions doivent être prises pour protéger les contacts en aluminium du procédé CMOS d'être contre une gravure au cours de l'étape. La vitesse de gravure suivant les différentes directions cristallines dépend fortement de la composition chimique exacte de la solution de gravure et de la température du processus [27][28]. D'autres solutions alternatives pour la gravure du silicium sont aussi déployées comme les solutions de Tetra-Methyl Ammonium Hydroxide TMAH (de formule chimique (CH₃)₄NOH), l'Ethylène-Diamine Pyrocatéchol (EDP), solution aqueuse d'hydrazine et l'hydroxyde d'ammonium composés (NH₄OH). Les solutions EDP et TMAH ont relativement de faible taux de gravure pour l'aluminium, permettant de ne pas utiliser un masque pour la libération des microstructures si l'étape de gravure n'est pas trop longue. Toutefois, les solutions EDP, qui vieillissent rapidement, sont potentiellement cancérigènes et sont très difficiles à éliminer. La solution TMAH présente des caractéristiques similaires à la gravure EDP, mais elle est plus facile à manipuler. Le masque de gravure, avec le TMAH, consiste aux couches de diélectriques du processus CMOS qui seront gravées par-dessous à partir de leurs coins convexes, permettant la libération des microstructures diélectrique, tels que les poutres et les ponts. Le Tableau 1.2 résume les solvants utilisés pour les différentes techniques de gravure pour micro-usiner le substrat en silicium.

| Туре | Gravure humide | Gravure sèche | | |
|---------------|--|---|--|--|
| Isotropique | système HNA : HF+HNO ₃ +CH ₃ COOH | gravure par vapeur : XeF ₂ | | |
| Anisotropique | solutions hydroxyde⁵ de métal alcalin⁶ : KOH, NaOH, etc solution d'hydroxyde d'ammonium : (CH₃)₄NOH (TMAH), NH₄OH solution EDP autre solution, tel que l'hydrazine | gravure plasma : - gravure ionique réactive (RIE) - RIE profonde | | |

Tableau 1.2. Exemple de techniques de gravure pour micro-usiner le substrat en silicium.

La gravure anisotrope sèche de silicium est généralement effectuée par une gravure ionique réactive (RIE – *Reactive Ion Etching*) dans un système de gravure de plasma assistée. En contrôlant les paramètres de processus de gravure, tels que les processus de gaz et de pression,

⁶ Un métal alcalin est un élément chimique de la première colonne (groupe 1, excepté l'hydrogène) du tableau périodique des éléments, tel que le lithium (Li), le sodium (Na), le potassium (K), le rubidium (Rb), le césium (Cs) et le francium (Fr).

⁵ L'hydroxyde est le nom de l'anion diatomique OH, composé d'une liaison de covalence entre les atomes d'oxygène et d'hydrogène.

la réaction peut être rendue soit isotrope ou anisotrope. La gravure sèche anisotrope provient principalement de la direction du bombardement d'ions, elle est donc indépendante de l'orientation du cristal du matériau constituant le substrat. La méthode la plus utilisée pour la gravure en volume du silicium à l'aide du fluor avec les radicaux libres SF_6 comme un processus gazeux typique. Des microstructures avec un aspect ratio très élevé peuvent être atteints avec une gravure ionique réactive profonde (D)/RIE, une méthode qui a gagnée beaucoup d'importance au cours des dernières années. En raison du bombardement d'ion, le dépôt d'un polymère sur les surfaces horizontales peut presque être évité, tandis que les flancs de gravure (sidewalls) sont passivés avec un polymère de type téflon.

Afin de permettre de l'électronique active au-dessous de la microstructure, le micro-usinage en volume du wafer CMOS a été combiné avec une technique électrochimique d'arrêt de gravure (etch-stop) se basant sur les puits-n du procédé CMOS (voir Figure 1.10). Par exemple, le capteur CMOS à base de convertisseurs thermiques [29]. Cette technique exploite le fait que la vitesse d'attaque de la solution chimique employée est modifiée en fonction de la polarisation électrique du matériau à usiner. De ce fait, le micro-usinage en volume classique peut être complété par une gravure électrochimique. Le principe est de polariser une zone dopée n (par rapport à une électrode plongée dans la solution) pour empêcher son attaque [30][30]. Cette couche d'arrêt permet de suspendre des petits blocs de quelques microns d'épaisseur en silicium sans avoir recours à une technique de micro-usinage face arrière. Les principaux avantages résident dans la formation d'une petite masse inertielle et de suspendre l'électronique, soit pour l'isoler thermiquement ou électriquement du reste de la puce.



Figure 1.10. Gravure électrochimique par la face arrière.

Cette technique est aussi utilisée pour former une couche d'arrêt lors des gravures face arrière. On obtient ainsi une membrane plus épaisse et donc plus rigide (Figure 1.10). La gravure électrochimique est intéressante, mais difficile à mettre en oeuvre car elle nécessite des moyens de gravure adaptés. La couche libérée en silicium ne peut être que de type n, ce qui limite les possibilités de l'électronique suspendue. D'autres techniques d'arrêt de la gravure sont couramment utilisées récemment pour contrôler l'arrêt de la gravure comme les zones de silicium fortement dopées p^{++} et les jonctions p-n [32].

Une autre approche de micro-usinage en volume par la face avant utilisant une gravure sèche a été développée dans [33]. Cette méthode utilise le métal d'interconnexion de la couche supérieure comme masque de gravure pour définir la microstructure. De cette façon, les tailles minimales des microstructures MEMS, tel qu'une poutre ou une ouverture, sont définies par les règles de conception CMOS (Design Rules) et peuvent être adoptées directement par la technologie CMOS. Les microstructures finales sont laminées (feuilletées), se composant de couches de polysilicium et de métal intercalées dans le diélectrique CMOS, et libérées en utilisant deux étapes de gravure sèche (voir Figure 1.11a)



Figure 1.11. Vue en coupe des séquences de process en post-CMOS nécessaire pour la réalisation (a) d'un diélectrique [39] et (b) des microstructures en silicium cristalline [38].

La première étape utilise une gravure chimique anisotrope CHF_3-O_2 , les zones d'oxyde qui ne sont pas protégées par un masque métallique par-dessous sont gravées jusqu'au bout du substrat en silicium. Dans la deuxième étape de gravure chimique isotrope utilisant le SF_6-O_2 , l'oxyde qui forme la poutre est gravé par dessus, libérant ainsi la microstructure. La gravure isotrope a une vitesse de gravure verticale qui est le double de la vitesse, c'est possible donc de graver une microstructure de 16µm de largeur en arrivant à une profondeur typique de 25 µm. Cette technologie a été utilisée pour fabriquer un accéléromètre [34], un gyroscope [35], et des dispositifs acoustiques [36][36].

Dépendant du procédé CMOS, la couche diélectrique réalisée peut être soumise à d'importantes contraintes résiduelles et des gradients de la contrainte, causant les

déformations des microstructures. Pour être capable de libérer les microstructures en silicium monocristallin, le processus précédant a été combiné avec une gravure anisotropique DRIE par la face arrière du wafer [38] (Figure 1.11b). Le nouveau processus commence avec une gravure anisotropique profonde par la face arrière, ne laissant qu'une membrane en silicium d'épaisseur de 10 à 100 μ m. L'épaisseur de la membrane obtenue fixera l'épaisseur de la microstructure finale. Ensuite, une étape de gravure sèche anisotropique est effectuée par la face avant du wafer, éliminant les zones de dioxyde de silicium qui ne sont pas protégées par la couche métallique. Par la suite, contrairement à l'ancienne technologie [39], une étape de gravure anisotropique (à la place d'isotropique) du silicium est utilisée pour libérer les microstructures, qui sont maintenant composées d'une épaisse couche de silicium, en plus de la couche diélectrique sandwichée. Avec une gravure latérale, le silicium sous les poutres peut être supprimé pour réaliser, par exemple, une isolation électrique de certaines zones de silicium. Le processus a été utilisé pour la fabrication d'un accéléromètre suivant l'axe z [38] et d'un gyroscope [40].

Avec les microstructures micro-usinées en volume du silicium, la technique de collage du wafer (wafer-bonding) est parfois nécessaire pour assembler plusieurs dispositifs MEMS ensemble. Le micro-usinage en surface, cependant, peut être utilisé aussi pour construire des dispositifs MEMS monolithiques.

b) Micro-usinage en surface

Le micro-usinage en surface est basé sur l'emploi des couches sacrificielles qui vont être gravées entièrement à la fin du processus par une étape de gravure sélective et isotropique [24]. Le terme micro-usinage en surface vient par opposition à l'expression micro-usinage en volume car ici la gravure n'attaque pas le silicium du substrat (bulk) [26]. Pendant le processus standard de fabrication des CI, les couches déposées vont être une succession de couches minces sacrificielles et structurelles. Au cours du processus, les couches d'oxyde sacrificielles sont gravées de manière à définir les zones d'ancrage des structures structurelles sur le substrat ou sur le niveau supérieur. Le micro-usinage en surface ne crée pas des ouvertures dans le substrat en silicium mais plutôt construit des structures à la surface du silicium en supprimant éventuellement les couches sacrificielles pour la libération des structures. La couche sacrificielle possède une épaisseur relativement faible qui varie de quelques dixièmes de microns à une dizaine de microns. Les dimensions de ces microstructures fabriquées par le micro-usinage en surface peuvent être de plusieurs ordres de grandeur plus petits que les structures formées par le micro-usinage en volume. On trouve peu de travaux liant cette technique de gravure au procédé CMOS ou AsGa, car les épaisseurs des couches déposées en microélectronique sont trop faibles pour être utilisées.

La libération des microstructures en silicium polycristallin par la suppression de couches minces de dioxyde de silicium sacrificiel est la technique de micro-usinage en surface la plus populaire [24]. La Figure 1.12 montre un schéma en coupe d'une technologie de micro usinage en surface avant (a) et après (b) gravure des couches d'oxydes sacrificielles. On peut remarquer l'existence d'une couche de nitrure déposée sur tout le substrat, de trois couches structurelles de polysilicium ainsi que les couches d'oxydes sacrificielles et les zones d'ancrage. La solution de gravure des matériaux sacrificiels doit avoir une excellente sélectivité et elle doit être en mesure de ne graver que le matériau sacrificiel sans altérer le matériau structurel. La gravure des oxydes sacrificiels est généralement opérée par l'acide fluorhydrique à 49%, suivi par une étape de séchage au CO_2 supercritique pour éviter les

problèmes de collage. Le principal avantage des microstructures créées par micro-usinage en surface est leurs intégrations facile avec les composants crées par CI.



Figure 1.12. Schéma en coupe d'une technologie de micro-usinage en surface avant (a) et après (b) la gravure des oxydes sacrificiels.

Le micro-usinage en surface a besoin d'un ensemble de matériaux structurels, matériaux sacrificiels et de solutions chimiques de gravure compatible CI. Les matériaux compatible CI utilisés dans le micro-usinage en surface sont [41]: (1) polysilicium / dioxyde de silicium; déposé le polysilicium comme matériau structurel (par LPCVD) et le dioxyde comme matériau sacrificiel (également par LPCVD). L'oxyde se dissous facilement dans une solution HF sans que le polysilicium soit affecté. Avec ce système de matériau, le nitrure de silicium est souvent utilisé pour l'isolation électrique. (2) polyimide / aluminium, dans ce cas le polyimide est le matériau structurel et l'aluminium est le matériau sacrificiel. Les solutions de gravure à base d'acide sont utilisées pour dissoudre la couche sacrificielle d'aluminium. (3) nitrure de silicium / silicium polycristallin ; le nitrure de silicium comme matériau structurel, tandis que le silicium polycristallin est le matériau sacrificiel. Pour ce couple, les solutions de gravure anisotropique du silicium tel que le KOH et l'EDP sont utilisés pour dissoudre le polysilicium. (4) tungstène / dioxyde de silicium ; le tungstène est utilisé comme matériau structurel (déposé par CVD) et l'oxyde comme matériau sacrificiel. Une solution d'acide fluorhydrique HF est utilisée pour éliminer l'oxyde sacrificiel. Le micro-usinage en surface pourrait également être effectué à l'aide des méthodes de gravure sèche. Comme exemple, la gravure plasma du substrat de silicium avec un mélange de gaz composé de l'Hexafluorure de Soufre (SF₆) basé sur l'O₂ et le tétrafluorure de carbone (CF₄) basé sur le H₂ est avantageuse. En effet, elle possède une sélectivité élevée pour le photorésist et les masques pour le dioxyde de silicium et l'aluminium peuvent être réalisés. Comme les exemples de technologies industrielles de micro-usinage en surface peuvent être cités le procédé MUMPS de MEMSCAP (Multi User MEMS Process Service), Sommet V de Sandia National Labs, iMEMS de Analog Devices.

4) Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons fait le tour d'horizon des différents procédés de fabrication des microsystèmes compatibles microélectronique connues en focalisant principalement sur les technologies intégrées permettant d'obtenir des microstructures monolithiques. Cette étude a pour but de connaître les différentes structures qu'on peut réaliser avec cette technologie en se basant sur des techniques de gravure chimique. On est intéressé aux technologies MEMS compatibles avec les procédés CMOS standard pour donner des solutions performantes et moins coûteuses.

Bibliographie

- [1] N. Maluf, "An introduction to Microelectromechanical Systems Engineering", Artech House INC, Second Edition 2004.
- [2] H. Baltes, O. Brand, G. K. Fedder, C. Hierold, J. Korvink and O. Tabata, "CMOS MEMS : Advanced Micro & Nanosystems", Vol. 2, WILEY-VCH, 2005.
- [3] J. Allen, "Micro Electro Mechanical System Design", Taylor & Francis Group, CRC press, 2005.
- [4] N. W. Ashcroft and N. D. Mermin, "Solid State Physics", Philadelphia, PA: Saunders College, 1976, pp. 91–93.
- [5] T. Kamins, "*Polycrystalline Silicon for Integrated Circuits*", Boston, MA: Kluwer Academic Publishers, 1988.
- [6] L.Y. Chen and N. MacDonald, "A Selective CVD Tungsten Process for Micromotors", in Technical Digest: 6th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, San Francisco, June 24–27, 1991, pp. 739–742.
- [7] P. J. French, "Polysilicon : a versatile material for microsystems", Sensors and Actuators A 2002, Vol. 99, pp. 3–12.
- [8] J.M. Bustillo, R.T. Howe and R. S. Muller, "Surface micromachining for microelectromechanical systems", Proc. IEEE, 1998, Vol. 86, pp. 1552–1574.
- [9] J. M. Bustillo, G. K. Fedder, C.T.-C. Nguyen and R.T. Howe, "Process technology for the modular integration of CMOS and polysilicon microstructures", Microsystems Technology 1994, Vol. 1, pp. 130–141.
- [10] H. Baltes, O. Brand, A. Hierlemann, D. Lange and C. Hagleitner, "CMOS MEMS—Present and future", Proc. of the 15th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2002), Las Vegas, Jan. 20–24, pp. 459–466.
- [11] H. Xie and G. K. Fedder, "Integrated Microelectromechanical Gyroscopes", Journal of Aerospace Engineering, Vol. 16, Issue 2 (April 2003), pp. 65-75.
- [12] J. Smith, S. Montague, J. Sniegowski, J. Murray and P. McWhorter, "Embedded micromechanical devices for the monolithic integration of MEMS with CMOS", In: Proc. IEEE IEDM'95 1995, pp. 609–612.
- [13] A. A. Seshia, M. Palaniapan, T. A. Roessig, R.T. Howe, R.W. Gooch, T. R. Schimert and S. Montague, "A vacuum packaged surface micromachined resonant accelerometer", The Journal of Microelectromechanical systems (JMEMS), 2002, Vol. 11, pp. 784–793.
- [14] J. J. Allen, R.D. Kinney, J. Sarsfield, M.R. Daily, J.R. Ellis, J.H. Smith, S. Montague, R.T. Howe, B. E. Boser, R. Horowitz, A.P. Pisano, M.A. Lemkin, W. A. Clark and T. Juneau, "Integrated micro-electro-mechanical sensor development for inertial applications", IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine 1998, Vol. 13, pp. 36–40.
- [15] J. Yasaitis, M. Judy, T. Brosnihan, P. Garone, N. Pokrovskiy, D. Sniderman, S. Limb, R. Howe, B. Boser, M. Palaniapan, X. Jiang and S. Bhave, "A modular process for integrating thick polysilicon MEMS devices with sub-micron CMOS", In Proc. SPIE 2003, 4979, pp. 145–154.
- [16] S. A. Bhave, J. I. Seeger, X. Jiang, B. E. Boser, R.T. Howe and J. Yasaitis, "An integrated, vertical-drive, in-plane-sense microgyroscope", In: Proc. Transducers '03, 2003, pp. 171–174.
- [17] T.A. Core, W.K. Tsang, and S.J. Sherman, "Fabrication technology for an integrated surfacemicromachined sensor", Solid State Technology 36, no. 10 (1993), pp. 39–47.
- [18] J. M. Bustillo, G. K. Fedder, C. T.-C. Nguyen and R.T. Howe, "Process technology for the modular integration of CMOS and polysilicon microstructures", Microsystem Technologies 1994, Vol. 1, pp. 130–141.

- [19] S. Sedky, A. Witvrouw, H. Bender and K. Baert, "Experimental determination of the maximum post-process annealing temperature for standard CMOS wafers", IEEE Transactions on Electron Devices 2001, Vol. 48, pp. 377–385.
- [20] A. E. Franke, J. M. Heck, T.-J. King and R.T. Howe, "Polycrystalline silicon-germanium films for integrated microstructures", J. Microelectromechanical Systems 2003, Vol. 12, pp. 160–171.
- [21] C. Rusu, S. Sedky, B. Parmentier, A. Verbist, O. Richard, B. Brijs, L. Geenen, A. Witvrouw, F. Laermer, S. Kronmueller, V. Lea and B. Otter, "New low-stress PECVD poly-SiGe layers for MEMS", J. Microelectromechanical Systems 2003, Vol. 12, pp. 816–825.
- [22] A. E. Franke, Y. Jiao, M. T. Wu, T.-J. King and R. T. Howe, "Post-CMOS modular integration of poly-SiGe microstructures using poly-Ge sacrificial layers", in Proc. IEEE Solid-State Sensor & Actuator Workshop, Hilton Head Island, S.C., June 4–8, Transducers Research Found, 2000, pp. 18–21.
- [23] G.T. A. Kovacs, N. I. Maluf and K. E. Petersen, "Bulk micromachining of silicon", Proc. IEEE 1998, Vol. 86, pp. 1536–1551.
- [24] J. M. Bustillo, R. T. Howe and R. S. Muller, "Surface micromachining for microelectromechanical systems", Proc. IEEE, 1998, Vol. 86, pp. 1552–1574.
- [25] D. Moser, M. Parameswaran and H. Baltes, "Field oxide microbridges, cantilever beams, coils and suspended membranes in SACMOS technology", Sensors Actuators A 1990, Vol. 23, pp. 1019– 1022.
- [26] B. Charlot, "Modélisation de fautes et conception en vue du test structurel des microsystèmes", Ph. D. dissertation, INPG-TIMA Laboratory, 2001.
- [27] G.T. A. Kovacs, "Micromachined Transducers Sourcebook", McGraw-Hill: New York, 1998.
- [28] M. Shikida, K. Sato, K. Tokoro and D. Uchikawa, "Differences in anisotropic etching properties of KOH and TMAH solutions", Sensors Actuators A 2000, Vol. 80, pp. 179–188.
- [29] E. H. Klaassen, R. J. Reay and G.T.A. Kovacs, "Diode-based thermal RMS converter with onchip circuitry fabricated using standard CMOS technology", In: Proc. Transducers '95, 1995, pp. 154–157.
- [30] S. Eminoglu, M.Y. Tanrikulu, D. Sabuncuoglu Tezcan, and T. Akin, "A Low-Cost, Small Pixel Uncooled Infrared Detector for Large Focal Plane Arrays using a Standard CMOS Process", SPIE AeroSense Symposium, Infrared Technology and Applications XXVIII (Aerosense 2002), SPIE Vol. 4721, Orlando, Florida, April 1-5, 2002, pp. 111-121.
- [31] P. French, M. Nagao and M. Esashi, "*Electrochemical etch-stop in TMAH without externally applied bias*", Sensors and Actuators A, Vol. 56, 1996, pp. 279-280.
- [32] X. Ding, W. Czarnocki, J. P. Schuster and B. Roeckner, "DSP-based CMOS monolithic pressure sensor for high-volume manufacturing", In: Proc. Transducers '99; 1999, pp. 362–365.
- [33] G. K. Fedder, S. Santhanam, M. L. Reed, S. C. Eagle, D. F. Guilou, M. S.-C. Lu and L. R. Carley, "Laminated high-aspectratio microstructures in a conventional CMOS process" Sensors and Actuators A 1996, Vol. 57, pp. 103–110.
- [34] H. Luo, G. Zhang, L. R. Carley and G. K. Fedder, "A post-CMOS micromachined lateral accelerometer", IEEE J. Microelectromechanical Systems 2002, Vol. 11, pp. 188–195.
- [35] H. Luo, X. Zhu, H. Lakdawala, L. R. Carley and G. K. Fedder, "A copper CMOSMEMS z-axis gyroscope", In: Proc. IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2002), 2002, pp. 631–634.
- [36] J. J. Neumann and K. J. Gabriel, "A fully-integrated CMOS-MEMS audio microphone", In Transducers'03: The 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 8-12 June 2003, Vol. 1, pp. 230-233.
- [37] J. J. Neumann and K. J. Gabriel, "CMOS MEMS membrane for audio-frequency acoustic actuation", Sensors and Actuators A 2002, Vol. 95, pp. 175–182.

- [38] H. Xie, L. Erdmann, X. Zhu, K. J. Gabriel and G. K. Fedder, "Post-CMOS processing for highaspect-ratio integrated silicon microstructures", J. Microelectromechanical Systems. 2002, Vol. 11, pp. 93–101.
- [39] G. K. Fedder, S. Santhanam, M. L. Reed, S. C. Eagle, D. F. Guilou, M.S.-C. Lu and L.R. Carley, "Laminated high-aspectratio microstructures in a conventional CMOS process", Sensors Actuators A 1996, Vol. 57, pp. 103–110.
- [40] H. Xie, G. K. Fedder, "Fabrication, characterization, and analysis of a DRIE CMOS-MEMS gyroscope", IEEE Sensors Journal 2003, Vol. 3, pp. 622–631.
- [41] K. Vijay, K. J. Varadan and K.A.Vinoy Jose, "*RF MEMS and Their Applications*", John Wiley & Sons Ltd, 2003.

Chapitre 2

Etat de l'Art des Structures de Microphones MEMS

| 1) Introduction | 26 |
|---|----|
| 2) Principales caractéristiques des transducteurs électromécaniques | 27 |
| 2.1. Introduction aux transducteurs électromécaniques | 27 |
| 2.2. Mesure des performances du microphone | 27 |
| 3) Différents principes des microphones microusinés | 30 |
| 3.1. Microphones piézoélectriques | 31 |
| 3.1.1. Présentation et modélisation de l'effet piézoélectrique | 31 |
| 3.1.2. Principes des microphones piezoelectriques | 34 |
| 3.2. Microphones piézorésistifs | 37 |
| 3.3. Microphones électrostatiques | 38 |
| 3.3.1. Linéarisation de la force électrostatique | 40 |
| 3.3.2. Microphones à condensateur | 42 |
| 3.3.3. Microphones à électret | 43 |
| 3.3.4. Principaux travaux antérieurs sur les microphones capacitifs | 44 |
| 3.4. Microphones optiques | 49 |
| 4) Conclusion | 49 |

1) Introduction

De nombreuses méthodes ont été utilisées dans les microphones pour la détection des fluctuations de la pression. Les principes disponibles sont basés principalement sur la détection de la vibration d'une membrane en utilisant des techniques piézoélectriques, piézorésistif, capacitives et optiques. Ces principes étaient déjà connus au 20^e siècle, mais l'introduction des méthodes de fabrication photo-lithographique au cours des deux dernières décennies a donné un élan vigoureux pour une course à la miniaturisation et à la performance. Ces nouvelles technologies de fabrication des CI permettent de concevoir des capteurs à faible tolérance et d'augmenter la sensibilité grâce à un haut degré de miniaturisation tout en réduisant le coût unitaire. Ces méthodes de fabrication sont également compatibles avec d'autres techniques CI afin que les circuits électroniques comme le préamplificateur puissent

être intégrés à proximité du capteur, ce qui est un facteur important pour améliorer le rendement des capteurs de pression.

Ce chapitre est introduit par une description du principe de la transduction électromécanique ainsi que des critères de performances des microphones. Par la suite, les différents principes d'opérations, précédemment mentionnés, utilisés dans les microphones microusinés sont présentés et détaillés. Parmi ces différents mécanismes de transduction, les microphones capacitif et piézoélectrique ont engendré le plus de succès grâce à leur sensibilité acceptable. Une attention particulière sera donc portée à ces deux types de microphones en évoquant un résumé des travaux antérieurs sur les microphones capacitifs.

2) Principales caractéristiques des transducteurs électromécaniques

2.1. Introduction aux transducteurs électromécaniques

Un transducteur électromécanique est un dispositif qui convertit une entrée mécanique en une grandeur électrique, ou vice versa. La grande majorité des transducteurs électroacoustiques fait intervenir une cascade comprenant un transducteur électromécanique et un couplage mécano-acoustique. Les propriétés des transducteurs électromécaniques comprennent linéaire contre non linéaire, réciproque contre non-réciproque, conservatrice contre non-conservatrice et direct contre indirect. Un transducteur électromécanique est linéaire si ses mesures à la sortie sont des fonctions linéaires des mesures à l'entrée. Des erreurs introduites par des distorsions harmoniques non linéaires mineures sont généralement permis dans les transducteurs linéaires électromécaniques [1][2]. La propriété réciproque est utilisée pour décrire la capacité d'un transducteur électromécanique pour convertir les signaux dans les deux sens entre deux domaines d'énergie différents. Les coefficients de transduction sont tous réversibles dans les transducteurs électromécaniques réciproques [1]. Un transducteur électromécanique est conservateur quand il n'y a pas de dissipation d'énergie au cours de la transduction, sinon elle est non-conservative. Un transducteur électromécanique est indirect s'il existe un domaine d'énergie de transition entre l'entrée et les quantités de sortie, sinon, c'est un capteur direct. En général, les transducteurs peuvent être classés en deux grandes catégories : les capteurs et les actionneurs. Par définition, les microphones appartiennent à la catégorie des capteurs.

2.2. Mesure des performances du microphone

Un microphone est un transducteur électroacoustique qui convertit la pression produite par les signaux sonores acoustiques en un signal électrique. Les microphones peuvent être classés en deux grandes familles selon leurs techniques de fabrication; les microphones conventionnels et les microphones micro-usinés en silicium. Les microphones conventionnels sont généralement fabriqués à partir de pièces métalliques séparées et des feuilles de métal ou des polymères avec la plupart de la procédure d'assemblage faite à la main [3]. D'autre part, les microphones en silicium sont fabriqués à partir des techniques modernes de micro-usinage du silicium. En comparaison avec les microphones conventionnels, les microphones en silicium sont plus faciles à intégrer avec l'interface électronique, et offrent des performances compétitives en réduisant les éléments parasitaires dans le système de détection. En plus, la fabrication en lot des microphones sur silicium entraîne une baisse des coûts puisque des centaines ou des milliers d'exemplaires sont fabriqués simultanément sur un seul wafer de silicium [4].

Les principaux paramètres de performance d'un microphone sont la sensibilité, la bande passante, la gamme dynamique et le bruit de fond. La sensibilité à circuit ouvert, d'un microphone est généralement définie par rapport à une certaine fréquence de référence (par exemple, $1 \ kHz$, comme le montre la Figure 2.1). Il est défini comme le rapport entre la variation de tension de sortie (avant le préamplificateur) par la variation d'amplitude de la pression acoustique incidente sur la membrane [3].



Figure 2.1. Tracé typique de la réponse en fréquence.

La bande passante d'un microphone est définie comme étant la gamme de fréquences où le microphone conserve idéalement une sensibilité constante [3]. Dans la pratique, comme le montre la Figure 2.1, la bande passante à -3dB est généralement la gamme de fréquence entre la fréquence de coupure basse à -3dB et la fréquence de coupure haute à -3dB du gain maximal.

Le niveau de bruit de fond d'un microphone est l'une des caractéristiques les plus importantes, puisque il détermine le niveau de pression acoustique le plus bas mesurable et affecte le rapport signal sur bruit (SNR) d'un microphone. Pour les microphones, les sources de bruit habituels pourraient être le bruit ambiant (comme la ligne électrique, les interférences de fréquence radio et les vibrations de l'environnement), le bruit dans le microphone (comme le bruit thermomécanique, le bruit Johnson, bruit de grenaille, (bruit de Schottky- shot noise) et le bruit en 1/f [5]) en plus du bruit dans l'électronique d'interface. La Figure 2.2 montre l'allure typique de la densité spectrale en puissance du bruit (Power Spectral Density ou PSD) d'un microphone. La fréquence de coupure est l'emplacement où la puissance du bruit 1/f est égale à la puissance du bruit thermique. Le bruit en 1/f est dominant dans les basses fréquences, tandis que le bruit thermique et/ou de grenaille devient important vers les fréquences élevées.

Dans la pratique, le bruit de fond est généralement spécifié par une méthode linéaire, une approche pondérée-A (A-weighted) ou une méthode à bande étroite (narrow-band method) [6]. Dans la méthode linéaire, le bruit est intégré à travers une plage de fréquence spécifiée (par exemple, 20 Hz à 20 kHz pour les microphones audio) sans aucune pondération. Le bruit de fond pondéré-A (A-weighted noise floor) est obtenu en intégrant l'amplitude du spectre du bruit après pondération, ce qui simule le bruit perçu par l'oreille humaine [6]. Le bruit de fond

à bande étroite est obtenu en calculant le bruit total dans une fourchette très étroite de fréquence, par exemple, un rectangle de largeur *1Hz* centré à *1kHz*. Pour les microphones de mesure, la méthode à bande étroite est généralement adaptée puisque les signaux en provenance du microphone sont souvent échantillonnés et analysés dans le domaine fréquentiel.



Figure 2.2. L'allure de la densité spectrale en puissance typique du bruit d'un microphone.

L'écart entre le plus haut et le plus bas niveau de pression sonore mesurable d'un microphone est défini comme la gamme dynamique [3]. Le plus faible niveau de pression mesurable est généralement déterminé par son bruit de fond. La limite supérieure de la gamme dynamique est déterminée par un certain niveau de pression acoustique, qui se traduit par 3% de distorsion harmonique totale (THD) dans les limites de la gamme de fréquences de 160 Hz à 1000 Hz pour les microphones de mesure [7]. Le THD est défini comme suit

$$THD = \sqrt{\frac{P_H}{P_{Total}}} \times 100\%,$$
Éq. (2.1)

où P_H est la somme de l'énergie des toutes les harmoniques, et P_{total} est la somme de l'énergie du fondamental plus les autres harmoniques [7]. La Figure 2.3 fournit une illustration de la distorsion harmonique d'une onde sinusoïdale dans les deux domaines temporel et fréquentiel. Comme les harmoniques supplémentaires sont ajoutées au signal sinusoïdal original à une fréquence unique dans le domaine fréquentiel, plus la distorsion est observée dans le graphe du domaine temporel. Pour les microphones capacitifs, les sources possibles de distorsion harmonique sont le comportement élastique non-linéaire de la membrane, la non-linéarité électrostatique et le distorsion du préamplificateur "clipping" [3][6].



Figure 2.3. Variations de l'amplitude et les spectres de puissance d'une onde (a) sinusoïdale pure et (b) déformée (c) très déformée.

3) Différents principes des microphones microusinés

Les microphones sont un type particulier de capteur de pression conçu pour capter les signaux acoustiques en les transformant en signaux électriques. Le microphone est largement utilisé dans une variété d'applications dans différents domaines telles que les mesures de champ acoustique [9], les prothèses (aides) auditives [10], les réseaux acoustiques de localisation de bruit [11], les télécommunications [3] et les applications aéroacoustiques. Aussi, l'utilisation des microphones dans des applications à ultrasons et sous-marines a été également rapportée dans la littérature [12][13]. Pour répondre aux besoins d'une application spécifique, le concepteur peut choisir entre certains nombres de principes de transduction différents et d'opérations acoustiques. Par conséquent, il existe de nombreux types de microphones, tels que électromagnétique, électrodynamique, piézoélectrique, piézorésistif, électrostatique et optique [8].

La plupart des microphones disponibles sur le marché actuellement sont fabriqués en différentes parties et par suite assemblés à la main dans les grandes chaînes de production. Par conséquent, ces microphones peuvent souffrir d'un manque de reproductibilité, d'une taille assez grande et d'une dégradation des performances dues à l'assemblage. Durant la dernière décennie, des microphones ainsi que d'autres capteurs, ont été miniaturisés par le microusinage du silicium. La miniaturisation est nécessaire pour le rendre compétitif avec les dispositifs conventionnels existants. En utilisant la technologie des Microsystèmes (MEMS), il est possible de miniaturiser le microphone et de réduire les capacités parasites dues aux interconnexions. Les principaux avantages de l'introduction de la technologie MEMS comprennent: (i) un degré de contrôle très élevé des dimensions, (ii) la miniaturisation des dispositifs et des éléments mécaniques, (iii) la possibilité de fabrication par lots et par conséquent la réduction subséquente des coûts d'économie d'échelle, et (iv) l'intégration des transducteurs acoustiques avec des circuits intégrés, par exemple CMOS pour faire un Système sur puce (SoC). Tous ces facteurs contribuent à améliorer le rapport coût/performance des produits pour ces dispositifs acoustiques.

Un large éventail de principes de transduction sont employés dans des microphones électromécaniques microusinés, y compris piézoélectrique, piézorésistif, optique et électrostatique. Parmi ces divers modèles, les microphones piézorésistifs ont l'avantage d'utiliser de simples procédés de fabrication et de s'intégrer facilement dans les dispositifs à semi-conducteurs [14]. Il utilise des matériaux et des procédés pour rendre les jauges intégrables sur des poutres ou des membranes. Les microphones piézoélectriques peuvent avoir le même design que les piézorésistifs, mais les matériaux utilisés pour ces dispositifs génèrent des différences de charge électrique à la surface au lieu d'une variation résistive. Un autre effet, largement utilisé dans les microphones, c'est la transduction électrostatique. Les microphones utilisant cet effet, appelé électrostatique ou capacitif, sont sensibles aux variations dans un champ électrostatique créé entre deux électrodes. Le champ électrique, nécessaire pour le fonctionnement du microphone peut être soit fourni par une source externe ou par un dépôt de couche d'un matériau qui peut garder en quasi-permanence une charge électrique entre les deux électrodes. Ce matériau, appelé électret, assure un potentiel qui permet l'utilisation de ces microphones dans les applications portables [16]. La détection optique est une autre alternative pour détecter la pression acoustique. L'idée d'un microphone optique est basée sur la modulation de la lumière plutôt que de la conversion d'une forme d'énergie en énergie lumineuse [17]. Ces différents types de microphones et leurs propriétés sont discutés en détail dans la suite.

3.1. Microphones piézoélectriques

3.1.1. Présentation et modélisation de l'effet piézoélectrique

La piézoélectricité est une propriété montrée par certains matériaux de développer une charge électrique en réponse à une contrainte mécanique appliquée. Historiquement, cela a été désigné comme l'effet piézoélectrique direct. Ces mêmes matériaux présentent une déformation mécanique lorsqu'un champ électrique est appliqué, cet effet est appelé l'effet piézo-électrique inverse (voir Figure 2.4) [18]. En pratique, l'effet direct nous permet d'utiliser les matériaux piézoélectriques comme capteurs, alors que l'effet inverse est à l'origine de leur fonctionnement en tant qu'actionneurs.



Figure 2.4. Polarisation des céramiques piézoélectriques suite à une déformation.

L'existence de la piézoélectricité dans un cristal est liée aux symétries de la structure cristalline. En particulier, un cristal ne peut pas être piézoélectrique si sa structure possède un centre de symétrie (structure dite *centrosymétrique*). Toutefois, pour un matériau *noncentrosymétrique* (Figure 2.5b), la contrainte a pour effet d'écarter les barycentres des charges positives et négatives, ce qui crée un dipôle électrique décrit par la polarisation *P*. Mentionnons toutefois que le fait d'avoir une asymétrie interne ne garantit pas que le matériau soit piézoélectrique. Sur les 32 classes cristallines, il en existe 21 non *centrosymétrique*, dont 20 remplissent cette condition et qui, par conséquent, admettent l'effet piézoélectrique. Sur les 20 classes cristallines piézoélectriques, il en existe 10 qui possèdent une polarisation électrique en présence d'un changement de température et sont dites *pyroélectriques*.



Figure 2.5. Comparaison entre l'effet d'une contrainte appliquée sur des structures (a) centrosymétrique et (b) noncentrosymétrique.

Parmi la grande variété de matériaux piézoélectriques, certains, appelés *ferroélectriques*, présentent une caractéristique supplémentaire : ils possèdent une polarisation électrique spontanée que l'on peut réorienter en appliquant un fort champ électrique dans le sens désiré [20]. Ce moment dipolaire provient du décalage entre le barycentre des charges positives et négatives de la structure locale à l'état d'équilibre. Certains cristaux sont donc intrinsèquement piézoélectriques (comme le quartz). D'autres, les *ferroélectriques*, présentent des propriétés piézoélectriques actives que lorsqu'ils sont préalablement polarisés (en anglais,

polling). Le titanate de baryum (BaTiO₃) et le titano-zirconate de plomb (PZT) sont deux exemples typiques de matériaux ferroélectriques. Ces matériaux sont préparés par des procédés appliqués aux céramiques et peuvent être produits dans différentes formes.

Par conséquent, en raison de leur structure asymétrique, les matériaux piézoélectriques sont généralement anisotropes¹. Cette propriété implique que leur comportement doit être exprimé à l'aide de matrices et tenseurs, et de plus leur réponse électrique ou mécanique dépendra de la direction dans laquelle il est stimulé. La Figure 2.6 montre un trièdre, qui définit six mouvements possibles dans l'espace: trois translations le long des axes 1, 2, 3 et trois rotations autour des ces axes 4, 5, 6. L'axe 3 est choisi dans la direction de polarisation du matériau piézoélectrique.



Figure 2.6. Axes de référence utilisés pour la modélisation d'un solide piézoélectrique.

Les matériaux piézoélectriques conservent l'énergie convertie entre les domaines mécanique et électrique. Il existe quatre couples d'équations d'état qui permettent d'écrire le couplage piézoélectrique. Ces équations relient les variables électriques (champ électrique E en $V.m^{-1}$ et déplacement électrique ou induction D en $C.m^{-2}$) aux variables mécaniques (déformation S sans unité et contrainte T en $N.m^{-2}$) [19]. Les grandeurs électriques et mécaniques sont des tenseurs d'ordre 1 et peuvent être simplifiées par une matrice de dimensions 3×1 et 6×1 éléments non nuls, respectivement.

| $S = s^E T + d^t E,$ | $D = \varepsilon^T E + dT$ |
|----------------------|------------------------------|
| $T=c^DS-h^tD,$ | $E = \beta^{S} D - hS$ |
| $S = s^D T + g^t D,$ | $E = \beta^T D - gT$ |
| $T=c^{E}S-e^{t}E,$ | $D = \varepsilon^{s} E + eS$ |
| <u>[]</u> | 1 |

 $[]^t$ est la transposé de la matrice [].

 \hat{O}^X indique que la grandeur est considérée à X nul ou constant.

Dans les équations d'état, les constantes utilisées sont soit purement électriques comme la permittivité, ε en $F.m^{-1}$, ou la constante d'imperméabilité, β en $m.F^{-1}$, soit purement mécanique, comme la compliance ou la souplesse, s en $m^2.N^{-1}$, la raideur ou la rigidité élastique, c en $N.m^{-2}$, ou encore des coefficients piézoélectriques tel que d, g, e et h. Les constantes électriques, mécanique (ou élastiques) et piézoélectriques sont rangées dans des matrices de dimensions 3×3 , 6×6 et 3×6 , respectivement. Les définitions et les équations exprimant les coefficients piézoélectriques sont données dans le Tableau 2.1. Les indices dans les équations correspondent à la composante de chaque variable dans la direction spécifique. La direction de polarisation est toujours nommée « 3 » et les directions perpendiculaires équivalentes sont nommées « 1 ».

¹ Anisotropie (contraire d'isotropie) est la propriété d'être dépendant de la direction donc elle présente différentes caractéristiques selon la direction.

| Coefficient piézoélectrique | Appellation | Equation | | |
|---|---|--|--|--|
| <i>d</i> (<i>m/V</i> ou <i>C/N</i>) | constante piézoélectrique de charge | $d_{ij} = \left(\frac{\partial S_i}{\partial E_j}\right)_{T=const} + \left(\frac{\partial D_i}{\partial T_j}\right)_{E=const}$ | | |
| <i>e</i> (<i>C/m</i> ² ou <i>N/Vm</i>) | constante piézoélectrique | $\boldsymbol{e}_{ij} = -\left(\frac{\partial T_i}{\partial E_j}\right)_{S=const} = \left(\frac{\partial D_i}{\partial S_j}\right)_{E=const}$ | | |
| g (m²/C ou Vm/N) | constante piézoélectrique de tension | $\boldsymbol{g}_{ij} = \left(\frac{\partial S_i}{\partial D_j}\right)_{T=const} = -\left(\frac{\partial E_i}{\partial T_j}\right)_{D=const}$ | | |
| h (N/C ou V/m) | constante piézoélectrique | $h_{ij} = -\left(\frac{\partial T_i}{\partial D_j}\right)_{S=const} = -\left(\frac{\partial E_i}{\partial S_j}\right)_{D=const}$ | | |

Tableau 2.1. Définition des coefficients piézoélectriques et leurs unités.

