



HAL
open science

Vers des micro-haut-parleurs à hautes performances électroacoustiques en technologie silicium

Iman Shahosseini

► **To cite this version:**

Iman Shahosseini. Vers des micro-haut-parleurs à hautes performances électroacoustiques en technologie silicium. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Sud - Paris XI, 2012. Français. NNT : 2012PA112137 . tel-00856591

HAL Id: tel-00856591

<https://theses.hal.science/tel-00856591>

Submitted on 2 Sep 2013

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.

THÈSE DE DOCTORAT

SPÉCIALITÉ : PHYSIQUE

*École Doctorale : Science et Technologies de l'Information
des Télécommunications et des Systèmes (STITS)*

Présentée par :

Iman SHAHOSSEINI

Sujet :

Vers des micro-haut-parleurs à hautes performances électroacoustiques en technologie silicium

Soutenue le **13 juillet 2012** devant les membres du jury :

M. Jérôme DELAMARE (*Rapporteur*) G2ELAB – ENSE3 – INPG

M. Pascal NOUET (*Rapporteur*) LIRMM – Univ. Montpellier II

M. Francisco DE OLIVEIRA ALVES (*Examineur*) Univ. Paris Sud

M. Bertrand DUBUS (*Examineur*) IEMN – CNRS

M. Stéphane DURAND (*Examineur*) LAUM – ENSMM

M. Elie LEFEUVRE (*Directeur de thèse*) Univ. Paris Sud

M. Guy LEMARQUAND (*Invité*) LAUM – Univ. du Maine

Remerciements

Cette thèse a été effectuée à l'Institut d'Électronique Fondamentale. Je remercie tout d'abord M. Jean-Michel Lourtioz, M. Claude Chappert et M. André De Lustrac, les trois directeurs successifs de l'IEF, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire, ainsi que M. Alain Bosseboeuf, responsable du département Micro-Nano-Bio et Microsystèmes, pour m'avoir fourni les moyens nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse, M. Elie Lefevre pour son encadrement au cours de ces trois années. Malgré un emploi du temps très chargé, sa disponibilité, son attention et son implication ont toujours été sans faille. Ses compétences scientifiques, riches et multiples, son dynamisme communicatif, ses conseils toujours très instructifs, son énergie mise à la disposition de projets ambitieux, son sens critique appelant une rigueur et une remise en cause indispensable à la progression du travail de recherche, sa faculté à créer des rapports de confiance m'ont été d'un grand profit. J'ai beaucoup apprécié nos discussions et son support lors de la rédaction de ce mémoire. Je tiens ainsi à le remercier de m'avoir fait bénéficier de son jugement sur mon travail ainsi que de m'avoir accordé son soutien et sa confiance. J'associe également à cet encadrement Mme Marion Woytasik, M. Johan Moulin et M. Emile Martincic, Enseignants Chercheurs du département Micro-Nano-Bio et Microsystèmes, que je remercie de leur aide et de la clarté de leurs explications au cours de nos nombreux échanges.

Je remercie sincèrement M. Francisco De Oliveira Alves, Professeur à l'université Paris-Sud, de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse. J'exprime ma profonde gratitude envers M. Pascal Nouet, Professeur à l'Université Montpellier II, et M. Jérôme Delamare, Professeur à Grenoble-INP, pour l'intérêt qu'ils ont témoigné à l'égard de mon manuscrit et pour avoir accepté d'en être les rapporteurs, ainsi que membres du jury.

Je suis également très honoré que Messieurs Bertrand Dubus, Directeur de Recherches à l'IEMN, Stéphane Durand, Maître de Conférences HDR à l'ENSMM et Guy Lemarquand, Professeur à l'Université du Maine, aient accepté de prendre part au jury de ma thèse.

Je voudrais remercier l'ensemble de mes collègues du département MINASYS,

devenu récemment "Micro-Nano-Bio et Microsystèmes", parmi lesquels j'ai passé ces quelques années et avec lesquels j'ai passé de bons moments, ainsi que tous les partenaires du projet ANR-SAIPON.

Je remercie Gaël Pillonnet et Eric Sturtzer de l'INL, avec qui j'ai travaillé dans le cadre d'une collaboration établie lors de ce projet.

Je remercie Philippe Coste, Hervé Mathias et Fabien Parrain pour leur aide et leurs suggestions dans la mise au point de nombreux procédés.