La structure la moins symétrique (triclinique) a 18 coefficients piézoélectriques différents, mais avec l'augmentation de la symétrie, le nombre des coefficients indépendants diminue. L'oxyde de zinc (ZnO) et le sulfure de cadmium (Cds) appartiennent à la classe cristalline hexagonal de symétrie '6mm', la matrice du coefficient piézoélectrique *d* est réduite sous la forme présentée dans l'équation suivante :

$$d = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{24} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$
Éq. (2.2)

Dans le cas de la récupération de tension, il y a typiquement deux constantes (modes) piézoélectriques utilisés : d_{33} (longitudinale) et d_{31} (transversale). Comme le montre la Figure 2.7, le mode d_{33} correspond au cas où la tension est mesurée dans la même direction que la force appliquée. Dans le mode exprimé par la constante d_{31} , la force est appliquée dans l'axe 1 du matériau et la tension générée est mesurée selon l'axe 3. Dans le cas de l'effet piézoélectrique inverse, les coefficients d_{31} et d_{33} correspondent aux coefficients d'électrostriction, c'est-à-dire ils traduisent la capacité du matériau à se déformer sous l'effet du champ électrique. Respectivement d_{31} et d_{33} correspondent à la déformation perpendiculaire au champ (transversale) et parallèle (ou longitudinale) [20].



Figure 2.7. Illustration des modes piézoélectriques d₃₃ et d₃₁ utilisés pour la récupération d'énergie.

En mode actionneur, l'énergie apportée est électrique et l'énergie transformée est mécanique et inversement pour le mode capteur. Le choix du matériau piézoélectrique repose principalement sur sa capacité à convertir de grandes densités d'énergie. Cette caractéristique peut être évaluée à l'aide du coefficient de couplage électromécanique k qui décrit l'efficacité avec laquelle l'énergie mécanique (électrique) est convertie en énergie électrique (mécanique) selon une direction donnée. Mathématiquement, k est défini par l'expression suivante [20]:

$$k = \sqrt{\frac{\acute{e}nergie\ transform\acute{e}e}{\acute{e}nergie\ fournie}}$$
Éq. (2.3)

Le coefficient k peut s'exprimer à partir des coefficients mécanique, électrique et piézoélectrique du matériau pour un résonateur et un mode de vibration donnée. Si on considère le cas simple d'un barreau vibrant selon le premier mode d'extension (ou compression), le coefficient électromécanique est donné par cette équation [20] :

$$k = \frac{d}{\sqrt{\varepsilon^T s^E}}$$
Éq. (2.4)

Le Tableau 2.2 montre les propriétés pertinentes pour sélectionner les matériaux piézoélectriques. Notez que les valeurs piézoélectriques sont sensiblement plus élevées pour le PZT par rapport aux autres matières énumérées. Ceci est avantageux pour les applications électromécaniques de détection d'une sensibilité élevée tels que les microphones.

| Matériau | <i>k</i> ₃₃ | <i>k</i> ₃₁ | d ₃₃ (pC/N) | d ₃₁ (pC/N) | g ₃₃ (10 ⁻³ Vm/N) | g ₃₁ (10 ⁻³ Vm/N) | $\mathcal{E}_{33}/\mathcal{E}_0$ |
|--------------------|------------------------|------------------------|---------------------------|---------------------------|--|--|----------------------------------|
| LiNbO ₃ | - | - | 6 | -0.85 | 23 | -4 | 28.7 |
| PVDF | 0.15 | 0.12 | -33 | 23 | 330 | 216 | 12 |
| BaTiO ₃ | 0.493 | 0.208 | 191 | -79 | 11.4 | -4.7 | 1900 |
| PZT | 0.67 | - | 223 | - | - | - | 730 |
| PZT-5A (Hard) | 0,71 | 0,31 | 374 | -171 | 24.8 | -11,4 | 1700 |
| PZT-5H (Soft) | 0,75 | 0,39 | 593 | -274 | 9.7 | -9.1 | 3400 |
| PZN-0.07PT | 0.92 | 0.8 | 2500 | 1100 | - | - | 6700 |

Tableau 2.2. Propriétés électromécaniques de différents matériaux piézoélectriques.

3.1.2. Principes des microphones piézoélectriques

Dans un microphone piézoélectrique, la détection électroacoustique se compose d'une couche piézoélectrique déposée sur une membrane mince (cantilever [22], plaque rectangulaire [23][26] ou circulaire [15]). La déformation de la membrane, provoquée par la pression acoustique, crée un champ de contrainte dans la couche piézoélectrique mince qui génère une tension par l'effet piézoélectrique inverse. Ainsi, le principe de couplage piézoélectrique permet la transduction d'un signal acoustique en un signal électrique sans nécessiter d'alimentation externe. Un des principaux avantages de ce type de microphone consiste dans la possibilité d'une intégration monolithique avec l'électronique de traitement sans avoir besoin d'une alimentation, plusieurs chercheurs ont développé des microphones piézoélectriques pour les applications audio. Ces applications sont caractérisées par un niveau

maximal de pression acoustique (SPL) de 110-120dB (réf $20\mu Pa$), des bruits de fonds de 23-35dBA et une bande passante de 10Hz-20kHz.

Du point de vue du design, le matériau piézoélectrique est généralement déposé en une couche mince sur la membrane du microphone (Figure 2.8) [23]. Dans une autre approche le matériau piézoélectrique est placé dans la région qui subira le maximum de déformation causée par le signal acoustique. Une région de contrainte élevée existe près du périmètre de la membrane [15]. La sensibilité mécanique, la bande passante et la linéarité du microphone sont directement liées au comportement de la structure composite de la membrane. La conception acoustique du microphone détermine la valeur de la fréquence de coupure basse, et peut avoir un impact sur la sensibilité globale. En revanche, la sensibilité électrique et le bruit de fond de l'appareil dépendent de l'emplacement du matériau piézoélectrique et des circuits d'interface [15].



Figure 2.8. Vue en coupe du premier microphone piézoélectrique monolithique microusiné sur silicium de Royer et coll. [23].

Durant la dernière décennie, les microphones ainsi que d'autres capteurs, ont été miniaturisés par le micro-usinage du silicium. Plusieurs chercheurs ont développé et fabriqué des microphones piézoélectriques microusiné en utilisant un large éventail de matériaux piézoélectriques. Leurs principal souci était de trouver des matériaux piézoélectriques compatibles avec la filière silicium et le micro-usinage existant tout en avant des coefficients piézoélectriques suffisants donc une forte sensibilité. Les matériaux piézoélectriques sont déposés en couche mince, y compris l'oxyde de zinc (ZnO), le nitrure d'aluminium (AlN), la polyurée aromatique, le fluorure de polyvinylidène (PVDF), et le titanate zirconate de plomb (PZT). Chacun d'entre eux offre des propriétés mécaniques et électriques, ainsi que des habilités de transduction différentes. En plus, certains des matériaux sont compatibles CMOS, d'autres non, ce qui a conduit à de nombreuses approches différentes pour la mise en œuvre de microphones piézoélectriques. La facilité d'intégrer du matériau piézoélectrique dans une séquence de fabrication est un facteur important dans le développement d'un microphone. Le AlN, par exemple, est compatible avec la technologie CMOS alors que le PZT, contient du plomb, est fabriqué par une déposition « sol-gel » ou par un dépôt chimique en solution, et soumis à un processus de polarisation. Le ZnO et le PVDF, tout en n'étant pas totalement compatible CMOS, peuvent être intégrés plus facilement avec un traitement conventionnel.



Figure 2.9. Vue en coupe du microphone piézoélectrique intégré de Kim et coll. [26].

Les premiers microphones piézoélectriques micro-usinés sont fondés sur des matériaux inorganiques (comme le ZnO [23] et l'AlN [24]) et des matières organiques (comme le polyurée aromatiques² [25]). En effet, la première implémentation d'un microphone piézoélectrique MEMS, montrée sur la Figure 2.8, a été réalisée par Royer et coll. [23]. Ce capteur se compose d'une membrane en silicium de diamètre 3mm avec une épaisseur de 30um, et d'une couche de ZnO d'épaisseur 3-5um. La couche de ZnO a été déposée sur la membrane entre deux couches en SiO₂ qui contiennent les électrodes supérieure et inférieure en aluminium (Figure 2.8). Le capteur peut être fourni avec un préamplificateur intégré, et il est capable d'atteindre une sensibilité de $250\mu V/Pa$, et une réponse en fréquence de l'ordre de 10 Hz-10 kHz (plat à moins de 5dB) et un bruit de fond de 66dB. Plus récemment, Schellin et coll. [25] ont conçu un microphone à base de couche mince organique, le polyurée aromatique, ils ont rapporté une sensibilité entre 4-30 μ V/Pa. Cependant, la membrane en dioxyde de silicium était sous contraintes de traction élevées qui peuvent être réduites par une implantation supplémentaire de bore [27]. Contrairement aux matériaux inorganiques piézoélectrique, les couche mince polymères de polyurée aromatique et PVDF doivent être polarisées dans des champs électriques élevés « polling » (jusqu'à 200V) pour obtenir une polarisation permanente. Pendant la même année, Kim et coll. on concu un microphone à base de ZnO (Figure 2.9) qui atteint une sensibilité de 1mV/Pa avec une fréquence de résonance de 16 kHz et un bruit de fond de 50dB (ref 20uPa) en utilisant une membrane carrée de coté 3mm et d'épaisseur $2\mu m$ [25][26]. Afin de parvenir à une meilleure performance dans les microphones (i) les couches inorganiques piézoélectriques rigides (raides) de ZnO et de l'AIN sont remplacées par un film très élastique de copolymère P(VDF/TrFE)³ et (ii) au lieu d'une membrane en silicium très dopé en bore, une membrane en nitrure de silicium est utilisée [28]. Cette membrane en nitrure de silicium est enracinée avec des ions de bore, afin de réduire les contraintes de traction dans le plan, conduisant à une plus grande sensibilité des microphones. Un transducteur piézoélectrique est réalisé par Schellin et coll. [28] avec une sensibilité maximale de $150\mu V/Pa$, une bande passante d'environ 16kHz et un niveau de bruit équivalent de moins de 60dB(A). Vu la petite surface de la membrane $(1mm^2)$, les capteurs montrent une performance bien meilleure que les anciens microphones avec des couches de polymères piézo-électriques [28].

Par ailleurs, les fortes caractéristiques piézoélectriques du PZT ont motivé la recherche des techniques de déposition, d'intégration et de conception des dispositifs utilisant les matériaux ferroélectriques. En effet, les couches minces de titanate zirconate de plomb (PZT) ont été considérées comme des matériaux prometteurs pour les applications micro-acoustiques grâce à leurs coefficients de couplage électromécanique extrêmement élevé et leurs actionnements piézo-électriques excellents [29]. L'apparition de couches minces du PZT dans les microsystèmes est arrivée avec un retard assez important dû aux difficultés d'intégration [13]. Le PZT est actuellement l'un des meilleurs candidats pour toutes les applications piézoélectriques. Les microphones piézoélectriques basés uniquement sur les structures en cantilever ont également été démontrés. Les structures en cantilever sont plus souples que les membranes et sont capables de réaliser des déplacements plus larges pour une pression acoustique donnée [27].

Les microphones piézoélectriques possèdent de nombreux avantages dont une consommation électrique intrinsèquement faible et une possibilité d'intégration monolithique avec l'électronique de proximité. L'arrivée des nouveaux matériaux *ferroélectriques* a permis

² Aromatic polyurea

 $^{^{3}} P(VDF/TrFE)$: poly(vinylidene fluoride – trifluoroethylene) copolymer.

d'avoir des sensibilités, de l'ordre de 40mV/Pa [29], qui sont comparables à celles des autres types de microphones intégrés et principalement les microphones capacitifs. Les inconvénients des microphones piézoélectriques résident dans le bruit de fond de l'ordre de 50–72 dB(A) SPL [26] et dans le vieillissement du cristal piézoélectrique, tout en craignant la chaleur et l'humidité [15]. Pour les propriétés électromécaniques, les microphones piézoélectriques réciproques, linéaires, conservateurs et directs.

3.2. Microphones piézorésistifs

La propriété piézorésistive d'un matériau est définie comme la variation de sa résistivité due à une déformation ou une contrainte mécanique. La piézorésistivité des semi-conducteurs a été démontrée pour un grand nombre de matériaux comme le germanium et le silicium polycristallin ou amorphe. Pour le silicium, la variation de la résistivité est due à un changement dans la mobilité de porteurs de charge.

Le principe de la transduction piézorésistive peut être utilisé pour concevoir des microphones sur silicium. Un microphone piézorésistif se compose d'une membrane mince qui est généralement munit de quatre piézorésistances, appelé aussi des jauges piézorésistives, dans une configuration en pont de Wheatstone. L'arrangement le plus commun est de placer deux des quatre jauges au centre, et les deux autres à la périphérie de la membrane. Lorsqu'une onde sonore fais vibrer la membrane, les contraintes mécaniques induites dans les deux paires de piézorésistances au milieu et à la périphérie de la membrane auront des signes opposés, ce qui conduit à des changements opposée dans les résistances. En utilisant le pont de Wheatstone, la modulation de la résistance dans les deux paires de piézorésistors est exprimée par une variation de la tension à la sortie, donc, la pression acoustique entrantes peut être déterminée [30].



Figure 2.10. Vue en coupe du premier microphone piézorésistif microusiné sur silicium de Schellin et Hess [31].

Schellin et Hess (1992) [31] ont présenté le premier capteur piézorésistif MEMS, montré sur la Figure 2.10. Ce capteur a été utilisé comme un microphone et il avait une membrane de 1µm d'épaisseur, en silicium très dopé en bore avec une superficie de 1mm². La membrane dispose de résistances en polysilicium de type p, d'épaisseur égale à 250nm, isolées de la membrane par une couche de dioxyde de silicium d'épaisseur 60nm. En utilisant une tension d'alimentation du pont égale à 6V, ce transducteur a montré une sensibilité de 25μ V/Pa et une réponse en fréquence de l'ordre de 100Hz-5kHz (±3dB). Cependant, la sensibilité était plus faible que prévu par un facteur de 10, qui a été expliqué par la contrainte statique initiale dans la membrane en silicium très dopée en bore. Pour améliorer la sensibilité du capteur

piézorésistif, différents matériaux pour la membrane ont été explorés, comme le polysilicium et le nitrure de silicium [32].

Les microphones piézorésistifs présentent de nombreux avantages, tels que la robustesse, la facilité de micro-usinage et l'absence d'un besoin de l'électronique intégrée grâce à une faible impédance de sortie [33]. Toutefois, les microphones piézorésistifs ont quelques inconvénients, comme un bruit de fond élevé, une consommation électrique élevée et surtout une dégradation thermique du matériau piézorésistif à cause de l'échauffement par l'effet de Joule et par la contrainte [34]. Malheureusement, cela entraîne une forte dépendance de la température du capteur piézorésistif. Ces microphones ne sont pas suffisamment répandus en raison de leur sensibilité relativement faible. Pour les propriétés électromécaniques, les microphones piézorésistifs sont des transducteurs linéaires, directs, non-réciproques et non-conservatifs.

3.3. Microphones électrostatiques

Le mécanisme de transduction électrostatique a été établi depuis plus de deux siècles pour des applications d'actionneurs [1]. Les applications acoustiques basées sur l'effet électrostatique sont venue avec l'invention du microphone électrostatique par Wente en 1917 [34]. Pour réaliser une conversion électrostatique entre une grandeur électrique et une autre grandeur mécanique, un condensateur avec une électrode déformable est généralement nécessaire [1]. Le principe de ce type de détection capacitive est de convertir la déformation mécanique d'un élément en une variation de distance entre deux électrodes. Le microphone électrostatique à condensateur perçoit la variation de la capacité, due à l'excitation extérieure générée par la pression sonore, quand l'écart entre l'électrode fixe et celle mobile change. Ce changement de capacité sera directement proportionnel à la force extérieure appliquée.



Figure 2.11. Microphone électrostatique (a) modèle simplifié [1] et (b) réponse en fréquence typique.

La structure fondamentale du microphone capacitif se compose principalement d'une plaque arrière fixe, qui représente la référence, en parallèle avec une membrane souple positionnée à proximité, qui sont séparées par un diélectrique, généralement, un gap d'air. Lorsque la pression acoustique fait vibrer la membrane, le changement de la capacitance entre la membrane et la plaque arrière est détecté puis amplifié par l'intermédiaire de divers types de circuits d'interface [35]. Le fonctionnement du microphone capacitif est conditionné par l'application d'une tension de polarisation pour générer un champ électrique constant entre les deux électrodes du condensateur. Cette tension pourra être appliquée de l'extérieur par une source de tension continue. Alternativement, le champ électrique pourra être généré par une

charge électrique fixe, emprisonnée dans une couche de diélectrique (électret) à l'intérieur du microphone : on obtient ainsi le microphone à électret.

Dans un microphone micro-usiné, la membrane est choisie la plus mince que possible pour maximiser sa réponse envers le son avec un gap d'air étroit par-dessous, typiquement, de l'ordre de $1-2\mu m$ [30]. La plaque arrière, épaisse et rigide, est généralement perforée pour que l'air entre les deux plaques puisse circuler librement lors de la vibration de la membrane ce qui permet d'optimiser l'amortissement et assurer la caractéristique dynamique appropriée. La membrane et la plaque arrière sont faites soit avec des matériaux conducteurs ou ont des électrodes pour réaliser le mécanisme de détection capacitif. La structure d'un microphone à condensateur typique est montrée dans la Figure 2.12. Le principe capacitif représente la forme la plus utilisée pour réaliser les microphones des dispositifs MEMS.



Figure 2.12. Structure d'un microphone à condensateur typique.

Il faut prendre soin lors de la conception du microphone électrostatique, car, il doit être conçu pour fonctionner dans la région contrôlée par la rigidité. Étant donné que la sensibilité du microphone est proportionnelle à la compliance du système (inverse à rigidité), le microphone est conçu de telle sorte que la résonance de la membrane soit supérieure à la fréquence la plus élevée souhaitée (Figure 2.11b). La bande passante d'un microphone est déterminée principalement par la rigidité de la membrane. Atteindre de large gamme dynamique et une haute sensibilité sont généralement des objectifs contradictoires. En effet, pour une large bande passante, la structure de la membrane doit être assez rigide. Cela provoquera la réduction de la sensibilité du microphone. Par contre, pour une sensibilité élevée, le gap entre les deux électrodes doit être petit. Toutefois, lorsque l'écart devient très petit l'effet d'amortissement par la viscosité d'air (squeeze air damping), produite par la compression et l'écoulement de l'air entre les deux électrodes, devient très grand. La bande passante du microphone peut être réduite par cet l'effet d'amortissement, quant à l'amortissement par les pertes visqueuses réduit la sensibilité vers les hautes fréquences de façon plus significative. Pour une haute sensibilité et un faible effet d'amortissement, la plaque arrière est souvent perforée [38][39]. Les trous dans la plaque arrière permettent à l'air de circuler à travers, lorsque le diaphragme est en vibration de manière à ce que l'effet d'amortissement de l'air peut être optimisé par leurs tailles et leurs densités.

Le principe de la détection capacitive offre de nombreux avantages, comme une sensibilité relativement élevée, une large bande passante, une consommation d'énergie intrinsèquement faible et un faible bruit de fond [36]. Par ailleurs, un des principaux avantages de ce type de microphone présenté récemment par Scheeper [30], consiste en fabrication sur une seule puce éliminant la nécessité de multiples étapes de collage de wafers ultérieure comme dans les conceptions classiques. L'utilisation de la mono puce ou l'encapsulation hybride de

l'électronique à proximité a permis d'atténuer les effets de l'impédance de sortie élevée et la capacité parasite. Toutefois des problèmes spécifiques sont toujours présents dans les microphones capacitifs tels que l'instabilité dans la traction électrostatique, l'atténuation du signal de sortie en raison de la capacité parasite et une baisse de la sensibilité vers les hautes fréquences due à l'amortissement visqueux de la plaque arrière perforée [30]. Une autre limitation cruciale des capteurs capacitifs est liée à l'accumulation de l'humidité et des charges dans des environnements à haut taux d'humidité ce qui peut gêner les mouvements de la membrane et peut exiger un nettoyage régulier. Les microphones électrostatiques sont des transducteurs linéaires, réciproques, conservateurs et directs.

Comme la force électrostatique dans un condensateur est non linéaire par défaut, elle a besoin d'être linéarisée pour être adaptée au fonctionnement du microphone. La linéarisation doit être effectuée en considérant l'un des deux régimes de polarisation : *(i)* polarisation par une charge ou *(ii)* polarisation par une tension [1].

3.3.1. Linéarisation de la force électrostatique

La Figure 2.11 montre le modèle simplifié d'un microphone électrostatique dans l'air. La membrane est située initialement à la position $x=x_0$. En utilisant l'hypothèse des plaques parallèles, la capacité moyenne C_0 est donnée par :

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 A}{x_0}$$
Éq. (2.5)

où ε_0 est la constante diélectrique de l'air et *A* est la surface de la membrane. Si l'on considère des petits déplacements *x'*, sous l'effet de la pression acoustique incidente, la nouvelle position de la membrane sera exprimée par $x = x_0 - x'$. La capacité *C* du microphone varie suivant l'équation suivante :

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{x_0 - x'} = \frac{\varepsilon_0 A}{x_0} \left(I - \frac{x'}{x_0} \right)^{-l} = C_0 \left(I - \frac{x'}{x_0} \right)^{-l}$$
Éq. (2.6)

Puisque les deux armatures sont polarisées, on aura donc une charge Q qui se présente sur les plaques du microphone. On assume que $Q=Q_0+Q'$, où Q_0 est la charge moyenne et Q' est la petite fluctuation de la charge. Par conséquence, la tension, V, entre la membrane et la plaque arrière est :

$$V = \frac{Q}{C} = \frac{Q}{C_0} \left(I - \frac{x'}{x_0} \right) = \left(V_0 + \frac{Q'}{C_0} \right) \left(I - \frac{x'}{x_0} \right),$$
Éq. (2.7)

où $V_0 = Q_0/C_0$ est la tension moyenne. L'énergie potentielle électrostatique accumulée dans le condensateur, E_p , est donnée par [5]

$$E_{p} = \frac{1}{2}CV^{2} = \frac{Q^{2}}{2C} = \frac{Q^{2}}{2C_{0}} \left(I - \frac{x'}{x_{0}} \right)$$
Éq. (2.8)

Par conséquent, la force électrostatique agissant sur la membrane est donnée par :

$$F_{e} = \frac{dE_{p}}{dx'} = -\frac{Q^{2}}{2x_{0}C_{0}} = -\frac{Q^{2}}{2\varepsilon_{0}A}$$
Éq. (2.9)

D'autre part, la force mécanique de rappel pour la membrane est modélisée par un ressort et elle est donnée par :

$$F_m = k_m x = \frac{x}{c_m},$$
 Éq. (2.10)

où c_m est la compliance mécanique du ressort ($k_m = l/c_m$ est la raideur). Par conséquent, la force équivalente agissant sur la membrane est :

$$F = \frac{x}{C_m} - \frac{Q^2}{2x_0 C_0}.$$
 Éq. (2.11)

Les équations Éq. (2.6), Éq. (2.7) et Éq. (2.11) sont trois équations non linéaires couplées. Afin de linéariser ces équations pour réaliser la transduction électrostatique, on doit assumer

$$\frac{x}{x_0} \approx l, \frac{Q}{Q_0} \approx l \text{ et } \frac{V}{V_0} \approx l$$
 Éq. (2.12)

Physiquement, ce processus de linéarisation peut être fait par l'un des deux régimes de polarisation: une polarisation par une charge ou une polarisation par une tension [29]. Si une tension constante V_0 est appliquée entre le diaphragme et la plaque arrière, le régime de la polarisation par une tension est adoptée. Dans un microphone à électret, une charge constante Q_0 est accumulée de manière permanente sur le diaphragme ou la plaque arrière. Une fois que la polarisation est appliquée, les équations Éq. (2.6), Éq. (2.7) et Éq. (2.11) peuvent être linéarisées comme :

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{x_0 - x'} = \frac{\varepsilon_0 A}{x_0} \left(I - \frac{x'}{x_0} \right)^{-1} = C_0 \left(I - \frac{x'}{x_0} \right),$$
 Éq. (2.13)

$$V' = \frac{Q'}{C_0} - \frac{V_0}{x_0} x',$$
 Éq. (2.14)

et
$$F' = \frac{x}{c_m} - \frac{V_0}{x_0}Q'$$
.
Éq. (2.15)

où V' et F' sont les composantes de la fluctuation de la tension et de la force appliquées sur le diaphragme, respectivement. Les équations Éq. (2.14) et Éq. (2.15) représentent les équations linéarisées de couplage électrostatique dans le cas de déplacement et de charge. Ces deux équations peuvent encore être réécrites avec des variables électriques et mécaniques par [29] :

$$V' = \frac{1}{j\omega C_0} I' - \frac{V_0}{j\omega x_0} v', \qquad \text{Éq. (2.16)}$$

et
$$F' = \frac{1}{j\omega C_m} v' - \frac{v_0}{j\omega x_0} I'$$
, Éq. (2.17)

où *I'* est la composante variable du courant à travers le diaphragme et v' est la composante de la vitesse de la membrane. Sous forme matricielle, les équations de couplage sont écrites comme suit :

$$\begin{cases} V' \\ F' \end{cases} = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_0} & -\frac{V_0}{j\omega x_0} \\ -\frac{V_0}{j\omega x_0} & \frac{1}{j\omega C_m} \end{bmatrix} \begin{cases} I' \\ v' \end{cases}$$
Éq. (2.18)

3.3.2. Microphones à condensateur

La schématique d'un microphone à condensateur typique avec une membrane et une plaque arrière est montrée sur la Figure 2.13. La plaque arrière est perforée afin de réduire la résistance d'écoulement d'air, un orifice est prévu pour équilibrer la pression à l'intérieur de la chambre arrière avec la pression atmosphérique ambiante. Un condensateur est formé entre la membrane conductrice et la plaque arrière.



Figure 2.13. Schématique d'un microphone à condensateur.

Basé sur le modèle dynamique de la Figure 2.11a, théoriquement, si le déplacement de la membrane dépasse les deux tiers de l'épaisseur du gap d'air, celle-ci va s'effondrer et se coller sur la plaque arrière. Ainsi, la tension de polarisation de référence est limitée par le phénomène de *pull-in* qui constitue le point au-delà duquel les électrodes entrent inévitablement en contact. Le phénomène de collage « *pull-in* » est géré par la force électrostatique et la force mécanique agissant sur la membrane. Pour trouver la tension statique de collage « *pull-in* », la force électrostatique d'attraction est fixée d'être égale à la force de rappel à $x=d_0/3$ ($d_{pi}=2d_0/3$), ce qui définit la gamme de fonctionnement stable du microphone lorsque $V < V_{pi}$. La polarisation critique de collage « pull-in », V_{pi} dans le cas d'une polarisation par une tension constante est donnée par [35] :

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{8kd_0^3}{27\varepsilon_0 A}}$$
Éq. (2.19)

où $d_0=d-x$ est la distance entre la membrane et la plaque arrière. Il convient de souligner que ces équations sont valides en se basant sur l'hypothèse de plaques parallèles simples et un modèle de ressort linéaire. Afin de contrôler la réponse du microphone par la tension seule, les microphones à condensateur utilisent généralement une cavité relativement importante en arrière. En concevant le microphone de cette façon, la réponse mécanique de la membrane est essentiellement régie par les propriétés élastiques et la tension de la membrane elle-même et non par la compressibilité de l'air dans la chambre derrière de la membrane.

Dans la pratique, un microphone à condensateur doit être connecté à un préamplificateur pour effectuer une mesure qui permet d'éviter une atténuation ou une perte du signal. Le circuit simplifié d'un microphone à condensateur connecté avec un préamplificateur est montré par la Figure 2.14. Le microphone est connecté à une résistance de polarisation R_{bias} et un préamplificateur.

La capacité parasite C_{par} provient principalement des connexions électriques vers l'amplificateur et du capteur lui-même. En plaçant physiquement le préamplificateur le plus proche possible du microphone, on réduit cette capacité parasite et on augmente ainsi la performance du capteur. Ceci pourra être accompli par une intégration monolithique du

préamplificateur et du microphone. La résistance de polarisation R_{bias} est utilisée pour obtenir une tension de polarisation continue stable pour le microphone et le préamplificateur. Puisque l'impédance de sortie du microphone capacitif est assez élevée, l'utilisation d'un préamplificateur pour l'adaptation d'impédance est nécessaire. L'amplificateur et la résistance de polarisation ne forment pas une partie intégrale du microphone, mais ils ont une influence majeure sur sa performance.



Figure 2.14. Circuit simplifié d'un microphone à condensateur connecté avec un préamplificateur (adapté par Scheeper et coll. [30]).

3.3.3. Microphones à électret

Les microphones à électret sont une forme de microphones capacitifs qui utilisent un matériau qui est titulaire d'une charge quasi-permanente. Cela évite la nécessité d'une tension de polarisation DC dans le dispositif capacitif. Le matériau électret est dominé par le téflon pour les microphones conventionnels et le dioxyde de silicium ou nitrure pour les microphones micro-usiné sur silicium. Dans des microphones micro-usiné, l'intégration de la couche d'électret sur le diaphragme est plus courante, puisque la plaque arrière est généralement perforée [38].



Figure 2.15. Schéma d'un microphone capacitif avec une membrane à électret.

Un schéma d'un microphone capacitif avec une membrane avec électret est montré sur la Figure 2.15. Une couche de métallisation est utilisée pour charger la couche d'électret avant l'opération pour générer le champ électrique à l'intérieur du gap. Un avantage du microphone à électret est l'absence d'une alimentation externe et la possibilité pour les applications portables [36] [37]. Toutefois, l'intégration des microphones à électret avec les MEMS souffre de la mauvaise qualité des couches minces d'électrets et de la perte de charge due à l'humidité [36]. Pour que la membrane ne s'effondre pas sur la plaque arrière du microphone il faut que $Q_{ch} < Q_{cr}$, avec Q_{cr} est charge critique de polarisation qui est donnée par [38]:

$$Q_{cr} = \sqrt{2\varepsilon_0 A k d_0}$$
Éq. (2.20)

3.3.4. Principaux travaux antérieurs sur les microphones capacitifs

D'importants travaux, antérieurs et récents, de développements de microphones capacitifs sur silicium sont énumérés dans le Tableau 2.3. On peut constater qu'il existe une tendance significative vers le développement des microphones à condensateur sur silicium de qualité en termes de taille plus petite, de sensibilité, du rapport signal/bruit et une bande passante plus large.

| Auteurs | Surface de la membrane (mm²) | Gap d'air (µm) | Bande passante (kHz) | Sensibilité (mV/Pa) | Niveau de bruit (dBA) |
|---|------------------------------------|-------------------|----------------------------|------------------------|-----------------------------|
| ^a Hohm and Gerhard-Multhaupt (1984) | ~50.3 | 30 | 8.5 | 3 | n/a |
| ^a Sprenkels <i>et coll</i> . (1988) | 6 | 20 | >15 | 25 ^a | n/a |
| ^b Bergqvist and Rudolf (1990) | 4 | 4 | 16 | 13 ^a | n/a |
| ^b Bergqvist <i>et coll</i> . (1991) | 4 | 2 | 20 | 1.6 | 40 |
| ^b Kuhnel and Hess (1992) | 0.64 | 2 | 20 | 1.8 | 43 |
| ^b Bourouina <i>et coll</i> . (1992) | 1 | 7.5 | 10 | 2.4 | 38 |
| ^b Scheeper (1993) | 4 | 3 | >14 | 7.8 | 30 |
| ^b Zou <i>et coll</i> . (1996) | 4 | 2.6 | 9 | 14.2 | n/a |
| ^b Schafer <i>et coll</i> . (1998) | 0.5 | 4 | 17 | 14 | 28 |
| ^b Torkkeli <i>et coll</i> . (2000) | 1 | 1.3 | 12 | 4 | 33.5 |
| ^b Rombach <i>et coll</i> . (2000) | 4 | 0.9 | >20 | 13° | 22.5 |
| ^b Scheeper <i>et coll</i> . (2003) | ~12 | 20 | 20 | 22 ^c | 23 |
| ^b Hansen <i>et coll</i> . (2004) | ~0.01 | 1 | 100 | 7.3 | 63.6 |
| ^b Martin <i>et coll</i> . (2005) | ~0.17 | 2 | 230 | 0.28 ^{c,d} | 42 |
| ^b Pedersen (2006) | ~0.1 | 1.24 | 100 | 0.5 | 22 |

Tableau 2.3. Les importants travaux précédents dans la conception des microphones capacitifs.

^a Microphone à électret, ^b Microphone à condensateur, ^c Sensitivité à circuit ouvert, ^d Amplification par charge

Hohm et Gerhard-Multhaupt (1984) [39] ont développé le premier microphone à électret micro-usiné sur silicium (Figure 2.16). Sa plaque arrière se compose d'une couche de silicium de type p de dimension $10 \times 10 mm^2$, d'une couche supérieure en SiO_2 d'épaisseur $2\mu m$ qui représente l'électret (-350V) et d'une couche inférieure en aluminium d'épaisseur $0, 1\mu m$, l'électrode. Une ouverture circulaire de diamètre 1mm a été perforée dans le centre de la plaque arrière. La membrane est formée d'une feuille d'aluminium recouverte de Mylar⁴ d'épaisseur 13µm et de diamètre 8mm. La feuille de Mylar a été utilisée comme une entretoise pour former un gap d'air de $30\mu m$. La sensibilité théorique en circuit ouvert rapportée, à la fréquence de 1kHz, était d'environ 8.8mV/Pa mais la sensibilité mesurée a été d'environ 3mV/Pa en raison de la capacité parasite. La fréquence de résonance de ce microphone était de 8.5kHz. La fabrication de ce microphone sur silicium ne diffère pas trop de la technologie de fabrication conventionnelle existante, puisque le dispositif consiste essentiellement d'une membrane en Mylar et d'une plaque arrière assemblée par des moyens de collage.

⁴ Mylar est une pellicule mince de polyester de type polyéthylène téréphtalate (polyethylene terephthalate polyester film) utilisé pour sa résistance à la traction, sa transparence et son isolation électrique. Il est également connu comme Melinex (un nom commercial au Royaume-Uni).



Figure 2.16. Vue en coupe du microphone à électret micro-usiné de Hohm [39].

Sprenkels et coll. (1988) [37] ont développé un microphone à électret sur silicium (Figure 2.17). Il avait une membrane en feuille de Mylar métallisé de dimension $2.45 \times 2.45 mm^2$ avec une épaisseur de $2.5\mu m$ et un gap d'air de $20\mu m$, réalisé par la gravure d'une cavité dans la plaque de silicium avec le KOH. Une couche de SiO_2 d'épaisseur $1.1\mu m$ a été utilisée comme matériau électret et a été polarisée par une charge permanente avec une tension effective d'environ -300V. La sensibilité en circuit ouvert a été d'environ 25mV/Pa à la fréquence de 1kHz. La réponse mesurée en fréquence à $\pm 2dB$ était plate dans la gamme de 100-15000Hz.



Figure 2.17. Vue en coupe du microphone à électret micro-usiné de Sprenkels [37].

Bergqvist et Rudolf (1990) [44] ont publié le premier microphone à condensateur sur silicium (Figure 2.18). Ce microphone, avec une membrane en silicium de type p de dimension $2 \times 2mm^2$ d'épaisseur 5-8µm et un gap d'air de 4µm, montre une sensibilité en circuit ouvert de 13mV/Pa à la fréquence de 1kHz. Le microphone avec une membrane en silicium épaisse de type p 8µm a montré une bande passante ($\pm 1dB$) de 200Hz-16kHz. Une faible capacité parasite (<0,5pF) et un grand nombre de trous dans la plaque arrière ont été rapporté sur ce microphone. La membrane était fabriquée avec une gravure anisotrope avec le KOH avec un arrêt électrochimique. La plaque arrière était construite avec une superposition de verresilicium-verre. La plaque supérieure de verre a été amincie par polissage mécanique, et munie de trous acoustiques qui occupent 20% de la superficie totale de plaque arrière.



Figure 2.18. Vue en coupe du microphone à condensateur micro-usiné de Bergqvist & Rudolf [44].

Bergqvist et coll. (1991) [45] ont amélioré une autre structure de microphone à condensateur ayant une réponse en fréquence plate ($\pm 3dB$) entre 2Hz-20kHz. Ceci a été réalisé en augmentant la densité des trous dans la plaque arrière mince jusqu'à 640-4000 trous/mm² permettant ainsi de réduire la résistance de l'écoulement de l'air, toutefois, la taille de la plaque arrière n'a pas été publiée. La membrane et la plaque arrière sont fabriquées par une gravure anisotropique dans des wafers séparés en utilisant la technique d'arrêt électrochimique pour avoir des structures minces. Finalement, les wafers sont collés ensemble et les microphones sont découpés. La structure du microphone comporte une membrane en silicium de type p de dimensions $2 \times 2mm^2$ avec un gap d'air réduit jusqu'à $2\mu m$. La sensibilité mesurée était de 1.6mV/Pa à la fréquence de 1kHz, avec une tension de polarisation de 5V. Le bruit mesuré du microphone est dominé par le bruit du préamplificateur et le niveau de bruit équivalent était de 40dBA. La distorsion harmonique totale était inférieure à 0,08% à un niveau de pression acoustique de 120dB.



Figure 2.19. Vue en coupe du microphone à condensateur amélioré de Bergqvist et coll [45].

Kuhnel et Hess (1992) [46] ont développé un microphone à condensateur avec une plaque arrière spécialement conçue pour réduire la résistance de l'écoulement de l'air (air-streaming). Le processus de fabrication était basé par la technologie développée par Hohm [39]. Le microphone consiste en une membrane en nitrure de silicium de dimensions $0.8 \times 0.8 mm^2$ et d'épaisseur 150nm. La plaque arrière a été structurée soit avec de trous gravés anisotropiquement soit avec des rainures gravées par plasma. Les microphones avec des rainures dans la plaque arrière et avec les membranes ayant une contrainte résiduelle faible montrent une sensibilité en circuit ouvert de 10mV/Pa (1.8mV/Pa la sensibilité mesurée due à l'affaiblissement du signal causée par la capacité parasite) et la bande passante a été mesurée jusqu'à 20kHz avec une tension de polarisation de 28V.

Bourouina et coll. (1992) [47] ont développé un microphone à condensateur conçu sans les trous acoustiques dans la plaque arrière. La chambre arrière du microphone a été gravée dans le substrat contenant le diaphragme. Avec cette construction, pas de trous acoustiques dans la plaque arrière était nécessaire, cependant, afin de maintenir une résistance assez faible de l'écoulement de l'air latérale, un gap d'air relativement épais a été utilisé (5 ou 7.5 μ m). Un wafer en pyrex a été assemblé par la suite avec le wafer constituant la membrane par collage anodique. La membrane a été faite avec du silicium fortement dopé en bore et avait une contrainte résiduelle de 70MPa. Le microphone, de dimensions $1 \times 1mm^2$ et un gap d'air de 7.5 μ m, a montré une réponse en fréquence linéaire jusqu'à 10kHz et une sensibilité de 2.4mV/Pa pour une tension de polarisation de 20V. Le bruit issu du microphone, principalement dû au préamplificateur, a été mesuré à 38dBA.



Figure 2.20. Vue en coupe du microphone à condensateur de Bourouina et coll [47].

Toutes les structures décrites ci-dessus sont assemblées à partir de pièces fabriquées à partir de substrats distincts. Pour les microphones ayant des petits gaps d'air, de l'ordre de quelques μm , cet assemblage est très critique pour leurs performances et tolérances. Le premier microphone, qui a surmonté ce problème d'assemblage été introduit par Scheeper (1993) [48]. Ce microphone à condensateur, avec une haute densité de trous acoustiques dans la plaque arrière, été le premier fabriquées avec des couches minces de nitrure de silicium et le gap d'air est réalisé en aluminium avec une technique de couche sacrificielle. Les dimensions de la membrane sont de $2 \times 2mm^2$ avec une épaisseur de $0.25\mu m$, et un gap d'air de $3\mu m$. Ce microphone possède une sensibilité en circuit ouvert de 7,8mV/Pa, une capacité de 8,6pF et une réponse en fréquence linéaire de 100Hz à 14kHz ($\pm 2dB$). Grâce à l'existence d'un gap d'air étroit, le microphone fonctionne à une tension de polarisation relativement faible de 5V pour éviter l'effet de collage. Cette approche est considérée comme le meilleur point de départ pour la fabrication de microphone intégré avec de faibles tolérances.



Figure 2.21. Vue en coupe du microphone à condensateur de Scheeper [48].

Zou et coll. (1996) [49] ont développé un microphone à condensateur miniaturisé sur silicium avec une membrane pliée (ondulé). Ce microphone a été fabriqué sur une seule puce avec une membrane très souple et une plaque arrière très rigide. Le microphone avait un gap d'air de $2.6\mu m$ et un diaphragme de $1 \times 1mm^2$ avec une contrainte résiduelle de 70MPa et une épaisseur de $1.2\mu m$. Le diaphragme ondulé a été fabriqué par une gravure anisotrope avec le KOH pour améliorer la sensibilité en réduisant l'effet de contrainte de l'application des hautes tensions. Un microphone avec une profondeur d'ondulation de $8\mu m$, et une tension de polarisation de 10V a montré une sensibilité mesurée de 14.2mV/Pa. La bande passante simulée a été déclarée d'être 9kHz. La méthode des éléments finis (FEM) et la méthode du circuit équivalent ont été utilisées pour prédire les performances mécaniques et acoustiques du microphone. Schafer et coll. (1998), ont rapporté un microphone à condensateur micro-usiné sur silicium pour les applications d'aide auditive [50]. Le microphone avait un gap d'air de $4\mu m$ et une membrane en nitrure de silicium circulaire de rayon de 0.4mm et d'épaisseur $0.75\mu m$. Une membrane très souple a été obtenue par le soutien au milieu plutôt que l'appui au niveau du périmètre. Un modèle en éléments localisés a été construit pour prédire la sensibilité, la bande passante et le bruit de fond du microphone. La sensibilité du microphone mesurée, avec une tension de polarisation de 12V, est de 14mV/Pa à la fréquence de 1kHz. Le niveau de bruit pondéré A mesuré était inférieur à 28dBA et la fréquence de résonance mesurée était environ de 17kHz.

Torkkeli et coll. (2000) ont fabriqué un microphone capacitif sur une seule puce avec une membrane en silicium polycristallin à faible contrainte (2MPa) [51]. Le microphone avait un gap d'air de $1.3\mu m$ et une membrane de $1 \times 1mm^2$ avec une épaisseur de $0.8\mu m$. La sensibilité du microphone mesurée avec une tension de polarisation de 2V a été de 4mV/Pa à la fréquence de 1kHz. Le niveau de bruit pondéré A mesuré était de 33.5dBA. La capacité mesurée est 11pF et la bande passante été de 12kHz.

Rombach et coll. (2002) ont fabriqué le premier microphone à condensateur double plaque sur silicium [52]. Ce microphone utilise deux wafer entreposés en utilisant l'oxyde de silicium en poudre comme colle (méthode SODIC). Grâce à la disposition symétrique des deux plaques arrière, un gap d'air mince de $0.9\mu m$ a été fabriqué pour générer un champ électrique élevé et une haute sensibilité sous une tension de polarisation faible. Le microphone se composait d'une membrane multicouche de taille $2 \times 2mm^2$ à avec une épaisseur de $0.5\mu m$ seulement et des contraintes résiduelles de traction globale de 45MPa. La sensibilité totale, sous une tension de polarisation de 1,5V, a été mesurée de 13mV/Pa et le niveau de bruit équivalent pondéré A mesuré a été de 22.5dBA. La limite supérieure de sa gamme dynamique été de 118dB et la distorsion harmonique totale égale à 80dBA était inférieure à 0,26%. Le microphone dispose d'une large bande passante de 75Hz à 24kHz.

Scheeper et coll. (2003) ont fabriqué un microphone à condensateur MEMS de mesure [53]. Le microphone avait un gap d'air de $20\mu m$ et une membrane octogonale en nitrure de silicium avec une contrainte de traction de 340MPa et une épaisseur de $0.5\mu m$. La surface de la membrane circulaire été d'environ $11.95mm^2$, tandis que la superficie de la plaque arrière carrée était d'environ $8mm^2$. La moyenne de la sensibilité mesurée à circuit ouvert, été de 22mV/Pa avec une tension de polarisation de 200V et le niveau de bruit mesuré (y compris le préamplificateur) a été 23dBA. La réponse en fréquence mesurée était plate jusqu'à 20kHz, et la fréquence de résonance est rapportée entre 47 et 51kHz. Ce travail a montré que les microphones de mesure de haute qualité peuvent être fabriqués en utilisant la technologie MEMS.

Hansen et coll. (2004) ont rapporté un microphone capacitif micro-usiné de large bande passante basé sur la détection des fréquences radio [54]. Le microphone se composait d'une membrane rectangulaire en nitrure de silicium métallisé, qui était suspendue par-dessus d'un substrat en silicium pour former un petit volume scellé. Une sensibilité de 7.3mV/Pa été mesurée avec un gap d'air de $l\mu m$ et une membrane de dimension $70\mu m \times 190\mu m$ et d'épaisseur $0.4\mu m$. La bande passante mesurée était plate à moins de 0.5dB sur toute la plage de 0.1Hz à 100kHz. Toutefois, le microphone souffre d'un bruit de fond mesuré relativement élevé, qui est égale à 63.6dBA.

Martin et coll. (2005) ont fabriqué un microphone capacitif MEMS à double plaque arrière en utilisant le processus SUMMiT V de Sandia National Laboratories [55][56]. Grâce à la disposition symétrique des plaques arrière, un gap d'air mince de $2\mu m$ a été fabriqué. Le microphone se composait d'une membrane circulaire de silicium polycristallin, avec un rayon de $230\mu m$ et d'une épaisseur de $2,25\mu m$. La sensibilité mesurée avec un amplificateur de charge et une tension de polarisation de 9V était de 0,28mV/Pa et le niveau de bruit mesuré est de 42dB Hz à 1kHz. La gamme dynamique mesurée était plus que 118dB et une réponse linéaire jusqu'à 160dB a été observée. La fréquence de résonance prévue était d'environ 185,5kHz et la fréquence de résonance mesurée était d'environ 230kHz.

Pedersen (2006) a présenté un microphone capacitif MEMS aéro-acoustique conçu en utilisant la technologie SiSonicTM de Knowles Acoustics [57]. Le microphone se composait d'une membrane circulaire de rayon $180\mu m$ et d'une épaisseur de $2\mu m$. Un gap d'air de $1,24\mu m$ a été fabriqué entre la membrane et la plaque arrière. La sensibilité mesurée à 1kHz a été d'environ 0.5mV/Pa. La distorsion harmonique totale mesurée au niveau de la pression acoustique 130dB a été de 1.5%. La bande passante prévue était d'environ 100 kHz et le niveau de bruit mesuré est de 22dB Hz à 1kHz.

3.4. Microphones optiques

La classification de la transduction optique est généralement basée sur les propriétés de la lumière modulée. Trois principes de transduction sont utilisés *(i)* la modulation d'intensité, *(ii)* la modulation de phase et *(iii)* la modulation de polarisation [40][41]. Un microphone optique transforme un signal acoustique en signal électrique en modulant un signal lumineux de référence [40]. Contrairement aux autres types de microphones, un signal sonore est d'abord converti en un signal optique avant qu'il soit converti en un signal électrique.

Les techniques optiques sont moins vulnérables aux interférences électromagnétiques et peuvent tolérer des températures plus élevées. Les inconvénients des microphones optiques incluent l'exigence d'une source optique stable comme référence et l'encapsulation de tous les composants du système, tels que les sources de lumière, le capteur optique et le photodétecteur, puisqu'ils doivent être bien alignés et positionnés [42][43]. En plus, ils exigent généralement des circuits optoélectronique d'interface plus complexes pour convertir le signal optique en un signal électrique. Les microphones optiques sont des transducteurs linéaires, non-réciproque, non-conservatifs et indirects.

4) Conclusion

La mesure de la pression est certainement l'une des applications les plus matures de la technologie MEMS. Le succès commercial de cette branche des MEMS sert comme un excellent modèle pour d'autres applications de MEMS. Ceci est rendu possible par l'avantage de fabrication de lot en technologie de micro-usinage capable de produire des capteurs à très faible coût unitaire. Avec le progrès de la technologie MEMS, les procédés de fabrication deviennent plus puissants, une gamme de matériaux plus large est plus disponible, des capteurs de pression micro-usinés trouveront beaucoup de nouvelles opportunités. L'importance des propriétés du matériau silicium ne doit pas non plus être sous-estimée. Son comportement piézorésistif intrinsèque facilite la conception des capteurs de pression avec des jauges de déformation, tandis qu'à l'autre extrémité du spectre de performances, ses

propriétés mécaniques le rendent idéal pour les solutions de détection de pression complexe à base de la résonance. Ce second chapitre a décrit les différents mécanismes de transduction qui ont été développés au fil des années. Tous les microphones fonctionnent comme un transducteur pour détecter la déformation d'une structure entraînée par la pression acoustique, généralement une membrane. Un aperçu des travaux publiés sur les deux principes de microphones en silicium, capacitif et piézoélectrique, était également présenté. Dans le chapitre suivant, une nouvelle génération de microphone électrodynamique MEMS micro-usiné sera présentée et modélisée.

Bibliographie

- [1] M. Rossi, "Acoustics and Electroacoustics", Norwood, MA: Artech House, 1988.
- [2] F. V. Hunt, "*Electroacoustics: the Analysis of Transduction, and its Historical Background*", New York : Acoustical Society of America, 1954.
- [3] J. Eargle, "The Microphone Book", Woburn, MA: Focal Press, 2001.
- [4] M. Madou, "Fundamentals of Microfabrication", Boca Raton: CRC Press, 1997.
- [5] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, and R. G. Meyer, "*Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*", New York: John Wiley & Sons Inc, 2001.
- [6] G.S.K. Wong and T.F.W. Embleton, "AIP Handbook of Condenser Microphones: Theory, Calibration, and Measurements", American Institute of Physics, 1995.
- [7] "International Standard on Measurement Microphones, Part 4: Specifications for Working Standard Microphones", International Electrotechnical Commission (IEC), p. 11. IEC 1094-4, 1995.
- [8] A.G.H. Van der Donk, "A silicon condenser microphone: modeling and electronic circuitry", University of Twente, Ph.D. thesis, 1992.
- [9] P.R. Scheeper, B. Nordstrand, J.O. Gullov, B. Liu, T. Clausen, L. Midjord and T. Storgaard-Larsen, "A new measurement based on MEMS technology", Journal of Microelectromechanical Systems, 2003, Vol. 12, pp. 880–891.
- [10] J. Bay, O. Hansen, S. Bouwstra, "*Design of a silicon microphone with differential read-out of a sealed double parallel-plate capacitor*", Sensors and Actuators A, 1996, Vol. 53, pp 232–236.
- [11] D.P. Arnold, T. Nishida, L.N. Cattafesta and M. Sheplak, "A directional acoustic array using silicon micromachined piezoresistive microphones", Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 113 (1), 2003, pp. 289–298.
- [12] J. Bernstein, "A Micromachined Condenser Hydrophone", in Proceedings of IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head Island, SC., 1991, pp. 161-165.
- [13] K. Suzuki, K. Higuchi, and H. Tanigawa, "A Silicon Electrostatic Ultrasonic Transducer", IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control 36(6), 1989, pp. 620-627.
- [14] Gang Li, Yitshak Zohar and Man WoHg, "Piezoresistive microphone with integrated amplifier realized using metal-induced laterally crystallized polycrystalline silicon", 17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'04), 2004, pp. 548-551.

- [15] S. B. Horowitz, T. Nishida, L. N. Cattafesta and M. Sheplak, "Design and Characterization of a Micromachined Piezoelectric Microphone", 11th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference (26th AIAA Aeroacoustics Conference), 23-25 May, Monterey, California, 2005, pp. 1-10.
- [16] R. Kessmann, M. Klaiber and G. Hess, "Silicon condenser microphones with corrugated silicon oxide/nitride electret membranes", Physical Sensors and Actuators A, Sep. 2002, Vol. 100, no. 2/3, pp. 301–309.
- [17] N. Bilaniuk, "Optical Microphone Transduction Techniques", Applied Acoustics, Vol. 50, Number 1 (29), January 1997, pp. 35-63.
- [18] W. G. Cady, "Piezoelectricity", New York: Dover Publications, 1964, pp. 1-8.
- [19] IEEE, "IEEE Standard on Piezoelectricity", IEEE. ANSI/IEEE Std 176-1987.
- [20] M. Guirardel, "Conception, réalisation et caractérisation de biocapteurs micromécaniques résonants en silicium avec actionnement piézoélectrique intégré : détection de l'adsorption de nanoparticules d'or", Thèse de l'Université Paul Sabatier Toulouse III, 2003.
- [21] A. Parent, "Apport des nouveaux matériaux piézo-électriques dans le domaine des microgyrométres vibrants", l'université de Paris-Sud, Juillet 2008.
- [22] S.S. Lee, R.P. Ried, and R.M. White, "Piezoelectric Cantilever Microphone and Microspeaker". Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 5(4), 1996, pp. 238-242.
- [23] M. Royer, J.O. Holmen, M.A. Wurm, and O.S. Aadland, "ZnO on Si Integrated Acoustic Sensor", Physical Sensors and Actuators A, Vol. 4, 1983, pp. 357-362.
- [24] J. Franz, "Aufbau Funktionsweise und technische Realisierung eines piezoelektrischen Siliciumsensors für akustische Grössen", VDI-Berichte No. 667, 1988, pp. 299-302.
- [25] R. Schellin, G. Hess, W. Kuehnel, G.M. Sessler, and E. Fukada, "Silicon Subminiature Microphones with Organic Piezoelectric Layers: Fabrication and Acoustical Behaviour", 7th IEEE International Symposium on Electrets, Berlin, Germany, 1991, pp. 929-934.
- [26] E.S. Kim, J.R. Kim, and R.S. Muller, "Improved IC-Compatible Piezoelectric Microphone and CMOS Process", In IEEE International Conference Solid State Sensors Actuators, San Francisco, CA, 1991, pp. 270-273.
- [27] J. Franz, "Piezoelektrische Sensoren auf Siliziumbasis", PhD thesis, Darmstadt, Germany, 1988.
- [28] R. Schellin, G. Hess, R. Kressmann and P. Wassmuth, "Micromachined Silicon Subminiature Microphones With Piezoelectric P(Vdf/Trfe)-Layers And Silicon-Nitride-Membranes", 8th International Symposium on Electrets (ISE'08), Paris - France, 7-9 Sep 1994, pp. 1004-1009.
- [29] T. L. Ren, L. T. Zhang, J. S. Liu, L. T. Liu and Z. J. Li, "A novel ferroelectric based microphone", Microelectronic Engineering, Vol. 66, 2003, pp. 683–687.
- [30] P.R. Scheeper, A.G.H. Van der Donk, W. Olthuis and P. Bergved, "A Review of Silicon Microphones", Sensors and Actuators A, Vol. 44, 1994, pp. 1-11.
- [31] R. Schellin and G. Hess, "A Silicon Microphone Based on Piezoresistive Polysilicon Strain Gauges", Sensors and Actuators A, Vol. 32, 1992, pp. 555–559.
- [32] H. Guckel, "Fine Grained Films and its Application to Planar Pressure Transducers", in Proceedings of 4th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '87) , 2–5 June 1987, Tokyo, Japan, pp. 277–282.
- [33] M. Sheplak, J. M. Seiner, K. S. Breuer and M. A. Schmidt, "A MEMS Microphone for Aeroacoustics Measurements", in Proceedings of 37th AIAA Aerospace Sciences Meetings and Exhibit, paper no. AIAA99-0606, Reno, NV, 1999.
- [34] E.C. Wente, "A Condenser Transmitter as a Uniformly Sensitive Instrument for the Absolute Measurement of Sound Intensity", Physical Review, the American Physical Society, Series II 10, 1917, pp. 39-63.
- [35] S. D. Senturia, "Microsystems Design", Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [36] S. Bouwstra, T. Storgaard-Larsen, P.R. Scheeper, J.O. Gullov, J. Bay, M. Mullenborg and P. Rombach, "Silicon Microphones a Danish Perspective", Journal of Micromechanics and Micro-engineering, Vol. 8, 1998, pp. 64-68.

- [37] A. J. Sprenkels, R. A. Groothengel, A. J. Verloop, and P. Bergveld, "Development of an Electret Microphone in Silicon", Sensors and Actuators, Vol. 17, 1989, pp. 509-512.
- [38] R. Puers and D. Lapadatu, "*Electrostatic Forces and Their Effects on Capacitive Mechanical Sensors*", Sensors and Actuators A, Vol. 56, 1996, pp. 203-210.
- [39] D. Hohm and R. Gerhard-Multhaupt, "Silicon-Dioxide Electret Transducers", Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 75, 1984, pp. 1297-1298.
- [40] N. Bilaniuk, "Optical Microphone Transduction Techniques", Applied Acoustics, Vol. 50, 1997, pp. 35-63.
- [41] N.A. Hall, B. Bicen, M.K. Jeelani, W. Lee, S. Qureshi and F.L. Degertekin, "Micromachined Microphone with Diffraction-Based Optical Displacement Detection", Journal of Acoustical Society of America, Vol. 118(5), 2005, pp 3000-3009.
- [42] K. Kadirvel, R. Taylor, S. Horowitz, L. Hunt, M. Sheplak and T. Nishida, "Design and Characterization of a MEMS Optical Microphone for Aeroacoustic Measurement", in Proceedings of 42nd AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, paper no. AIAA2004-1030. Reno, NV, 2004.
- [43] K. Kadirvel, "Design and Characterization of a MEMS Optical Microphone for Aeroacoustic Measurement", Master Thesis, Gainesville, FL: University of Florida, 2002.
- [44] J. Bergqvist and F. Rudolf, "A New Condenser Microphone in Silicon", Sensors and Actuators A, Vol. 21-23, 1990, pp. 123-125.
- [45] J. Bergqvist, F. Rudolf, J. Maisano, F. Parodi, and M. Rossi, "A Silicon Condenser Microphone with a Highly Perforated Backplate", in Proceedings of 6th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '91), San Francisco, CA, 1991, pp. 266-269.
- [46] W. Kuhnel and G. Hess, "A Silicon Condenser Microphone with Structured Backplate and Silicon Nitride Membrane", Sensors and Actuators A, Vol. 30, 1992, pp. 251-258.
- [47] T. Bourouina, S. Spirkovitch, F. Baillieu, and C. Vauge, "*A New Silicon Condenser Microphone with a p+ Silicon Membrane*", Sensors and Actuators A, Vol. 31, 1992, pp. 149-152.
- [48] P. R. Scheeper, "A Silicon Condenser Microphone: Materials and Technology", Ph.D. Dissertation, University of Twente, Netherlands, 1993.
- [49] Q. Zou, Z. Liu and L. Liu, "Theoretical and Experimental Studies of Single-Chip-Processed Miniature Silicon Condenser Microphone with Corrugated Diaphragm", Sensors and Actuators A, Vol. 63, 1997, pp. 209-215.
- [50] D. Schafer, S. Shoaf, and P. Loeppert, "Micromachined condenser microphone for hearing aid use", in IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head Island, SC., pp 27-30. 242, 1998.
- [51] A. Torkkeli, O. Rusanen, J. Saarilahti, H. Seppa, H. Sipola, and J. Hietanen, "Capacitive Microphone with Low-Stress Polysilicon Backplate", Sensors and Actuators A, Vol. 85, 2000, pp. 116-123.
- [52] P. Rombach, M. Müllenborn, U. Klein and K. Rasmussen, "The First Low Voltage, Low Noise Differential Condenser Silicon Microphone", in Proceedings of 14th European Conference on Solid State Transducers, Copenhagen, Denmark, 2000, pp. 213-216.
- [53] P.R. Scheeper, B. Nordstrand, J.O. Gullov, B. Liu, T. Clausen, L. Midjord and T. Storgaard-Larsen, "A New Measurement Microphone Based on MEMS Technology", Journal of MicroElectroMechanical Systems, Vol. 12(6), 2003, pp. 880-891.
- [54] S.T. Hansen, A.S. Ergun, W. Liou, B.A. Auld, and B.T. Khuri-Yakub, "Wideband Micromachined Capacitive Microphones with Radio Frequency Detection", Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 116(2), 2004, pp. 828-842.
- [55] D.T. Martin, K. Kadirvel, J. Liu, R.M. Fox, M. Sheplak, and T. Nishida, "Surface and Bulk Micromachined Dual Backplate Condenser Microphone", In Proceedings of 18th IEEE International Conference on MEMS, Miami, Florida, 2005, pp. 319-322.

- [56] D.T. Martin, J. Liu, K. Kadirvel, R.M. Fox, M. Sheplak and T. Nishida, "Development of a MEMS Dual Backplate Capacitive Microphone for Aeroacoustic Measurements", in Proceedings of the 44th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, paper no. AIAA2006-1246, Reno, NV, 2006.
- [57] Pedersen M., "Development of Microelectromechanical Systems Capacitive Microphone for High-Frequency Applications", Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 119(5), pp. 3378, 2006.
Chapitre 3

Modélisation magnétique et électrique du microphone

|) Introduction | | |
|--|----------|--|
| 2) Présentation du microphone électrodynamique CMOS-MEMS | 55 | |
| 2.1. Principe du couplage électrodynamique | 55 | |
| 2.2. Description de la structure du microphone | 56 | |
| 3) Modélisation magnétique du microphone | 57 | |
| 3.1. Modélisation d'une inductance intégrée | 57 57 | |
| <i>3.1.2.</i> Évaluation de l'inductance totale d'une spirale intégrée | 58 | |
| 3.2. Modélisation d'un transformateur intégré | 61 | |
| 3.2.1. Relations fondamentales des transformateurs | 61 | |
| 3.2.2. Différentes réalisations monolithiques des transformateurs | 63 | |
| 3.3. Modes de polarisation du microphone | 64 | |
| 3.3.1. Évaluation du champ magnétique produit par une spire filiforme | 64 | |
| 3.3.2. Polarisation de l'inductance externe par un courant continu | 67 | |
| 3.3.3. Polarisation de l'inductance externe par un courant alternatif | 73 | |
| 3.3.4. Polarisation des deux inductances par un courant alternatif | 78 | |
| 3.4. Modélisation d'une bobine avec décalage vertical | 79 | |
| 4) Modélisation électrique du microphone | 81 | |
| 4.1. Évaluation de la tension induite du microphone | 81 | |
| 4.1.1. Modèles analytiques du transformateur concentrique | 81 | |
| 4.1.2. Expression du courant dans le secondaire | 83 | |
| 4.1.3. Effet de la force de Lorentz sur le comportement du microphone | 85 | |
| 4.2. Montage avec la bobine spirale multicouches | 87 | |
| 5) Conclusion | 88 | |

1) Introduction

Dans ce chapitre, nous allons commencer par introduire et présenter la structure de notre microphone électrodynamique monolithique faisant l'objet de ce travail de thèse. Cette nouvelle approche s'incline sur les transducteurs MEMS à faibles coûts obtenus par l'application d'autres étapes de gravure postérieure à la suite d'un procédé CMOS standard

industriel. Par conséquent, nous utilisons les mêmes couches émises à partir d'un procédé CMOS comme matériaux de base pour la partie mécanique ainsi que la partie électrique de notre système. La structure de notre microphone repose sur l'utilisation de deux bobines concentriques et coplanaires, ce qui nécessitera une révision de l'état de l'art des inductances et des transformateurs intégrés. La circulation d'un courant dans l'une des deux bobines va engendrer la création d'un champ magnétique au sein de la deuxième. Ce courant de polarisation peut être soit continu ou alternatif. Une étude électromagnétique et électrique sera détaillée, durant ce chapitre, dans le but de déterminer l'équation de la tension induite aux bornes de la bobine secondaire dans chaque mode de polarisation. En outre, nous avons étudié l'impact de la force de Laplace sur le déplacement de la membrane. La dernière partie de ce chapitre introduit diverses solutions envisageables pour atteindre des tensions induites plus large en utilisant les bobines multicouches ou un pont de *maxwell*.

2) Présentation du microphone électrodynamique CMOS-MEMS

2.1. Principe du couplage électrodynamique

Le microphone électrodynamique est basé sur les principes de l'électricité et du magnétisme datant du 19^{ème} siècle. Ces microphones n'étaient pas trop répandus, à cause de leurs faibles rendements, jusqu'à l'apparition de l'amplification électrique ce qui les a permis de trouver leurs places dans le commerce et la radiodiffusion. Néanmoins, actuellement on trouve relativement peu de microphones électrodynamique utilisés à grande échelle, la plupart de leur rôle avant été pris par les microphones à électret 0. Le microphone électrodynamique est aussi référé comme microphone dynamique, inductif ou à bobine mobile. Il est basé sur le principe de l'induction magnétique dans lequel un conducteur, ou un fil, se déplace dans un champ magnétique induisant ainsi une tension proportionnelle à la force du champ magnétique, la vitesse du mouvement et la longueur du conducteur émergé dans le champ magnétique. L'équation gouvernant le mouvement est donnée par e(t) = B.l.v(t) où e(t) [V] est la tension de sortie instantanée, B [T] est la densité du flux magnétique, l [m] est la longueur du conducteur, et v(t) [m/s] est la vitesse instantanée de déplacement du conducteur. Puisque que l et B sont constants, la tension de sortie est directement proportionnelle à la vitesse instantanée de déplacement du conducteur. Le principe de base de l'induction magnétique est montré sur la Figure 3.1a, qui montre la relation entre le vecteur de densité de flux, l'orientation du courant dans le conducteur et la vitesse du conducteur. Dans un microphone, la réalisation typique est sous la forme d'une bobine multi-tours placée dans un champ magnétique radial. Une vue en coupe d'un microphone typique à pression dynamique est présentée sur la Figure 3.1b. Dans cette configuration, l'action est la réciproque d'un hautparleur dynamique.



Figure 3.1. (a) Principe de base de l'induction magnétique (b) Vue en coupe d'un microphone électrodynamique.

Actuellement, l'évolution de la nouvelle génération de microphone se focalise sur la miniaturisation de toutes ses composantes par le micro-usinage du silicium. Cette miniaturisation peut être obtenue à travers les évolutions accomplies dans la technologie de fabrication des Circuits Intégrés, ce qui permet d'augmenter les performances et réduire le coût. Les nouveaux microphones intègrent monolithiquement sur le même substrat de silicium les microstructures formant la partie vibrante ainsi que l'électronique de traitement analogique/numérique. Dans ce contexte vient l'objectif de cette thèse qui a pour but de concevoir et réaliser une nouvelle génération de microphone de type électrodynamique micro-usiné sur silicium, réalisé en technologie CMOS standard. L'utilisation d'une technologie CMOS standard vise à ce que notre capteur présente, à partir de certain volume de production, un faible coût de fabrication.

2.2. Description de la structure du microphone

A notre connaissance, le principe électrodynamique, sujet de cette thèse, n'a jamais été exploité dans la pratique pour la réalisation de microphones micro-usiné sur silicium. Toutefois, l'intégration du principe électrodynamique sur puce et le choix de la technologie utilisée pour la réalisation de notre microphone représentent les deux grandes précellences. L'idée du transducteur électroacoustique de type électrodynamique (ou inductif) intégré est similaire à celle du microphone électrodynamique conventionnel. En effet, en utilisant deux bobines spirales planaires et concentriques occupant deux régions distinctes, on peut imiter le fonctionnement du microphone électrodynamique hybride. La première bobine externe B_1 est stationnaire et sera fixée sur le substrat. La deuxième bobine interne est solidaire à une membrane flexible suspendue au-dessus d'une microcavité (Figure 3.2). La bobine B_1 est utilisée pour la création d'un champ magnétique au sein de B_2 . La vibration de la membrane sous l'effet de la variation de pression, créée par les ondes acoustiques, engendre un déplacement de la bobine interne B_2 par rapport à B_1 . En appliquant la loi de Faraday, qui stipule que tout déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique engendre la création d'une force électromotrice à ses bornes proportionnelle au déplacement, ceci donne naissance à une tension induite (fem). La tension induite récupérée aux bornes de B₂, proportionnelle à la variation de la pression acoustique, sera ensuite amplifiée et traitée par l'électronique de traitement intégrée sur la même puce [2].



Figure 3.2. Position des deux inductances sur le substrat.

La structure du microphone intégré est obtenue en utilisant une technologie standard de fabrication des Circuits Intégrés (CI) complétée par une étape de post process de microusinage en volume par la face avant, sur la surface du silicium pour libérer la partie capteur, à savoir la membrane suspendue. La technologie CMOS utilisée est une technologie industrielle standard, permettant d'intégrer l'électronique de traitement analogique et/ou numérique nécessaire pour l'amplification et le traitement du signal. De ce fait, notre transducteur électroacoustique présente un très faible coût de production et pourrait ainsi être employé dans plusieurs applications grand public. La structure en 3D du microphone électrodynamique CMOS est montrée sur la Figure 3.3.



Figure 3.3. Vue 3D de la géométrie du microphone électrodynamique.

3) Modélisation magnétique du microphone

La structure du microphone électrodynamique microusiné repose sur l'utilisation de deux inductances carrées spirales. Puisque le transformateur n'est rien d'autre que deux inductances couplées, une connaissance solide des caractéristiques et limites des inductances intégrées sera un excellent point de départ de l'analyse des transformateurs intégrés.

3.1. Modélisation d'une inductance intégrée

3.1.1. Modèle équivalent d'une inductance

Pour réaliser une inductance intégrée plane spirale avec une technologie CMOS standard, on doit disposer au minimum de deux couches de métaux (Figure 3.4a). La spirale est construite en utilisant l'une des couches métalliques encastrées dans l'oxyde de silicium, généralement, la couche supérieure du métal pour réduire la capacité parasite du couplage avec le substrat. De plus, la couche supérieure de métal est d'habitude plus épaisse ce qui minimise la résistance série statique (R_s) de l'inductance (Figure 3.4b). La prise de contact de l'extrémité interne est effectuée en utilisant l'autre niveau de métal ce qui représente la piste de retour de la bobine. Les paramètres géométriques d'une inductance tel que la largeur des spires (ou pistes) w, l'espacement entre les spires s, le diamètre extérieur d_{out} , le diamètre intérieur d_{in} , le nombre de tours n et la forme sont contrôlés par le concepteur. Les paramètres technologiques tel que la conductivité du métal utilisé σ_m , la résistivité du substrat ρ_{sub} , l'épaisseur d'oxyde t_{ox} et du métal t_M sont fixées par le procédé technologique.



Figure 3.4. Représentation spatiale (a) d'une inductance intégrée plane carrée sur silicium (b) des éléments parasites.

Dans la pratique une inductance pure n'existe pas, elle est toujours accompagnée d'éléments parasites, tels que capacités et résistances. L'obtention d'un modèle physique localisé (concentré) de grande précision passe par l'identification et la prise en compte de tous ces différents éléments parasites et de leurs effets. Dans la littérature, plusieurs modèles ont été proposés tel que le modèle à transformateur [13], le modèle π à large bande [14][15] et le modèle π qui est le plus connu [16]. Il est important de mentionner que les paramètres des circuits électriques qui représentent ces modèles ne sont pas seulement empiriques, mais ils ont aussi un sens physique. Le modèle π montré sur la Figure 3.5a est une approximation la plus réaliste de l'inductance, dans lequel L_s et R_s représentent, respectivement, l'inductance et la résistance série de la spirale. Dans un processus à multicouches en métal, plusieurs couches métalliques du niveau haut peuvent être liées ensemble pour réduire la résistance série. La capacité série Cs entre les deux extrémités de l'inductance modélise la somme entre la capacitance produite par la superposition entre la spirale et la piste de retour souterraine, d'une part, et le couplage entre les spires formées par les faces latérales de la spirale métallique, d'autre part. La capacité de l'oxyde C_{ox} , formée par la couche d'oxyde qui sépare la spirale du substrat, est la plus gênante puisqu'elle a la plus grande valeur parmi les différentes capacités parasites. Finalement, la capacité et la résistance du substrat en silicium sont modélisées par Csi et Rsi [16]. Les caractéristiques de chaque élément sont étudiées en détail dans [17]. Pour une inductance suspendue, les éléments parasites dans le modèle π concentré, qui représentent le lien avec le substrat sont éliminés est le modèle équivalent correspondant est montré sur la Figure 3.5b.



Figure 3.5. Le modèle électrique équivalent, d'une inductance intégrée plane carrée (a) posée sur le substrat (b) suspendue.

3.1.2. Évaluation de l'inductance totale d'une spirale intégrée

Il existe deux méthodes numériques pour l'évaluation de la valeur de l'inductance d'une bobine : la méthode de Grover et celle de Wheeler [19]. En se basant sur l'étude de Grover, qui a montré des résultats plus en accord avec la pratique [20], Greenhouse a développé une théorie permettant de calculer l'inductance totale d'une spirale planaire carrée [9]. En effet, une spirale carrée peut être découpée en un ensemble de lignes droites discrètes et l'inductance totale de la spirale peut être évaluée comme la somme des inductances propres L_i de chaque ligne. Outre la considération de l'inductance propre de chaque conducteur, l'interaction entre les segments parallèles doit être aussi incluse dans le calcul de l'inductance totale. Cette interaction s'exprime par l'induction mutuelle $M_{i,j}$ (positive ou négative) entre le *i*ème et le *j*ème (avec *i* $\neq j$) segments parallèles. Ainsi, l'expression de l'inductance totale peut être calculée selon l'équation suivante [12] :

$$L = \sum L_i + \sum M_{i,j}^+ - \sum M_{i,j}^-$$
Éq. (3.1)

L'expression de l'inductance propre L_i d'un conducteur rectangulaire a été donnée par Grover comme suit [12] :

$$L_{i} = \frac{\mu_{0}l}{2\pi} \left[ln \left(\frac{2l}{w+t} \right) + 0.50049 + \frac{w+t}{3l} \right]$$
Éq. (3.2)

où w, t et l représentent la largeur, l'épaisseur du conducteur et la longueur de l'inductance, respectivement. Cette expression reste valide tant que la largeur ou l'épaisseur du conducteur ne double pas sa longueur, ce qui est difficile à reproduire. Une expression approximative plus simple qui utilise la longueur complète de la spirale peut être trouvée dans [16]. La mutuelle inductance entre deux conducteurs dépend de leurs angles d'intersections, longueur et séparation. Deux conducteurs orthogonaux n'ont pas d'inductance mutuelle puisque leurs flux magnétiques ne sont pas couplés ensemble. Pour une inductance carrée, l'inductance mutuelle, est constituée par deux composantes : la composante positive qui contribue à augmenter le couplage magnétique entre les spires et la composante négative qui contribue à le diminuer. Les segments en parallèles, ayant des courants qui circulent dans la même phase, produisent une contribution positive à l'inductance mutuelle, M^+ , ce sont les segments de spire situés sur le même côté de l'inductance carrée. Les segments antiparallèles, où les courants sont en opposition de phase, ont une contribution dans la mutuelle négative, M, tels que les courants d'un côté et de l'autre de l'inductance (voir Figure 3.6).



Figure 3.6. Illustration de l'inductance mutuelle positive et négative d'une spirale planaire carrée.

Dans le cas simple de deux conducteurs parallèles, de même longueur l et ayant une section rectangulaire de largueur w et d'épaisseur t (Figure 3.7), placés en regard à une distance entre les deux centres égale à d, pour l'inductance planaire cette distance est égale à (w+s). L'inductance mutuelle est définie alors par l'équation suivante [9].

$$M_l = \frac{\mu_0 l}{2\pi} Q$$
Éq. (3.3)

où l est la longueur du conducteur et Q est un coefficient qui dépend uniquement de la géométrie, et il est donné par l'équation suivante [10] : [10]

$$Q = ln \left[\frac{l}{GMD} + \sqrt{l + \frac{l^2}{GMD^2}} \right] - \sqrt{l + \frac{GMD^2}{l^2}} + \frac{GMD}{l}$$
Éq. (3.4)



Figure 3.7. Disposition en parallèle de deux conducteurs de même longueur.

La *GMD* (acronyme anglais pour "Geometric Mean Distance") est la moyenne géométrique de la distance entre la surface des deux conducteurs. La *GMD* entre deux nombres, d_1 et d_2 , est donnée directement par la racine carrée du produit. Une représentation équivalente est obtenue en introduisant le logarithme naturel (*népérien*) des deux côtés :

$$\ln(GMD) = \frac{1}{2} \left[\ln(d_1) + \ln(d_2) \right]$$
Éq. (3.5)

La *GMD* entre deux surfaces peut être obtenue en partitionnant les aires de chaque surface en éléments différentiels et de calculer la moyenne géométrique de la distance entre ces éléments. La moyenne géométrique de la distance entre ces deux surfaces est calculée de la manière suivante [24] :

$$GMD = r_{\cdot r'} \sqrt{\prod_{i=1}^{r} \prod_{j=1}^{r'} d_{i,j}}$$
 Éq. (3.6)

Ainsi la GMD entre r points d'un côté et r' points de l'autre coté est :

$$ln(GMD) = \frac{1}{r.r'} \left[\sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r'} ln(d_{i,j}) \right]$$
Éq. (3.7)



Figure 3.8. Méthode de calcul de la GMD entre deux surfaces.

où r et r' symbolisent le nombre d'éléments différentiels dans les surfaces A et A', respectivement, d_{ij} est la distance entre l'élément i dans la zone A, et l'élément j dans la zone A'. La GMD peut être aussi définie pour les distances nécessitant des variables continues à la différence que les sommations deviennent des intégrales. En effet, la *GMD* est plus utilisée dans la forme intégrale car les sections sont continues plutôt que discrètes. Pour le cas de deux conducteurs de forme rectangulaire (Figure 3.7), la valeur exacte de la *GMD* peut être obtenue à partir de la table de Grover [9] et elle peut être estimée, avec une erreur inférieure à 3%, par l'équation suivante [6]:

$$ln(GMD) = ln(d) - \left\{ \frac{w^2}{12d^2} + \frac{w^4}{60d^4} + \frac{w^6}{168d^6} + \frac{w^8}{360d^8} + \frac{w^{10}}{660d^{10}} + \dots \right\}$$
 Éq. (3.8)

Comme prévu, le GMD est plus petit que la distance d séparant les deux centres. L'inductance mutuelle, M_l , ne varie que légèrement avec la largeur du conducteur lorsque la distance qui sépare les deux centres, d, restera fixe. Cela implique que la valeur de l'inductance mutuelle entre deux inductances, ayant les mêmes distances entre les spirales à peine change lorsque la largeur de ces spires est modifiée [11].

Dans une inductance planaire, correspondant à la structure du microphone, nous pourrons identifier des interactions entre des segments de différentes longueurs comme indiquées sur la Figure 3.9a. L'inductance mutuelle entre deux conducteurs parallèles de longueurs différentes, l et m, peut être exprimée comme une différence de mutuelle de segments de la même longueur, donnée par l'équation (17) [8].

$$M_{l \leftrightarrow m} = \frac{1}{2} \left[M_{m+p} - M_p + M_{m+q} - M_q \right]$$
Éq. (3.9)



Figure 3.9. Disposition, (a) arbitraire (b) symétrique par rapport au milieu, de deux conducteurs en parallèle de longueur différente.

Dans le cas où chacun des segments de longueur m est situé symétriquement par rapport au milieu de celui de longueur l (p=q) (Figure 3.9b), l'expression de l'inductance mutuelle peut être écrite sous une forme simplifiée comme :

$$M_{l\leftrightarrow m} = M_{m+p} - M_p$$
Éq. (3.10)

3.2. Modélisation d'un transformateur intégré

3.2.1. Relations fondamentales des transformateurs

Une configuration dans la quelle deux inductances sont placées dans une faible distance et parcourues par des courants i_1 et i_2 , comme le montre la Figure 3.10, donne naissance à un transformateur idéal. Une interaction magnétique entre les deux circuits et quatre composants de flux Φ_{11} , Φ_{12} , Φ_{22} et Φ_{21} se manifesteront. Le flux magnétique produit par le courant i_1 circulant dans l'enroulement primaire, induit un courant i_2 circulant dans l'enroulement secondaire, et vice versa, suivant les équations suivantes :

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_{1} = \boldsymbol{\Phi}_{11} + \boldsymbol{\Phi}_{21} = L_{1}i_{1} + M_{21}i_{2} \\ \boldsymbol{\Phi}_{2} = \boldsymbol{\Phi}_{22} + \boldsymbol{\Phi}_{12} = L_{2}i_{2} + M_{12}i_{1} \end{cases}$$
Éq. (3.11)



Figure 3.10. Interaction magnétique entre deux inductances idéales.

où L_1 et L_2 sont les inductances propres du primaire et du secondaire. En effet, le courant i_1 produit un flux de champ magnétique Φ_1 dont une partie est perdue sous forme de flux de couplage, Φ_{21} , et l'autre partie, Φ_{11} , traverse le circuit 1 lui-même. L'inductance mutuelle, M_{12} , entre deux circuits 1 et 2, est définie comme le rapport entre le flux généré par le circuit 1 traversant le circuit 2 (Φ_{12}) et le courant qui circule dans le circuit 1 (i_1). D'après la loi de Faraday la variation du flux, généré par le champ magnétique traversant l'une des deux inductances, induit une force électromotrice aux bornes de la deuxième, ce qui donne le couple des équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{I} = -\frac{\partial L_{I}i_{I}}{\partial t} - \frac{\partial Mi_{2}}{\partial t} \\ v_{2} = -\frac{\partial L_{2}i_{2}}{\partial t} - \frac{\partial Mi_{I}}{\partial t} \end{cases}$$
Éq. (3.12)

Pour caractériser l'importance du coulage entre le primaire et le secondaire, nous sommes amené à introduire le coefficient de couplage magnétique (ou mutuel) k qui est défini par :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$
Éq. (3.13)

Pour un transformateur idéal, k=1, alors que pour la plupart des transformateurs intégrés, k est comprise entre 0.3 et 0.9 en raison des fuites du flux magnétique [5]. Les causes de la non idéalités des transformateurs intégrés dans la pratique englobe la capacité parasite, la résistance due à la perte ohmique, l'effet de peau, l'effet de proximité et le courant de Foucault dans le substrat.

Dans le cas d'un transformateur intégré, son modèle est réalisé en représentant les inductances primaire et secondaire par leurs modèles localisés π équivalents, puis en ajoutant l'inductance mutuelle et les capacités de couplage entre le primaire et le secondaire [5][6]. Les capacitances $C_{s,12}$ et $C_{s,21}$ modélisent la capacité terminal-terminal entre les surfaces des spires en regard des deux inductances. Les inductances propres, L_1 et L_2 , peuvent être calculées en utilisant les expressions de l'inductance qui ont été présentées dans le §3.1.2. L'inductance mutuelle peut être calculée à l'aide de ces expressions et elle sera décrite plus tard dans §4.1.1. Les capacités parasites et les résistances peuvent être estimées par des techniques similaires à celles utilisées dans la modélisation par un circuit localisé π des inductances intégrées. Bien que la Figure 3.11 montre un modèle localisé complet d'un transformateur sur puce non idéal, la réalisation pratique de chaque transformateur contient en général un sous-ensemble plus petit de capacités parasites grâce à des considérations de symétrie.



Figure 3.11. Modèle en éléments localisés d'un transformateur non-idéal.

3.2.2. Différentes réalisations monolithiques des transformateurs

Les transformateurs monolithiques ont été couramment utilisés dans les circuits RF. Les structures de transformateurs se divisent principalement en deux catégories : planaires ou empilés, selon le couplage magnétique utilisé qui est latéral ou vertical [23]. Le compromis entre ces deux catégories est d'avoir une capacité terminale substrat plus grande et une fréquence d'auto résonance plus petite. Les transformateurs planaires occupent généralement une surface plus grande que les empilés, avec de nombreuses variétés dans leurs réalisations comme montre la Figure 3.12. Le transformateur concentrique « tapped » à 2-portes, montré sur la Figure 3.12a, représente en réalité une inductance spirale avec une prise de contact au milieu. La capacité parasite entre la spirale et le substrat peut être minimisée par une implémentation de l'inductance dans le niveau supérieur du métal, afin de réaliser une haute fréquence de résonance. Ce transformateur permet un large éventail des rapports entre le nombre de tours de son primaire et son secondaire, quoique son coefficient de couplage *k* est généralement faible $(0.4 \sim 0.6)$ [6].

La Figure 3.12b montre un transformateur entrelacé « interleaved », son primaire et son secondaire sont enroulés en parallèle. Ce type de transformateur est le mieux adapté aux inductances et permet un couplage modéré ($k \approx 0.7$) atteignit au prix d'une diminution de l'inductance propre. Ce couplage peut être augmenté au prix d'une résistance série plus grande en réduisant la largeur de la spire, w, et de l'espacement, s.

Le transformateur empilé « stacked », illustré sur la Figure 3.12c, utilise de multiples couches de métal et exploite à la fois le couplage magnétique vertical et latéral pour permettre la meilleure efficacité en occupation de surface et avoir un coefficient de couplage plus élevé ($k \approx 0.9$). Le principal inconvénient est la capacité terminal-terminal haute, ou de manière équivalente une fréquence d'auto résonance faible. Dans des procédés de fabrication modernes à plusieurs niveaux, la capacité peut être réduite en augmentant l'épaisseur d'oxyde entre les spirales.