À l'éminent Jean-Paul-Gilles, Mehdi Ammar et Filippo Fabbri, personnes aux qualités humaines extraordinaires, qui m'ont accueilli au sein du bureau 103 et m'ont guidé dans mes premiers pas de thésard à l'IEF.

À Sébastien Brault, Jean-Clement Guisiano, Olivier Garel, Guillaume Schelcher et Pierre Allain qui par leur joie de vivre, ont su insuffler un nouveau dynamisme dans la bande des doctorants.

J'aimerais également remercier les thésards et stagiaires du département avec qui j'ai passé des moments très agréables et vivifiants, et particulièrement : Martin De-terre, Magdalèna Couty, Hervé Bertin, Katia Chouarbi, Mériam Azzouz, Ferial Hamdi, Khaoula Labidi, Vincent Beix, Alexandre Houdouin et Sébastien Nazeer.

Ma reconnaissance va en outre aux personnels de la Centrale de Technologie Universitaire, qui n'ont pas ménagé leur peine pour me faire partager les subtilités de la microfabrication, et tout particulièrement : Benoît Bélier, David Bouville, Nathalie Isac, Jean-René Coudeville, Xavier Le Roux, François Maillard et Samson Edmond. Je les remercie également pour leur aide et leurs conseils, qui m'ont permis de résoudre de nombreuses difficultés technologiques et, faisant preuve d'une patience héroïque, ont répondu à mes innombrables questions.

Je remercie aussi toute l'équipe administrative et technique de l'IEF, et plus particulièrement Ingrid Frey à l'accueil, Koro Sokhona à l'atelier, André Thémelin, Julie Roy et Sylvie Durand au service administratif, pour leur grande serviabilité, leur gentillesse et leur soutien indéfectible.

Si ce mémoire sonne juste, c'est grâce à la générosité et au dévouement de ceux que j'ai cités plus haut (les erreurs sont de mon fait, et de mon fait seulement !).

Finalement, mille merci à la Sous-Préfecture de Palaiseau de m'avoir offert chaque année, régulièrement et à de nombreuses reprises, des heures, sinon des jours de débats techicoéconomiques avec la communauté internationale accueillie sur le trottoir de l'Avenue du Général de Gaulle, à la veille de jugement dernier.

Liste des abréviations

Abréviation	Signification
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
dB	Décibel
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
ENH	Electrode Normale à Hydrogène
FEM	Finite Element Method
FFT	Fast Fourier transform (Transformée de Fourier rapide)
IBE	Ion Beam Etching
ICP	Inductively Coupled Plasma
IMD	Intermodulation Distortion
MEB	Microscope Electronique à Balayage
MEMS	Micro-Electro-Mechanical System
PECVD	Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition
RF	Radio Fréquence
RIE	Reactive Ion Etching
RMS	Root Mean Square
SOI	Silicon On Insulator
SPL	Sound Pressure Level
THD	Total Harmonic Distortion
UV	Ultra Violet

Liste des paramètres principaux

Paramètre	Signification
A	Surface émissive apparente (m^2)
a	Distance entre la source acoustique et le point de mesure (m)
B	Induction magnétique (T)
B_r	Composante radiale de l'induction magnétique (T)
B_{r_n}	Composante radiale de l'induction magnétique vue par la $n^{ième}$ spire de la bobine (T)
B_y	Composante axiale de l'induction magnétique (T)
b	Largeur des bras de suspension (m)
c	Vitesse du son (m/s)
D_n	Diamètre de la $n^{ième}$ spire de la bobine (m)
d	Diamètre de la surface émissive (m)
E	Module de Young (Pa)
e	Épaisseur d'une spire de la bobine (m)
F	Force (N)
f_F	Facteur de force (N/A)
f	Fréquence (Hz)
f_R	Fréquence de résonance (Hz)
h	Épaisseur de la membrane (m)
h_s	Épaisseur des bras de suspension (m)
I	Intensité acoustique (W/m^2)
i	Courant électrique (A)
K	Vecteur d'onde (m^{-1})
k	Raideur de la suspension (N/m)
L	Inductance (H)
l_n	Longueur de la $n^{ième}$ spire de la bobine (m)
l_s	Longueur des ressorts de suspension (m)
M	Masse (kg)
P	Puissance (W)
$P_{Electrique}$	Puissance électrique (W)