Figure 3.12. Les différentes structures de transformateurs (a) concentrique, (b) entrelacée et (c) empilée.

Le Tableau 3.1 nous montre une comparaison au niveau des performances entre les différents types de réalisation de transformateurs présentées. D'autres types de transformateurs sont présentés dans la littérature mais ils sont inspirés de ces trois derniers [8].

| <i>Type de transformateur</i> | Surface | coefficient de couplage, k | Inductance propre | Fréquence de résonance propre |
|-------------------------------|---------|-------------------------------|----------------------|-------------------------------|
| Concentrique | élevée | faible | moyenne | élevée |
| Entrelacé | élevée | moyen | faible | élevée |
| Empilé | faible | élevé | élevée | faible |

 Tableau 3.1. Comparaison entre les différents types de réalisation de transformateurs.

3.3. Modes de polarisation du microphone

Pour générer une tension induite, au moins l'une des deux spirales doit être polarisée par un courant continu (DC) et/ou alternatif (AC). Ainsi, un champ magnétique variable dans l'espace et/ou dans le temps sera généré dans le voisinage de l'inductance induite. Dans la suite, nous allons donner les expressions de la tension induite dans les différents cas possibles de polarisation, en fonction des courants circulant dans l'une ou les deux inductances. En revanche, nous allons nous intéresser principalement à produire la tension dans l'inductance interne car elle est suspendue au-dessus de la microcavité qui permettra de limiter le couplage parasite avec le substrat. D'autre part, la spirale externe possède un diamètre plus grand que la spirale interne, ce qui permet donc de produire un champ magnétique plus élevé.

3.3.1. Évaluation du champ magnétique produit par une spire filiforme

Le champ magnétique B produit par un fil conducteur rectiligne de longueur fini (Figure 3.13a), transportant un courant I est donné par la loi de Biot-Savart. Ce champ en un point M de l'espace, peut être évalué à l'aide de l'équation suivante:

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{r} \left(\sin \theta_1 + \sin \theta_2 \right)$$
Éq. (3.14)

où μ_0 est la perméabilité magnétique du vide¹, *r* est la distance perpendiculaire séparant le point *M* du fil conducteur et, θ_1 et θ_2 sont les deux angles indiqués sur la Figure 3.13a.



Figure 3.13. Disposition géométrique et champ magnétique B produit par (a) un fil conducteur rectiligne (b) une spire carrée.

Les circuits ayant une forme rectangulaire sont faits par une juxtaposition (assemblage) de plusieurs segments de droites ensembles. En vertu du principe de superposition, le champ magnétique résultant créé en un point M est la somme vectorielle des champs magnétiques créés par la contribution de chaque segment de fil. Ainsi, pour une spire carrée de côté a, placée dans le plan (x-y) (Figure 3.13b), parcourue par un courant permanent de densité I, le champ magnétique à son intérieur est exprimé par trois composantes non uniformes dans l'espace données par la série d'équations suivantes [3]:

$$B_{x}(M) = \frac{\mu_{0}Iz}{4\pi} \left[\frac{1}{\left(\frac{a}{2}-x\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-y}{c_{1}} + \frac{\frac{a}{2}+y}{c_{2}} \right) - \frac{1}{\left(\frac{a}{2}+x\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-y}{c_{3}} + \frac{\frac{a}{2}+y}{c_{4}} \right) \right]$$

$$B_{y}(M) = \frac{\mu_{0}Iz}{4\pi} \left[\frac{1}{\left(\frac{a}{2}-y\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-x}{c_{1}} + \frac{\frac{a}{2}+x}{c_{3}} \right) - \frac{1}{\left(\frac{a}{2}+y\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-x}{c_{2}} + \frac{\frac{a}{2}+x}{c_{4}} \right) \right]$$

$$B_{z}(M) = \frac{\mu_{0}I}{4\pi} \left[\frac{\frac{a}{2}-x}{\left(\frac{a}{2}-x\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-y}{c_{1}} + \frac{\frac{a}{2}+y}{c_{2}} \right) + \frac{\left(\frac{a}{2}+x\right)}{\left(\frac{a}{2}+x\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-y}{c_{3}} + \frac{\frac{a}{2}+y}{c_{4}} \right) \right]$$

$$Equation (3.15)$$

$$+ \frac{\frac{a}{2}-y}{\left(\frac{a}{2}-y\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-x}{c_{1}} + \frac{\frac{a}{2}+x}{c_{3}} \right) + \frac{\frac{a}{2}+y}{\left(\frac{a}{2}+y\right)^{2}+z^{2}} \left(\frac{\frac{a}{2}-x}{c_{2}} + \frac{\frac{a}{2}+x}{c_{4}} \right) \right]$$

$$equation (3.15)$$

$$= \sqrt{\left(\frac{a}{2}-x\right)^{2}+z^{2}+\left(\frac{a}{2}-y\right)^{2}}, \quad c_{2} = \sqrt{\left(\frac{a}{2}-x\right)^{2}+z^{2}+\left(\frac{a}{2}+y\right)^{2}}, \quad c_{3} = \sqrt{\left(\frac{a}{2}+x\right)^{2}+z^{2}+\left(\frac{a}{2}-y\right)^{2}}, \quad c_{4} = \sqrt{\left(\frac{a}{2}+x\right)^{2}+z^{2}+\left(\frac{a}{2}+y\right)^{2}}.$$

Le système de coordonnées cartésien (x, y, z) utilisé dans toute la suite est celui sur la Figure 3.13b. Les représentations spatiales des trois composantes du champ magnétique délimitées par le contour de la spire sont données par la Figure 3.14. A partir du système d'équation Éq. (3.15), on peut remarquer que, sur le plan de la spire x-y (c'est-à-dire pour z=0), les composantes B_x et B_y sont nulles et B_z est maximale. Notant que B_z demeure presque constant tout au long de la droite parallèle à la spire, bien qu'elle augmente brusquement vers les coins (Figure 3.14a). Si on s'éloigne légèrement du plan de la spire, les deux composantes B_x et B_y

¹ La perméabilité magnétique décrit la capacité du matériau à laisser passer le champ magnétique. L'air est considéré comme un matériau paramagnétique, sa perméabilité magnétique est légèrement supérieure à celle du vide, elle est égale à 4π .10⁷ H/m.

augmentent exponentiellement de plus en plus qu'on s'approche du bord de la spire (Figure 3.14b). L'allure de la variation de la valeur maximale des deux composantes B_x et B_z en fonction de la position z est montrée par les Figure 3.14c et Figure 3.14d.



Figure 3.14. Allure de la composante du champ magnétique (a) B_z en fonction de (x,y) pour z=0, (b) B_x en fonction de (x,y) pour $z=20\mu m$, (c) B_z en fonction de z et (d) B_x en fonction de z.

Nous allons considérer la structure du microphone composée de deux spirales carrées concentriques. La spire interne qui vibre verticalement suivant l'axe z sous l'effet de la pression acoustique. La spire externe étant toujours stationnaire. Généralement, l'onde sonore incidente est un signal complexe, résultant de la superposition de plusieurs signaux sinusoïdaux de fréquences différentes. Le théorème de Fourier nous permet de décomposer ce signal complexe en une somme de sons purs, définis par leurs fréquences (spectre de fréquence) et leurs phases (spectre de phase). Pour des raisons de simplicité nous allons considérer, dans les calculs faits dans cette section, une onde sonore incidente pure décrite par une simple équation sinusoïdale.

On suppose aussi que le mouvement de la membrane peut être considéré comme celui d'un piston, d'où la déflection à son centre par rapport à la périphérie est négligeable. L'équation du mouvement instantané de la membrane est associée au déplacement harmonique $\xi(\omega_p)$ donné par $h \cdot sin(\omega_p t)$, où ω_p est la vitesse angulaire de la pression acoustique incidente, h est l'amplitude de la vibration et t est le temps.

3.3.2. Polarisation de l'inductance externe par un courant continu a) Évaluation de la tension induite à travers le champ magnétique

La configuration schématique des spires du microphone électrodynamique MEMS est montrée sur la Figure 3.15a.



Figure 3.15. *Disposition géométrique (a) des deux spires dans le microphone (b) de la spire interne en mouvement de vibration.*

Si la polarisation du microphone est assurée par un courant continu, la spire externe sera donc parcourue par un courant permanent de densité uniforme I_I . Conformément à la loi de Faraday, une force électromotrice (*fem*) induite à l'intérieur du circuit fermé sera produite par le phénomène de l'induction électromagnétique dit de Lorentz. Cette force électromotrice, appelée de Lorentz (*motional emf*), notée par *fem*_L, est générée par le mouvement de la spire interne dans un champ magnétique indépendant du temps et variable dans l'espace. L'expression de la *fem*_L produite est proportionnelle à la variation temporelle du flux magnétique, Φ , comme l'indique l'équation suivante [4]:

$$fem_L = -\frac{d\Phi}{dt} = \oint_{loop} \overrightarrow{E_m} \ \overrightarrow{dl} = \oint_{loop} (\overrightarrow{v} \wedge \overrightarrow{B}) \overrightarrow{dl}$$
 Éq. (3.16)

où E_m et dl représentent, respectivement, le champ électromoteur et le vecteur du déplacement élémentaire tangent à chaque point de la spire interne. La vitesse de vibration de la membrane, v, est obtenue en dérivant l'équation du déplacement instantané de la membrane, ξ , par rapport au temps. L'Éq. (3.16) traduit que la circulation d'un champ électromoteur sur la courbe fermée décrite par la spire interne est non nulle, et qu'elle est égale à la *fem* induite. On peut reformuler aussi cette même équation pour apparaître l'aire coupée par l'élément de circuit dl au cours de l'intervalle de temps dt, ce qui nous donne :

$$fem_{L} = -\frac{l}{dt} \oint_{loop} (\vec{v} dt \wedge d\vec{l}) \vec{B} = -\frac{l}{dt} \oint_{loop} d^{2}S\vec{n} \vec{B} = -\frac{d\Phi_{c}}{dt}$$
 Éq. (3.17)

où d^2S est la surface élémentaire orientée vers la normale, décrite par dl lors d'un déplacement élémentaire égal à $v \cdot dt$ dans le sens de mouvement (Figure 3.15b). On reconnaît alors l'expression du flux coupé, Φ_c , à travers cette surface élémentaire. La valeur de la *fem*_L est égale à la somme algébrique des tensions induites dans chaque segment formant la spire. Pour un champ magnétique invariable dans le temps, la *fem*_L est donnée par l'équation suivante :

$$fem_{L} = v \left[\int_{AB} \left(\vec{z} \wedge B_{x/(x=a_{2}^{\prime}-\varepsilon)} \vec{x} \right) dy \vec{y} - \int_{BC} \left(\vec{z} \wedge B_{y/(y=a_{2}^{\prime}-\varepsilon)} \vec{y} \right) dx \vec{x} \right]$$

$$- \int_{CD} \left(\vec{z} \wedge B_{x/(x=-a_{2}^{\prime}+\varepsilon)} \vec{x} \right) dy \vec{y} + \int_{DA} \left(\vec{z} \wedge B_{y/(y=-a_{2}^{\prime}+\varepsilon)} \vec{y} \right) dx \vec{x} \right]$$

$$(3.18)$$

où ε est la distance séparant la spire interne de la spire externe (voir Figure 3.15a). Grâce aux propriétés géométriques de symétrie de la spire carrée, B_x et B_y sont des fonctions impaires par rapport aux variables y et x, respectivement. L'expression simplifiée de la *fem*_L est donnée par l'équation suivante :

$$fem_{L} = 4v \int_{-\frac{a}{2}+\varepsilon}^{\frac{a}{2}-\varepsilon} B_{x/(x=\frac{a}{2}-\varepsilon)} dy$$
 Éq. (3.19)

L'expression exacte de la fem_L en fonction du déplacement, ξ suivant l'axe z, après l'intégration, est donnée par l'équation suivante :

Le facteur A_1 dans l'Éq. (3.20), qui est une fonction paire du déplacement ξ , désigne l'amplitude des vibrations de la *fem*_L. En conséquence, la tension totale induite aux bornes de l'inductance secondaire restera sinusoïdale uniquement dans le cas où ce facteur est linéaire, ce qui n'est pas toujours assuré. Lorsque nous procédons à un développement limité d'ordre 1 de la *fem*_L au voisinage de zéro, son expression simplifiée dans la gamme linéaire, peut être estimée par l'équation suivante :

Le facteur A_2 est un facteur purement géométrique qui représente une assez bonne approximation linéaire de A_1 au voisinage de zéro. Les allures de A_1 et A_2 , pour des dimensions données des deux spires, sont représentées sur la Figure 3.16. Pour une erreur relative inférieure à k (d'habitude k=5%) il faut que l'amplitude des vibrations soit bornée à une bande linéaire qui est donnée par l'équation suivante (moins de 22µm dans le cas de la Figure 3.16 pour un k=5%) :

$$\xi < \frac{A_1 - A_2}{A_1} k \approx 2\varepsilon \sqrt{\frac{k(a - \sqrt{2}\varepsilon)}{4a - 3\sqrt{2}\varepsilon - \frac{2\varepsilon^2}{a}}}$$
Éq. (3.22)

Afin d'étendre les résultats obtenus précédemment dans le cas de deux spires rectangulaires vers deux inductances planaires et concentriques, le cas de notre microphone, nous avons besoin d'appliquer quelques approximations. Posant n_1 le nombre de tours de la bobine externe et n_2 celui de la bobine interne. Notre approximation suppose que chaque inductance va être représentée par une seule spire moyenne incluant réellement les n_1 ou n_2 spires superposées. La somme de toutes les forces électromotrices sera rapprochée par l'équivalent de l'effet des n_1 spires, situées à la distance moyenne, de l'inductance externe B_1 sur les n_2 spires de l'inductance interne B_2 . On pose l_a et m_a les diamètres de la spire moyenne externe

et interne, respectivement, et ε_a la distance qui les séparent ($\varepsilon_a = (l_a - m_a)/2$). Lorsque nous substituons ξ par $h \cdot sin(\omega_p t)$ dans l'Éq. (3.21), la tension de sortie totale dans la zone linéaire, en circuit ouvert, est donnée par l'équation suivante :



Figure 3.16. Variation des deux facteurs A_1 et A_2 dans l'expression de la fem_L en fonction du déplacement ξ (pour a = 1.5 mm, $\varepsilon = 109 \ \mu m$ et I = 5mA).

Dans l'Éq. (3.23), la *fem*_L produite est inversement proportionnelle au carré de la distance de séparation ε_a entre B_1 et B_2 . Par conséquence, les deux inductances doivent être placées le plus proche que possible afin d'obtenir le maximum de tension à la sortie. La distance de séparation minimale est fixée par la géométrie et la technologie de fabrication choisie. Nous pouvons également constater que la fréquence du signal de sortie est doublée, par rapport à celle de l'onde de pression incidente. Cela est dû à la composante B_x du champ magnétique qui est une fonction impaire de la position verticale z. Cet effet n'est pas souhaitable dans le fonctionnement du microphone.

Pour une fréquence moyenne $f_p = \omega_p/2\pi = lkHz$, un nombre de tours $n_1=n_2=50$ tours et les autres paramètres égaux à ceux de la Figure 3.16, les allures de la fem_L exacte et estimée sont représentées pour deux amplitudes de vibrations différentes (Figure 3.17). Pour une amplitude, égale à $20\mu m$, située dans la zone linéaire on peut acquérir deux fem_L superposées et sinusoïdaux dans la gamme des microvolts (Figure 3.17a). Nous pouvons parvenir à des amplitudes de la tension induite plus élevées si la bobine interne exerce un déplacement plus grand, mais au détriment de l'augmentation de la distorsion du signal (Figure 3.17b). Par la suite, nous aurons besoin d'appliquer un électronique de traitement plus compliqué pour filtrer et récupérer le signal utile.



Figure 3.17. Allure de la fem_L induite donnée par l'équation exacte et l'estimée pour une amplitude de déplacement égale à (a) $h = 20\mu m$ (b) $h = 100\mu m$.

b) Évaluation de la tension induite à travers l'inductance mutuelle



Figure 3.18. Interaction magnétique entre deux inductances idéales dans le cas où seul le primaire est parcouru par un courant DC.

Le couplage entre les deux inductances représente un transformateur planaire concentrique avec l'inductance interne qui occupe une région distincte que celle de l'externe. Puisque seule l'inductance primaire est alimentée par un courant continu (Figure 3.18), le flux à travers la bobine B_2 est restreint à $\Phi_{12}=M\cdot I_1$, et la tension au secondaire est donnée alors par l'équation suivante :

$$v_2 = -\frac{\partial M I_1}{\partial t} = -I_1 \frac{\partial M}{\partial t}$$
Éq. (3.24)

où M est la mutuelle inductance (ou le couplage magnétique) entre les segments de l'inductance primaire externe, B_1 , et le secondaire interne, B_2 . La tension induite est d'autant plus importante que la variation de l'inductance mutuelle par rapport au temps est grande, c'est-à-dire le mouvement de la bobine interne est rapide. Les transformateurs concentriques reposent uniquement sur le couplage magnétique latéral (Figure 3.19). Ainsi, la mutuelle inductance totale entre les deux inductances, M, sera calculée en utilisant l'algorithme de Greenhouse qui est basé sur la somme des interactions des couplages magnétiques de chaque segment de B_1 avec celui de B_2 . Comme mentionné précédemment, l'inductance mutuelle est la superposition de deux termes, un terme positif qui contribue à l'augmentation du flux magnétique de couplage, moins les accouplements magnétiques négatifs qui le réduit. Dans

notre cas, les effets de l'inductance mutuelle négative peuvent être négligés à cause du grand diamètre de l'inductance interne (gamme des mm). D'après les équations Éq. (3.3) et Éq. (3.8), l'inductance mutuelle est un paramètre purement géométrique, qui est proportionnel à la longueur des conducteurs, inversement proportionnel à la distance qui sépare leurs deux centres et il ne varie que légèrement avec la largeur du conducteur.



Figure 3.19. Structure d'un transformateur planaire concentrique.

La même approximation utilisée dans la section §3.3.1, va être appliquée dans le calcul de la mutuelle en remplacent les deux inductances par deux autres ayant n_1 et n_2 spires superposées, avec les même dimensions que précédemment. En utilisant la symétrie et notant que les segments perpendiculaires les uns aux autres ont une mutuelle nulle, la valeur totale des interactions positives de la mutuelle inductance d'un côté peut être remplacée par un équivalent de $n_1 \times n_2$ interactions moyennes entre deux conducteurs parallèles de longueur différente. Par la suite, dans le cas d'une inductance carrée où chaque tour de spire se compose de 4 segments de droite il faut multiplier par quatre pour trouver la mutuelle inductance totale. D'autre part, il faut tenir compte de la distance verticale instantanée entre les plans des deux bobines. L'inductance mutuelle entre les deux inductances spirales dépend de la distance entre les deux plans de B_1 et B_2 . Pour une vibration sinusoïdale de l'inductance interne égale à ξ , la distance d séparant les deux centres devient $d = \sqrt{(\varepsilon_a^2 + \zeta^2)}$ (voir Figure 3.20). Compte tenu de ces considérations et en combinant les équations Éq. (3.3), Éq. (3.8) et Éq. (3.10), la mutuelle inductance entre les deux inductances concentriques est une fonction parabolique qui peut être estimée par l'équation suivante :

$$M = \frac{2\mu_0}{\pi} \left\{ \left(l_a + \varepsilon_a \right) \left(ln \left[\frac{l_a + \varepsilon_a}{GMD} + \sqrt{l + \frac{(l_a + \varepsilon_a)^2}{GMD^2}} \right] - \sqrt{l + \frac{GMD^2}{(l_a + \varepsilon_a)^2}} + \frac{GMD}{l_a + \varepsilon_a} \right) \right\}$$

$$-\varepsilon_a \left(ln \left[\frac{\varepsilon_a}{GMD} + \sqrt{l + \frac{\varepsilon_a^2}{GMD^2}} \right] - \sqrt{l + \frac{GMD^2}{\varepsilon_a^2}} + \frac{GMD}{\varepsilon_a} \right) \right\}$$

$$(3.25)$$



Figure 3.20. Vue en coupe du mouvement relatif de l'inductance interne B_2 par rapport à B_1 .

La mutuelle inductance peut être normalisée en écrivant qu'elle est égale à la somme de deux termes comme suit $M=M_0+\Delta M(\xi)$. Le terme M_0 représente le lien magnétique, permanent et constant par rapport au temps, entre les spires des deux inductances correspondant à une longueur de séparation égale à ε_a . Le second terme $\Delta M(\xi)$ représente la mutuelle causée par la vibration relative, ξ , entre le plan de l'inductance interne et celui de l'externe (voir Figure 3.20). Les composantes de la mutuelle inductance dans le régime des petits déplacements peuvent être estimées en utilisant un développement limité d'ordre 2 de M lorsque ξ varie au voisinage de 0, et qui résulte en :

$$M_{0} \approx n_{1}n_{2}\frac{2\mu_{0}}{\pi}\left[\left(l_{a}-\varepsilon_{a}\right)ln\left(\frac{\left(l_{a}-\varepsilon_{a}\right)+\sqrt{\varepsilon_{a}^{2}+\left(l_{a}-\varepsilon_{a}\right)^{2}}}{\varepsilon_{a}}\right)-\sqrt{\varepsilon_{a}^{2}+\left(l_{a}-\varepsilon_{a}\right)^{2}}-\varepsilon_{a}\left(ln\left(l+\sqrt{2}\right)-\sqrt{2}\right)\right]$$

$$\stackrel{\text{Éq.}}{(3.26)}$$

$$\Delta M(\xi) \approx -n_{1}n_{2}\frac{\mu_{0}}{\pi}\left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{a}^{2}+\left(l_{a}-\varepsilon_{a}\right)^{2}}-\sqrt{2}\varepsilon_{a}}{\varepsilon^{2}}\right)\xi^{2}=-n_{1}n_{2}\frac{A_{2}}{2}\xi^{2}$$

Pour les mêmes valeurs utilisées précédemment, une représentation graphique des équations exactes et estimées de la mutuelle inductance est donnée sur la Figure 3.21. Les deux courbes coïncident largement pour les amplitudes de vibration de l'ordre de $22\mu m$ (Figure 3.21). Nous pouvons remarquer que, dans notre cas, le coefficient de couplage mutuel M est assez petit (gamme de μH) en raison de la large séparation spatiale, ε_a , entre les deux inductances. Finalement, en combinant les équations Éq. (3.24) et Éq. (3.26), la tension induite à la sortie du secondaire en circuit ouvert dans la gamme linéaire peut être obtenue en dérivant, par rapport au temps, $\Delta M(\xi)$, comme indiqué par les équations suivantes:



Figure 3.21. Variation de la mutuelle inductance M en fonction du déplacement ξ , pour les expressions exacte et estimée (pour $l_a = 1.65$ mm, $\varepsilon_a = 121 \ \mu m$, $s = 0.9 \ \mu m$ et $w = 1 \ \mu m$).

On remarque bien que l'expression évaluant la tension induite v_2 , donnée par l'Éq. (3.27), et la même que la *fem_L* évaluée dans la section 1, donc, les mêmes conséquences sont appliquées à v_2 . Pour les différentes structures du transformateur, le coefficient de couplage mutuel k, est égal à $M/\sqrt{(L_1L_2)}$. Dans le transformateur concentrique, k, est relativement faible ($k\approx 0.5$) [6]. Son allure est représentée en fonction de l'amplitude de vibration de l'inductance interne sur

la Figure 3.22a et en fonction de la séparation entre les deux inductances sur la Figure 3.22. On remarque que le coefficient du couplage magnétique est à son maximale quand les deux inductances sont contenues sur le même plan et quand la distance qui les sépare est minimale. Les transformateurs empilés ont un coefficient de couplage plus élevé grâce à la distance faible entre les couches formant les deux inductances, désormais, nous sommes limités dans notre cas par le principe de fonctionnement et l'utilisation d'une technologie industrielle standard pour la fabrication de notre microphone électrodynamique.



Figure 3.22. Variation du coefficient du couplage magnétique k en fonction de (a) l'amplitude de vibration de l'inductance interne (b) la séparation entre les deux inductances.

Une polarisation supplémentaire de l'inductance interne par un courant DC ne va pas ajouter une nouvelle composante à la tension induite, puisque l'inductance propre et le courant sont invariables par rapport au temps.

$$fem_{L} = -\frac{d\Phi}{dt} = -I_{I} \frac{\partial M}{\partial t} = \oint_{loop} (\vec{v} \wedge \vec{B}) \cdot \vec{dl}$$
Éq. (3.28)

3.3.3. Polarisation de l'inductance externe par un courant alternatif

D'après la relation de Faraday, le phénomène d'induction électromagnétique intervient dés qu'il y a une variation, au cours du temps, du flux magnétique à travers l'induit. Pour augmenter la tension induite produite par la pression acoustique, on peut générer une deuxième composante de champ magnétique variable, qui va s'ajouter à la composante de Lorentz. C'est à travers un courant de polarisation AC appliqué à l'inductance externe qu'un champ magnétique variable dans le temps va être généré et par la suite un élément de tension va s'additionner à celui déjà dans l'induit. Dans ce cas l'induction électromagnétique et la tension, produite par les variations temporelles du champ magnétique, est dite de Neumann et elle est définie par [4]:

$$fem_N = -\frac{d\Phi}{dt} = \oint_{loop} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = -M \frac{\partial i_I}{\partial t}$$
 Éq. (3.29)

où S est la surface s'appuyant sur le contour de la spire interne ABCD fermée et orientée vers l'extérieur suivant la direction z (voir Figure 3.15a) et E est le champ électromoteur. Une force électromotrice, comme étant défini par la loi de Faraday, est une tension qui résulte d'un conducteur se déplaçant dans un champ magnétique constant ou d'un conducteur immergé

dans un champ magnétique variable dans le temps, ou une combinaison des deux. Ainsi, lorsque l'inductance externe est entraînée par un courant alternatif, la valeur totale de la tension induite *fem_T* est donnée par la superposition de ces deux contributions définies par les équations Éq. (3.23) et Éq. (3.29). La *fem* induite de Lorentz est fonction de la vitesse de vibration du secondaire et de la densité du champ magnétique, alors que la *fem* de Neumann dans un circuit stationnaire fermé est égale à l'inverse des taux de variation du champ magnétique traversant le circuit. La superposition des deux tensions est exprimée par l'équation suivante :

$$fem_{T} = \oint_{loop} \left(\vec{v} \wedge \vec{B} + \vec{E} \right) \cdot d\vec{l} = \oint_{loop} \left(\vec{v} \wedge \vec{B} \right) \cdot d\vec{l} - \frac{d}{dt} \iint_{S} \vec{B} \cdot d\vec{S}$$
 Éq. (3.30)

Cette équation peut être exprimée en considérant un transformateur planaire concentrique. Puisque seule l'inductance primaire est alimentée par un courant AC, de la forme $i_1 = I_0 \cdot cos(\omega_c t)$ où ω_c est sa vitesse angulaire, donc le flux à travers la bobine B_2 est donnée toujours par $\Phi_{12}=M \cdot i_1$, et la tension au secondaire est la suivante :

$$v_2 = -\frac{\partial M i_1}{\partial t} = -i_1 \frac{\partial M}{\partial t} - M \frac{\partial i_1}{\partial t}$$
 Éq. (3.31)

On reconnaît dans l'Éq. (3.31) le terme, $-i_1\partial M/\partial t$, renvoyant à la *fem_L*. En lui substituant la nouvelle expression du courant alternatif, on aura l'équation suivante :

$$fem_{L} \approx n_{I}n_{2}A_{2}i_{I}\xi\nu$$

$$\approx \frac{1}{2}n_{I}n_{2}A_{2}I_{0}h^{2}\omega_{p}\sin(2\omega_{p}t)\cos(\omega_{c}t)$$
Éq. (3.32)

La fem_L décrit un signal modulé en amplitude, subséquemment, la valeur la plus grande parmi ω_c et $2\omega_p$ désigne la pulsation de la porteuse et l'autre celle du signal modulant (ou modulateur) [22]. Pour ce type de modulation, l'amplitude du signal modulé varie tandis que sa fréquence reste constante égale à celle de la porteuse. L'enveloppe de la variation d'amplitude est proportionnelle au signal modulant. Si le signal modulé est la multiplication de deux sinusoïdes pures, la modulation est dite à porteuse supprimée (*DSB - Dual Side Band*). Ainsi, son spectre de fréquences ne possède que deux raies de fréquences $\omega_c-2\omega_p$ et $\omega_c+2\omega_p$ (voir Figure 3.23a). L'Éq. (3.32) peut alors être également écrite comme suit :

$$fem_L \approx \frac{1}{4} n_1 n_2 A_2 I_0 h^2 \omega_p \left[\cos(\omega_c t - 2\omega_p t) + \cos(\omega_c t + 2\omega_p t) \right]$$
Éq. (3.33)

À partir de l'Éq. (3.33), l'amplitude des deux raies latérales sont égales à l'amplitude de vibration donnée par $n_1 n_2 A_2 I_0 \omega_p / 4$.



Figure 3.23. Spectre de fréquences des forces électromotrices induites, cas de (a) Lorentz, (b) Neumann et (c) la somme des deux.

Le deuxième terme de l'Éq. (3.30) désigne la *fem_N*, où la surface élémentaire *dS* étant orientée vers la normale, donc ce n'est que la composante *z* du champ magnétique qui servira dans l'évaluation de la *fem_N*, ce qui donne l'équation suivante :

$$fem_N = -\frac{d}{dt} \iint_S B_Z \, dx \, dy = -M \, \frac{\partial i_I}{\partial t}$$
Éq. (3.34)

En se plaçant dans le cas des faibles amplitudes de vibration, l'inductance mutuelle M pourrait être substituée par celle de l'Éq. (3.26). En conséquence, l'Éq. (3.34) représente le produit d'une fonction sinusoïdale par une autre fonction sinusoïdale avec offset comme montre l'équation suivante :

$$fem_{N} \approx \left(\frac{1}{2}n_{1}n_{2}A_{2}\xi^{2} - M_{0}\right)\frac{di_{1}}{dt}$$

$$\approx \left(\frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\cos\left(2\omega_{p}t\right) + \left(M_{0} - \frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\right)\right)\omega_{c}I_{0}\sin(\omega_{c}t)$$

$$\dot{E}q. (3.35)$$

La *fem_N*, présente un signal modulé en amplitude ayant un spectre de fréquence composé de trois raies de fréquences successives égales à ω_c - $2\omega_p$, ω_c et ω_c + $2\omega_p$ (voir Figure 3.23b). Par la suite, la porteuse est donnée par di_l/dt et présente une pulsation égale à ω_c alors que le signal modulant donné par M a une pulsation égale à $2\omega_p$. En se servant des formules trigonométriques, l'Éq. (3.35) peut s'écrire également comme suit :

$$fem_{N} \approx n_{1}n_{2}\frac{A_{2}}{8}h^{2}I_{0}\omega_{c}\left[cos(\omega_{c}t+2\omega_{p}t)+cos(\omega_{c}t-2\omega_{p}t)\right] + \omega_{c}I_{0}\left(M_{0}-\frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\right)sin(\omega_{c}t)$$

$$\dot{Eq.} (3.36)$$

L'amplitude de chacune des trois raies est donnée par l'amplitude du signal sinusoïdal correspondant.

De ce fait, la tension induite totale fem_T , qui est la somme de la tension de Lorentz donnée par l'Éq. (3.33) et celle de Neumann donnée par l'Éq. (3.36), sera exprimée par l'expression suivante :

$$fem_{T} \approx \frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}I_{0}h^{2}\left(\frac{\omega_{c}}{2} + \omega_{p}\right)\left[cos(\omega_{c}t - 2\omega_{p}t) + cos(\omega_{c}t + 2\omega_{p}t)\right] + \omega_{c}I_{0}\left(M_{0} - \frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\right)sin(\omega_{c}t)$$

$$(3.37)$$

La *fem_T* présente aussi un signal modulé en amplitude, puisque qu'elle est la somme de deux signaux modulés, avec un spectre de fréquence composé de trois raies de fréquences successives égale à $\omega_c - 2\omega_p$, ω_c et $\omega_c + 2\omega_p$ (voir Figure 3.23c). La porteuse est la même que celle de la *fem_L* alors que les deux bandes latérales représentent la somme des bandes latérales de la *fem_L* est de la *fem_N*. Toutefois, notre objectif est de récupérer le maximum de tension induite utile proportionnelle aux vibrations de l'onde sonore incidente de pulsation ω_p qui balaie la bande acoustique sonore *[20Hz-20kHz]*. D'après les équations Éq. (3.23) et l'Éq. (3.26), on peut remarquer que $M_0 >> n_1 n_2 A_2 h_2/4$, donc on peut dire que l'amplitude de la porteuse est pratiquement constante, et notre signal utile est inclus uniquement dans les deux raies latérales. Par conséquent, le seul paramètre non géométrique, qu'on peut modifier aisément pour varier l'amplitude des raies, est la pulsation du courant de polarisation ω_c . La condition à respecter dans le choix de la pulsation ω_c , c'est qu'elle doit être hors la bande acoustique sonore pour pouvoir, finalement, séparer les deux signaux celui qui provient du courant de polarisation et celui qui est proportionnel à l'onde sonore. On remettant l'Éq. (3.37) sous forme de produit, on aura l'équation suivante :

$$fem_{T} \approx \left(\frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\left(\omega_{c}+2\omega_{p}\right)\cos(2\omega_{p}t)+\omega_{c}\left(M_{0}-\frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\right)\right)I_{0}\sin(\omega_{c}t) \qquad \text{Éq. (3.38)}$$

Le taux de modulation (ou profondeur de modulation), défini par m, est exprimé par l'amplitude du signal modulant sur l'offset et son équation est donné par :

$$m = \frac{\left(\omega_{c} + 2\omega_{p}\right)n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}}{\omega_{c}\left(4M_{0} - n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\right)} \approx \frac{\left(\omega_{c} + 2\omega_{p}\right)n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}}{4M_{0}\omega_{c}}$$
Éq. (3.39)

Le contrôle de la qualité de la modulation peut s'effectuer au moyen du trapèze de modulation. Le trapèze de modulation, est une représentation en 2D du signal modulé en fonction du signal modulant. Suivant le taux de modulation, m, quatre représentations peuvent être schématisées comme montre la Figure 3.24. Pour obtenir la meilleure qualité de modulation, il faut que le taux de modulation soit strictement compris entre 0 et 1 (Figure 3.24b), dans le cas contraire on a une surmodulation (Figure 3.24d).



Figure 3.24. Différentes formes de trapèze de modulation en fonction du taux de modulation, m.

En choisissant une valeur de $\omega_c >> 2\omega_p$, le taux de modulation est pratiquement nul $(m\approx 0)$ donc on aura plus de modulation d'amplitude au niveau la tension induite au secondaire (Figure 3.24a). Toutefois, puisque la porteuse, représentée par le courant de polarisation, possède une fréquence fixe et en plus n'apporte aucune information utile sur l'onde incidente, on peut donc procéder à son élimination ou atténuation. L'élimination de la porteuse peut se réaliser grâce à des structures équilibrées à transistors (structure de Gilbert [30]) ou à diodes tel que le modulateur en anneau. Ce type de modulation, appelée modulation d'amplitude à porteuse supprimée (*CAM- Carrierless Amplitude Modulation* ou *Double Side Band Suppressed Carrier*), possède toujours un taux de modulation $m\approx 1$ et le signal modulé induit se place alors à la limite de la surmodulation. Par conséquence, le trapèze de modulation a une forme triangulaire au lieu d'avoir une forme trapézoïdale (Figure 3.24c). Par conséquent, la tension induite totale, *emf_T*, possède une amplitude pour les deux raies latérales indépendantes de la pulsation de l'onde incidente, puisque on a supposé que $\omega_c >> 2\omega_p$, comme montre l'équation suivante :

$$fem_T \approx \frac{1}{8}n_1n_2A_2I_0h^2\omega_c\left[\cos(\omega_c t - 2\omega_p t) + \cos(\omega_c t + 2\omega_p t)\right]$$
Éq. (3.40)

En outre, on pourrait avoir un facteur de multiplication entre la fem_L et la fem_T ajustable et largement supérieur à l'unité défini par le coefficient ($\omega_c/2\omega_p$). Cela revient à dire que la

composante de la fem_L serait négligée devant la fem_N et l'induction électromagnétique n'est assurée, donc, que par la variation du flux magnétique au cours du temps.

Finalement, le signal induit doit être démodulé pour récupérer la composante utile proportionnelle à l'onde acoustique incidente. La démodulation d'un signal modulé en amplitude sans porteuse consiste à la détection de son enveloppe qui correspond au signal modulant utile multiplié par l'amplitude de la porteuse. Il existe deux méthodes principales pour la démodulation d'un signal, la plus simple est d'utiliser une diode suivie d'un filtre RC dont la constante de temps est grande devant la période de la porteuse. Cette méthode n'est pas valable dans notre cas puisqu'elle utilise une diode dont le seuil est largement supérieur à l'amplitude du signal modulé. La deuxième méthode, la démodulation synchrone, la plus utilisée actuellement car elle permet une meilleure restitution du message que la détection d'enveloppe. Le principe consiste à multiplier le signal modulé par un signal généré par un oscillateur local de même fréquence et de même phase que la porteuse. Un filtre passe-Bas permet ensuite d'éliminer les raies crées par la multiplication, autour des fréquences f_c et $2f_c$, est de restituer le signal modulant en basse fréquence. Cette technique se base sur l'utilisation d'un amplificateur opérationnel et elle est idéale même lorsque les signaux recus sont faibles, en plus elle fonctionne également lorsque m>1 et/ou sans porteuse. Dans les conditions réelles de transmission de signaux, il apparaît une erreur de phase plus ou moins importante entre les deux signaux, modulé et après démodulation, la démodulation n'est pas cohérente. Pour corriger ce problème de cohérence, on fait appel à une boucle à verrouillage de phase (PLL) qui est un système permettant l'asservissement de phase. Un autre type de démodulation utilisée dans les montages fonctionnant à très haute fréquence est la démodulation par détection quadratique. A cause de la très faible amplitude de la tension induite modulée, il vaut mieux que l'étape de préamplification précède celle de la démodulation. Le signal après démodulation est donné par l'équation suivante :

$$fem_T^d \approx \frac{1}{2} n_1 n_2 A_2 \omega_c I_0 \xi^2$$
 Éq. (3.41)

Ce signal contient encore une composante de tension continue (offset), qui peut être éliminée avec une capacité. Finalement la tension obtenue, après filtrage et sans amplification, est indépendante de la pulsation angulaire de l'onde incidente et d'amplitude ($\omega_c/2\omega_p$) plus grande que celle de la *fem_L* avec un déphasage de $\pi/2$. Elle peut s'écrit comme suit :

$$fem_T^d \approx \frac{1}{4} n_1 n_2 A_2 h^2 \omega_c I_0 \cos\left(2\omega_p t + \frac{\pi}{2}\right)$$
Éq. (3.42)

En gardant les mêmes paramètres géométriques des deux bobines que précédemment, nous pouvons parvenir à une amplitude de la fem_T , vingt fois plus élevée que celle de la tension fem_L possédant deux harmoniques, de pulsation angulaire $\omega_c - 2\omega_p$ et $\omega_c + 2\omega_p$ (Voir Figure 3.25). Cela a été simulé pour un déplacement de $20\mu m$, $f_p = 1kHz$ et $f_c = 40kHz$. L'utilisation d'une démodulation synchrone nous permet de récupérer le signal proportionnel à la vibration de la membrane de pulsation angulaire de $2\omega_p$. La dernière étape, c'est d'utiliser d'un diviseur analogique de fréquence pour corriger la pulsation de la tension induite, initialement égale à ω_p .

Pour une valeur de $\omega_c << 2\omega_p$, on aura une porteuse de fréquence plus basse que la tension modulante et l'équation de la tension sera donnée par :

$$fem_{T} \approx \left[\frac{1}{4}n_{1}n_{2}A_{2}h^{2}\omega_{p}\cos(2\omega_{p}t) + \omega_{c}M_{0}\right]I_{0}\sin(\omega_{c}t)$$
Éq. (3.43)



Figure 3.25. L'allure de la tension, fem_T, résultante de la somme de la fem_L et de la fem_N pour $\omega_c >> 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 40kHz$)

Pour les mêmes paramètres géométriques qu'avant, on remarque que l'amplitude de la porteuse est constante et le signal modulant va osciller autour d'elle (Figure 3.26). Ce principe de modulation est appelé courant porteur en ligne (CPL-*Powerline Communications*), et il est utilisé dans la transmission de signal sur les lignes de haute tension. Il consiste à transmettre un signal haute fréquence sur le dos d'un autre signal de basse fréquence. Cette configuration est utile si l'amplification précède le traitement du signal si non, après filtrage le signal récupéré va être le même que celui produit avec une polarisation en DC.



Figure 3.26. *L'allure de la tension, fem*_T, résultante de la somme de la fem_L et de la fem_N pour $\omega_c << 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 20Hz$)

3.3.4. Polarisation des deux inductances par un courant alternatif

Dans ce dernier cas de polarisation, nous considérons les deux inductances, interne et externe, parcourues par un courant de polarisation AC. De ce fait, un troisième coefficient va apparaître dans l'expression de la tension induite totale au secondaire. Ce coefficient représente le flux produit par l'inductance secondaire sur elle-même. Donc l'expression de la tension induite récupérée est donnée par l'expression suivante :

$$v_2 = -L_2 \frac{\partial i_2}{\partial t} - M \frac{\partial i_1}{\partial t} - i_1 \frac{\partial M}{\partial t} = -L_2 \frac{\partial i_2}{\partial t} + fem_L + fem_N$$
Éq. (3.44)

Le nouveau terme $L_2\partial i/\partial t$, possède la même pulsation que le courant de polarisation de la bobine secondaire. Si on considère la même pulsation, ω_p , pour le courant de polarisation du secondaire ainsi que le primaire, l'amplitude du terme supplémentaire va s'additionner à l'amplitude de la porteuse dans la *fem*_T, et donc il n'apportera pas d'informations utiles supplémentaires à propos de l'onde sonore incidente.

3.4. Modélisation d'une bobine avec décalage vertical

Dans les différents modes de polarisations, il se trouve que la tension induite récupérée aux bornes du secondaire soit proportionnelle soit au produit du déplacement par la vitesse (DC) soit au carrée du déplacement (AC). Cependant, un microphone électrodynamique conventionnel typique est constitué d'une bobine qui oscille dans un champ magnétique constant produit par un aimant permanent. La tension induite ainsi aux bornes de la bobine est une force électromotrice donnée par la loi de Faraday par *Blv*, comme il vient d'être mentionné au §2.1.

A partir le da la Figure 3.14d, on remarque que la composante B_x du champ magnétique augmente linéairement jusqu'à une valeur optimale puis elle décroître. Si on arrive à positionner notre membrane dans cette altitude dans la quelle le B_x est optimale, on arrive à avoir un champ magnétique radiale constant et maximal. Le fait de se placer dans la condition où le B_x est maximal va permettre de récupérer une tension induite maximale. Alors que le fait d'avoir un B_x constant va induire une tension qui dépendra uniquement de la vitesse de la membrane et non pas du produit du déplacement par la vitesse. Plusieurs solutions technologiques pour agir sur la position verticale de la membrane est animée d'une vitesse v, l'Éq. (3.19) devient :

$$e_{L} = 4v B_{x,max} \int_{-\frac{a}{2}+\varepsilon}^{\frac{a}{2}-\varepsilon} dy = 4v(a-2\varepsilon)B_{x,max}$$
Éq. (3.45)

Puisque le champ B_x est pratiquement constant, tout au long du conducteur AB parallèle à la spire primaire, on peut chercher la position verticale, où le champ magnétique est maximal, analytiquement en résolvant l'équation suivante :

$$\frac{\partial B_x \left(x = \frac{a}{2} - \varepsilon, y = 0, z \right)}{\partial z} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{\mu_0 I_1 a}{4\pi} \left(\frac{z}{\left(\varepsilon^2 + z^2\right) \sqrt{\varepsilon^2 + z^2 + \frac{a}{4}^2}} \right) \right] = 0 \qquad \text{Éq. (3.46)}$$

En utilisant un logiciel de résolution mathématique (tel que Mathematica ou Maple), on trouve que cette position est donnée pour une altitude verticale égale à :

$$z = \pm \frac{1}{4}\sqrt{\sqrt{\left(12\varepsilon^2 + a^2\right)^2 + \left(4\varepsilon a\right)^2} - \left(4\varepsilon^2 + a^2\right)} \approx \pm \varepsilon$$
 Éq. (3.47)

Par la suite, si on suppose que la position verticale de repos de la membrane se trouve à cette altitude ε , vers le haut ou bien vers le bas, le champ magnétique B_x est maximal et son amplitude sera exprimée, pour $x=a/2-\varepsilon$, par l'équation suivante :

$$B_{x,max} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \left(\frac{a}{\varepsilon \sqrt{8\varepsilon^2 + a^2}} \right) = A_3 I_1$$
 Éq. (3.48)

Donc la tension induite finale, dans le cas où on arrive à assurer une élévation verticale à la membrane, sera une grandeur qui dépend de la géométrie du microphone, du courant de polarisation et de la vitesse de vibration de la membrane. Elle sera ainsi donnée par :

$$e_{L} = n_{l}n_{2} \frac{\mu_{0}I}{\pi} \left(\frac{l_{a}(l_{a} - 2\varepsilon_{a})}{\varepsilon_{a}\sqrt{8\varepsilon_{a}^{2} + l_{a}^{2}}} \right) v = 4n_{l}n_{2}A_{3}(l_{a} - 2\varepsilon_{a})I_{l}v$$
Éq. (3.49)

Pour une fréquence moyenne $f_p = \omega_p/2\pi = 1kHz$ et en gardant toujours les mêmes paramètres géométriques utilisés précédemment, une représentation graphique des équations exacte et estimée de la tension induite e_L , pour deux amplitudes de vibrations différentes, est donnée sur la Figure 3.27. L'allure de la tension exacte est donnée à travers l'Éq. (3.20), en ajoutant une position initiale, ε_a , dans le déplacement. Pour une amplitude de vibration sinusoïdale pure égale à $20\mu m$, les tensions induites estimée, e_L , et réelle coïncident largement en gardant la même forme sinusoïdale du déplacement sans doublement de la fréquence (voir Figure 3.27a). L'amplitude de la tension acquise est dans la gamme des dizaines de microvolts, avec un coefficient multiplicateur de cinq fois dans le cas des dimensions choisies. Nous pouvons parvenir à des amplitudes de la tension induite plus élevées si la bobine interne exerce un déplacement plus grand, mais au détriment de l'augmentation de la distorsion du signal (Figure 3.27b).



Figure 3.27. Allure de la tension induite e_L donnée par l'équation exacte et l'estimée pour une amplitude de déplacement égale à (a) $h = 20\mu m$ (b) $h = 100\mu m$.

Dans le cas où le courant de polarisation est alternatif, la tension induite est donnée par la somme de deux termes. Le premier terme décrit la circulation non nulle d'un champ électromoteur, associé à la variation temporelle du champ magnétique, tandis que le deuxième terme décrit la présence d'un flux coupé dû au déplacement du circuit et/ou à sa déformation. Le premier terme peut être calculé à partir de l'Éq. (3.29) comme suit :

$$e_N = -\frac{d}{dt} B_{x,max} (a - 2\varepsilon)^2$$
Éq. (3.50)

En remplaçant les deux spires par deux bobines, ayant n_1 et n_2 spires dans le primaire et le secondaire, respectivement, l'Éq. (3.50) devient :

$$e_N = -n_1 n_2 A_3 (l_a - 2\varepsilon_a)^2 \frac{di_1}{dt}$$
 Éq. (3.51)

La tension induite totale est la somme de deux termes, données par l'induction de Neumann et celle de Lorentz, d'où son expression est donnée par :

$$e_T = e_L + e_N = n_1 n_2 A_3 \left(l_a - 2\varepsilon_a \right) \left[4i_1 v - \left(l_a - 2\varepsilon_a \right) \frac{di_1}{dt} \right]$$
Éq. (3.52)

La tension induite représente un signal modulé en amplitude. En substituant les valeurs de la vitesse et du courant de polarisation, on trouve l'équation suivante :

$$e_{T} = n_{I}n_{2}A_{3}I_{0}(l_{a} - 2\varepsilon_{a})[4h\omega_{p}\cos(\omega_{p}t)\sin(\omega_{c}t) - (l_{a} - 2\varepsilon_{a})\omega_{c}\cos(\omega_{c}t)]$$
Éq. (3.53)

Dans cette configuration, la tension de Neumann, e_N , générée par la polarisation de la bobine interne va jouer le rôle de la porteuse et par conséquence elle ne va pas apporter aucune composante utile supplémentaire au niveau de la tension induite totale. Pour le mêmes paramètres géométrique que précédemment, la e_T est représentée sur la Figure 3.28 dans les deux cas où $\omega_c >> 2\omega_p$ et $\omega_c << 2\omega_p$. Dans les deux cas, on remarque que le gain est pratiquement unitaire puisque la porteuse de contient par d'informations utiles qui vont s'additionner.



Figure 3.28. Allure de la e_L pour (a) $\omega_c >> 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 40kHz$, sans porteuse), et (b) $\omega_c << 2\omega_p$ ($f_p = 1kHz$ et $f_c = 20Hz$, porteuse de basse fréquence).

4) Modélisation électrique du microphone

4.1. Évaluation de la tension induite du microphone

4.1.1. Modèles analytiques du transformateur concentrique

Un transformateur peut être configuré comme un périphérique à 2-ports, 3-ports ou 4-ports. La Figure 3.29 présente, respectivement, les modèles d'analyses possibles pour un transformateur concentrique inverseur et non-inverseur implémentés avec des spirales carrées. Le transformateur concentrique inverseur à 2-ports, montré sur la Figure 3.29a, est réalisé comme une inductance symétrique avec le centre de la spirale relié à la masse. Il est utilisé dans nombreux circuits différentiels tels que les inductances de charge « load inductors », les inductances à source dégénérée « the source degenerated inductors » ou dans les circuits LNA. Par contre, dans le transformateur non-inverseur à 2-port, montré sur la Figure 3.29b,

l'extrémité externe de la spirale interne est connectée à l'extrémité interne de la spirale externe, tandis que, l'extrémité interne de la spirale interne est mise à la masse. Ce genre de transformateur a généralement une inductance efficace plus petite, ainsi qu'une fréquence de résonance propre élevée.



Figure 3.29. Différents montages du transformateur (a) inverseur (b) non-inverseur.

Ces configurations ont été choisies pour réduire au maximum le nombre d'éléments parasites dans le modèle complet et qui vont être court-circuités. Le calcul des capacités parasites dans un transformateur est, dans le principe, semblable au calcul des capacités parasites d'une inductance. En effet, toutes les capacités dominantes peuvent être modélisées en utilisant les approximations des capacitances à plaques parallèles. Pour les transformateurs planaires (concentriques et entrelacés), les capacités dominantes sont les capacités d'oxyde, C_{ox} , entre la spirale et le substrat du primaire et du secondaire. Les capacitances terminal-terminal sont faibles pour le transformateur concentrique et modérées pour l'entrelacé. Dans le cas de notre microphone, l'inductance secondaire B_2 est suspendue, donc les éléments de couplage avec le substrat sont éliminés. Ainsi, les modèles à éléments localisés complets présentant le transformateur concentrique inverseur et non-inverseur, sont illustrés sur la Figure 3.30. Le Tableau 3.2 fournit des expressions détaillées pour les éléments du transformateur.



Figure 3.30. Modèle d'un transformateur concentrique (a) inverseur (b) non-inverseur.

| Paramètre physique d'une bobine planaire intégrée sur silicium | Valeur | Effets | |
|---|---|----------------------------|--|
| Ls : La méthode de Greenhouse | $L_{s,1} = 13.38 \cdot 10^{-6}$ $L_{s,2} = 13.29 \cdot 10^{-6}$ | Couplage mutuel | |
| $R_{\rm S} \approx \frac{\rho l}{\rho l}$ | $R_{s,I} = 13.61 \ k\Omega$ | Courants de Foucault | |
| $W\delta \left(1-e^{-t/\delta}\right)$ | $R_{s,2}=9.9 \ k\Omega$ | Effet de peau du métal | |
| $C_{S1} \approx \varepsilon_{ox} \frac{lt}{s}, C_{S2} \approx n w^2 \frac{\varepsilon_{ox}}{t}$ | $C_{s,1} = 1.1 \cdot 10^{-13}$ | Feed-through capacitance | |
| avec, $C_s = C_{s1} + C_{s2}$ | $C_{s,2} = 9.17 \cdot 10^{-14}$ | | |
| $Cox \approx \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_{ox}}{\varepsilon_{ox}} l w$ | $C_{cox,1} = 7.34 \cdot 10^{-14}$ | Capacitance d'oxyde | |
| 2 t _{ox} | $C_{cox,2} = 6.07 \cdot 10^{-14}$ | | |
| $C_{\infty} \approx \frac{l}{2} l w C$ | $C_{si,l} = 1.02 \cdot 10^{-l2}$ | Capacitance du substrat en | |
| $c_{Si} \sim 2^{i m c_{sub}}$ | $C_{si,2} = 8.44 \cdot 10^{-13}$ | Si | |
| $R = \frac{2}{2}$ | $R_{si,I}=3.67\cdot10^7$ | Perte Ohmique dans le | |
| $G_{sub} l w$ | $R_{si,2}=4.43\cdot 10^7$ | substrat en Si | |

| TT1 20 | ŕ | , 1 1 | ` | 1 . | 1, 1 1. | 1 | , , , | .1 |
|-------------------|---------|----------------|------------|-------------|---------------|--------------|------------|---------------|
| 1 a b e a 1 4 7 7 | Едианой | et valeur des | narametres | nnvsiaues a | 1 1100 606106 | p nlanaire i | ητρογρρ ςμ | r silicium |
| 1 uorouu 5.2. 1 | Squanon | ci vaiciii aco | parametres | physiques e | | pianan c i | | i Stitettini. |

où ρ =résistivité DC du matériau, δ =épaisseur de peau, t_{ox} =l'épaisseur de oxyde à partir de la spirale jusqu'au substrat, k=coefficient de couplage mutuelle, n=nombre de tours, d_{avg} =diamètre moyen, l=longueur de la spirale≈4nd_{avg}, G_{Sub}^2 =la conductance du substrat, C_{sub}^3 =Capacité du substrat.

4.1.2. Expression du courant dans le secondaire

On admet que la polarisation des deux bobines du transformateur va être générée par des sources de courant, et ceci pour ne pas influencer la tension induite du secondaire. Dans le cas où seul le primaire est alimenté, la tension aux bornes de la bobine peut être subdivisée en deux termes qui sont la variation du flux d'induction mutuelle Φ_{12} de la bobine primaire à travers chaque spire du secondaire et la variation du flux d'auto-induction Φ_{22} (Figure 3.31b). Si le mode de polarisation du transformateur était en double alimentation, donc une source de courant supplémentaire est appliquée à travers la sortie (Figure 3.31c). En appliquant le théorème de superposition la tension de sortie $v_{0,2}$ totale est la somme algébrique des tensions dues à chaque source indépendante prise séparément, les autres sources indépendantes étant rendues passives. Le modèle équivalent de la bobine secondaire suppendue réelle est donc celui du montage présenté sur la Figure 3.31a.

 $^{^{2}} G_{Sub} = 0.16$ [29]. Pour diminuer les pertes par effet joule dans le substrat, on doit choisir un substrat de grande résistivité. $^{3} C_{Sub} = 6 \cdot 10^{-6}$ [29]. Malgré sa faible valeur, les pertes sous forme d'énergie électrique stocké dans le substrat sont modulés par la capacité parasite C_{Si} dont la valeur n'est pas très importante, mais elle a des effets parasite non négligeable en hautes fréquences.



Figure 3.31. Schéma équivalent général de la bobine dans différents modes de polarisation.

Dans le cas où seul le primaire est polarisé, le sens du courant induit est déterminé par la loi de Lenz. Cette loi évoque qu'un changement d'état d'un système électromagnétique provoque un phénomène dont les effets tendent à s'opposer à ce changement. Par la suite la polarité de la force électromotrice produite est telle que si un courant peut circuler, il génère un flux qui tend à s'opposer à la variation du flux inducteur. Autrement dit, ce courant produit une force de Laplace qui tend à s'opposer à la vibration de la bobine secondaire qui est solidaire à la membrane. A fin de calculer l'intensité du courant induit et son impact sur la vibration de la membrane, on considère le montage de la Figure 3.31b. On peut écrire la loi des mailles sous la forme :

$$v_{o,21} = \frac{1}{c} \int i_{2,21} dt = -\frac{d\Phi_{12}}{dt} - L_2 \frac{di_{2,21}}{dt} - R_{s,2} i_{2,21}$$
Éq. (3.54)

L'Éq. (3.54) représente celle d'un circuit RLC série excité par une tension sinusoïdale. En organisant les termes, elle peut être exprimée par :

$$\frac{l}{c} \int i_2 dt + L_2 \frac{di_2}{dt} + R_{s,2} i_2 = fem_L + fem_N$$
Éq. (3.55)

Soit, en introduisant les impédances complexes, on retrouve que le module et la phase de l'impédance complexe équivalente sont donnés par :

$$\underline{Z_{\acute{eq}}} = \frac{emf_L + emf_N}{\underline{i_2}} = R_{s,2} + j\left(L_{s,2}\omega - \frac{1}{c_{s,2}\omega}\right) \Longrightarrow \begin{cases} |Z_{\acute{eq}}| = \sqrt{R_{s,2}^2 + \left(L_{s,2}\omega - \frac{1}{c_{s,2}\omega}\right)^2} \\ arg(Z_{\acute{eq}}) = Arctan \frac{L_{s,2}\omega - \frac{1}{c_{s,2}\omega}}{R_{s,2}} \end{cases}$$
 Éq. (3.56)

On appelle pulsation de résonnasse $\omega_0 = 1/\sqrt{(L_{s,2}C_{s,2})}$ du circuit, la pulsation pour la quelle la partie imaginaire de l'impédance est nulle. L'impédance $Z_{\acute{e}q}$ possède un extrema minimal pour la pulsation égale à ω_0 et elle est purement résistive. Les fréquences de coupure haute et basse, ainsi que la bande passante à +3 dB du minimum sont défini par :

$$\omega_{I} = \frac{-R_{s,2}C_{s,2} + \sqrt{R_{s,2}^{2}C_{s,2}^{2} + 4L_{s,2}C_{s,2}}}{2L_{s,2}C_{s,2}}, \quad \omega_{2} = \frac{R_{s,2}C_{s,2} + \sqrt{R_{s,2}^{2}C_{s,2}^{2} + 4L_{s,2}C_{s,2}}}{2L_{s,2}C_{s,2}}$$

$$et \quad \Delta \omega = \frac{R}{L}$$

$$(3.57)$$

Pour les valeurs de $\omega << \omega_0$, on trouve que le circuit est purement capacitif tandis que pour les valeurs de $\omega >> \omega_0$, le circuit est purement inductif. Ceci est équivalent à dire que le

condensateur est équivalent à un coupe-circuit vers les BF et la bobine à un court-circuit vers les HF.

En se basant sur les équations et les valeurs des éléments concernant l'inductance interne du Tableau 3.2, la fréquence de résonance est de l'ordre de *114Mhz*. Par la suite, pour une excitation de la membrane dans la bande de fréquence acoustique *[20Hz, 20kHz]*, on a :

$$\underline{Z_{\acute{eq}}} = \frac{I}{jc_{s,2}\omega}, \quad v_{o,2l} = fem_L + fem_N$$
Éq. (3.58)

donc, $\underline{i}_{2,11} = jc_{s,2}\omega \cdot (\underline{fem_L} + \underline{fem_N})$ Éq. (3.59)

Le courant induit possède la même pulsation que la tension induite avec un retard de $-\pi/2$. Avec des tensions induites dans les cas les plus optimistes dans la zone des mV, le courant induit sera alors très faible, dans la zone des pA, nous pouvons conclure que son effet sur le flux produit par l'inductance externe est négligeable.

Concernant le cas où le secondaire est polarisé avec un courant, de la forme $i_2=I_0 \cdot sin(\omega_c t)$, on retrouve le montage de la Figure 3.31c, qui va se superposer à celui de la Figure 3.31b. Pour une polarisation en continue, la vitesse angulaire ω_c serait nulle. L'impédance complexe équivalente pour une polarisation en AC est exprimée par l'équation suivante :

$$Z_{\acute{equ}} = \left(R_{s,2} + jL_{s,2}\omega_c //\frac{1}{jC_{s,2}\omega_c}\right) = \frac{R_{s,2} + jL_{s,2}\omega_c}{(1 - C_{s,2}L_{s,2}\omega^2) + jC_{s,2}R_{s,2}\omega_c}$$
Éq. (3.60)

La pulsation de résonance du montage est la même que le précédent et elle est égale à $\omega_0 = 1/\sqrt{(L_{s,2}C_{s,2})}$. Pour les valeurs de $\omega < <\omega_0$, on trouve que le circuit est équivalent à une bobine avec sa résistance série tandis que pour les valeurs de $\omega >>\omega_0$, le circuit est purement capacitif. Donc, pour une fréquence d'excitation juste supérieure à la bande audible, tout le courant de polarisation va traverser la bobine secondaire et la tension est donnée par :

$$v_{o,22} = L_{s,2} \frac{di_2}{dt} + R_{s,2} i_2$$
Éq. (3.61)

Donc si seul le primaire est alimenté la tension finale aux bornes du secondaire est donnée par $v_{o,21}$. Si les deux bobines sont alimentées la tension est la somme de $v_{o,21}$ avec $v_{o,22}$.

4.1.3. Effet de la force de Lorentz sur le comportement du microphone

La circulation d'un courant dans un conducteur filiforme immergé dans un champ magnétique produit une force de Lorentz donnée par [20]:

$$\vec{F} = i \oint_{spire} \vec{dl} \wedge \vec{B}$$
Éq. (3.62)

On sait déjà que le champ magnétique se compose de trois composantes suivant les directions x, y et z. Tout au long de la spire AB, le produit vectoriel de la composante z du champ magnétique par le déplacement élémentaire dy produit une composante de la force de Lorentz suivant l'axe x. En conséquence et grâce à la symétrie de la bobine carrée, les spires antiparallèles d'un côté et de l'autre du secondaire s'attirent ou se repoussent les unes aux autres selon le signe de B_z et du courant i_2 . Puisque la bobine interne est inhumée dans la membrane, les forces produites horizontalement n'ont pas d'impact, d'autre part, leurs sommes s'annulent deux à deux (voir Figure 3.32a).



Figure 3.32. Directions de la force de Lorentz générée par le champ magnétique (a) vertical (b) radial.

D'autre part, les composantes x et y du champ magnétique B vont produire une composante suivant l'axe z de la force de Lorentz. Du fait que B_x et B_y ont un signe opposé, de chaque côté de la bobine, l'orientation de la force de Lorentz produite est normale à la surface de la membrane et possède la même orientation dans toutes les spires (Figure 3.32b). Cela permet d'éviter la création d'un moment de force qui va plier la membrane en torsion. La force de Lorentz produite dans une spire élémentaire *ABCD* est donnée par l'équation suivante :

$$\overrightarrow{F_{z}} = i_{2} \left[\int_{AB} \left(dy \, \overrightarrow{y} \wedge B_{x/(x=a_{2}^{\prime}-\varepsilon)} \, \overrightarrow{x} \right) - \int_{BC} \left(dx \, \overrightarrow{x} \wedge B_{y/(y=a_{2}^{\prime}-\varepsilon)} \, \overrightarrow{y} \right) - \int_{BC} \left(dy \, \overrightarrow{y} \wedge B_{x/(x=-a_{2}^{\prime}+\varepsilon)} \, \overrightarrow{x} \right) + \int_{DA} \left(dx \, \overrightarrow{x} \wedge B_{y/(y=-a_{2}^{\prime}+\varepsilon)} \, \overrightarrow{y} \right) \right] \overrightarrow{z}$$
Éq. (3.63)

Pour la bobine B_2 , la somme de toutes les composantes suivant z de la force de Lorentz peuvent être estimées par un équivalent de $n_1 \times n_2$ effet moyen de n_1 spires de l'inductance externe sur les n_2 spires de l'inductance interne. D'autre part, puisque les champs B_x et B_y sont deux fonctions impaires par rapport aux variables y et x, respectivement, l'expression simplifiée résultant de F_z est donnée par l'équation suivante :

$$F_{z} = 4n_{1}n_{2}i_{2}\int_{AB}B_{x/(x=a_{2}/-\varepsilon)}dy$$
Éq. (3.64)

L'expression exacte de la force de Lorentz en fonction du déplacement suivant l'axe z, ξ , est donnée par l'équation suivante:

$$F_{z} = \frac{2\mu_{0}i_{1}i_{2}}{\pi} \frac{\sqrt{\varepsilon^{2} + \xi^{2} + (a - \varepsilon)^{2}} - \sqrt{2\varepsilon^{2} + \xi^{2}}}{\varepsilon^{2} + \xi^{2}} \xi = A_{l}i_{1}i_{2}\xi$$
Éq. (3.65)

Pour les faibles amplitudes de vibration, comme c'est le cas pour la fem_L , la force de Lorentz sera donnée par l'expression suivante :

$$F_z = A_2 i_1 i_2 \xi$$
 Éq. (3.66)

La force de Lorentz produite est proportionnelle à la vibration du secondaire, en plus des courants de polarisation des deux bobines. Par conséquence, si seule la bobine primaire est polarisée en DC ou en AC, la valeur du courant induit sera très faible (gamme de pA) et la force de Lorentz n'aura aucun effet. En outre, si les deux bobines primaires ou secondaires

sont parcourues par un courant AC, ceci donne une pulsation différente a celle de l'onde sonore sur la force de Lorentz. Donc, la force de Lorentz va avoir un impact indésirable sur la vibration de la membrane. Dans le dernier cas, où les deux bobines sont polarisées par un courant DC, selon la direction des deux courants, on aura une force de Lorentz possédant la même pulsation que l'onde sonore, qui soit s'opposer ou favorise, la vibration de la membrane. Il ne faut en aucune circonstance que l'amplitude de la force de Lorentz, soit supérieure à celle de la force produite par l'onde acoustique, F_p , ce qui peut s'écrire par l'équation suivante :

$$F_z < F_p \quad \Leftrightarrow \quad A_2 i_1 i_2 \xi < s^2 p$$
 Éq. (3.67)

où, p est la pression acoustique et s_m est la surface de la membrane. On suppose que le primaire est parcouru par l'intensité maximale de courant que sa surface de spire puisse autorisée, pour produire le maximum de champ magnétique. Donc le courant maximum dans le secondaire sera donné par l'inégalité suivante :

$$A_2 i_1 i_2 h_{max} < s_m^2 p_0 \quad \Leftrightarrow \quad i_2 < \frac{s_m^2 p_0}{i_1 A_2 h_{max}}$$
 Éq. (3.68)

Le Tableau 3.3 résume les différents modes de polarisation et l'effet de la force de Lorentz produite sur la vibration de la membrane.

| Mode de polarisation | Expression de la tension induite | Effet de la force de Lorentz sur la membrane | | |
|-------------------------|---|---|--|--|
| DC – n.a | fem_L | négligeable | | |
| AC – n.a | $fem_L + fem_N$ | négligeable | | |
| DC – DC | $fem_L - R_{s,2}I_2$ | amplifie la vibration | | |
| AC - AC | $fem_L + fem_N - R_{s,2}i_2 - L_{s,2}\partial i_2/dt$ | désastreux, catastrophique | | |

Tableau 3.3. Tableau récapitulatif des différents modes de polarisation.

4.2. Montage avec la bobine spirale multicouches

La courbe de l'inductance mutuelle en fonction de la distance qui sépare les deux spires montre que l'inductance mutuelle diminue exponentiellement en fonction de la distance verticale (Figure 3.21). Par conséquence, pour pouvoir augmenter le champ magnétique B et améliorer la fem induite, on a intérêt à implanter les spires des deux bobines le plus proche que possible. De ce fait, nous pouvons utiliser le concept de la bobine spirale symétrique multicouches 'multi-laver'. Cette technique consiste à implanter la même spirale dans les différentes couches de métaux, et de les connecter en série, comme le montre la Figure 3.33 [25]. Avec cette structure, l'inductance mutuelle entre les couches de métal de l'inductance augmente. Cela incrémente l'inductance totale par unité de surface, permettant l'implémentation de bobines avec de grandes inductances à l'intérieur d'une surface plus petite que celle requis par la configuration correspondante en un seul niveau. En comparaison avec la bobine spirale simple couche classique, la théorie et les mesures montrent que, pour une intégration sur la même surface de silicium, la bobine double couches offre une inductance de valeur trois fois supérieur à celui de la bobine simple couche [26][27]. L'utilisation de ce type de concept dans notre structure de microphone peut conduire à une fem qui est quatre fois plus grande à celles données dans le Tableau 3.3. Cela peut facilement être vu puisque le nombre des spires a été multiplié par deux à la fois pour la bobine interne et externe. On suppose que vers les basses fréquences, les impédances parasites ne vont pas intervenir beaucoup dans les calculs finals des tensions induites comme on a montré dans $\S4.1.2$.



Figure 3.33. Une inductance spirale double couches sur substrat de silicium (a) Illustration tridimensionnelles (b) circuit équivalent idéal.

5) Conclusion

Durant ce chapitre nous avons présenté en détail la modélisation magnétique et électrique d'une nouvelle structure de microphone électrodynamique monolithique CMOS-MEMS. Nous avons tiré les équations de l'inductance mutuelle et de la tension induite aux bornes de la bobine secondaire, dans les différents modes de polarisation. Cette modélisation nous a permis d'évaluer la gamme de tension de sortie du microphone inductif qui s'étend de quelques microvolts à quelques dizaines de microvolts. L'étude du champ magnétique en fonction du déplacement vertical de la membrane nous a montré que la tension induite est proportionnelle au produit du déplacement multiplié par la vitesse de vibration en cas de polarisation en DC. De plus, il existe une relation de non linéarité entre la tension de sortie et l'onde acoustique incidente à partir d'une certaine élongation de la membrane. En outre, l'utilisation d'un courant alternatif dans l'inductance primaire produit une tension induite plus grande et indépendante de la pulsation de l'onde incidente comme c'était le cas pour la polarisation en AC. L'augmentation attendue de la tension induite peut être exprimée par un ratio de tension en mode AC par rapport en mode DC qui est de l'ordre de ω_c/ω_p . La polarisation des deux bobines simultanément, ne va pas générer une tension induite supplémentaire, mais elle va faire naître une composante verticale de la force de Lorentz. Finalement, nous avons montré aussi que l'utilisation d'une bobine double couche dans le primaire et le secondaire peut donner une tension induite quatre fois plus élevée.

Sibliographie

- [1] J. Eargle, "The Microphone Book", Second edition, Focal Press, June 2004.
- [2] B. Mezghani, "*Etude et modélisation d'un microphone inductif CMOS MEMS*", thèse Doctorale de l'ENIS, Février 2008.
- [3] F. Tounsi, L. Rufer, B. Mezghani, M. Masmoudi and S. Mir, "Electromagnetic Modeling of an Integrated Micromachined Inductive Microphone", 4th IEEE International Conference on Design & Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology (IEEE DTIS 2009), April 6-10, 2009, Cairo, Egypt.
- [4] W. H. Hayt and J. A. Buck, "*Engineering Electromagnetics*", 6th Edition, Mcgraw Hill Series in Electrical and Computer Engineering, chapter 10, pp. 320-347, 2001.
- [5] S. S. Mohan, C. Patrick Yue, M. del Mar Hershenson, S. Simon Wong and Thomas H. Lee, "Modeling and Characterization of On-Chip Transformers", IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), December 6-9, 1998.
- [6] S. S. Mohan, "*The design, modeling and optimization of on-chip inductor and trans-former circuits*", Ph.D Dissertation, Stanford University, Stanford, 1999.
- [7] F. Tounsi, M. B. Jallouli, B. Mezghani, S. Smaoui, N. Ghamgui and M. Masmoudi, "CMOS Integrated Micromachined Inductive Microphone", International Conference on Microelectronics (ICM 2004), 6-8 December 2004, Tunis, Tunisia.
- [8] Haitao Gan, "On-Chip Transformer Modeling, Characterization, and Applications in Power and Low Noise Amplifiers", Stanford University, March 2006.
- [9] H. M. Greenhouse, "*Design of planar rectangular microelectronic inductors*", IEEE Trans. Parts, Hybrids, Packaging, vol. PHP-10, pp.101-109, June 1974.
- [10] Alan Ling P.L: "On-chip planar spiral inductor induced substrate effects on radio frequency integrated circuits in CMOS technology", The Hong Kong University of Science & Technology, January 1998, PhD. Work.
- [11] Jaime Aguilera and Roc Berenguer, "Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications", Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [12] F. W. Grover, "Inductance Calculations", New York: Dover, 1946.
- [13] Mathias P. "Scalable Inductor Model on Lossy Substrates with Accurate Eddy Current Simulation", FhG II-S, April 2001
- [14] Mandal S.K., De A., Patra A., Sural, S., "A wide-band lumped element compact CAD model of Sibased planar spiral inductor for RFIC design", 5th International Conference on Embedded Systems and Design., 19th International Conference on VLSI Design, 3-7 Jan. 2006.
- [15] Zito D., Pepe D., Neri B., "Wide-Band Frequency-Independent Equivalent Circuit Model for Integrated Spiral Inductors in (Bi)CMOS Technology", 13th IEEE International Conference Electronics Circuits and Systems, ICECS 2006 pp 478 – 481, 10-13 Dec. 2006,.
- [16] Nguyen N. "A 1.8GHz Monolithic LC Voltage-Controlled Oscillator", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 27, March 1992
- [17] Jenei S., Nauwelaers B.K.J.C., Decoutere S., "Physics-based closed-form inductance expression for compact modeling of integrated spiral inductors", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume 37, Issue 1, Jan 2002, pp. 77 – 80.
- [18] C. P. Yue, S. S. Wong, "Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 47, issue 3, pp 560–568, March 2000.
- [19] H-A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils", Proceedings of IRE, Vol. 16, no10, pp. 1398-1400, 1928.
- [20] B. ESTIBALS, "Conception, Réalisation et Caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [21] E. J. Rothwell, M. J. Cloud, "Electrmagnetics", CRC Press LLC, 2001.
- [22] Tai L. Chow, "Introduction to Electromagnetic Theory: A Modern Perspective", Chapter 4, pp. 126-170. 132.
- [23] P. G. Fontolliet, "Systèmes de télécommunications", École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Le Traité d'Électricité, 2^{éme} édition, 1999.
- [24] J. R. Long, "Monolithic transformers for silicon RF IC design", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, pp. 1368-1382, Sept. 2000.
- [25] J. Aguilera and R. Berenguer, "Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications", Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [26] J. Burghartz "Multilevel Spiral Inductors using VLSI Interconnect Technology", IEEE Electron Device Letters, vol. 17, September 1996.
- [27] Pan S. J., L. W. Li, and W. Y. Yin, "Compact equivalent circuit model of two-layer spiral inductors", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 13, No. 2, pp 148–153, 2003.
- [28] Y. K. Koutsoyannopoulos and Y. Papananos, "Systematic analysis and modeling of integrated inductors and transformers in RF IC design", IEEE Trans Circuits Systems II Analog Digital Signal Process 47, pp 699–713, 2000.
- [29] C.P. Yue, S.S. Wong, "*Physical modeling of spiral inductors on silicon*", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 47, Issue 3, pp 560 568, Mar 2000.
- [30] Dubac D. "Contribution a la conception de convertisseurs de fréquence intégration en technologie arséniure de gallium et silicium germanium", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, Déc 2001.

Chapitre 4 _____

_____ Modélisation mécanique et acoustique du microphone

| 1) Intr | oduction | 91 |
|---------|---|-----|
| 2) Mo | délisation mécanique de la structure du microphone | 92 |
| 2.1. | Réponse en fréquence de microphones micro-usinés | 93 |
| 2.2. | Modélisation des ressorts de suspension | 94 |
| 2.2. | Rigidité de flexion des différents types d'attachement | 94 |
| 2.2.2 | 2. Comparaison entre les différents types d'attachement | 98 |
| 2.3. | Estimation de la masse équivalente de la membrane | 99 |
| 2.4. | Choix des dimensions de la membrane | 100 |
| 2.4. | Validation des calculs de la raideur et de la membrane | 100 |
| 2.4.2 | 2. Calcul des dimensions de la membrane | 101 |
| 2.4. | 3. Calcul des modes propres de la structure | 102 |
| 2.4.4 | 4. Etude statique de la membrane | 103 |
| 3) Mo | délisation électro-acoustique du microphone inductif | 103 |
| 3.1. | Modélisation en éléments localisés de la structure du microphone | 104 |
| 3.1. | I. Impédance de rayonnement | 105 |
| 3.1.2 | 2. Impédance de la membrane et des bras d'attachement | 106 |
| 3.1. | <i>3. Impédance d'air à travers des ouvertures de la membrane</i> | 107 |
| 3.1.4 | Impédance acoustique de la cavité | 107 |
| 3.2. | Réponse en fréquence du microphone | 107 |
| 3.2. | . Sensibilité du microphone sans amortissement | 108 |
| 3.2.2 | 2. Sensibilité du microphone avec amortissement | 109 |
| 3.3. | Bruit du microphone | 113 |
| 3.3. | . Bruit Brownien de la membrane | 113 |
| 3.3.2 | 2. Bruit thermique (Johnson) | 114 |
| 4) Cor | aclusion | 115 |

1) Introduction

L'étude des différents principes de fonctionnement des microphones conduit à considérer une cascade de phénomènes. En premier lieu, la pression acoustique s'exerce sur un diaphragme, par exemple une membrane tendue, et y développe des forces. Sous l'action de ces forces, le diaphragme, ou plus généralement un système mécanique, est mis en mouvement. Un

processus de conversion convertit la grandeur mécanique du mouvement en une grandeur électrique. Sachant que chacun de ces phénomènes est réalisable de différentes manières, se pose alors la question de savoir quelles sont les cascades permettant de réponde à l'exigence d'une courbe de réponse plate. Cette discussion, conduit à considérer les types fondamentaux de microphones qui vont êtres discutés en détail. Suite à cette définition, la fréquence de résonance ainsi que les dimensions de notre membrane vont être fixés. Par la suite, une analogie entre les différents domaines va être établie et le circuit équivalent du microphone électrodynamique sera construit et discuté. Par ailleurs, une implémentation du modèle dans l'environnement MATLAB sera décrite et les résultats seront représentés pour illustrer la réponse en fréquence et le bruit.

2) Modélisation mécanique de la structure du microphone

Dans cette partie on va s'intéresser au premier phénomène mis en jeux dans un microphone qui est la déflexion mécanique générée par l'action d'une pression acoustique. En effet, le mouvement du système est déterminé par la masse de la membrane développant une force d'inertie, par la suspension développant une force de rappel, par l'amortissement dû à la transformation de l'énergie mécanique en d'autres formes et par les forces extérieures appliquées. Le mode d'action acoustique pour notre structure de microphone électrodynamique est dit en pression puisque les forces extérieures, représentées par la pression acoustique, ne s'exercent que sur la face avant de la membrane. Contrairement au mode d'action dit en gradient de pression, où la pression acoustique s'exerce sur les deux faces du diaphragme, ou bien mixte, lorsqu'elle s'exerce directement sur la face avant et via un système acoustique sur la face arrière. La modélisation mécanique du système de suspension du microphone permet de déterminer l'une de ses caractéristiques les plus importantes qui est sa performance dynamique, représentée par une sensibilité uniforme dans une large bande passante.

Les structures suspendues sont représentées généralement par un système mécanique du second ordre de type masse, ressort avec amortissement (Figure 4.1a). Ce modèle linéaire donne des résultats assez bons tant que les vibrations sont de faible amplitude. La réponse dynamique d'un tel système est la solution de l'équation différentielle d'Alembert suivante [23] :

$$m\frac{d^2x}{dt} + b\frac{dx}{dt} + kx = f_{ext}$$
Éq. (4.1)

où *m* est la masse effective de la structure suspendu, *k* est la constante de ressort de la suspension, *b* est le facteur d'amortissement, *x* est le déplacement effectué par la masse et f_{ext} est la somme des forces extérieures appliquée sur la structure (pression acoustique dans les microphones). En utilisant la transformé de Laplace, la réponse en fréquence s'exprime par cette équation :

$$X(j\omega) = \frac{F_{ext}(j\omega)}{k} \left(\frac{l}{l - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega/Q\omega_0} \right)$$
 Éq. (4.2)

où $\omega_0 = \sqrt{(k/m)}$ est la pulsation de résonance (ou propre) et $Q = k/(\omega_0 b)$ défini le facteur de qualité de la structure vibrante. Le terme $\zeta = b/2\sqrt{(km)}$ est définit comme étant le coefficient d'amortissement du système.



Figure 4.1. Schéma équivalent d'un système à membrane (a) sans amortissement (b) avec amortissement.

2.1. Réponse en fréquence des microphones micro-usinés

La structure du microphone peut être, dans une approximation de premier ordre, simplifiée comme un système de masse-ressort sans amortissement (Figure 4.1a). Ce système a une fréquence de vibration naturelle égale à ω_0 comme montre l'Éq. (4.2). Par conséquent, la relation entre l'amplitude de vibration et la fréquence du système possède un pic au voisinage de ω_0 . L'amplitude des vibrations, à cette fréquence, doit être atténuée par un mécanisme de dissipation d'énergie (l'effet d'amortissement- the damping effect) du système. Pour un amortissement optimal, la variation de l'amplitude de vibration, en fonction de la fréquence, possède une largeur de bande passante maximale 0.

Généralement, pour la conception d'un microphone à action en pression, nous pouvons considérer deux principaux types de transduction qui vont influer le comportement du microphone dans le domaine fréquentiel. La sensibilité du microphone est proportionnelle au déplacement de la membrane lorsqu'un champ électrique est utilisé comme un moyen de transduction électromécanique (modèle capacitif et piézoélectrique), c'est un microphone à conversion en élongation. Si l'effet de transduction d'un microphone est basé sur le champ magnétique (modèle électrodynamique ou électromagnétique), la sensibilité est proportionnelle à la vitesse de la membrane donc on a un microphone à conversion en vitesse. Cette différence doit être considérée pour la définition de la fréquence propre de vibration. Dans le premier cas, cette fréquence coïncide avec la fréquence de coupure haute du microphone. Pour les microphones utilisant un champ magnétique, la fréquence naturelle de vibration est placée au centre de la gamme de fréquences utile du microphone [2]. En conséquence, la fréquence naturelle nécessaire pour ces microphones est sensiblement inférieure à celle utilisée dans leurs homologues capacitifs. Cette exigence peut être remplie en utilisant soit une masse plus lourde ou une constante de ressort plus faible. Comme la sensibilité du microphone est inversement proportionnelle à la constante de ressort, cette seconde solution est généralement plus appropriée.

De ce fait, le microphone électrostatique est conçu pour fonctionner dans leur zone de rigidité contrôlée. Contrairement au microphone électrodynamique qui est conçu avec un amortissement qui peut être contrôlé tout au long de la gamme de sa bande de fréquence utile par l'application d'un amortissement externe sur la vibration de la membrane. Par conséquent, les microphones à conversion en élongation sont contrôlés par la compliance tandis que ceux à conversion en vitesse sont contrôlés par résistance. La Figure 4.2 montre la réponse d'un diaphragme qui n'est pas amortis (courbe 1), ainsi que les effets de l'augmentation de

l'amortissement (courbes 2 à 5). Noter que, puisque l'amortissement augmente, la sortie à la mi-bande devient de plus en plus plate, mais au détriment de la sensibilité. Pour atteindre une réponse en fréquence satisfaisante tout en maintenant une bonne sensibilité globale, plusieurs techniques de conception sont employées. Le diaphragme est amorti dans le cas de microphone électrodynamique conventionnel par la mise de couches minces de soie ou de feutre (felt) dans l'ouverture qui sépare la bobine et la chambre d'air à l'arrière. En général, le pic de résonance est réduit d'environ 25-35 dB, produisant la courbe de réponse en 5. Ajouter d'autre amortissement dans les fréquences médiums par la même manière peut entraîner une sensibilité insatisfaisante à la sortie.



Figure 4.2. Réponse en fréquence classique d'une membrane (courbe 1), l'effet d'un amortissement extérieur sur le diaphragme (courbes 2 à 5) pour un microphone électrodynamique.