Paramètre	Signification
$P_{Acoustique}$	Puissance acoustique (W)
p_{eff}	Pression acoustique efficace mesurée (Pa)
R	Résistance électrique de la bobine (Ω)
R_n	Rayon de la n ^{ième} spire de la bobine (m)
r	Rayon de la surface émissive (m)
S	Surface de la face émissive (m^2)
t	Espacement entre deux spires de la bobine (inter-spire) (m)
w	Largeur d'une spire de la bobine (m)
x	Déplacement hors-plan de la membrane (m)
x_{pic}	Amplitude maximum de déplacement hors-plan de la membrane (m)
Y	Dé-centrage de la bobine par rapport à l'aimant (m)
Z_e	Impédance électrique (Ω)
Z_m	Impédance mécanique ($N.s/m$)
z	Distance du bord de la surface émissive (m)
η	Rendement
γ	Accélération (m/s^2)
ν	Coefficient de Poisson
ω	Pulsation (rad/s)
ρ	Masse volumique (kg/m^3)
ρ^*	Résistivité électrique ($\Omega.m$)
σ	Contrainte mécanique (Pa)
θ	Angle d'inclinaison de la membrane ($Degrés$)

Table des matières

1	État de l'art et objectifs scientifiques	1
1.1	Introduction	1
1.2	À propos d'acoustique	2
1.3	Constitution d'un haut-parleur électrodynamique classique	5
1.4	Micro-haut-parleurs	7
1.4.1	Structure	7
1.4.2	Caractéristiques constructeurs et mesurées	9
1.5	Objectifs visés	12
1.6	Technologies MEMS dans les téléphones portables	13
1.7	État l'art des micro-haut-parleurs MEMS	15
1.7.1	Actionnement électrodynamique	15
1.7.2	Actionnement électrostatique	17
1.7.3	Actionnement piézoélectrique	19
1.7.4	Autres types d'actionnement	20
1.7.5	Reconstruction numérique	22
1.7.6	Comparaison des performances des micro-haut-parleurs MEMS	23
1.8	Conclusion	25
2	Conception du transducteur	27
2.1	Introduction	27
2.2	Structure générale du transducteur	27
2.3	Dimensionnement acoustique	29
2.4	Surface émissive	32
2.4.1	Analyse FEM de la face émissive microstructurée	35
2.5	Suspension	44
2.6	Aimant et bobine	52
2.6.1	Induction magnétique uniforme	53
2.6.2	Induction magnétique non-uniforme	55
2.6.3	Induction magnétique asymétrique	74
2.7	Autres approches envisagées pour améliorer le rendement	77
2.7.1	Matériaux doux au centre de la bobine	77
2.7.2	Bobine composite	81

2.8	Conclusion	83
3	Microfabrication	87
3.1	Introduction	87
3.2	Pistes conductrices	89
3.3	Couche isolante	93
3.4	Ressorts de suspension	95
3.5	Bobine planaire	98
3.5.1	Dépôt de la sous-couche Ti/Cu	99
3.5.2	Micromoulage	101
3.5.3	Dépôt électrolytique	102
3.5.4	Isolation électrique	104
3.6	Structuration et libération de la partie mobile	106
3.6.1	Structuration de la partie mobile en silicium	108
3.6.2	Libération de la partie mobile	112
3.7	Conclusion	114
4	Caractérisation	117
4.1	Introduction	117
4.2	Caractérisation mécanique	117
4.2.1	Raideur des ressorts de suspension	117
4.2.2	Tenue mécanique des pistes sur les ressorts de suspension	120
4.2.3	Modes vibrations de la surface émissive	122
4.3	Impédance de la bobine	122
4.4	Caractéristiques électromécaniques	123
4.4.1	Facteur de force	123
4.4.2	Déplacement dynamique de la surface émissive	128
4.5	Comportement thermique	129
4.6	Mesures électroacoustiques	131
4.6.1	Niveau sonore	132
4.6.2	Distorsion	135
4.6.3	Impédance électrique du micro-haut-parleur	137
4.7	Conclusion	139
5	Conclusion et perspectives	141
A	Dimensions et caractéristiques de micro-haut-parleurs classiques	147
B	Calcul du nombre de spires de la bobine	149
C	Décentrage aimant-bobine	151
D	Recette de microfabrication	155

E Communications scientifiques	159
Bibliographie	162
Tables des figures	171
Liste des tableaux	181

Introduction

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit a été réalisé à l'Institut d'Électronique Fondamentale, dans le cadre du projet ANR SAIPON (Système Audio In Package Pour Objets Nomades). Ce projet de recherche industrielle est motivé par un fort besoin d'intégration des différents éléments qui constituent les objets électroniques nomades d'aujourd'hui. Il s'intéresse en particulier à la chaîne de reproduction sonore, qui, outre son encombrement, présente de nombreuses faiblesses, notamment en termes de qualité sonore et de rendement.

En effet, la complexité croissante des objets nomades, due à l'intégration de fonctions de plus en plus nombreuses (audio, vidéo, affichage, communication RF, ...), met les concepteurs face à une augmentation importante de la consommation électrique et à un problème accru d'intégration. On observe par exemple que la réduction des dimensions d'un téléphone cellulaire et les problèmes liés à l'augmentation de sa consommation stimulent l'émergence de nouveaux composants mieux optimisés.

La réduction de taille des objets nomades est un défi technique important. Dans le cas des haut-parleurs miniatures, aussi appelés "micro-haut-parleurs", leurs dimensions importantes posent un réel problème d'intégration.

Par rapport à l'ensemble des fonctions intégrées dans les téléphones portables, la chaîne de reproduction sonore peut dépasser le quart de la consommation globale. Une telle part de consommation s'explique par le faible rendement du système audio, nettement inférieur à 1%. De ce fait, l'utilisation en mode "mains libres" limite fortement l'autonomie des téléphones portables.

La conception globale, et donc le rendement du système audio, ne sont pas optimaux car l'approche de conception est fragmentée et répartie sur différents acteurs :

- L'interface de communication est développée par le concepteur de la plateforme (Nokia, Samsung, Motorola, Apple, ...)
- La conversion numérique-analogique et l'amplification sont conçues la plupart du temps séparément par un ou plusieurs industriels (Texas Instrument, National Semiconductor, ST, Maxim, On Semiconductor, Philips, Analog Devices, ...)
- La conversion électroacoustique est développée par d'autres industriels (Nissi, NXP, Tahyo Yuden, Bugeon, ...)

La cohérence de l'ensemble n'est pas évidente car elle fait appel à des compétences pluridisciplinaires. L'optimisation globale a peu de chances d'être atteinte, chaque acteur prenant en compte des contraintes partielles. Pour illustrer cette problématique, plusieurs exemples

peuvent être cités. Les contraintes de fidélité exigées pour l'amplificateur de puissance apparaissent le plus souvent excessives au regard des performances électroacoustiques du micro-haut-parleur. Dans ce contexte, la restriction de la bande passante de l'amplificateur est a posteriori nécessaire pour réduire la consommation totale à un niveau acceptable. Actuellement, l'amplification en mode tension est utilisée dans toutes les chaînes de reproduction sonore. C'est un autre exemple permettant d'illustrer le besoin d'une approche globale pour optimiser le rendement du dispositif. En effet, l'amplification en mode courant pourrait être une meilleure alternative pour commander le haut parleur. Cependant, ce mode d'alimentation induit des contraintes au niveau de l'amplificateur qu'il faut prendre en compte pour garantir la qualité de restitution sonore.

Ainsi, aujourd'hui chaque partie du dispositif, protocole de communication, conversion numérique analogique, amplification, conversion électroacoustique, est optimisée sans véritablement tenir compte de la chaîne audio dans sa globalité. Ce constat motive le projet SAIPON qui propose l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio par une approche globale de conception et le développement expérimental d'un haut parleur en technologie MEMS. Les industriels utilisent déjà des MEMS pour de nombreuses fonctions dans les systèmes embarqués grand public. Par exemple, l'utilisation de microphones MEMS s'impose dans les plateformes de téléphone cellulaire, avec un marché d'un milliard d'unité par an en 2011. L'utilisation des technologies MEMS pour les micro-haut-parleurs pourrait de la même manière présenter un réel intérêt pour les fabricants.