2.2. Modélisation des ressorts de suspension

2.2.1. Rigidité de flexion des différents types d'attachement

Les microphones utilisant une membrane comme élément sensible sont généralement conçus pour fonctionner dans la direction normale à la membrane. Afin de réaliser une fréquence de résonance relativement faible, la partie sensible du microphone peut être composée d'une plaque mince attachée au substrat avec des bras de fixation flexibles. Les bras se comportent comme des ressorts permettant un mouvement, de préférence, dans la direction normale à la plaque en restant relativement rigide dans les deux autres directions. Les ressorts sont composés de poutres et de joints et permettent de connecter la masse de la plaque suspendue à l'ancre (substrat). Plusieurs types de bras d'attachement flexibles, qui jouent le rôle d'un ressort mécanique, sont rapportés dans la littérature [3] et schématisés sur la Figure 4.3 tel que la poutre simple, la jambe de crabe (crab-leg), le ressort en forme de U (U-spring) et le ressort en serpentine (courbure).

Une poutre simple fixée des deux côtés (fixe-fixe) (Figure 4.3a) possède une constante de ressort très rigide (dure) à cause des contraintes axiales étalées associée aux efforts de flexion. Pour réduire cette composante de la contrainte et gagner plus de flexibilité, nous pouvons utiliser des incurvations pliées comme la jambe de crabe « crab-leg » ou le « U-spring » (Figure 4.3b et Figure 4.3c). Chaque extrémité de la courbure est libre de se dilater ou de se contracter dans toutes les directions. Les contraintes résiduelles intrinsèques dans une petite section de la courbure sont distribuées moyennement sur toute la longueur des poutres qui la compose, donnant ainsi une contrainte résiduelle effective réduite au déterminant de la rigidité dans des directions non désirées. Un ressort en serpentin (Figure 4.3d), qui est une version de

courbure composée de poutres, permet d'atteindre une compliance plus élevée par rapport à une poutre simple de même longueur.



Figure 4.3. Divers structures de flexion (a) fixe-fixe, (b) « crab-leg », (c) « U-spring », (d) serpentine, attaché à une membrane carrée. La pression est appliquée sur la surface de la membrane.

N'importe quelle structure de flexion peut être représenté par une matrice de rigidité symétrique 6×6 à éléments localisés dont les termes diagonaux représentent la raideur du ressort dans les directions de translation et de rotation, et les autres termes (hors-diagonale) représentent le couplage entre différentes directions [5], cette matrice est donnée par :

$$k = \begin{vmatrix} k_{xx} & k_{xy} & k_{xz} & k_{x\phi_{x}} & k_{x\phi_{y}} & k_{x\phi_{z}} \\ k_{yx} & k_{yy} & k_{yz} & k_{y\phi_{x}} & k_{y\phi_{y}} & k_{y\phi_{z}} \\ k_{zx} & k_{zy} & k_{zz} & k_{z\phi_{x}} & k_{z\phi_{y}} & k_{z\phi_{z}} \\ k_{\phi_{x}x} & k_{\phi_{x}y} & k_{xz} & k_{\phi_{x}\phi_{x}} & k_{\phi_{x}\phi_{y}} & k_{\phi_{x}\phi_{z}} \\ k_{\phi_{y}x} & k_{\phi_{y}y} & k_{\phi_{y}z} & k_{\phi_{y}\phi_{x}} & k_{\phi_{y}\phi_{z}} \\ \hline k_{\phi_{x}x} & k_{\phi_{y}y} & k_{\phi_{z}z} & k_{\phi_{y}\phi_{x}} & k_{\phi_{y}\phi_{z}} \\ \hline \hline k_{\phi_{x}x} & k_{\phi_{x}y} & k_{\phi_{z}z} & k_{\phi_{x}\phi_{x}} & k_{\phi_{y}\phi_{z}} \\ \hline \hline k_{\phi_{x}x} & k_{\phi_{y}y} & k_{\phi_{z}z} & k_{\phi_{x}\phi_{x}} & k_{\phi_{y}\phi_{z}} \\ \hline \end{pmatrix}$$

où les termes k_{ij} désigne la constante de raideur dans la direction *i* dans le cas où on applique une force (ou moment) dans la direction *j*. La matrice de rigidité peut aussi être considérée comme la combinaison de 4 sous-matrices. Deux de ces sous-matrices sont appelées, la matrice de rigidité dans le plan, k_{ip} , et la matrice de rigidité hors plan, k_{op} et qui sont représentées par le deux équations suivantes :

Sous-matrice de rigidité dans le plan

Sous-matrice de rigidité hors plan

La matrice de rigidité globale pour un système de flexion est obtenue en additionnant les matrices de rigidité individuelle de chaque flexion. De ce fait, lorsque la géométrie des quatre ressorts sont identiques et leurs disposition est symétrique deux à deux (Voir Figure 4.5), la matrice de rigidité du système complet est diagonale, puisque les termes hors diagonale des quatre ressorts d'annuler après leurs sommations. Dans la conception de notre capteur de pression, nous développant principalement l'expression de la constante de ressort linéaire k_{zz} , puisque la pression et la déflexion de notre membrane sont appliquées suivant la direction normale z. Dans la suite, quatre modèles de fixation différents, donnée sur la Figure 4.3, vont être considérés et examinés.

Dans l'analyse de la constante de rigidité des flexions micromécaniques, nous utilisons la méthode d'énergie de déformation pour tirer les formules analytiques des constantes linéaires

des raideurs, k_{zz} [4]. Dans cette méthode, une force F (ou moment M) est appliquée à l'extrémité libre d'un ressort dans la direction appropriée et le déplacement δ est obtenu en appliquant le deuxième théorème de Castigliano¹ [3]. Notre objectif dans cette étude est d'estimer le déplacement de la membrane, δ_z , résultant d'une pression acoustique, F_z , appliquée dans la direction appropriée, z, pour différents types d'attachements (Figure 4.3). Seuls les déplacements résultant d'une flexion ou/et d'une torsion sont considérés. Les déformations résultant d'un cisaillement, d'un allongement de la poutre, des contraintes résiduelles et du tenseur des contraintes sont négligées. Une introduction sur le principe de la méthode de l'énergie de déformation utilisée pour tirer la matrice des raideurs d'une poutre est donnée dans [26]. Généralement, la poutre simple est l'élément de base d'un flexion plus compliquée, son l'énergie par unité de longueur est donnée par :

$$\frac{dU}{dx} = \frac{M_i(x)^2}{2EI_i}$$
Éq. (4.5)

L'énergie totale de déformation totale, U, d'un système est obtenue en intégrant l'Éq. (4.5) sur toute la longueur d'une poutre élémentaire suivie d'une sommation sur toutes les poutres constituant le ressort :

$$U = \sum_{poutre\ i=1}^{N} \int_{0}^{L_{i}} \frac{M_{i}(x)^{2}}{2EI_{i}} dx$$
Éq. (4.6)

où, L_i est la longueur de la i^{eme} poutre dans la flexion, $M_i(x)$ est le moment de flexion transmis à travers la poutre *i*, *E* est le module d'Young équivalent du matériaux de la structure et I_i , c'est le moment d'inertie² de la poutre *i*, autour de l'axe concerné (l'axe z/x pour les forces *dans/hors* le plan et des couples autour de z/x). Le déplacement en un point *c* dans n'importe quelle direction est données alors en appliquant le deuxième théorème de Castigliano, $\delta_i = dU/dF_i$. Pour une poutre fixe-fixe guidée en translation par son extrémité libre (voir Figure 4.4), le moment de flexion en fonction de l'abscisse *x* est donné, en considérant que le déplacement angulaire θ_v autour de l'axe *y* est nulle, par l'équation suivante :

$$\theta_y = \frac{\partial U}{\partial M_0} = 0 \implies M = F_z \left(\frac{L}{2} - x\right)$$
Éq. (4.7)

où L est la longueur de la poutre.

On appliquant le deuxième théorème de Castigliano, le déplacement maximale d'une poutre fixe-fixe sera exprimer par :

$$\delta_{zz-fixed-fixed} = \frac{dU}{dF_z} = \int_0^L \frac{M}{EI_z} \frac{\partial M}{\partial F_z} dx = \frac{F_z}{Ew} \frac{4L^3}{t^3}$$
Éq. (4.8)

où E est le module d'Young du matériaux et w et t sont, respectivement la largeur et l'épaisseur de la poutre.

¹ Le second théorème de Castigliano stipule que la dérivée partielle de l'énergie de déformation d'une structure linéaire, U, par rapport à une force donnée, F_{i} , a pour valeur la projection du déplacement du point d'application de cette force suivant sa ligne d'action, δ_i . Ce théorème peut s'étendre aux moments appliquée, M_i , et leurs déplacements angulaires correspondants, θ_i .

² Le moment d'inertie quantifie la résistance d'un corps soumis à une mise en rotation (ou plus généralement à une accélération angulaire), et a pour grandeur physique $[M.L^2]$. C'est l'analogue de la masse qui mesure la résistance d'un corps soumis à une accélération linéaire. Cette appellation est aussi utilisée en mécanique des matériaux pour déterminer la contrainte dans une poutre soumise à une flexion. Il s'agit alors d'une notion physique différente, encore appelée moment quadratique, qui a pour grandeur physique $[L^4]$.



Figure 4.4. Illustration du déplacement d'une poutre simple soumise à une force F_z.

L'Éq. (4.8) de la déformation (déflexion) est valide tant qu'on a des déformations et des angles de rotation petites de la poutre. La théorie de faible déformation ne peut être appliquée que si [3] :

$$w \ll \sqrt{\frac{4}{3(1+\nu)}}L \approx L$$
 Éq. (4.9)

où, v est le coefficient de Poisson de l'épaisseur équivalent des couches constituant le bras. La constante linéaire de flexion du ressort dans la direction z, correspondant à quatre ressorts d'attachement, est donné par :

$$k_{zz-fixed-fixed} = \frac{4F_z}{\delta_z}$$
Éq. (4.10)

Pour la structure en forme de la jambe de crabe, la constante de flexion est obtenue avec la même méthode et elle est donnée par l'Éq. (4.11), où L_a et L_b sont, respectivement, la longueur de la cuisse et du tibia (thigh and the shin) [3]. Les fichiers développant le calcul des constantes de raideur des différentes structures de flexion proposées sont données dans l'annexe A. Si nous supposons que $L_b >> L_a$ et que w > t, l'Éq. (4.11) peut être simplifiée par l'Éq. (4.12):

$$k_{zz-Crab \ leg} = \frac{E \ t^3 \ w \left[\left(L_a^2 + L_b^2 \right) + \left(\frac{1}{\kappa} + \kappa \right) L_a L_b \right] \right]}{\left(\frac{1}{24} \left(L_a^5 + L_b^5 \right) + \frac{1}{22} \left(\frac{1}{\kappa} + \kappa \right) \left(L_a^4 \ L_b + L_a \ L_b^4 \right) + \left(L_a^3 \ L_b^2 + L_a^2 \ L_b^3 \right) \right)}$$

$$k_{zz-Crab \ leg} = \frac{E \ t^3 \ w \left[\ L_b + \left(\frac{1}{\kappa} + \kappa \right) L_a \ \right]}{\left(\frac{1}{24} L_b^4 + \frac{1}{22} \left(\frac{1}{\kappa} + \kappa \right) L_a \ L_b^3 + L_a^2 \ L_b^2 \right)}$$

$$\text{Éq. (4.11)}$$

où κ est donné par:

$$\kappa = \frac{2}{(1+v)} \left(1 - \frac{192}{\pi^5} \frac{t}{w} \sum_{i=l,i_{odd}}^{\infty} \frac{1}{i^5} tanh\left(\frac{i\pi w}{2t}\right) \right)$$
 Éq. (4.13)

En utilisant la même méthode, la rigidité du ressort en forme de « U-spring » peut être tirée. Le modèle analytique dérivant la déformation des quatre poutres, dans la direction z est donné par l'équation suivante :

$$k_{zz-}_{U-spring} = \frac{4Et^{3} w \kappa (L_{t} + \kappa (L_{bl} + L_{b2}))(L_{bl} + L_{b2} + \kappa L_{t})}{\left\{ \frac{12L_{bl}L_{b2}L_{t}^{3} + 4\kappa L_{t}(L_{bl} + L_{b2})(L_{bl}^{3} + L_{b2}^{3} + 3L_{bl}L_{b2}L_{t} + L_{t}^{3})}{\kappa^{2} \left[L_{bl}^{5} + L_{b2}^{5} + L_{t}^{5} + (5L_{b1}L_{b2} + 4L_{t}^{2})(L_{b1}^{3} + L_{b2}^{3}) - 2(L_{b1}^{3}L_{b2}^{2} + L_{b1}^{2}L_{b2}^{3}) + 4L_{t}^{3}(L_{b1} + L_{b2})^{2} \right] \right\}}$$

$$(4.14)$$

$$+ \kappa^{3}L_{t} \left[L_{b1}^{4} + L_{b2}^{4} + 2L_{b1}L_{b2}(2L_{b1}^{2} + 2L_{b2}^{2} - 3L_{b1}L_{b2}) + L_{t}^{3}(L_{b1} + L_{b2})^{2} \right] \right\}$$

La constante de ressort pour un ressort en serpentin dans la direction z est donnée par l'Éq. (4.15) pour n est paire, et par l'Éq. (4.16) pour n est impaire, n étant le nombre de méandre de longueur L_a et de largeur L_b .

$$k_{zz-Serpentine} = \frac{4Et^3 w\kappa}{\kappa n^3 L_a^3 + \kappa (n-1) L_b^3 + n (n^2 - 3n + 2) L_a^2 L_b + 3n L_a L_b^2}$$
Éq. (4.15)

$$k_{zz-Serpentine} = \frac{4Et^{3} w \kappa (nL_{a} + \kappa (n-1)L_{b})}{\left\{ \kappa n^{4} L_{a}^{4} + \kappa^{2} (n-1)^{2} L_{b}^{4} + n^{2} (n-1) (n\kappa^{2} + n-2) L_{a}^{3} L_{b} \right\}}$$
Éq. (4.16)

Pour diminuer la constante de raideur et acquérir une souplesse plus élevée dans la direction z, nous devrions prendre le même nombre de connecteurs et des travées dans les poutres (connector and span beams). Alors, la rigidité sera donnée par l'Éq. (4.17) lorsque n est paire et par l'Éq. (4.18) lorsque n est impaire.

$$k_{zz-Serpentine} = \frac{1}{n} \times \frac{4Et^3 w \kappa (\kappa L_a + L_b)}{\kappa^2 n^2 L_a^4 + \kappa L_b^4 + 2(1+n^2) \kappa L_a^3 L_b + (3+\kappa^2) L_a L_b^3 + (n^2+3\kappa-1) L_a^2 L_b^2}$$
(4.17)

$$k_{zz-Serpentine} = \frac{4Et^{3}wn\kappa(L_{a}+\kappa L_{b})(\kappa L_{a}+L_{b})}{\left\{ \kappa^{2}n^{4}L_{a}^{5}+\kappa^{2}n^{2}L_{b}^{4}+n^{2}\kappa(2+n^{2}(2+\kappa^{2}))L_{a}^{4}L_{b}+n^{2}\kappa(4+\kappa^{2})L_{a}L_{b}^{4} \right\}} + \left[n^{4}(1+2\kappa^{2})+n^{2}(2\kappa^{2}+3\kappa-1)-3\kappa \right] L_{a}^{3}L_{b}^{2} + \left[n^{4}\kappa+n^{2}(4\kappa^{2}-\kappa+3)-3 \right] L_{a}^{2}L_{b}^{3} \right\}}$$
(4.18)

2.2.2. Comparaison entre les différents types d'attachement

Sur la base de ses quatre structures de flexion déjà présentées, on a établi quatre modèles d'attachements différents de la membrane (Figure 4.5). Ces modèles sont regroupés deux par deux en fonction de la distance séparant la membrane de l'ancre (substrat) puisque cette distance doit être minimisée au maximum (résultat conclu au chapitre 3). Dans le premier groupe, on trouve les attachements qui assurent la distance de séparation minimale entre le substrat est le bord de la membrane à savoir la jambe de crabe et le méandre. Le deuxième groupe comporte les attachements de types U-spring et serpentine qui ont une séparation plus grande. Les allures des raideurs de ces différents attachements sont tracées sur la Figure 4.5 deux par deux. En comparant les raideurs des deux premiers concepts (a) et (b), nous pouvons constater que la jambe de crabe est légèrement plus souple que le méandre (Figure 4.6a). Pour les deux autres modèles, (c) et (d), on peut remarquer que le ressort en forme de serpentine présente une flexibilité meilleure que la serpentine même si celle-ci comporte un nombre élevé de méandre n (Figure 4.6b). Donc, le choix final de la structure d'attachement se réduit à un choix entre le crab-leg et le U-spring. En évaluant les résultats de calcul de prés, on remarque que la raideur du crab-leg est 4-6 fois plus grande que celui de l'U-spring. Donc, en terme de fréquence de résonance on peut atteindre une fréquence de résonance 2-2.5 fois plus petite en utilisant le U-spring.



Figure 4.5. Vue d'ensemble de différentes conceptions d'attachement (a) Jambe de crabe, (b) méandre, (c) U-spring et (d) la serpentine.



Figure 4.6. Comparaison de la raideur pour les différents types d'attachements donnés dans la Figure 4.5.

2.3. Estimation de la masse équivalente de la membrane

La membrane de notre microphone est constituée d'une plaque carrée, attachée au substrat par quatre bras. Sa masse totale est donc la somme de la masse de la plaque et celle de ses bras d'attachement. La plaque est supposée infiniment rigide et son mouvement s'effectue sans déformation, elle est donc assimilée à une masse mécanique idéale dont l'équation est donnée par :

$$M_{mem} = \rho_0 t a^2$$
Éq. (4.19)

où ρ_0 est la densité volumique équivalente du matériel constituant la membrane et *t* est son épaisseur. En ce concerne le calcul de la masse effective du bras d'attachement, un point important à considérer, c'est sa vibration. En effet, une analyse modale indique que la masse d'une poutre en mode résonnant est inférieure à sa la masse réelle, puisque seule la partie à son milieu (ou à son bout) est en mouvement. En conséquence, la masse équivalente de chaque bras, en vibration harmonique, est exprimée par la notion de masse réduite. Les éléments réduits sont définis par rapport à une référence du système et leurs valeurs sont choisies de telle manière qu'ils remplacent l'effet précis des éléments dispersés dans tout le système au premier mode propre, sa validité est limitée alors à la première fréquence de résonance [12]. La masse réduite d'une poutre, ayant la même épaisseur que la membrane, encastrée d'un seul coté et calculée par rapport au substrat est donnée par l'équation suivante [12] :

$$M_{bras} = 0.236 \rho_0 t l w$$
 Éq. (4.20)

où w désigne la largeur de la poutre et l son longueur. La masse totale de la membrane est donnée en additionnant M_{mem} et M_{bras} .

2.4. Choix des dimensions de la membrane

2.4.1. Validation des calculs de la raideur et de la membrane

Afin de valider les modèles de la masse réduite et de la raideur équivalente proposée aux paragraphes précédents, on a fait secours à quelques puces qui ont été conçus au LIRM de Montpellier, avec une technologie CMOS standard, dans le cadre d'un projet de conception d'un microphone piézorésistif. La structure de la membrane utilisée dans ces microphones est tenue avec quatre bras d'attachements en forme de jambe de crabe. La longueur de la cuisse, L_{al} , et du tibia, L_{bl} , de chaque bras est $440\mu m$ et $20\mu m$, respectivement. Notre objectif derrière cette étude est de trouver la raideur de la fixation du système masse-ressort en passant par la fréquence de résonance, puisque $f_0 = \sqrt{(k/m)/2\pi}$. La membrane de ce microphone, selon son dessin de masques, se compose d'un empilement de toutes les couches d'oxyde disponible dans la technologie, à savoir l'oxyde de champ, l'oxyde entre poly et métal1 et l'oxyde entre les deux métaux, en plus d'une dernière couche de passivation. Les propriétés des ces couches sont données par le Tableau 4.1.

| Couche | Epaisseur t _i [µm] | Module d'Young E _i [GPa] | Densité volumique ρ _i [kg/m³] |
|-------------------------|----------------------------------|--|---|
| oxyde de champ | 0.6 | 70 | 2500 |
| oxyde entre poly-métal1 | 0.6 | 90 | 2500 |
| oxyde entre métaux | 1 | 81 | 2500 |
| Passivation | 1 | 131 | 3100 |

Tableau 4.1. Propriétés des différentes couches utilisées dans le processus de fabrication.

Avec ces valeur, nous pouvons ainsi estimer la valeur de la masse totale, m_{ml} , de la membrane carrée de côté, a_{ml} , égale à $400\mu m$ attachée avec un bras de forme crab-leg de largeur L_{b2} , comme suit :

$$m_{ml} = \sum_{i=l}^{4} t_i \,\rho_i \left(a_{ml}^2 + 0.236 L_{bl} L_{al} \right) = 1.55 \,\mu g \qquad \text{Éq. (4.21)}$$

De la même façon on estime le module de Young moyen, E_{moy} , de l'empilement des couches déposées sur la membrane par cette équation :

$$E_{moy} = \frac{\sum_{i=1}^{4} t_i E_i}{\sum_{i=1}^{4} t_i} = 96.25 Gpa$$
Éq. (4.22)

En appliquant ces estimations, on trouve une flexibilité de flexion K_z égale à 661N/m et une fréquence de résonance théorique de l'ordre de 3286Hz. Une mesure théorique de cette

fréquence de résonance avec un profilomètre vibromètre optique FOGAL a donné la courbe de la Figure 4.7 avec une valeur de la fréquence de résonance égale à *3605Hz*, qui est une valeur très comparable à l'analytique.



Figure 4.7. Détermination des modes propres de la structure avec le profilomètre Fogal.

2.4.2. Calcul des dimensions de la membrane

Divers modèles de bras d'attachement ont été étudiés pour être en mesure d'atteindre la fréquence de résonance assez faible souhaitée de notre microphone électrodynamique. Normalement, cette fréquence de résonance, f_0 , est choisie pour être au voisinage de la fréquence moyenne géométrique 'geometric mean' de la réponse en fréquence du microphone. La moyenne géométrique entre deux fréquences, sur la même échelle numérique, est définie comme suit:

moyenne géométrique =
$$\sqrt{fréquence_{min} \times fréquence_{max}}$$
 Éq. (4.23)

Pour une réponse en fréquence typique dans la bande audible qui s'étend de 20Hz jusqu'à 20kHz, la résonance de la structure de la membrane-ressort sera :

$$f_0 = \sqrt{20 \times 20k} \approx 632.5 Hz$$
Éq. (4.24)

Bien que les résultats de simulation de la Figure 4.6 montrent que l'attachement en forme de U-spring abouti à la meilleure flexibilité, on va considérer, dans un premier temps, une membrane avec l'attachement en forme de crab-leg. La raison de ce choix, c'est que ce dernier permet de réaliser une distance plus petite entre la membrane et le substrat, et cela permet par la suite d'augmenter la sensibilité du microphone. On va chercher donc les dimensions de la membrane qui nous permettent d'atteindre une fréquence de résonance dans la moyenne géométrique de la bande acoustique. Avec un calculateur mathématique, en considérant une largeur de la membrane, w_m , égale à $25\mu m$, le côté de la membrane est trouvé dans l'environ de 1.5mm. La largeur du bras doit être le plus petit que possible pour rapprocher les deux inductances au maximum ce qui permet d'obtenir un champ magnétique *B* plus intense [6].

Pour vérifier ce résultat, on peut développer une équation estimative du côté *a*, en effectuant quelques approximations tel que on néglige la masse réduite des bras et on le simule à une poutre simple. Sous ces hypothèses, une expression simple approximative de l'ordre de grandeur du côté de la membrane peut être donnée par cette expression :

$$a \approx \sqrt[5]{\frac{t^2}{\omega_0^2} \frac{E_{moy} w_m}{\rho_{ox}}}$$
Éq. (4.25)

où E_{moy} est le module d'Young moyen de la membrane, ρ_{moy} est la densité volumique moyenne

2.4.3. Calcul des modes propres de la structure

La modélisation par éléments finis est une méthode de simulation qui est très employée, par exemple dans le domaine de la mécanique pour le calcul des déformations de structures complexes. Cette méthode est particulièrement adaptée pour la modélisation et la simulation des microsystèmes du fait de sa capacité à simuler des systèmes en trois dimensions dans différents domaines d'énergies. Le principe de l'analyse par éléments finis est de rechercher une solution approchée de la solution exacte engendrée par la distribution d'une grandeur physique sur un domaine spatial. Pour cela, les différents volumes du système sont divisés en éléments qui contiennent un ensemble de points appelés nœuds. Les éléments avec leurs nœuds sont à la base du maillage (meshing). Le logiciel d'analyse en éléments finis ANSYS est l'un des logiciels les plus efficaces non pas seulement dans les secteurs classiques de la simulation comme l'automobile mais également dans les branches plus récentes comme la microtechnique, la microélectronique ou l'industrie médicale.

Afin de justifier les dimensions calculées pour notre structure une analyse harmonique est menée avec ANSYS[©] Workbench. Cette analyse nous permet de connaître les différents modes de vibration de la structure, en d'autre sa fréquence naturelle de résonance (si on considère que le premier mode de vibration). La Figure 4.8 nous montre les simulations des six premiers modes de vibration des structures. Les dégradés de couleurs correspondent au fléchissement de la structure. Nous nous intéressons uniquement au premier mode de vibration de la structure, (égale à 861Hz), qui est comparable à celui estimé dans le paragraphe précédent. La première fréquence de résonance détermine la bande passante dans lequel le capteur devra fonctionner.



Figure 4.8. Modes de résonance simulés d'une membrane carrée attachée par quatre bras en forme de crab-leg (respectivement en Hz : 861,1219, 1468, 8360, 13761 et 14481).

2.4.4. Etude statique de la membrane

Cette simulation à pour but de déterminer la déflexion statique de la membrane et la comparée avec celle donnée par l'équation de vibration d'Alembert (Éq. (4.1)). En régime statique on a :

$$kx = f_{ext} \implies x = \frac{pa^2}{k}$$
 Éq. (4.26)

Pour une membrane de côté, *a*, égale à 1.5mm et une largeur des bras égale à $25\mu m$, la raideur du ressort correspondante est de 0.231N/m. Si on considère une pression acoustique, *p*, égale à 1Pa, l'Éq. (4.26) estime que le déplacement statique de la membrane sous l'effet de *p* est égal à $9.75\mu m$. En outre, une simulation réalisée sous ANSYS[©] Workbench, nous donne une amplitude du déplacement statique égale à $6.41\mu m$ (voir Figure 4.9), ce qui présente une assez bonne concordance avec la théorie et permet une autre fois de valider l'équation de la rigidité de la flexion du crab-leg.



Figure 4.9. Simulation statique de la flèche de la membrane.

3) Modélisation électro-acoustique du microphone inductif

Un transducteur électroacoustique est un système qui transforme l'énergie recue sous une forme acoustique en énergie électrique. Dans le cas du microphone, le signal d'entrée est transféré à partir du domaine acoustique (pression acoustique) en passant par le domaine mécanique (déformation de la membrane) pour arriver au domaine électrique (variation du champ magnétique B, dans notre cas). L'étude de ces transducteurs électroacoustiques est communément réalisée à l'aide de schémas électriques équivalents en constantes localisées [7][8] traduisant les comportements électrique, mécanique et acoustique du système. Cette approche reste valide dans le cas où la longueur de la plus haute onde acoustique dans le spectre envisagé (f=20kHz, $\lambda=17mm$) demeure grande devant les dimensions du microphone. Dans le cas inverse, l'interaction entre le microphone avec le champ sonore peut provoquer une diffraction du son vers les hautes fréquences. Cela introduira des erreurs dans la réponse en fréquence [10]. Pour constituer un système à constantes localisées équivalent à un dispositif physique, siège de phénomènes électromagnétique, mécanique ou acoustique, un modèle doit être bâti par analogie avec les différents domaines intervenants. Le but de réaliser ces analogies est de faciliter la solution des problèmes mécaniques et/ou acoustiques des systèmes vibrants en convertissant ces problèmes dans les analogies électriques correspondantes et en résolvant les circuits électriques résultants par la théorie classique du circuit électrique. Les types d'éléments acoustiques rencontrés présentent une résistance, une masse ou une compliance, suivant la clôture de la conduite modélisée et la manière avec laquelle elle se comporte vis à vis d'un écoulement acoustique. Dans un tel modèle, la pression acoustique correspond à une tension, le débit acoustique à un courant et le déplacement volumique à une charge électrique (voir Tableau 4.2).

| Paramètre Acoustique | Unité | Paramètre électrique équivalent | Unité | Paramètre mécanique équivalent | Unité |
|---|----------------------------------|------------------------------------|----------|---|-------|
| Pression, p | $Pa = N/m^2$ | Tension, U | V | Force, <i>F</i> | Ν |
| Débit, q | m^3/s | Courrant, I | A | Vitesse, v | m/s |
| Déplacement, y | m^3 | Charge, Q | C [As] | Déplacement, <i>x</i> | т |
| Compliance, C_a | $m^3/Pa = m^5/N$ | Capacitance, C_e | F | Compliance, C_m | m/N |
| Raideur | $\frac{Pa/m3}{= N/m^5}$ | 1/ Capacitance | F^{I} | Raideur | N/m |
| Masse acoustique, M_a | $kg/m^4 = Ns^2/m^5$ | Inductance, L_e | Н | Masse, M_m | Kg |
| <i>Résistance acoustique,</i> <i>R_a</i> | Pas/m^3 = Ns/m ⁵ | Résistance, R _e | Ω | Résistance, <i>R</i> _{<i>m</i>} | Ns/m |

Tableau 4.2. Analogie acoustique / électrique / mécanique.

Lorsqu'on applique l'analogie entre les différents domaines d'énergie, un système à constantes localisées de la structure du microphone peut être proposé. Cette analogie consiste à mettre en série tous les éléments qui sont traversés par le même flux de vitesse et mettre en parallèle les éléments correspondants à une addition de ces flux. La modélisation en éléments localisés peut déterminer la sensibilité, la réponse en fréquence, notamment l'amplitude et la phase, l'impédance acoustique complexe de la membrane, l'impédance électrique et le bruit électrique intrinsèque du microphone.

3.1. Modélisation en éléments localisés de la structure du microphone

La structure du microphone électrodynamique peut être schématisée par un circuit mécanoacoustique dont sa coupe transversale est donnée sur la Figure 4.10a. Elle est constituée d'une membrane suspendue, qui sépare la chambre arrière de l'air ambiant, à l'aide de quatre bras d'attachement qui vont jouer le rôle d'un ressort mécanique de rappel. Le seul mouvement possible est une oscillation harmonique suivant la normale autour de sa position d'équilibre (ou de repos) qui s'amorti progressivement jusqu'à l'arrêt. Cet amortissement provient d'une part du rayonnement acoustique et des forces de réaction du milieu s'opposant au mouvement et d'autre part, des pertes d'énergie par frottements internes dans la suspension. Le modèle électroacoustique à constantes localisées équivalent, montré sur la Figure 4.10b, se compose essentiellement de cinq éléments: {1} l'impédance de rayonnement, générée par le mouvement de la membrane, représentée par M_{rad} et R_{rad} , {2} l'impédance de la membrane en soit représentée par M_{mem} et C_{mem} , {3}, l'impédance des trous autour des bras d'attachement de la membrane représentée par M_{slit} , R_{slit} , $\{4\}$ l'impédance des ouvertures dans la membrane représentée par M_{slit} et R_{slit} , {5} la compliance acoustique de la cavité sous la membrane représentée par Cback. Dans notre modèle électro-acoustique, la tension est représentée par la pression acoustique agissant sur la membrane, $p_{in}(t)$, et le courant par le

débit acoustique, q(t). Par la suite une explication de chaque élément du circuit équivalent est détaillée.



Figure 4.10. (a) Coupe transversale du circuit mécano-acoustique équivalent (b) Le modèle électroacoustique à constantes localisées, de la structure du microphone électrodynamique.

3.1.1. Impédance de rayonnement

La face avant de notre transducteur électroacoustique est constituée d'une membrane carrée plate, mince et rigide, suspendue à travers quatre bras attachés au substrat. Pour les petites dimensions de la membrane par rapport à la longueur d'onde, λ , l'effet de phase³ et la diffraction deviennent négligeable et la force développée par la pression ne dépend pas de l'angle d'incidence (microphone omnidirectionnel). Cela revient à dire que la membrane se comporte comme un piston rigide de surface active *S* [13]. Lorsque la membrane vibre, en accord avec la pression acoustique, une onde sonore est générée en contact avec les particules de l'air ambiant et rayonne vers l'extérieur, elle agit comme un haut-parleur. Ce mécanisme peut être important si la longueur de l'onde acoustique est inférieure ou égale à une certaine dimension de l'élément mécanique, ce qui est rare dans les MEMS. Le rayonnement d'un piston carré est représenté par une impédance mécanique de rayonnement, Z_{rad} , constituée de deux termes qui sont la masse de rayonnement, M_{rad} , et la résistance de rayonnement R_{rad} [11]. L'impédance mécanique Z_{rad} , est donnée par l'équation suivante :

$$\underline{Z_{rad}^{m\acute{e}}} = c_{air} \rho_{air} \left[\theta_0(ka) - i\chi_0(ka) \right]$$
Éq. (4.27)

où *a* est la longueur du côté de la membrane carré, le c_{air} est la vitesse du son dans l'air, ρ_{air} est la densité de l'air, *k* est le nombre d'ondes qui est égal à ω/c_{air} (ou bien $2\pi/\lambda$, λ :longueur d'onde) et θ_0 et χ_0 sont donnés par :

$$\theta_0(x) = I - \frac{2}{x} J_1(x), \quad \chi_0(x) = \frac{2}{x} H_1(x)$$
 Éq. (4.28)

où J_1 et H_1 représentent les fonctions de Bessel de première espèce et la fonction de Struve d'ordre un, respectivement. Un développement en série de Fourrier pour J_1 et H_1 quand $ka \rightarrow 0$ donnera l'expression suivante qui peut être considérée comme un couple de résistance et de masse acoustique :

$$\underline{Z_{rad}^{m\acute{e}}} = \frac{c_{air}\rho_{air}}{a^2} \left[\frac{1}{8} (ka)^2 - i\frac{4}{3}\frac{ka}{\pi} \right] = \frac{1}{8} \frac{\rho_{air}}{c_{air}} \omega^2 - j\frac{4}{3\pi} \frac{\rho_{air}}{a} \omega = R_r + jM_r \qquad \text{Éq. (4.29)}$$

³ L'effet de phase apparaît lorsque la forcé développée sur une face dépend de l'angle d'incidence dans cas elle sera plus faible que celle en direction normale : la directivité du microphone apparaîtra.

Le signe négatif dans l'expression de M_r indique que vers les basses fréquences, la vitesse des particules de l'air est en avance de phase de 90° par rapport à la pression.

3.1.2. Impédance de la membrane et des bras d'attachement

La membrane tendue avec les bras d'attachement de la structure du microphone électrodynamique représente un résonateur mécanique. C'est l'élément clés dans la transduction mécanique acoustique. On suppose initialement que le micro-usinage en volume est assez profond, donc la membrane peut vibrer sans déformation ni amortissement. En considérant que la membrane se comporte comme un piston d'une masse m et de section S rappelée par une force élastique (due à son élasticité k), son impédance mécanique est donnée alors par la somme de l'impédance de la plaque en vibration et celle des bras d'attachement. Les bras de la membrane en vibration sont modélisés par une impédance mécanique composée d'une masse réduite et d'une compliance idéale C_{mem} . La compliance est un composant dénué de masse, donnant lieu à une force de rappel qui y est proportionnelle. La valeur de la compliance, C_{mem} , des bras est inversement proportionnelle à leurs raideurs mécanique, k_{zz} . Le deuxième terme de l'impédance des bras, est la masse équivalente du bras en vibration harmonique avec la membrane et donnée par l'Éq. (4.20). Donc, l'impédance totale du système est exprimée par :

$$\underline{Z_{mem}^{m\acute{e}}} = M_{mem} + M_{bras} + \frac{1}{j\omega C_{mem}}$$
Éq. (4.30)

L'introduction des transformateurs [8], permet d'avoir différents domaines sur le même circuit linéaire, de ce fait, la modélisation des problèmes couplés est énormément simplifiée. Le schéma direct d'un système mécanoacoustique se ramène toujours à celui de la Figure 4.11a, dans lequel le couplage mécanoacoustique est modélisé par un transformateur idéal. Dans ce cas, le couplage est géré par le couple d'équations F=pS et v=-q/S.

Dans la pratique, un transformateur est toujours accompagné par des impédances à l'entrée et à la sortie, voir Figure 4.11b. Dans un système du microphone, la partie mécanique est modélisée par une source de force F et une impédance Z_m et la partie acoustique par une source de pression acoustique p et une impédance Z_a . Le montage de la Figure 4.11c, est l'équivalent acoustique de celui de la Figure 4.11b avec un primaire ramené au secondaire, donc on n'aura pas avoir recours au transformateur. On y retrouve les impédances et les sources équivalentes données par $Z_{am}=Z_m/S^2$ et $p_F=F/S$. De cette manière, l'impédance acoustique totale de la membrane avec les quatre bras d'attachement et donnée en divisant l'impédance acoustique par S^2 , et sera exprimée par l'équation suivante :



Figure 4.11. Représentation du couplage mécanoacoustique en forme de (a) transformateur entre les deux domaines (b) schéma de couplage (c) schéma acoustique équivalent.

3.1.3. Impédance d'air à travers des ouvertures de la membrane

Il est nécessaire pour le fonctionnement du microphone de considérer deux sortes de fentes. Les fentes se trouvant sur les deux côtés du bras d'attachement servent pour assurer une certaine souplesse à la membrane du microphone. Les secondes placées au milieu de la membrane servent à faciliter la pénétration de la solution de gravure du dessous de la membrane lors du micro-usinage du silicium. Une fente est considérée comme étroite si sa largeur w_h est inférieure à $0,003/\sqrt{f}$ [8]. Le passage des ondes sonores dans une fente étroite est influencé par la résistance acoustique qui est due à la viscosité de l'air. Dans ce cas le flux d'air, supposé être incompressible, à travers les fentes crées dans la membrane, peut être décrit par une impédance acoustique. Cette impédance Z_{open} , en négligeant la correction d'extrémité, peut être décrite par une résistance acoustique en série avec une masse par l'équation suivante [8] :

$$\underline{Z_{open}} = \frac{12\eta_{air}t}{aw_h^3} + j\omega\frac{6\rho_{air}t}{5aw_h}$$
Éq. (4.32)

où η_{air}^4 et ρ_{air}^5 sont la viscosité et le coefficient de densité de l'air à 20°C, respectivement.

3.1.4. Impédance acoustique de la cavité

Étant donné que le volume d'air dans la cavité arrière de la membrane, clos (fermée) à son extrémité, est compressible, on peut l'assimiler à une compliance acoustique. Cette considération est valide dans le cas où son côté est compris entre environ $0.05 \times \sqrt{(\pi/f)}$ et $(10 \times \sqrt{\pi})/f$ [8]. En supposant qu'aucun écoulement significatif n'est présent dans la cavité arrière et que l'air est un gaz parfait, l'impédance de la compliance acoustique est donnée par l'équation suivante [8]:

$$\underline{Z_{back}} = \frac{\rho_{air}c_{air}^2}{j\omega V}$$
Éq. (4.33)

où V est le volume de la cavité arrière. La masse équivalente dans la cavité arrière sera négligée dans notre modèle. Le Tableau 4.3 récapitule les impédances acoustiques des différents éléments simulés dans le circuit. La masse de notre membrane est évaluée à 13.4µg.

| Composant équivalent | Masse [kg/m ⁴] | <i>Résistance [kg/s.m⁴]</i> | <i>Capacitance</i> [kg/m ⁴] |
|--------------------------|----------------------------|--|---|
| impédance de rayonnement | 364.21 | $4.42 \ 10^{-4} \ \omega^2$ | |
| impédance de la membrane | 3400.14 | | 1.63 10-11 |
| impédance des ouvertures | 167.93 | 2.86 10 ⁺⁹ | |
| impédance de la cavité | | | 7.65 10 ⁻¹⁵ |

Tableau 4.3. Valeurs de composantes de simulation du circuit électroacoustique.

3.2. Réponse en fréquence du microphone

La sensibilité du microphone est généralement représentée par le rapport entre la tension de sortie et la pression acoustique incidente sur la surface de la membrane [14]. Pour la plupart des applications, la sensibilité du microphone doit être relativement plate et indépendante de

⁴ $\eta_{air} = 1.56 \cdot 10^{-5} m^2/s$

 $^{^{5}\}rho_{air} = 1.21 \text{ kg/m}^{3}$

la fréquence de l'onde incidente. Comme il a été déjà mentionné dans §2.1, deux types de microphones à action en pression peuvent être distingués, à savoir : {i} à conversion en vitesse et contrôle résistif ou {ii} à conversion en déplacement et contrôle par compliance. En effet, pour un microphone la vitesse de vibration de la membrane, v_m , est proportionnelle à l'inverse de l'impédance totale du circuit acoustique équivalent ($v_m \equiv 1/Z_{équ}$). De ce fait, pour un microphone à conversion en vitesse, l'exigence générale d'une sensibilité indépendante de la fréquence dans la gamme de fréquence prévue, conduit à la condition que $Z_{équ}$ est purement résistif. Donc, le pic de résonateur du système membrane avec les bras doit être atténué (ou bien contrôlé) par une résistance. En utilisant un raisonnement similaire, et sachant que pour une onde plane progressive, la pression et la vitesse des particules sont en phase les unes par rapport aux autres ($\xi_m = v_m/j\omega$), on retrouve que $Z_{équ}$ doit être purement capacitif. Donc pour le microphone à conversion en déplacement, le résonateur (membrane+bras) doit être contrôlé par compliance et sa fréquence de résonance f_0 doit être placée à la limite supérieure de la largeur de bande planifiée.