Le projet SAIPON s'appuie sur les compétences scientifiques et techniques complémentaires de trois partenaires universitaires et d'un partenaire industriel :

- L'IEF (Institut d'Electronique Fondamentale)
- L'INL (Institut des Nanotechnologies de Lyon)
- Le LAUM (Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine)
- ST Microelectronics - division Analog, Power and MEMS

Le projet a pour finalité la réalisation d'un système-in-package hétérogène incluant le haut parleur et l'électronique associée. Suivant une approche d'optimisation globale, il s'agit d'étudier la possibilité d'améliorer significativement le rendement et la qualité sonore par rapport à l'existant. La conception d'un micro-haut-parleur MEMS pourrait ainsi constituer une avancée technologique essentielle pour atteindre ces objectifs. L'aspect novateur de cette thèse porte sur la conception et la réalisation d'un transducteur électroacoustique MEMS de forte puissance. En effet, d'après l'état de l'art, aucun MEMS ayant des caractéristiques s'approchant du besoin identifié n'a été réalisé à ce jour.

Ce mémoire présente en premier lieu un état de l'art des micro-haut-parleurs et précise les objectifs scientifiques de notre travail. Il détaille ensuite la conception et l'optimisation du transducteur, mettant à profit les possibilités offertes par les technologies MEMS. Les différentes étapes technologiques mises au point pour réaliser des prototypes sont décrites, avant de présenter les résultats des tests effectués sur ces prototypes. Ces résultats permettent de conclure sur l'intérêt de la démarche proposée et d'esquisser les perspectives d'amélioration.

Chapitre 1

État de l'art et objectifs scientifiques

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous explicitons en premier lieu les termes acoustiques qui seront employés tout au long de ce manuscrit. Après avoir brièvement examiné le principe de fonctionnement des haut-parleurs classiques, que l'on trouve communément dans les systèmes audio grand public, nous étudions plus en détail les micro-haut-parleurs actuellement utilisés dans les appareils électroniques nomades. L'analyse de l'architecture et des caractéristiques électro-mécano-acoustiques de ces micro-haut-parleurs, dits "classiques", permet de mieux comprendre l'origine de certains défauts. La qualité sonore et le rendement sont les deux aspects sur lesquels nous focalisons notre étude. Dans un contexte où les appareils électroniques portables sont de plus en plus répandus, la qualité et la puissance sonore font l'objet d'une attention particulière de la part des concepteurs et des consommateurs. Par ailleurs, les concepteurs cherchent à améliorer l'autonomie en énergie, ou plus précisément la durée d'utilisation entre deux recharges de la batterie. À ce niveau, la consommation de la chaîne de reproduction sonore peut avoir un impact considérable sur la consommation globale. Par exemple, l'analyse de la répartition de l'énergie consommée par différentes fonctions intégrées dans un lecteur de DVD portable et dans un lecteur mp3 montre qu'au moins un quart du budget énergétique total est consacré au système audio [1] (Figure 1.1). L'examen du rendement typique de chacun des constituants du système audio permet de mettre en évidence l'intérêt d'améliorer cette caractéristique pour un micro-haut-parleur.

L'analyse de l'existant et des tendances observées dans le domaine audio portable nous permettent de définir les objectifs de notre travail. L'idée étant de mettre à profit les technologies des microsystèmes, nous présentons ensuite un état de l'art des micro-haut-parleurs MEMS. Les différents types d'actionnement envisageables sont exposés, et un tableau récapitulatif compare les performances atteintes. Ces éléments nous serviront de point de départ pour la conception d'un nouveau transducteur électroacoustique basé sur les technologies MEMS.