3.2.1. Sensibilité du microphone sans amortissement

L'allure de l'impédance acoustique équivalente, $Z_{\acute{equ}}$, de l'ensemble du circuit est évaluée sur la Figure 4.12a, pour déterminer le mode de conversion du circuit. On voit, que la courbe de l'impédance équivalente est dominée par l'impédance de la cavité arrière du microphone $(Z_{\acute{equ}} \equiv Z_{back})$, d'où on peut déduire que le mode d'action approprié de notre structure sera en déplacement. A partir du schéma équivalent du microphone, le déplacement de la membrane est donné par l'équation suivante :

$$\underline{\xi_m} = \frac{p_{in}}{j\omega Z_{\acute{equ}}^{ac} S} \frac{\underline{Z_{open}^{ac}}}{Z_{open}^{ac} + \underline{Z_{mem}^{ac}}}$$
Éq. (4.34)

Le coefficient $Z_{open}/(Z_{open} + Z_{mem})$ vient du faite que l'onde incidente se divise en deux parties, une partie qui va heurter la membrane et une autre traversera les ouvertures, d'où on peut le modéliser par un diviseur de courant. Les ouvertures dans la membrane, d'impédance Z_{slit} , jouent un rôle similaire à une conduite d'échappement (vent) dans les microphones capacitifs. Leurs utilités seront d'égaliser la pression dans la cavité avec celle de l'air ambiante à l'extérieure (atmosphérique) et par la suite éliminer l'effet des vibrations de la pression barométrique, qui entraînerait sinon une déformation statique de la membrane. L'impédance de cet anus d'égalisation est choisie de valeurs telles que dans la largeur de bande du microphone le débit dans l'anus soit négligeable. L'allure du déplacement de la membrane, comme montre la Figure 4.12b, est plate et indépendante de la fréquence.

Pour une sensibilité aplatie aux bornes du secondaire, sachant que celui-ci effectue un déplacement constant sur toute la bande de fréquence, on doit réaliser une tension électrique qui dépend uniquement du déplacement. De ce fait, l'expression de la tension de sortie qu'on peut utiliser et celle donnée par l'Éq. (3.42), exprimée dans le cas où on a une polarisation AC des deux bobines primaire et secondaire. La sensibilité du microphone est tracée sur la Figure 4.13, et son équation est donnée par l'expression suivante :

$$S = \frac{\Delta V}{\Delta P} = \frac{n_1 n_2 A_2 \omega_c I_0 \underline{\xi}_m^2}{2p_{in}}$$
Éq. (4.35)



Figure 4.12. *Allure (a) de l'impédance acoustique équivalente (b) du déplacement, de la membrane en fonction de la fréquence de l'onde incidente.*



Figure 4.13. Allure de la sensibilité du microphone en fonction de la fréquence dans le cas d'une polarisation en AC.

Dans les basses fréquences, la réponse est déterminée par l'impédance des ouvertures autour des bras (trou d'échappement) tandis que vers les hautes fréquences, la réponse est déterminée en grande partie par la résonance de la masse de la membrane et la compliance de la chambre d'air par dessous. Dans la bande de fréquence audible, la sensibilité de la structure du microphone est pratiquement aplatie, néanmoins, sa valeur est au-dessous du niveau du bruit (de l'ordre de 10^{11} V/Pa). En plus, ce qui est le plus important, c'est que le principe de la conversion en déplacement est contrôlé par compliance, ce qui n'est pas le principe utilisé dans les microphones électrodynamiques conventionnels.

3.2.2. Sensibilité du microphone avec amortissement

Il s'agit de déterminer à quelles conditions, on peut concevoir un microphone à mode d'action en pression et conversion en vitesse. Pour obtenir une sensibilité indépendante de la fréquence du microphone électrodynamique, le module de $\underline{Z}_{\acute{equ}}$ doit être constant dans la gamme des fréquences prévues. Pour ce faire, le pic de résonance de la membrane, f_0 placé au milieu géométrique de la bande passante, doit s'amortir par l'effet d'une résistance. Initialement, $\underline{Z}_{\acute{equ}}$ est pratiquement équivalente à la compliance acoustique de la cavité du boîtier au dessous de la membrane. Afin de réduire cet effet, il faut introduire une résistance acoustique pour amortir la vibration de la membrane autour de la fréquence de résonance en gardant le principal point fort de la conception de notre microphone, qui est l'utilisation d'un procédé de fabrication standard. Dans le cas où la profondeur du micro-usinage en volume du silicium est comparable à la dimension de la membrane, ceci est modélisé par une chambre d'air. Dans le cas contraire, c'est-à-dire une profondeur de gravure très petite, on va avoir un amortissement visqueux produit par la compression de l'air entre la membrane en vibration et le fond de la gravure « squeeze film damping ». Cet amortissement visqueux provient de l'interaction de l'air ambiant avec une structure mécanique en mouvement. Comme tous les phénomènes surfaciques, il a une influence beaucoup plus grande à l'échelle microscopique qu'à l'échelle macroscopique. Ainsi, dans le cas d'une microstructure se déplaçant perpendiculairement au substrat (Figure 4.14), on a communément recours à l'équation de Reynolds pour déterminer les forces d'amortissement [21]. Cette équation, qui décrit les couches minces de gaz en compression, est exprimée comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\rho G^3 \frac{\partial p}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\rho G^3 \frac{\partial p}{\partial y} \right) = 12\eta \frac{\partial (\rho G)}{\partial t}$$
 Éq. (4.36)

où p désigne la variation de la pression ambiante, p_0 la pression de référence du fluide non perturbé, η la viscosité du fluide, ρ sa masse volumique, G la hauteur du gap d'air à un instant donné. Plusieurs hypothèses sont considérées pour linéariser l'équation de Reynolds, par exemple, petits déplacements (par rapport à l'entrefer), faibles variations de la pression par rapport à la pression de référence, rigidité de la structure, pour arriver à une forme simplifiée. Finalement, pour deux plaques rectangulaires de longueur L et de largeur B, qui ne sont pas perforés, le coefficient d'amortissement mécanique est donné par [22]:

$$b_{rec} = \frac{\eta_{air} LB^3}{G_0^3} \beta \left(\frac{B}{L}\right)$$
Éq. (4.37)

où G_0 définit l'épaisseur de référence du gap d'air autour du quel oscille la structure *et* β est une fonction du rapport *B/L*, donnée par [22] :

$$\beta\left(\frac{B}{L}\right) = \left\{ I - \frac{192}{\pi^5} \left(\frac{B}{L}\right)_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n^5} tanh\left(\frac{n\pi L}{2B}\right) \right\}$$
Éq. (4.38)

Pour une membrane carrée, la fonction β est évaluée à 0.42, par la suite l'équivalent acoustique du coefficient d'amortissement est donné, en divisant par le carré de la surface de la membrane, par une résistance exprimée par l'équation suivante :

$$R_{squeeze}^{ac} = 0.42 \frac{\eta_{air}}{G_0^3}$$
 Éq. (4.39)

Dans le microphone capacitif, la sensibilité du microphone est proportionnelle à la distance entre les deux plaques vibrantes. De ce fait, la membrane est souvent perforée afin de les rapprocher le plus possible en réduisant l'effet de la viscosité de l'air entre eux. Dans notre configuration, ce problème ne se pose pas, puisque le rapprochement qu'on doit réaliser et un rapprochement horizontale et pas verticale, c'est-à-dire que les diamètres moyens des deux bobines doit être le plus proche que possible.



Figure 4.14. Illustration de l'effet d'amortissement visqueux par compression « sqeeze film damping » pour une oscillation verticale de la membrane.

Le nouveau circuit équivalent de la structure du microphone est réalisé en substituant la capacitance de la cavité par la résistance donnée dans l'Éq. (4.39). Dans cette configuration, il faut que la membrane soit placée dans une position verticale où le champ magnétique *B* est constant et maximale (voir Figure 4.14). En faisant varier la distance G_0 , les allures de l'impédance totale du circuit équivalent sont montrées sur la Figure 4.15a et la vitesse de vibration de la membrane sur la Figure 4.15b. Avec le même raisonnement qu'avant, pour une sensibilité totalement aplatie du microphone, la membrane effectue une vitesse constante sur toute la bande de fréquence dans un champ sonore ayant une pression constante, il faut avoir une équation de la tension induite fonction d'une seule grandeur qui est la vitesse. Donc il faut choisir le cas ou on a une polarisation DC avec élévation de la membrane. La sensibilité du microphone est tracée alors sur la Figure 4.16, et son équation est donnée par l'expression suivante :



Figure 4.15. Allure (a) de l'impédance acoustique équivalente (b) du déplacement, de la membrane en fonction de la fréquence de l'onde incidente pour différentes valeurs de la distance G_0 .

La sensibilité du microphone est déterminée en premier lieu par la résonance de la structure, qui est régie par la masse et la constante de flexion, et en second lieu par l'amortissement qui est fonction de l'écoulement de l'air entre la chambre arrière et l'air ambiant. On remarque que lorsque l'épaisseur du gap d'air augmente, la sensibilité du circuit augmente aussi mais au détriment de la bande passante. De ce fait, le gap d'air doit être très soigneusement optimisé afin de réaliser une bande passante acceptable et suffisante. D'après la Figure 4.16 on peut atteindre des sensibilités dans les zones des dizaines de μV comme montre le Tableau 4.4.

La bande passante de notre microphone dynamique est limitée dans le bas du spectre notamment par la taille de la membrane et la rigidité de la fixation élastique, qui ne permet pas à la bobine de reproduire les variations amples de la pression acoustique (faible vitesse et grande élongation). Dans le haut du spectre, la chute de la bande passante s'explique essentiellement par l'effet d'inertie de la bobine qui la laisse insensible aux petites variations acoustiques de faible énergie (grande vitesse et faible élongation). Le choix des caractéristiques du microphone (longueur de la bobine, taille de la membrane, souplesse de la fixation) ne peut permettre à la fois une conversion fidèle en basse et en haute fréquence, puisqu'il doit théoriquement se faire de façon opposée dans chacune de ces zones fréquentielles. Par exemple, la fixation élastique doit être souple en basse fréquence et rigide en haute fréquence pour permettre les oscillations rapides de la bobine. Ou encore, la bobine doit être légère et donc de taille réduite en haute fréquence, mais de longueur importante en basse fréquence pour induire une forte énergie électrique (loi de Faraday). Les caractéristiques d'un microphone électrodynamique résultent par conséquent d'un compromis et doivent être adaptées au spectre fréquentiel du signal sonore à transcrire.



Figure 4.16. Allure (a) de la vitesse (b) de la sensibilité, de la membrane en fonction de la fréquence de l'onde incidente pour différentes valeurs de la distance G_0 .

| Épaisseur du gap d'air G ₀ , [µm] | Sensibilité S, [µV/Pa] | Bande passante [Hz] |
|---|---------------------------|------------------------|
| 70 | 58 | 110 - 2,45k |
| 60 | 36,45 | 72 - 3.8k |
| 50 | 21,11 | 44 - 6.2k |
| 40 | 10.81 | 24 – 11.2k |
| 30 | 4.56 | 12 – 21.8k |

Tableau 4.4. Sensibilité et bande passante simulées du microphone
en fonction de l'épaisseur du gap d'air.

3.3. Bruit du microphone

Généralement, le signal issu d'un capteur micro-usiné est très faible. Spécifiquement, notre capteur acoustique délivre une tension induite très faible, de l'ordre de quelques microvolts à quelques dizaines de microvolts. Avec un tel signal, l'étude des sources de bruit devient une nécessité. Une évaluation des trois types de bruit qui existent dans notre système s'impose. Le bruit thermomécanique de la structure mécanique (membrane suspendue), le bruit Johnson et le bruit de fond des transistors MOS appartenant au circuit d'amplification. Puisque la partie amplification ne va pas être abordée durant cette thèse, on va se contenter de l'étude du bruit thermomécanique et Johnson.

3.3.1. Bruit Brownien de la membrane

Le bruit thermomécanique d'un système membrane-bras (masse-ressort) actionné sous une pression atmosphérique, est représenté par un bruit Brownien. En effet, le bras est en contact thermique avec le reste du dispositif expérimental, que l'on peut considérer comme un thermostat à la température T. Cette température étant non nulle, un certain nombre de modes de phonons vont être thermiquement (naturellement) excités conduisant le bras à osciller [15]. Ainsi, en absence de toute force extérieure, le levier vibrera avec une moyenne quadratique de l'amplitude (ou efficace) $\underline{x_{rms}} = \sqrt{\langle x^2 \rangle}$ vérifiant le théorème d'équipartition de l'énergie [17]. Selon ce principe, chaque mode de vibration dans un système qui est en équilibre thermique et contribue un terme quadratique de l'énergie telles que l'énergie cinétique ou l'énergie potentielle aura une énergie moyenne égale à $k_BT/2$, où k_B est la constante de Boltzmann⁶ et T est la température ambiante⁷. Ainsi, pour une poutre en vibration l'énergie cinétique associée au premier mode permet d'écrire cette équation [19]:

$$\frac{1}{2}k\overline{x^2} = \frac{1}{2}k_B T$$
 Éq. (4.41)

En réalité, les modes de vibration du levier autres que le fondamental possèdent également une amplitude thermique non nulle. Cependant, leurs constantes de raideur effectives étant beaucoup plus élevées que celle du mode fondamental, ils ne contribuent que de façon négligeable à la valeur de x_{rms} , ce qui justifie le traitement du bruit thermique dans le cadre du premier mode de résonance [18].

Les vibrations de la poutre peuvent être vues comme étant induites par une force stochastique $f_n(t)$ de moyenne nulle, c'est-à-dire une force de bruit blanc. Afin de trouver l'expression de f_n , la moyenne du carré de la position peut être trouvée en utilisant la fonction de transfert donnée par l'Éq. (4.1) (on remplace f_{ext} par f_n) et en intégrant sur toutes la bande de fréquence comme suit :

$$\overline{x^2} = \frac{\overline{f_n^2}}{k^2} \int_0^\infty \frac{1}{\left[1 - (\omega/\omega_0)^2\right]^2 + \omega^2/(Q\omega_0)^2} df$$

$$= \overline{f_n^2} \frac{\omega_0 Q}{4k^2}$$

(4.42)

En substituant l'Éq. (4.42) dans l'Éq. (4.41), le bruit de la force est égal :

 $^{6} k_{B} = 1,38 \cdot 10^{-23} J/K$

⁷ Le kelvin est l'unité SI de température en thermodynamique (0 K est égale à -273,15 °C)

$$\overline{f_n} = \sqrt{4bk_BT} \quad \left(N/\sqrt{Hz}\right) \implies S_{f_n} = 4\Gamma k_B T = \frac{4k_BTk}{\omega_c Q}$$
Éq. (4.43)

Cette valeur est reconnue comme étant l'analogue à la amplitude de bruit équivalent d'une résistance de valeur, R, qui est égale au coefficient d'amortissement, b [16]. On note que la densité spectrale de puissance de force est indépendante de la pulsation du fait de sa nature de bruit blanc, contrairement à la densité spectrale de puissance d'amplitude.

On peut également donner une description du spectre de bruit en amplitude de vibration $S_x(\omega)$. Il correspond au bruit blanc S_{f_u} , amplifié par la fonction de transfert $G(\omega)$ du levier :

$$S_{x}(\omega) = |G(\omega)|^{2} S_{f_{n}}(\omega)$$

$$= \frac{4k_{B}Tk}{\omega_{c}Q} \left(\frac{\omega_{c}^{2}}{k}\right)^{2} \frac{1}{\left(\omega_{c}^{2} - \omega^{2}\right)^{2} + \left(\frac{\omega_{c}\omega}{Q}\right)^{2}}$$
Éq. (4.44)

On retrouve finalement l'équation suivante de l'amplitude de vibration du bruit Brownien :

$$\overline{x} = \frac{\sqrt{4bk_BT}}{k} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{Q\omega_c}\right)^2}} \quad \left(m / \sqrt{Hz}\right)$$
Éq. (4.45)

De ce fait, les poutres avec des grandes constantes de flexion et de faibles coefficients d'amortissement se traduiront par une position basse de bruit brownien comme montre la Figure 4.17.



Figure 4.17. Densité spectrale du bruit Brownien dans la membrane.

3.3.2. Bruit thermique (Johnson)

Le mouvement instantané des composantes mécaniques est affecté par l'agitation thermique moléculaire, ce qui donne ensuite lieu à des bruits thermiques (bruit de Johnson ou Johnson-Nyquist). L'origine physique du bruit thermique réside dans les mécanismes de dissipation dans les systèmes mécaniques tels que l'amortissement dans les ressorts, amortissement de l'air entre deux surfaces parallèles etc.. Pour un capteur miniaturisé, tel qu'un microphone, son signal de sortie, ayant généralement une faible amplitude, peut être très gravement affectés par le bruit thermique si les caractéristiques d'amortissement de la structure du capteur ne sont pas correctement conçu.

L'estimation du bruit dans le microphone peut être faite d'une façon très pratique en utilisant le modèle du circuit équivalent. Pareil comme le cas pour un circuit électrique, dans notre modèle équivalent, les résistances acoustiques sont eux qui construisent principalement les sources du bruit du microphone plus que les éléments du circuit réactif. De ce fait, il existe deux sources de bruit (résistances) dans un microphone, voir le modèle de circuit équivalent représenté sur la Figure 4.10. La résistance équivalente de l'amortissement de la membrane produit par radiation et la résistance d'égalisation de la pression statique. Le bruit de pression produit par une résistance acoustique est défini par la formule ci-dessous. Le modèle de bruit couramment utilise pour les résistances est un bruit blanc, de densité spectrale donnée par l'équation suivante :

$$S_R = 4k_B T R$$
 Éq. (4.46)

où R est la somme des valeurs de la résistance mécanique des trous d'échappement et de la radiations de la membrane. Dans la pratique, le bruit produisant l'amortissement du diaphragme est plus important, car le bruit produit par l'égalisation de pression de ventilation est inférieur à celui du préamplificateur à n'importe quelle fréquence [20]. Le spectre de bruit final d'un microphone ressemble à sa réponse en fréquence de pression. Le bruit de la résistance des ouvertures de gravure est estimé à 3.58 10^{-11} et celle de radiation est donnée sur la Figure 4.18.



Figure 4.18. Densité spectrale du bruit Johnson dans la membrane.

Comme prévue la densité spectrale du bruit est comparable à la sensibilité dans le cas ou on a un microphone sans amortissement (à conversion en élongation) et elle est largement inférieur au microphone à conversion en vitesse.

4) Conclusion

Ce chapitre commence par une introduction sur les spécifications des microphones électrodynamiques par rapport aux électrostatiques. En effet, les microphones utilisant un champ magnétique comme moyen de transduction, ont une fréquence naturelle de vibration placée au centre de la gamme de fréquences du microphone. Afin de parvenir à la caractéristique de réponse en fréquence désirée, couvrant toute la bande audible, plusieurs modèles d'attachement ont été présentés, étudiés et comparés. Ces modèles renferment les structures les plus utilisées dans la conception de microsystème tel que le crab-leg, le méandre, le U-spring et la serpentine. Nous avons constaté que, pour des dimensions comparables, la forme en U-spring présente la plus grande souplesse et le méandre est le plus rigide. Cette étude de la rigidité de flexion de plusieurs types d'attachement est réalisée dans le but d'établir la structure de bras qui satisfait la contrainte d'avoir une fréquence de résonance au milieu géométrique de la bande acoustique. Des modélisations par éléments finis, de la membrane suspendue ont été élaborées par la suite pour choisir le type d'attachement susceptible de réponde à l'exigence sur le fréquence propre qui été le crab-leg. Par la suite, une étude acoustique détaillée par analogie électro-mécano-acoustique a été réalisée, dans le but de modéliser le comportement fréquentiel de notre structure et la sensibilité du circuit. Nous avons démontrée que la sensibilité à la sortie du microphone pour une pression acoustique constante est maximale pour une position verticale de la membrane par rapport au substrat de l'ordre de ε , où ε est la distance qui sépare la bobine externe de l'interne. La sensibilité en pression du microphone électrodynamique reste dans sa bande passante assez faible comparativement à celle d'un microphone électrostatique ou d'un microphone à électret (de l'ordre de quelques dizaines de $\mu V/Pa$ dans une bande passante de 50 – 5kHz). La dernière partie de ce chapitre a été dédiée à l'étude et à la modélisation des bruits Johnson et thermomécanique de la structure du microphone.

Bibliographie

- [1] M. Bao, "Analysis and Design Principles of MEMS Devices", Elsevier, 1st ed., 2005.
- [2] J. Merhaut, "Theory of Electroacoustics", McGraw-Hill Inc., USA, 1981.
- [3] G. K. Fedder, "Simulation of Microelectromechanical Systems", Ph.D. Engineering-Electrical engineering and computer sciences, University of California, Berkeley, USA, 1994.
- [4] S. V. Iyer, "Modeling and Simulation of Non-idealities in a Z-axis CMOS-MEMS Gyroscope", Ph.D. Electrical and Computer Engineering, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, April 2003.
- [5] J. M. Gere and S. P. Timoshenko, "*Mechanics of Materials*", chapter 7, pp. 412-413. Wadsworth, Belmont, 2nd ed., 1984.
- [6] F. Tounsi, B. Mezghani, L. Rufer, M. Masmoudi and S. Mir, "Electromagnetic Modeling of an Integrated Micromachined Inductive Microphone", 4th IEEE International Conference on Design & Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology (IEEE DTIS 2009), April 6-10, 2009, Cairo, Egypt.
- [7] H. F. Olson, "Acoustical Engineering", Van Nostrand, Princeton, USA, 1957.
- [8] L. L. Beranek, "Acoustics", McGraw-Hill, New York, USA, 1954.
- [9] M. Rossi, "Electroacoustique", Dunod, 1986.
- [10] D. T. Blackstock, "Fundamentals of Physical Acoustics", Hoboken, NJ: Wiley, 2000.
- [11] P. M. Morse, K. U. Ingard, "Theoretical Acoustics", McGraw-Hill Inc., 1st Edition, Chapter 7, pp. 383-394, 1968.

- [12] S. Mir, B. Charlot, L. Rufer, F. Parrain and S. Martinez, "Conception de microsystèmes sur silicium", Traité EGEM, série Electronique et micro-électroniques, Hermes sciences - Lavoisier 2002.
- [13] M. Rossi, "Audio", Presses polytechniques et universitaires Romande, Italie, 2007.
- [14] S. C. Gong, "Effects of pressure sensor dimensions on process window of membrane thickness", Sensor and actuators A, vol. 112, pp. 286-290, 2004.
- [15] A. N. Cleland and M. L. Roukes, "Noise Processes In Nanomechanical Resonators", in Journal of Applied Physics, Vol. 92, No 5, 2002.
- [16] V. Charbois, "*Détection mécanique de la résonance ferromagnétique*", thèse de l'université Paris 7 Denis Diderot, déc 2003.
- [17] C. Kittel, "Elementary Statistical Physics", John Wiley & Sons, New York, 1958.
- [18] J. L. Hutter and J. Bechhoefer, "Calibration of atomic-force microscopy tips", Rev. Science. Instrum., 64 (1993), p. 1868.
- [19] O. Klein, "*Microscopie à résonance magnétique détectée mécaniquement*", HDR en science physiques, Université Pierre et Marie Curie, Paris VI, juin 2004.
- [20] Brüel & Kjær, "Microphone Handbook : Technical Documentation", Vol. 1: Theory, July 1996.
- [21] M. H. Bao, "*Micro mechanical transducers: pressure sensors, accelerometers and gyroscopes*", Handbook of Sensors and Actuators, Vol. 8, Elsevier, Amsterdam, 2000
- [22] M. Bao, "Analysis and Design Principles of MEMS Devices", ELSEVIER, 2005.
- [23] W. Weaver, Jr., S. P. Timoshenko and D. H. Young, "Vibration Problems in Engineering", 5th edition, John Wiley & Sons, New York, 1990.
- [24] H. F. Olson, "Elements of acoustical engineering", 2nd edition, Van Nostrand Inc, Canada, 1957.
- [25] T. B. Gabrielson, "*Mechanical-thermal noise in micromachined acoustic and vibration sensors*", IEEE trans. Electron Devices, 903-909 (1993).
- [26] S. V. Iyer, "Modeling and Simulation of Non-idealities in a Z-axis CMOS-MEMS Gyroscope", Carnegie Mellon University, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, April 2003.

Chapitre 5

Fabrication du premier prototype du microphone

| 1) | Introduction | 118 |
|------|--|-----|
| 2) | Fabrication du microphone | 118 |
| 2.1. | Description du procédé de fabrication | 119 |
| 2.2. | Post-process de gravure du microphone | 121 |
| 2.3. | Technologie et fabrication d'un prototype | 123 |
| 3) | Description et résultats de gravure des différentes structures de test | 124 |
| 3.1. | Description et résultats de gravure de TEST1 | 124 |
| 3.2. | Description et résultats de gravure de TEST2 | 125 |
| 3.3. | Structure principale : le microphone électrodynamique | 126 |
| 3.4. | Solutions adoptées pour remédier aux problèmes technologiques | 129 |
| 3. | .4.1. Utilisation d'une gravure humide | 129 |
| 3. | .4.2. Utilisation du FIB | 130 |
| 3. | .4.3. Solutions proposées pour modifier la position verticale de la membrane | 131 |
| 4) | Conclusion | 132 |

1) Introduction

Après avoir étudié et modélisé le microphone électrodynamique micro-usiné en technologie CMOS standard, nous avons fabriqué un premier prototype avec le but de caractériser son comportement. Ce chapitre commence par une première partie qui présentera le procédé de fabrication CMOS standard du microphone ainsi que l'étape de post-process de micro-usinage en volume. La seconde partie, s'intéressera aux différentes structures de test conçu afin de valider la fabrication du microphone. Par la suite, nous allons discuter les résultats de gravure de ces structures de test et commenter les différentes solutions qui ont été proposées pour améliorer le dispositif.

2) Fabrication du microphone

Pour concrétiser les études développées dans les chapitres précédents un premier prototype du microphone électrodynamique MEMS a été fabriqué pour un éventuel test avec un amplificateur externe. Les dimensions de la membrane retenues sont *1.5mm* de côté et une largeur du bras égale à $25\mu m$.

2.1. Description du procédé de fabrication

La technique de micro-usinage en volume, est une technique qui sert pour graver le silicium sur le substrat pour produire des microstructures tridimensionnelles tels que les poutres, les ponts et les membranes. Dans cette approche, les microstructures sont réalisées dans le substrat CMOS lui-même après la fin de la procédure CMOS standard. Ces technologies de fabrications de microsystèmes sont accessibles via des sociétés faisant l'intermédiaire entre les clients et les fonderies. Dans notre cas, nous avons travaillé avec les services de Circuits Multi Projets (CMP) à Grenoble. La seule technologie qui était disponible pour la fabrication de la puce du microphone, est une technologie CMOS standard CSMC 0.6µm, à 2 niveaux de poly et 2 métaux, proposée par une fonderie chinoise ICC (Integrated Circuit Center design). L'application du post-process du micro-usinage en volume sur la puce fabriquée a été possible par le faite que cette technologie n'utilise pas une planarisation (ou polissage) des couches déposées. La composition de ces couches est illustrée sur la Figure 5.1a et les dimensions des principales couches sont présentées sur le tableau de la Figure 5.1b.



Figure 5.1. (a) Composition des, (b) Épaisseurs des principales, couches de la technologie chinoise CSMC 0.6µm, 2P2M.

La Figure 5.2 montre les étapes technologiques suivies pour assurer la fabrication du microphone dans une technologie CMOS industriel standard. Le processus de fabrication commence par le développement de l'oxyde de champ (Field Oxyde), par oxydation à chaud du wafer, dans les zones prédéfinies par le dessin des masques. Par la suite, les transistors CMOS sont fabriqués dans des caissons n ou p déjà réalisés avec une croissance de l'oxyde et un dépôt de poly. La Figure 5.2a représente le wafer en silicium, étiquette 100, avec les étapes précédentes déjà réalisées sur lequel on dépose une couche de dioxyde, 101, ouverte par lithographie à des emplacements prédéfinis. Par ailleurs, le métal1 (généralement de l'aluminium) est déposé par évaporation, étiquette 99, pour former la spire métallique de retour de chaque bobine et les connections des transistors. Elle est suivie par un dépôt d'une couche du diélectrique SiO₂, étiquette 102 (Figure 5.2b). Il faut prévoir un entassement d'ouvertures dans toutes les couches diélectriques et la couche de passivation pour ôter le silicium du substrat. Ces ouvertures doivent être placées dans les emplacements appropriés pour laisser le silicium nu et permettre la suspension de la membrane lors de l'utilisation de la solution organique de gravure en volume. L'étape suivante consiste à déposer une couche de métal, étiquette 98, permettant de dessiner la forme carrée des deux bobines B_1 et B_2 (Figure 5.2c). Ensuite, une dernière couche de diélectrique 103, en nitrure de silicium, est déposée sur les bobines comme passivation pour protéger la surface du circuit et l'électronique de traitement à proximité (Figure 5.2c).



Figure 5.2 Etapes technologiques de fabrication du microphone inductif.

Après la fabrication de la puce, une dernière étape de post process consiste à tremper le microphone dans une solution de micro-usinage en volume est réalisée. Cette gravure n'attaque que le silicium et par la suite permet la gravure de la cavité, étiquette 104, au dessous de la membrane (Figure 5.3). Les masques de matériaux utilisés pour définir la gravure anisotrope du silicium sont le dioxyde de silicium et le nitrure de silicium. La structure finale suspendue est l'empilement de différents matériaux diélectrique sont illustrés sur la Figure 5.3.



Figure 5.3. Vue finale en coupe du microphone électrodynamique.

2.2. Post-process de gravure du microphone

La gravure anisotropique du silicium est une réaction chimique en phase liquide entre la solution de gravure et le silicium dont la cinétique est commandée par l'orientation cristallographique des surfaces de contact. La forme résultante de la gravure est reliée aux plans cristallins, tout au long d'eux le procédé de gravure possède la vitesse plus la lente, à savoir le plan (111) pour le silicium. Dans le cas d'un wafer d'orientation (110), le plus fréquemment utilisé, les plans (111) font un angle de 54,7° avec la surface horizontale du substrat, produisant une gravure pyramidale dans le volume du substrat Figure 5.3.

Nous avons prévu d'appliquer le micro-usinage du silicium par la face avant afin de libérer la structure de la membrane et des bras. Pour pouvoir entamer cette procédure, il est nécessaire de prévoir des ouvertures dans les couches du procédé CMOS jusqu'au niveau silicium du substrat. Ceci est réalisée en superposant une zone active, un contact, un via et une ouverture pad dans la conception du dessin des masques, les zones de silicium sur la surface du wafer seront nu à la fin de la séquence du processus CMOS standard. Par la suite, la puce est plongée dans une solution de gravure qui permet de graver le substrat en silicium en volume à partir de ces zones nues. Les solutions de gravure anisotrope humides les plus usuelles sont l'hydroxyde de potassium, KOH, le Tetra-Methyl Ammonium Hydroxide TMAH et l'Ethylene-Diamine Pyrocatechol (EDP). Leurs taux de gravure vis-à-vis de l'orientation cristallographique et du matériau sont illustrés dans le Tableau 5.1. Parmi ces nombreuses solutions liquides utilisées pour la gravure du silicium, nous avons choisi la gravure en utilisant l'hydroxyde de tétra-méthyle ammonium (TMAH). Malgré que son emploi soit un peu délicat du fait de sa nature organique qui lui confère une faible stabilité, elle reste la solution offrant les meilleurs résultats en termes de vitesse de gravure, d'anisotropie et de sélectivité par rapport à l'aluminium. De plus elle est totalement compatible avec les procédés de fabrication de la microélectronique. Cette étape de gravure est réalisée par la société IBS (Ion Beam Services, Aix en Provence, France) soutraitée par le CMP.

| Taux de gravure | plan {100} | plan {111} | SiO ₂ | SiN ₄ |
|-----------------|---------------|---------------|------------------|------------------|
| HF | non sélective | non sélective | non sélective | non sélective |
| КОН | 0.14 µm/min | 3.5 nm/min | 1.4 nm/min | ne grave pas |
| EDP | 0.75 µm/min | 21 nm/min | 0.2 nm/min | 0.1 nm/min |
| ТМАН | 1 μm/min | 29 nm/min | 0.2 nm/min | 0.1 nm/min |

Tableau 5.2. Les solutions de gravure du silicium sélectives et leurs ratios de gravure.

La première difficulté qu'on doit faire face dans la fabrication du microphone est la libération des longs bras et de la large membrane suspendue en utilisant le micro-usinage en volume face avant. Pour surmonter ce problème il faut comprendre l'enchaînement du mécanisme de gravure dans une poutre suspendue. On peut noter que la solution commence par consommer le plan (100) tout en formant les plans d'arrêt virtuels (111). L'effet de bord sur les parties convexes vient créer des plans (411) qui sont souvent les plus rapides dans la gravure. La gravure par dessous de la poutre commence par les coins convexes permettant de libérer complètement la structure et d'obtenir une cavité en forme de pyramide inverse. Le résultat d'une telle gravure peut alors être observé sur la Figure 5.4 où l'on voit une poutre suspendue au-dessus d'une cavité pyramidale.



Figure 5.4. Illustration de la gravure au coin convexe et la formation des poutres suspendues dans un matériau qui n'est pas gravée.

Donc, pour le cas de notre membrane si on considère un bras de 1.5mm et une vitesse de gravure de 1.4μ m/min, il nous faut plus que 17h pour graver le long du bras. Avec cette durée de temps la solution de TMAH peut endommager l'électronique de proximité et graver le silicium par-dessous et sur les bords du substrat. Un exemple du résultat d'une simulation atomistique¹ qui a été effectuée avec le simulateur de gravure anisotropique ACES est montré sur la Figure 5.5.



Figure 5.5. Simulation atomistique de la gravure anisotropique de la membrane du microphone soutenue par quatre bras, pour différents pas de calculs montrant la progression de la gravure.

Une orientation de 45° de la structure du microphone dans le substrat permet de réduire considérablement ce temps de gravure, puisque l'attaque par le TMAH va s'effectuer simultanément sur toute la longueur du bras (Figure 5.6). En outre, puisque la bobine interne sera fabriquée à la périphérie de la membrane suspendue, nous aurons une grande surface libre au centre de la membrane suspendue. Cette surface va être exploitée pour optimiser au maximum la durée de la gravure, permettant d'avoir la distance désirée entre la membrane et le fond de la cavité gravée. Donc, l'idée était d'ajouter aussi sur cette surface inoccupée, des ouvertures de gravure, qui vont faciliter la gravure. La largeur de ces lignes de gravure est fixée par la distance minimale permise par les règles de conception de la technologie. Cependant, leur longueur est limitée par le dessin des masques de la bobine intérieure qui est composée de quelques dizaines de tours. Lors de l'étape post process, chaque ouverture de

¹ La simulation atomistique est basée sur la discrétisation d'un volume en points (les atomes) d'un réseau régulier, comme un réseau d'atomes dans un cristal. L'algorithme de calcul va alors, pas à pas, calculer l'orientation du plan formé par un point et ses proches voisins puis en extraire une vitesse de gravure correspondante. En fonction du pas de calcul et de la vitesse de gravure déterminée, l'atome sera alors déclaré gravé ou pas.

gravure va créer une cavité avec un fond rectangulaire par dessous, ce qui va accélérer le processus de gravure. Le temps estimé pour effectuer la gravure de la membrane dans cette configuration été de 2h.



Figure 5.6. Simulation atomistique de la gravure anisotropique de la membrane soutenue par quatre bras à 45°, pour différents pas de calculs montrant la progression de la gravure.

2.3. Technologie et fabrication d'un prototype

Le dessin des masques du microphone réalisé est montré sur la Figure 5.7. Sur ce layout, nous avons réuni plusieurs structures de test, dont la principale est la structure de notre microphone électrodynamique MEMS.



Figure 5.7. (a) Dessin des masques (b) Image MEB, de la structure de test du microphone.

Le microphone est situé au centre et occupe la forme d'un losange de diagonale 2,6 mm. A son entourage, se trouvent les autres structures de test qui sont (*i*) 6 bobines planaire intégrées de dimensions approximatives par bobine $0,7 \times 0,6 mm^2$, destinées pour une étude du facteur de qualité (*ii*) une structure des test (*TEST1*) composée de poutres suspendus (*iii*) une structure de (*TEST2*) qui représente une membrane suspendue avec des bras en forme de U-spring.

3) Description et résultats de gravure des différentes structures de test3.1. Description et résultats de gravure de TEST1



Figure 5.8. Image MEB de la structure TEST1 (avant gravure).

Sur la Figure 5.8, on aperçoit la première structure de test *TEST1* de dimensions $0,35 \times 0,35mm^2$. Elle comporte principalement des poutres suspendues (à droite) et des fentes (à gauche). Une vue en coupe de l'empilement des couches utilisées lors du dessin des masques dans les poutres est montrée sur la Figure 5.9a. Les fontes, situées à gauche, ont des ouvertures de largeurs dans la passivation égale à 2, 4, 5, 6, 5 et 6µm, respectivement (les deux dernières ne respectent pas les règles technologiques). Leurs utilité est de déterminer la largeur minimale permettant la pénétration de la solution de gravure dans le substrat en silicium. Sur les bords de la microcavité, on aperçoit deux pistes métalliques, celle du dessous en métal 2 et l'autre en métal 1. Ces deux pistes s'approchent progressivement du bord avec une distance variant de 4.5µm jusqu'à 0.5µm. Le but de la déposition de ces deux pistes est de déterminer la distance de séparation minimale, dans notre procédé technologique, entre une piste métallique et une microcavité. En utilisant un profilomètre à contact (ou mécanique), le relief le long du parcours à travers les poutres du haut en bas de la Figure 5.8, est montré sur la Figure 5.9b. Le niveau du substrat est fixé à l'origine, et celui du silicium nu est le plus bas (proche de -4000A°).



Figure 5.9. (a) Empilement des couches (b) Profile topographique, enregistré lors du passage à travers la structure TEST1.

L'intégration des poutres permet en premier lieu de valider le micro-usinage en volume à travers une structure simple et en second lieu étudier le flambage des poutres causé par les contraintes résiduelles après libération. L'empilement des couches dans *TEST1* est montré sur la Figure 5.9a. Les poutres 1 et 4 comportent toutes les couches d'oxyde dans un process

standard, et par suite elles ont pratiquement le même niveau que la surface du circuit (Figure 5.9b). Par contre, les niveaux métal 1 et métal 2 ont été ajoutés sur les poutres 2 et 3 donnant ainsi à ces poutres un niveau plus haut que le reste du circuit. Il faut noter que pour la poutre 2, les deux niveaux de métaux ne sont pas séparés par l'oxyde. En plus, la poutre 4 possède une largeur plus faible que celle des autres poutres, qui sont de même largeur.

À partir de la Figure 5.10, qui montre les résultats de la gravure de la structure *TEST1*, on peut tirer deux conclusions :

- La fente permet de graver une forme carrée en dessous dans le silicium si sa largeur est supérieure à $4\mu m$. Par conséquent, pour avoir une ouverture suffisante, qui permet le passage de la solution de gravure, il faut avoir une distance minimale de $5\mu m$ dans le dessin des masques initial.

- La forme carrée de la microcavité est bien conservée malgré la présence des deux spires en métal 1 et 2 qui s'approchent progressivement de son bord. Donc la spire interne de la primaire de notre microphone peut être placée à une distance de $0.5\mu m$ des ouvertures entre le bras et ainsi pour la spire externe du secondaire.



Figure 5.10. Image de TEST1 après la gravure prise par (a) MEB, (b) microscope optique.

3.2. Description et résultats de gravure de TEST2

La deuxième structure de test *TEST2* représente une membrane carrée suspendue, de côté égale à 110 μ m, attachée au substrat par quatre bras en forme de U-spring. Elle a été conçue pour étudier la réponse en fréquence et la faisabilité de ce type de membrane souple sans avoir recourt à des ouvertures de gravure au milieu. La membrane, avec une orientation de 45°, est attachée par des bras de largeur égale à *15\mum*. Les résultats de gravure de *TEST2* sont montrés sur la Figure 5.11.





Figure 5.11. Image de TEST2 prise par MEB après la gravure avec une membrane (a) attachée (b) libérée.
La Figure 5.11a montre que les bras et la membrane sont entièrement gravés et sont libérés à travers des ouvertures de largeur qui varie entre 5-6 μ m. Toutefois, le temps de gravure présente une importance capitale pour assurer la suspension totale de la membrane. Un exemple d'membrane avec un centre qui est encore attaché au substrat est montré sur la Figure 5.11b. Ce résultat a été obtenu par une gravure d'une durée de 1h. En conclusion, les résultats obtenus sur la structure de test *TEST2* du microphone sans bobine sont réussit, avec une suspension totale de la membrane et des bras d'attachement.

3.3. Structure principale : le microphone électrodynamique

La membrane est réalisée avec une forme carrée orientée de 45° avec un côté égal à 1.5mm. Elle est orientée par rapport aux axes cristallins de manière à faciliter la gravure. Les bras ont une largeur de $35\mu m$, alors que l'ouverture de la dépassivation est de largeur égale à $8\mu m$. Avant la gravure de la puce on a remarqué que la largeur des spires et l'espacement dans les deux bobines n'ont pas été respecté par le fabriquant. En effet, au lieu d'avoir une largeur de $1\mu m$ et un espacement de $0.9\mu m$ comme le dessin des masques original, on a trouvé $1.7\mu m$ et $0.2\mu m$, respectivement (Figure 5.12a). De plus, on a constaté aussi la présence d'une fissure de largeur $1.75\mu m$ sur les ouvertures situées entre la membrane et les bras (Figure 5.12b). Cette fissure n'existe pas sur l'ouverture située de l'autre côté, c'est-à-dire entre le bras et la bobine externe (Figure 5.13a).



Figure 5.12. Image MEB (a) des spires de la bobine externe (b) de l'ouverture sur le coté interne du bras –entre le bras et la membrane–.

Après la gravure de la structure du microphone, on a remarqué la présence de deux problèmes. Le premier, c'est que les bras ne sont pas libérés et le second, c'est que le centre de la membrane était trop fragile. Ceci a été fait en insérant un grand via sur le dessin des masques initiale pour alléger le poids de la membrane et avoir une fréquence de résonance au milieu géométrique de la bande audible. En plus, la disposition choisie pour les ouvertures, qui devrait faciliter la gravure, a rendu la structure de la membrane, formée par des lames, sensibles au choc. Ces chocs peuvent venir par l'agitation de la structure dans le bain de TMAH ou bien par la manipulation et des secousses sur la puce. Par conséquent, les différentes couches d'oxyde doivent être présentes sur la membrane dans un dispositif final. Il faut éviter la désoxydation du centre de la membrane pour une autre éventuelle fabrication. L'élimination de la couche d'oxyde au centre de la membrane pour augmenter la fréquence de

résonance du microphone a rendu la membrane très fragile ce qui a causé la cassure de quelques lames lors de la gravure.



Figure 5.13. Image MEB (a) des ouvertures prévues sur les deux cotés du bras. (b) de la membrane du microphone après gravure.