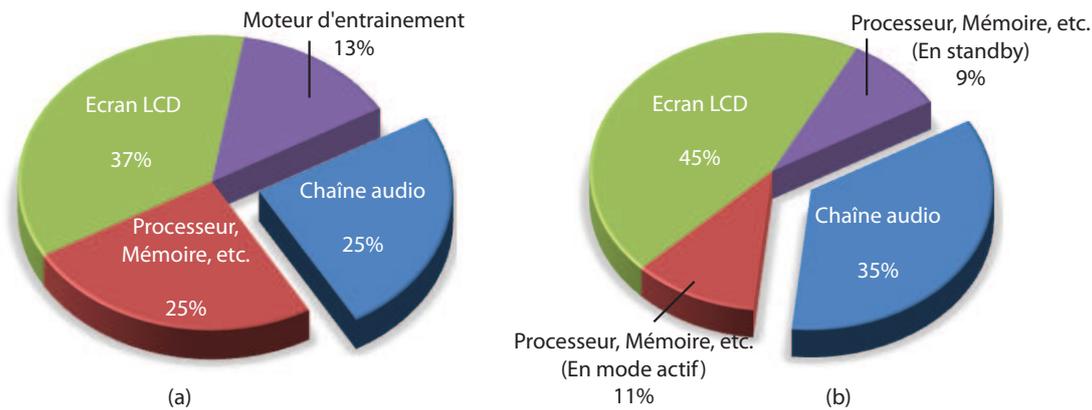


FIGURE 1.1 – Répartition de la consommation d'appareils électroniques portables : (a) lecteur de DVD portable avec écran 7", (b) lecteur mp3 - IPAQ360 PDA

1.2 À propos d'acoustique

Ce mémoire n'étant pas spécifiquement dédié aux acousticiens, l'auteur n'étant pas acousticien lui-même, nous avons jugé utile de préciser en premier lieu certaines notions d'acoustique utilisées tout au long du manuscrit. Ces notions sont pour la plupart extraites des références [2, 3].

Le **son** est un ébranlement périodique de l'air qui produit une série d'oscillations longitudinales. L'élasticité de l'air permet aux ondes acoustiques de se propager.

La **vitesse du son** est la vitesse à laquelle se déplacent les ondes sonores. Elle varie suivant le milieu de propagation considéré. Elle peut aussi dépendre d'autres paramètres. Dans l'air, par exemple, la vitesse du son passe de 331 à 340 m/s quand la température passe de 0 °C à 18 °C.

La **pression acoustique** est la variation de pression au sein du milieu dans lequel l'onde acoustique se propage. Dans l'air, la variation de pression correspondant aux ondes sonores est très petite par rapport à la pression atmosphérique. Cette dernière est de l'ordre de $10^5 Pa$ au niveau de la mer, alors qu'une personne parlant normalement produit une variation de pression de l'ordre de 0,01 Pa à un mètre de distance.

Le **niveau de pression acoustique** (sound pressure level ou SPL) repère la valeur efficace de la pression acoustique par rapport une valeur de référence. On adopte comme valeur de référence (0 dB) la pression acoustique qui correspond au seuil d'audibilité à 1 kHz , soit $2 \times 10^{-5} Pa$ RMS. Le niveau sonore se calcule à l'aide de l'équation suivante, p_{eff} étant la pression acoustique efficace mesurée :

$$SPL = 20 \log \frac{p_{eff}}{2 \times 10^{-5}} \quad (1.1)$$

Voici quelques exemples de niveau de pression acoustique :

- Seuil d'audibilité : 0 dB SPL
- Conversation normale : 50 à 60 dB SPL
- Écoute musicale dans un appartement : 70 dB SPL
- Motos et tondeuses à gazon : 90 dB SPL
- Sonorisation de discothèque et concerts de rock : 100 à 110 dB SPL
- Armes à feu et avion à réaction : 120 à 140 dB SPL
- Seuil de la douleur : 134 dB SPL

Les niveaux de pression acoustique à partir de 100 dB SPL sont considérés nuisibles en cas d'exposition prolongée.

Le **seuil d'audibilité** (ou seuil d'audition) correspond, pour des sons purs à différentes fréquences, au plus petit niveau sonore audible. D'après la Figure 1.2, le seuil d'audibilité est le plus bas dans la gamme de fréquence comprise entre 1 et 5 kHz. Ceci est important pour reconnaître les consonnes dans la parole. Aux fréquences inférieures à 300 Hz on observe une forte augmentation du seuil d'audibilité. Le même phénomène apparaît aux fréquences supérieures à 10 kHz. Le seuil d'audibilité augmente, de manière plus ou moins marquée, avec l'âge [4, 5]. Il est aussi fonction de la sensibilité de l'oreille humaine.