Le premier problème au niveau de la libération des bras a des conséquences très graves pour le fonctionnement et le test de notre microphone. D'après la Figure 5.13b, il semble que la gravure est accomplie que sur un seul côté du bras et le deuxième côté reste attaché au substrat. En effet, le dioxyde et/ou le nitrure de silicium obturent encore les ouvertures de gravures du côté externe du bras, c'est-à-dire entre le bras et la bobine externe. Pour essayer de détecter la cause et remédier au problème, on a essayé d'identifier les éléments chimiques qui obturent les ouvertures et laisse le silicium nu inacceptable par une technique d'analyse spectroscopique. Cette technique permet, en d'autre, d'identifier les compositions moléculaires chimiques d'une structure en utilisant la résonance magnétique nucléaire (RMN). La zone d'analyse désignée est la région d'intersection du bras avec la membrane montrée sur la Figure 5.14a. L'analyse spectrale de cette zone, a montré la présence du dioxyde du silicium (*SiO*₂), du nitrure du silicium (*Si_xN_y*) et d'un alliage d'aluminium et de titane comme métal (Figure 5.14b). Une décomposition en éléments simples de cette zone est montrée sur la Figure 5.15.



Figure 5.14. (a) Sélection de la zone d'analyse sur la surface du microphone par spectroscopie (b) spectre spécifiques constituant la composition des matériaux dans la zone d'analyse.

Nous avons déduit d'une analyse spectroscopique que les dépôts sont responsable de l'obturation les ouvertures sont soit l'oxyde de silicium de formule chimique SiO₂ soit la passivation de formule Si_xN_y. Par ailleurs, les masques d'éléments qui nous intéressent vraiment sont celui du nitrure et de l'oxygène puisque le Si est l'élément commun pour toutes les couches. La Figure 5.15 montre la présence intensive de ces deux éléments dans les zones prévues aux ouvertures de gravure. Par conséquent, on peut affirmer que la couche de passivation en nitrure de silicium, lors du dépôt, a dépassé ses limites prévues et elle a obturé les ouvertures de gravure. Nous pouvons constater ce problème malgré que l'épaisseur de l'ouverture a été définie par le dessin des masques dans la gamme comprise entre 7 et 8 μ m, ce qui devrait être suffisant d'après les règles de dessin.



Figure 5.15. Identification de la présence des différents éléments chimique dans la zone d'analyse qui sont, respectivement de gauche à droite et du haut en bas, le nitrure, l'oxygène, l'aluminium, le silicium et le titane.

On a utilisé un profilomètre mécanique pour illustrer le profil du passage au-dessus de la structure du microphone. Le parcours choisi, commence par la surface du circuit, en passant par la bobine externe B_1 , l'ouverture externe, le bras, l'ouverture interne, la bobine interne B_2 et finalement la surface de la membrane. Le profil enregistré lors du passage est illustré sur la Figure 5.16. A partir de ce profil, on remarque que la distance verticale qui sépare le niveau haut du bras avec la bobine B_1 en passant par l'ouverture externe est beaucoup plus grande par rapport à celle qui sépare le bras et la bobine B_2 en passant par l'ouverture interne. Ce profil est tout a fait justifiable puisque on a opté dés le début de réaliser une membrane la plus légère que possible en éliminant la couche d'oxyde entre poly et métal1. Ceci explique bien l'apparition de la fissure du coté interne de l'ouverture et non pas du coté externe. D'où, on peut affirmer que la raison de l'obturation des ouvertures de gravure, a part le procédé technologique non précis, sera la différence de niveau énorme entre la bobine et le bras d'un coté et la surface nu du silicium d'un autre coté qui dépasse les $5\mu m$.



Figure 5.16. Profil enregistré lors du passage sur les deux bobines et le bras.

3.4. Solutions adoptées pour remédier aux problèmes technologiques

Dans la suite, nous allons décrire les solutions proposées pour éliminer la couche de nitrure de silicium qui empêche la gravure des bras. Ces solutions sont basées sur la gravure humide et sur l'utilisation d'une sonde inique focalisée (FIB).

3.4.1. Utilisation d'une gravure humide

La première solution tentée pour enlever la couche résiduelle entre les bras, est l'utilisation d'une gravure humide. Cette gravure se fait par une attaque chimique dans une solution aqueuse. On a estimé que puisque le dépôt de nitrure dans l'ouverture est fait par erreur, donc son épaisseur au milieu devrait être relativement faible (intersection entre le nitrure déposé par la à gauche et à droite). La gravure humide est isotrope avec une vitesse qui dépend de la concentration de la solution et du type d'impureté que contient la couche à graver. Pour cela, on a essayé de couvrir la membrane, puisque elle est l'élément le plus sensible, au milieu par une résine protectrice. Ensuite, nous avons trompé notre puce dans une solution partiellement diluée d'acide fluorhydrique (HF) tamponnée par du fluorure d'ammonium (NH₄F) et de l'eau (HF + NH₄F + H₂O) pour essayer d'éliminer (ou de diminuer l'épaisseur) la couche superficielle de nitrure de silicium et de dioxyde de silicium qui empêchent la gravure. L'équation de la réaction est donnée par :

 $SiO_2(s) + 6 [NH_4][HF_2](aq) \rightarrow H_2[SiF_6](aq) + 6 [NH_4]F(aq) + 2 H_2O(l)$

La fin de la gravure est difficile à repérer, et pour un premier essaie on a agité la puce pendant 30 minutes. Les résultats de gravure observés sous le MEB montrent que, pratiquement, tout

le dioxyde de silicium a été gravé même celui qui est déposé entre les métaux, entraînant ainsi le détachement du métal2 constituant les deux bobines (Figure 5.17). Les résultats trouvés ont été très décourageants. Malheureusement, une faible sélectivité de la solution de la gravure ce qui a entraîné une gravure latérale et verticale sur la puce, d'où le décollage de plusieurs structures comme le spirale du bobine primaire.



Figure 5.17. Image MEB de l'ouverture du microphone gravée dans d'acide fluorhydrique.

3.4.2. Utilisation du FIB

Une seconde solution proposée pour éliminer les couches de dioxyde et de nitrure, est réalisée avec la Sonde Ionique Focalisée (FIB, acronyme de Focused Ion Beam). La technique de FIB est utilisée principalement comme un outil de micro-fabrication, pour modifier ou pour usiner la matière à l'échelle micrométrique ou nanométrique. En utilisant le FIB, on a essayé d'élargir les ouvertures entre les bras pour permettre le micro-usinage du silicium (voir Figure 5.18a). Par la suite, on a utilisé une solution de TMAH à 10% avec 60g/l d'acide silicique pour protéger les plots. La mise en température se fait doucement puisque on passe de la température ambiante à 85° en une heure. L'ensemble de la solution est agité par un barreau aimanté, se qui assure à la solution une bonne homogénéité. Les résultats de gravure, présentés sur la Figure 5.18b, montrent que les ouvertures prévues pour l'attaque du TMAH sont devenues totalement obturées. En effet, le micro-usinage fait par le FIB a déposé des ions de gallium à la place des ions de nitrure, ce qui a obturé le silicium nu (Figure 5.18b). En effet, quand des ions gallium de haute énergie sont projetés sur un échantillon, ils pulvérisent les atomes de la surface de l'échantillon. En même temps, les atomes de gallium sont implantés dans les premiers nanomètres de la surface de l'échantillon qui est ainsi amorphisé.



Figure 5.18. (a) Elargissement de la largeur des ouvertures par le FIB, (b) Résultat après 2h de gravure par TMAH sur le microphone.

3.4.3. Solutions proposées pour modifier la position verticale de la membrane

Nous avons démontrée que la tension à la sortie du microphone pour une pression acoustique constante est maximale dans le cas où on a une certaine position verticale de la membrane par rapport au substrat. Ce déplacement posera un problème technologique supplémentaire dans la conception de notre microphone (voir Figure 5.19).



Figure 5.19. Illustration de la position verticale de la membrane par rapport au substrat.

Pour améliorer le fonctionnement du microphone, nous avons proposé dans la suite quelques solutions pour le réglage de cette position verticale de la membrane. Ce réglage est une conclusion directe des résultats théorique démontrés dans le chapitre 4, par l'analyse exprimée par l'Éq. (4.1). Parmi ces solutions on peut citer :

- Insérer des résistances d'échauffements, et l'élongation du bras va être suivant les coefficients de dilatation de l'empilement des matériaux qui le constitués.
- Profiter des forces de Laplace qui sont générées dans le cas où les deux bobines externe et interne sont polarisées par un courant DC.
- Utiliser les contraintes résiduelles inhérent dans la structure après sa libération (exemple : les bras d'attachement de la membrane du microphone résistif du LIRMM présente une incurvation de 15µm après leurs libération, voir Figure 5.20)
- Placer la structure du microphone sur une électrode métallique, et essayer d'exploiter la force électrostatique pour définir une nouvelle position d'équilibre.



Figure 5.20. Illustration de l'incurvation des bras d'attachement de la membrane

4) Conclusion

Nous étions les premiers à utiliser cette technologie CMOS standard CSMC 0.6µm, pour réaliser le micro-usinage en volume sur une structure de précision qui est un peu délicate. Le problème majeur à résoudre reste toujours la libération des bras. L'application d'un masque de résine en photorésist qui définit les zones d'oxyde à graver reste une étape très difficile vu qu'on n'a pas les moyens de manipuler des puces qui sont déjà découpées. Cela nécessite le travail au niveau du wafer, ce qui rend le développement plus coûteux qui revient même plus cher du prix de fabrication d'un nouveau prototype. La fabrication d'un nouveau prototype de test reste la seule alternative pour valider la nouvelle structure de notre microphone électrodynamique micro-usiné MEMS. Dans cette nouvelle structure fabriquée, il faut prévoir de réaliser un soulèvement de la membrane dans une altitude ou le champ magnétique est à son maximum.

Ponclusion générale

L'évolution de la nouvelle génération de microphone intégré de hautes performances basées sur le micro-usinage de silicium, se focalise à une intégration monolithique du capteur avec l'électronique et ceci pour augmenter les performances et réduire le coût. Dans ce cadre vient objectif de cette thèse qui a pour but d'étudier la faisabilité et la réalisation d'une nouvelle génération de microphone de type électrodynamique à base de bobines spirales planes qui sera réalisées en utilisant une technologie standard de fabrication des circuits intégrés (CI), compléter par un post process de micro-usinage en volume par la face avant. A notre connaissance, le principe électrodynamique, sujet de cette thèse, n'a jamais été utilisé dans la pratique pour la réalisation de microphones MEMS intégrés. Toutefois, l'intégration de ce principe sur puce et le choix de la technologie utilisée pour la réalisation du microphone représentent les deux grandes précellences. L'incarnation du principe électrodynamique nécessite l'utilisation de deux bobines spirales intégrées et coplanaires, une interne et l'autre externe. La bobine externe est utilisée pour la création d'un champ magnétique au sein de la bobine interne. En appliquant la loi de Faraday, une fem induite proportionnelle à l'onde acoustique va naître aux bornes de la bobine interne. L'utilisation d'une technologie CMOS commerciale fait que ce capteur présente de très faible coût de production et pourrait ainsi être employé au sein d'applications grand public, comme les microphones pour des appareils portatifs en télécommunications, ou spécifique, comme des systèmes d'aide auditive.

Le premier chapitre de ce manuscrit fait le tour d'horizon des différentes technologies de fabrication des microsystèmes monolithiques compatibles CMOS. Ensuite, une étude bibliographique concernant les grandes familles de microphones intégrés réalisés via les technologies microsystèmes et leurs caractéristiques est présentée tout en s'attardant plus particulièrement sur les microphones piézoélectriques et capacitifs. Dans le chapitre suivant, la nouvelle structure de notre microphone électrodynamique MEMS est présentée et étudiée. Une modélisation électromagnétique détaillée est réalisée pour étudier les solutions menant à augmenter la tension induite à la sortie de l'inductance secondaire. Cette étude a montré que la tension induite évaluée, lorsque l'inductance externe est traversée par un courant continu, se trouve dans la gamme des µV. De plus, elle représente une fréquence double que celle de l'onde acoustique incidente, du fait qu'elle est proportionnelle au produit du déplacement de la membrane par sa vitesse. Lors de l'utilisation d'un courant alternatif de polarisation, la tension induite s'avère être multipliée par un facteur qui représente le rapport de la pulsation du courant de polarisation du primaire par celui de l'onde incidente. Deux cas se présentent dans ce mode de polarisation, si la fréquence du courant utilisée est inférieure à la fréquence de la petite onde dans la bande acoustique (à savoir 20Hz), on aura une tension quasiment égale à celle fournie par une polarisation en DC, si elle est supérieure à la fréquence de la grande onde dans la bande acoustique (à savoir 20kHz), on aura une tension induite plus grande modulée en amplitude et qui est proportionnelle au carré du déplacement de la membrane. Cette augmentation dans la tension induite est accomplie au détriment d'un signal analogique plus complexe, ce qui complique l'électronique de proximité par l'utilisation du filtrage analogique. Une autre alternative qui permet d'avoir une tension induite supérieure, est de ramener la membrane dans une altitude verticale où le champ magnétique est à son maximal. Dans cette zone, le champ magnétique est quasi-constant, par la suite, la tension de sortie est uniquement proportionnelle à la vitesse de vibration de la membrane. Une étude de la force de Laplace montre que son effet est négligeable dans le cas où l'une des deux bobines est polarisée par un courant continu et/ou alternatif. Dans le cas où les deux bobines sont polarisées simultanément par un courant continu, on trouve que la force de Laplace peut amplifier l'amplitude de vibration de la membrane, alors que son effet est néfaste si les deux bobines sont polarisées en AC. Ce chapitre a permis de tirer les expressions exactes de la tension induite, dans chaque cas de polarisation, et de comprendre le phénomène d'induction magnétique entre la bobine primaire fixe et la secondaire mobile.

Dans le chapitre quatre, nous présentons la modélisation du comportement dynamique de la structure du microphone lorsqu'elle est soumise à une pression acoustique. Cette étude a commencé par mettre le point entre les microphones à conversion en élongation et ceux à conversion en déplacement. Cette définition exige de placer la fréquence de résonance de la structure au milieu géométrique de la gamme de fréquence souhaitée. Ce qui nous ramène, par la suite, a s'intéressé à l'étude de plusieurs modèles d'attachement de la membrane au substrat, afin de choisir la forme la plus appropriée qui permet de bien ajuster cette fréquence. Notre étude a permis de classer ces modèles d'attachement selon la rigidité qui en résulte. Nous étions limités dans notre choix par la séparation entre la membrane et le substrat qu'il faut garder au minimum afin de maintenir une sensibilité suffisante, puisque la tension induite est inversement proportionnelle au carré de cette distance. En conclusion, nous avons pu affirmer que la flexure en forme de U (U-spring) donne la compliance la plus élevée. Cependant, il requiert un espacement plus important entre la membrane suspendue et le substrat, ce qui réduit la sensibilité. Après avoir calculer la masse de la membrane, estimée à 13.4 μ g, le choix retenu est celui de la flexure en forme de jambe de crabe, puisque qu'elle nous permis d'avoir une fréquence de résonance égale à 650Hz. La présente étude a été combinée à une modélisation électroacoustique du système dans son ensemble afin d'obtenir la configuration optimale du microphone. Le modèle électrique équivalent décrivant le comportement acoustique du microphone est bâti en connectant en parallèle les composants sur lesquels agit la même pression (forces) et en série les composants ayant les mêmes débits (flux de vitesses). Cette modélisation nous a permis de distinguer deux types de microphone {i} à conversion en déplacement et contrôlé par compliance et {ii} à conversion en vitesse et contrôlé par résistance. Dans la première configuration, où la membrane avait un déplacement constant, la sensibilité simulée été au-dessous du niveau du bruit. Tandis que dans la deuxième configuration, où la membrane avait une vitesse constante, la sensibilité simulée a été dans les dizaines de μV avec une réponse plate dans la zone de 50 – 5kHz. La condition capitale pour avoir cette sensibilité est d'assurer un soulèvement (ou un abaissement) vertical de la membrane à la hauteur où le champ magnétique est à son maximum. En conclusion, le microphone sans circuit d'amplification a présenté une sensibilité très limitée, par rapport aux valeurs présentées dans la littérature pour les microphones en silicium. Donc, l'étage d'amplification CMOS devra être assez performant pour pouvoir détecter ce signal assez faible, ce qui est le même problème rencontré par les microphones électrodynamiques conventionnels de l'époque.

Le dernier chapitre, est dédié à la fabrication de notre microphone électrodynamique MEMS. Durant cette étape de fabrication, on a rencontré un problème majeur c'était la

recherche d'un procédé industriel CMOS qui ne réalise pas la planarisation sur les couches déposées. En effet, durant la période dans la quelle on voulait fabriquer le circuit toutes les fonderies connues de la microélectronique utilisent la planarisation dans leurs procédés de fabrication, ce qui obture le silicium sur la wafer. Finalement, notre choix s'est fixé sur la technologie CMOS standard CSMC 0.6µm, provenant du fondeur chinois ICC (Integrated Circuit design industrial Center) complétée par un post process de micro-usinage en volume par la face avant (bulk micro-machining) réalisé par la société IBS « Ion Beam Services » de Peynier, France. Cette technologie était peu connue pour nous, particulièrement, si on va réaliser un post process de gravure organique. Les résultats de fabrication ont montré qu'il existe un problème dans la libération des bras du côté de la bobine externe. Cet aléa est dû essentiellement à la grande variation dans le relief entre le bras et la bobine externe d'un côté et le silicium nu de l'autre côté. On peut dire que la fabrication du premier prototype a échoué et ceci à cause du manque dans les connaissances de la technologie utilisée quand elle est adaptée aux MEMS et à cause du manque dans sa fidélité par rapport au dessin des masques soumis. Le chapitre cinq est clôturer par des propositions de quelques solutions qui permettent d'arriver à un déplacement verticale de la membrane du microphone par rapport à la surface du circuit. Notre microphone inductif porte encore l'espoir de devenir très utilisé dans plusieurs applications, en particulier dans les prothèses auditives, les implants cochléaires et les téléphones portables (GSM, UMTS).

Les perspectives pour ce travail de recherche sont assez nombreuses, étant donné que le thème des microsystèmes se compose d'un sujet multidisciplinaire assez vaste. A cela s'ajoute le fait que notre microphone électrodynamique est une nouvelle structure qui nécessitera d'être modélisée et améliorée aussi bien pour la partie mécanique que pour la partie électronique de traitement. Toutefois, la première chose à réaliser est l'étude et la modélisation des solutions proposées, et voir s'il y en a d'autres alternatives, pour arriver à la conception d'un microphone avec une membrane qui présente une certaine hauteur verticale (en haut ou en bas) par rapport à la surface du circuit. Une étude de la distorsion et des phénomènes de non-linéarité liés à la structure du microphone sera aussi envisagée. Finalement, la caractérisation expérimentale du microphone est sans doute nécessaire pour la validation des théories développées tout au long de cette thèse. Cette caractérisation nécessite une re-fabrication d'un second prototype du microphone électrodynamique.

Un deuxième volet de perspective pour cette thèse, c'est la conception d'un amplificateur faible bruit capable de capturer la *fem* induite, dans la zone des μ V, et le développement de l'électronique associé pour un fonctionnement correct du microphone.



Le fichier sources pour calculer les constantes de raideur du crabe-leg:

```
Clear[Ma, Ta, Mb, Tb, Ub1, Ub2, Ub, dtheta, dphi, dz, tmp, tmp1, It, Is, Jt, Js, EY];
Clear[G];
Ma = M0 - Fz \times Lx - Fz \times t;
Ta = T0 - Fz \times Ly;
Mb = -T0 + Fz \times Ly - Fz \times t;
Tb = M0 - Fz \times Lx - Fz \times Lt;
\mathbf{Ub1} = \int_{0}^{\mathrm{Lt}} \left( \frac{Ma^{2}}{2 \times \mathbf{EY} \times \mathbf{It}} + \frac{Ta^{2}}{2 \times \mathbf{G} \times \mathbf{Jt}} \right) \mathrm{d}t;
\mathbf{Ub2} = \int_{0}^{\mathbf{Ls}} \left( \frac{Mb^2}{2 \times \mathbf{EY} \times \mathbf{Is}} + \frac{Tb^2}{2 \times \mathbf{G} \times \mathbf{Js}} \right) \, \mathrm{d}t;
Ub = Ub1 + Ub2;
dtheta = \partial_{M0} Ub;
dphi = \partial_{T0} Ub;
dz = \partial_{Fz} Ub;
tmp = Solve[{dtheta == 0, dphi == 0}, {M0, T0}];
tmp1 = dz / . tmp;
Kz = 4 × Simplify [Fz / tmp1]
{(48 EY Is It (G Jt Ls + EY Is Lt) (EY It Ls + G Js Lt))/
   (4 \text{ EY}^2 \text{ Is It Ls Lt} (\text{It Ls}^3 + \text{Is Lt}^3) + G^2 \text{ Js Jt Ls Lt} (\text{It Ls}^3 + \text{Is Lt}^3) +
      EYG(It^{2} Jt Ls^{5} + Is^{2} Js Lt^{5} + 4 Is It Ls^{2} Lt^{2} (Js Ls + Jt Lt))) \}
tmp = Solve[{dz == 0, dphi == 0}, {M0, T0}];
tmp1 = dtheta /. tmp;
Kz = Simplify[Fz / tmp1]
{(6 EY Is It (G Jt Ls + EY Is Lt) (2 EY It Ls (Lt + Lx) + G Js Lt (Lt + 2 Lx)))/
   (4 \text{ EY}^2 \text{ Is It Ls Lt} (\text{It Ls}^3 + \text{Is Lt}^3) + G^2 \text{ Js Jt Ls Lt} (\text{It Ls}^3 + \text{Is Lt}^3) +
      EYG(It^{2}JtLs^{5}+Is^{2}JsLt^{5}+4IsItLs^{2}Lt^{2}(JsLs+JtLt)))
{(6 EY Is It (G JtLs + EY Is Lt) (2 EY ItLs (Lt + Lx) + G Js Lt (Lt + 2 Lx))) /
   (4 \text{ EY}^2 \text{ Is It Ls Lt} (\text{It Ls}^3 + \text{Is Lt}^3) + G^2 \text{ Js Jt Ls Lt} (\text{It Ls}^3 + \text{Is Lt}^3) +
      EYG(It^{2}JtLs^{5} + Is^{2}JsLt^{5} + 4IsItLs^{2}Lt^{2}(JsLs + JtLt)))
```

Le fichier sources pour calculer les constantes de raideur de l'U-spring :

```
Clear[Ma1, Ta1, Ma2, Ta2, Mb1, Tb1, Ub1, Ub2,
     Ub3, Ub, dtheta, dphi, dz, tmp, tmp1, Ia, Ixb, Iyb, Jt, Jb, EY];
Clear[G, Lb1, Lt, Lb2, Kz, M0, T0, Fz];
Ma1 = M0 - Fz \times Lx - Fz \times t;
Ta1 = T0 - Fz \times Ly;
Mb1 = -T0 + Fz \times Ly - Fz \times t;
Tb1 = M0 - Fz \times Lx - Fz \times Lb1;
Ma2 = -M0 + Fz \times Lx + Fz \times Lb1 - Fz \times t;
Ta2 = -T0 + Fz \times Ly - Fz \times Lt;
\mathbf{Ub1} = \int_{0}^{\mathbf{Ib1}} \left( \frac{Mal^{2}}{2 \times \mathbf{EY} \times \mathbf{Iyb}} + \frac{Tal^{2}}{2 \times \mathbf{G} \times \mathbf{Jb}} \right) \mathbf{d}t;
\mathbf{Ub2} = \int_{0}^{\mathrm{Lt}} \left( \frac{Mbl^{2}}{2 \times \mathbf{EY} \times \mathbf{Iyt}} + \frac{Tbl^{2}}{2 \times \mathbf{G} \times \mathbf{Jt}} \right) \mathrm{d}t;
\mathbf{Ub3} = \int_{0}^{\mathbf{Lb2}} \left( \frac{Ma2^{2}}{2 \times \mathbf{EY} \times \mathbf{Iyb}} + \frac{Ta2^{2}}{2 \times \mathbf{G} \times \mathbf{Jb}} \right) \mathbf{d}t;
Ub = Ub1 + Ub2 + Ub3
 dtheta = \partial_{M0} Ub;
 dphi = \partial_{T0} Ub;
 dz = \partial_{Fz} Ub;
```

```
tmp = Solve[{dtheta == 0, dphi == 0}, {M0, T0}];
tmp1 = dz /. tmp;
Kz = Simplify[Fz / tmp1]
{(12 EY G Iyb Iyt Jb (G Jt (Lb1 + Lb2) + EY Iyb Lt) (EY Iyt (Lb1 + Lb2) + G Jb Lt))/
  (12 \text{ EY}^3 \text{ Iyb}^2 \text{ Iyt}^2 \text{ Lb1 Lb2 Lt}^3 +
     G^{3} Jb^{2} Jt Lt (Iyt (Lb1^{4} + 4 Lb1^{3} Lb2 - 6 Lb1^{2} Lb2^{2} + 4 Lb1 Lb2^{3} + Lb2^{4}) + Iyb (Lb1 + Lb2) Lt^{3}) +
     4 EY<sup>2</sup> G Iyb Iyt (Lb1 + Lb2) Lt (Iyb Jb Lt<sup>3</sup> + Iyt (Jb (Lb1<sup>3</sup> + Lb2<sup>3</sup>) + 3 Jt Lb1 Lb2 Lt)) +
     EYG^{2}Jb(Iyt^{2}Jt(Lb1^{5}+5Lb1^{4}Lb2-2Lb1^{3}Lb2^{2}-2Lb1^{2}Lb2^{3}+5Lb1Lb2^{4}+Lb2^{5})+
         Iyb^{2} Jb Lt^{5} + 4 Iyb Iyt (Lb1 + Lb2) Lt^{2} (Jb (Lb1^{2} - Lb1 Lb2 + Lb2^{2}) + Jt (Lb1 + Lb2) Lt)))
{(12 EY G Iyb Iyt Jb (G Jt (Lb1 + Lb2) + EY Iyb Lt) (EY Iyt (Lb1 + Lb2) + G Jb Lt)) /
   (12 \text{ EY}^3 \text{ Iyb}^2 \text{ Iyt}^2 \text{ Lb1 Lb2 Lt}^3 +
     G^{3} Jb^{2} Jt Lt (Iyt (Lb1^{4} + 4 Lb1^{3} Lb2 - 6 Lb1^{2} Lb2^{2} + 4 Lb1 Lb2^{3} + Lb2^{4}) + Iyb (Lb1 + Lb2) Lt^{3}) +
     4 EY<sup>2</sup> G Iyb Iyt (Lb1 + Lb2) Lt (Iyb Jb Lt<sup>3</sup> + Iyt (Jb (Lb1<sup>3</sup> + Lb2<sup>3</sup>) + 3 Jt Lb1 Lb2 Lt)) +
     EY G^2 Jb (Iyt^2 Jt (Lb1^5 + 5 Lb1^4 Lb2 - 2 Lb1^3 Lb2^2 - 2 Lb1^2 Lb2^3 + 5 Lb1 Lb2^4 + Lb2^5) +
         Iyb^{2} Jb Lt^{5} + 4 Iyb Iyt (Lb1 + Lb2) Lt^{2} (Jb (Lb1^{2} - Lb1 Lb2 + Lb2^{2}) + Jt (Lb1 + Lb2) Lt)))
```

Le fichier sources pour calculer les constantes de raideur de la serpentine :

Clear [Ma, Ta, Mb, Tb, Ub1, Ub2, U, dtheta, dphi, dz, tmp, tmp1, Ia, Ixb, Iyb, Jt, Jb, EY];
Clear [G, Lb1, Lt, Lb2, Kz, M0, T0, Fz, t, n, Ix, xi];
(*Assuming [Mod [m,2] ==0, Simplify [Cos [k Pi]^m, Element [k, Integers]]]*)
Ma[i] = M0 - Fz × (t + (i - 1) × La) - Fz × Ly;
Ta[i] = T0 +
$$\left(\frac{I + (-1)^{i}}{2}\right) \times Fz \times Lb + Fz \times Lx;$$

Mb[j] = $(-1)^{j} \times T0 - Fz \times t + \left(\frac{I + (-1)^{j}}{2}\right) \times Fz \times Lb + (-1)^{j} Fz \times Lx;$
(*+ j+1 j+1 +*) (**** + ****)
Tb[j] = $(-1)^{j} \times (j \times Fz \times La - M0) + (-1)^{j} Fz \times Ly;$ (*- - j j*) (**** - ****)
Ub1 = $\sum_{i=1}^{n} \int_{-La}^{La} \left(\frac{Ma[i]^{2}}{2} + \frac{Ta[i]^{2}}{2}\right) dt;$

$$\mathbf{Ub1} = \sum_{j=1}^{n-1} \int_{0}^{\mathrm{Lb}} \left(\frac{MD[j]}{2 \times \mathrm{EY} \times \mathrm{Ix}} + \frac{TD[j]}{2 \times \mathrm{EY} \times \mathrm{xi} \times \mathrm{Ix}} \right) \mathrm{d}t \, dt$$
$$\mathbf{Ub2} = \sum_{j=1}^{n-1} \int_{0}^{\mathrm{Lb}} \left(\frac{MD[j]^{2}}{2 \times \mathrm{EY} \times \mathrm{Ix}} + \frac{TD[j]^{2}}{2 \times \mathrm{EY} \times \mathrm{xi} \times \mathrm{Ix}} \right) \mathrm{d}t \, dt$$

U = Evaluate[Ub1 + Ub2];

dtheta = $\partial_{M0} U$; dphi = $\partial_{T0} U$; dz = $\partial_{Fz} U$;

```
tmp = Solve[{dtheta == 0, dphi == 0}, {M0, T0}];
tmp1 = dz / . tmp;
Assuming[Mod[n, 2] == 0, Simplify[Fz/tmp1]]
Assuming[Mod[n, 2] == 1, Simplify[Fz/tmp1]]
 \left\{\frac{12 \text{ EY Ix xi}}{3 \text{ La Lb}^2 \text{ n} + \text{La}^2 \text{ Lb n} (2 - 3 \text{ n} + \text{n}^2) + \text{Lb}^3 (-1 + \text{n}) \text{ xi} + \text{La}^3 \text{ n}^3 \text{ xi}}\right\}
\left(12 \text{ EY Ix xi} (\text{La } n + \text{Lb} (-1 + n) \text{ xi})\right) / (4 \text{ La } \text{Lb}^{3} (-1 + n) n \text{ xi} + \text{La}^{4} n^{4} \text{ xi} + \text{Lb}^{4} (-1 + n)^{2} \text{ xi}^{2} + 1 n^{4} n^{4} \text{ xi} + 1 n^{4} n^{4} n^{4} \text{ xi} + 1 n^{4} n^{4
         La^{2}Lb^{2}(-1+n)(3-3n^{2}xi+n^{3}xi+n(3+2xi))+La^{3}Lbn^{2}(2+n^{2}(1+xi^{2})-n(3+xi^{2})))
 tmp = Solve[{dz == 0, dphi == 0}, {M0, T0}];
tmp1 = dtheta /. tmp;
Assuming[Mod[n, 2] == 0, Simplify[Fz/tmp1]]
Assuming[Mod[n, 2] == 1, Simplify[Fz/tmp1]]
 \left\{\frac{6 \text{ EY G Ia Ib Ja Jb (2 Ly + La n)}}{6 \text{ Ja Jb (Ia Lb}^3 (-1 + n) + \text{ Ib La}^3 n^3) + \text{ EY Ia Ib La Lb n (3 Jb Lb + Ja La (2 - 3 n + n^2))}}\right\}
{(6 EY G Ia Ib Ja Jb (2 Ly + La n) (G Ja Lb (-1 + n) + EY Ib La n)) /
     (G^2 Ja^2 Jb Lb (-1+n) (Ia Lb^3 (-1+n) + Ib La^3 n^3) +
         EY^{2} Ia Ib<sup>2</sup> La<sup>2</sup> Lb (-1 + n) (Ja La (-2 + n) n<sup>2</sup> + 3 Jb Lb (1 + n)) +
         EYG Ib Ja La n (Ib Jb La<sup>3</sup> n<sup>3</sup> + Ia Lb<sup>2</sup> (-1 + n) (4 Jb Lb + Ja La (2 - 3n + n^{2}))))
tmp = Solve[{dz == 0, dtheta == 0}, {M0, T0}];
tmp1 = dphi /. tmp;
Assuming[Mod[n, 2] == 0, Simplify[Fz/tmp1]]
Assuming[Mod[n, 2] == 1, Simplify[Fz/tmp1]]
\left\{-\frac{6 \text{ EY G Ia Ib Ja Jb (Lb + 2 Lx)}}{G \text{ Ja Jb (Ia Lb}^3 (-1+n) + \text{ Ib La}^3 n^3) + \text{ EY Ia Ib La Lb n (3 Jb Lb + Ja La (2 - 3 n + n^2))}}\right\}
\left\{-(6 \text{ EY G Ia Ib Ja Jb} (G \text{ Ja Lb} (Lb + 2 \text{ Lx}) (-1 + n) + \text{ EY Ib La} (Lb (-1 + n) + 2 \text{ Lx n}))\right)/
       (G^2 Ja^2 Jb Lb (-1 + n) (Ia Lb^3 (-1 + n) + Ib La^3 n^3) +
           EY^{2} Ia Ib<sup>2</sup> La<sup>2</sup> Lb (-1 + n) (Ja La (-2 + n) n<sup>2</sup> + 3 Jb Lb (1 + n)) +
           EYGIbJaLan (IbJbLa<sup>3</sup> n<sup>3</sup> + IaLb<sup>2</sup> (-1 + n) (4JbLb + JaLa (2 - 3n + n<sup>2</sup>))))
tmp = Solve[{dz == 0, dtheta == 0}, {Fz, T0}];
tmp1 = dphi /. tmp;
Assuming[Mod[n, 2] == 0, Simplify[M0 / tmp1]]
Assuming[Mod[n, 2] == 1, Simplify[M0 / tmp1]]
```

 $\left\{-\frac{3\,\text{EYGIaIbJaJb}\left(\text{Lb}+2\,\text{Lx}\right)\left(2\,\text{Ly}+\text{Lan}\right)}{\text{GJaJb}\left(\text{IaLb}^3\left(-1+n\right)+\text{IbLa}^3\,n^3\right)+\text{EYIaIbLaLbn}\left(3\,\text{JbLb}+\text{JaLa}\left(2-3\,n+n^2\right)\right)}\right\}$

{-(3 EY G Ia Ib Ja Jb (2 Ly + La n) (G Ja Lb (Lb + 2 Lx) (-1 + n) + EY Ib La (Lb (-1 + n) + 2 Lx n)))/ $(G^2 Ja^2 Jb Lb (-1 + n) (Ia Lb^3 (-1 + n) + Ib La^3 n^3) +$

 EY^2 Ia Ib 2 La 2 Lb (-1 + n) (Ja La (-2 + n) $n^2 + 3$ Jb Lb (1 + n)) +

 $\texttt{EYGIbJaLan}\left(\texttt{IbJbLa}^3\ n^3+\texttt{IaLb}^2\ (-1+n)\ \left(\texttt{4JbLb}+\texttt{JaLa}\ \left(2-3\ n+n^2\right)\right)\right)\right)$

Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS : étude, modélisation et réalisation

Farès Tounsi

الخلاصة: مجتمعة على نفس الرقاقة. تجمع تكنولوجيات مايكروسيستمز بين تقنيات الالكثرونيات الدقيقة لأشباه الموصلات و التقنيات الجديدة في مجال الخرط الدقيق متيحة إمكانية دمج نظم بأكملها على نفس الرقاقة (SoC). بالإضافة إلى ذلك، فإن هذا الدمج يسمح بتصغير هذه النظم وتحسين أداءها وزيادة الحساسية والحد من المكانية دمج نظم بأكملها على نفس الرقاقة (SoC). بالإضافة إلى ذلك، فإن هذا الدمج يسمح بتصغير هذه النظم وتحسين أداءها وزيادة الحساسية والحد من الصوضاء من خلال تقليص حجم مكوناتها. في هذا السياق تأتي الغاية من هذه الأطروحة الذي تهدف إلى تحسميم وبناء جبل جديد من الميكروفونات الألكتروديناميكية اعتمادا على وشيعتين لولبيتين مسطحتين. هذا الميكروفون سيئم تصنيع من طريق تكنولوجبا اعتبادية تليها عملية خرط دقيق في كنلة السايكون من خلال الجبهة الأمامية. هذه الثقنية نتيج دمج الوظائف الميكروفون سيئم تصنيعه عن طريق تكنولوجبا اعتبادية تليها عملية خرط دقيق في كنلة السايكون من خلال الجبهة الأمامية. هذه الثقنية نتيج دمج الوظائف الميكروفون سيئم تصنيعه عن طريق تكنولوجبا اعتبادية تليها عملية من خلال الجبهة الأمامية. هذه الثقنية نتيج دمج الوظائف الميكانيكية و الكثرونيات المعالجة الرقمية اللازمة لتضخيم و معالجة الإشارة على نفس الرقاقة. المنجز خلال هذه الأطروحة يستهل بدراسة الميكانيكية و تحليل الصوتي لهيكل الميكروفون عند الاقترال بعد ذلك تأتي دراسة الكثروصوتية و التي تسمح بمعرفة مدى قرة تموج و المتحركة لحساب الحقل المعاليكية و الموصول بأربعة اذرع إلى جسمه. الخطوة التالية تهم بنموذج الارتية و التي تسمح بمعرفة مدى قوة تموج و استجابة غشاء الميكروفون (الحجاب) المعلق و الموصول بأربعة اذرع إلى جسمه. الخطوة التالية تهم بنموذج الارتية الكيرومعناطيسي بين مدى قوة تموج و استحركة لحساب الحقل المغاطيسي المتولد. هذه الدراسة قادنتا الجير إلى تقدير الموتي المتحر في المن وتصنيم نموذج أولى لهذا الميكروفون (الحجاب) المعلق و الموصول بأربعة اذرع إلى جسمه. الخطوة التالية تهم بنموذج الالكور ومغاطيسي بين وتصنيم نموذج أولى لهذا الميكروفون المعناطيسي المتولية العرابية قادنتا أخيرا إلى تقدير شدة التوتر المستحث في الوشيعة الثانوية و اقتراح تصميم وتصنيم نموذج أولى لهذا الميكروفون الكمنويي

المفاتيح: ميكروفون MEMS، محول كهروديناميكي ، خرط دقيق في كتلة السليكون ، الارتباط الكهرومغناطيسي ، مرونة اللولب، دراسة الكتروصوتية، طريقة العناصر المنتهية(FEM) .

Résumé : Les microsystèmes (MEMS - Micro-Electro-Mechanical Systems) sont des composants miniaturisés réunissant des fonctions électroniques, mécaniques et optiques sur la même puce. Les technologies microsystèmes conjuguent les techniques du pointe de la microélectronique des semi-conducteurs et les nouvelles techniques du microusinage, permettant ainsi la réalisation de systèmes entiers sur une puce (SoC - System on Chip). En plus, cette intégration permettra de miniaturiser le système, d'améliorer ses performances, d'augmenter la sensibilité et de diminuer le bruit grâce à la réduction de la taille des composants et par la suite les capacités parasites dues aux interconnexions. Dans ce cadre vient l'objectif de cette thèse qui a pour but de concevoir et réaliser une nouvelle génération de microphone monolithique de type électrodynamique, à base de bobines spirales planaires, réalisée en technologie standard complétée par un post process de micro-usinage en volume par la face avant. Après avoir décrire les différents procédés de fabrication des microsystèmes compatibles microélectroniques et récapituler l'état de l'art des différents principes de transduction des structures de microphones MEMS intégrés micro-usinés. Une modélisation électromagnétique détaillée est réalisée pour étudier le lien inductif entre les deux bobines, constituant le microphone, dans les différents modes de polarisation et par conséquent, proposer des solutions menant à augmenter la tension induite. Par la suite, une étude de la flexibilité et les constantes de raideur la membrane suspendue a été menée. Cette analyse mécanique a pour but de concevoir un système de membrane souple qui a permis de placer la fréquence de résonance au milieu géométrique de la bande audible et d'avoir des amplitudes de déplacement suffisantes dans la plage linéaire. L'étape suivante a consistée à calculer le déplacement statique aussi bien que les fréquences propres de notre microphone par la méthode des éléments finis (MEF) à l'aide du logiciel ANSYS. Ensuite, une modélisation électro-acoustique est bien nécessaire pour proposer un modèle théorique équivalent du microphone et évaluer la sensibilité du microphone. Le modèle électrique équivalent décrivant le comportement acoustique du microphone est bâti en connectant en parallèle les composants sur lesquels agit la même pression et en série les composants ayant les mêmes débits (flux de vitesses). Cette modélisation nous a permis de distinguer deux types de microphone {i} à conversion en déplacement et contrôlé par compliance et {ii} à conversion en vitesse et contrôlé par résistance. La dernière étape de cette thèse a été d'accomplir le dessin des masques et fabriquer le 1^{er} prototype.

Mots clés: Microphone MEMS, Transducteur électrodynamique, micro-usinage du silicium, Modélisation électromagnétique, constante de raideur, Modélisation électroacoustique, Méthode des éléments finis (MEF).

Abstract: Microsystems (MEMS - Micro-Electro-Mechanical Systems) are miniature components including electronic, mechanical and optical functions on the same chip. Microsystems technologies combine developed microelectronic semiconductor technology and new techniques of micro-machining, allowing the realization of an entire system on chip (SoC). In addition, this integration will miniaturize the system, improve performance and increase the sensitivity and especially the noise reduction by reducing the size of components and thereafter the parasitic capacitances due to interconnections. The objective of this thesis is to design and build a new generation of monolithic electrodynamic microphone based on planar spiral coils made with a standard CMOS technology complemented with a front side bulk micromachining post process. The thesis begins with an overview of different standard monolithic fabrication processes which are compatible with integrated MEMS. Then, a detailed electromagnetic analysis and calculations are carried out to study effects between the two inductors which constitute the microphone. This analysis permitted us to estimate the induced voltage at terminals of the secondary coil and helped us to optimize the structure of the inductive microphone. Then, mechanical and vibration analysis of the microphone structure were carried out to study the flexibility and spring constants of its components. Subsequently, we have done an electro-acoustic modeling and modal analysis, using the ANSYS software, to estimate the sensitivity and resonant frequency of the microphone. The final part of the thesis was devoted to explaining in details fabrication steps of the first prototype of the microphone, it shows the layout and describes the characterization.

Key-words: MEMS Microphone, Electrodynamic transducer, Silicon micro-machining, Electromagnetic modeling, Spring constant, Electro-acoustic modeling, Finite element method (FEM).