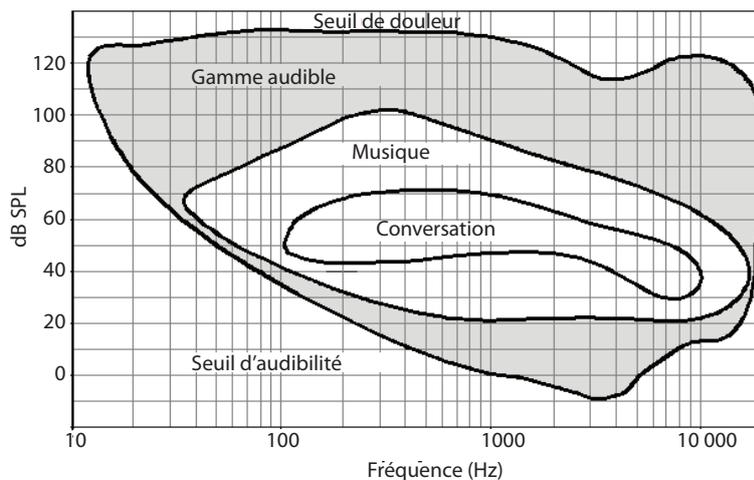


FIGURE 1.2 – Domaines d'audition définis par le standard ISO 226 [5]

Le **rendement électroacoustique** d'un transducteur est le rapport entre la puissance acoustique délivrée par le transducteur et la puissance électrique absorbée. Pour donner un ordre de grandeur, les haut-parleurs classiques ont un rendement électroacoustique typique de l'ordre de 0,5% à 1%.

On appelle **distorsion** la déformation de l'onde acoustique produite par rapport à la forme du signal audio initial. Cette déformation est due aux imperfections des différents éléments qui constituent la chaîne de reproduction sonore. Elle est généralement quantifiée à l'aide de la transformée de Fourier, qui permet de déterminer le taux de distorsion harmonique et le taux de distorsion d'intermodulation.

Le **taux de distorsion harmonique** (THD) est déterminé en mesurant le signal de sortie, l'entrée étant purement sinusoïdale. Les harmoniques du signal de sortie, calculés à l'aide de sa transformée de Fourier, permettent de déterminer le taux de distorsion harmonique de la manière suivante :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=H} Q_h^2}}{Q_1} \cdot 100 \quad (1.2)$$

où Q_h est la valeur efficace de l'harmonique d'ordre h du signal de sortie et Q_1 la valeur efficace de sa composante fondamentale.

Le **taux de distorsion d'intermodulation** (IMD) résulte de l'interaction de deux ou plusieurs composantes spectrales d'entrée, du fait des non-linéarités du système. En plus des harmoniques associés à chaque fréquence d'entrée, le signal de sortie comprend des harmoniques d'intermodulation dont les fréquences sont des sommes et des différences de multiples entiers de chaque fréquence d'entrée ($n.f_1 \pm m.f_2$ dans le cas de deux fréquences d'entrée f_1 et f_2 , avec n et m entiers).

En pratique, on considère un signal d'entrée bitonal, somme d'une composante de fréquence élevée f_2 et d'une composante de fréquence basse f_1 de valeur efficace 4 fois plus grande (+12 dB). Les non-linéarités du système modulent la composante de la réponse de fréquence f_2 à la fréquence f_1 . La distorsion d'intermodulation se manifeste par des bandes latérales de fréquence $f_2 \pm f_1$, $f_2 \pm 2f_1$, $f_2 \pm 3f_1$, etc. Le **taux de distorsion d'intermodulation totale** est le rapport des valeurs efficaces de l'ensemble des bandes latérales de f_2 et de la composante de fréquence f_2 . Le **taux de distorsion d'intermodulation d'ordre deux** est le rapport des valeurs efficaces de la somme des bandes latérales de fréquences $f_2 \pm f_1$ et de la composante de fréquence f_2 .

Les distorsions harmoniques et d'intermodulation ne sont que des indicateurs des effets d'une non-linéarité. Leur seule donnée ne permet pas de remonter à la caractéristique non-linéaire [3, 6].

La **qualité sonore** d'un haut-parleur, ou plus généralement d'une chaîne de reproduction sonore, dépend :

- de sa courbe de réponse en fréquence, qui doit être aussi "plate" que possible.
- de sa bande passante, qui doit être idéalement aussi étendue que la gamme audible (de 20 Hz à 20 kHz)
- des distorsions harmoniques et d'intermodulation qui doivent être aussi faibles que possibles, traduisant donc un comportement aussi linéaire que possible.

Il est difficile de définir objectivement une limite acceptable de THD et d'IMD, les harmoniques pouvant suivant les cas être entièrement masqués par le signal d'origine. On considère qu'avec un écart d'amplitude d'au moins 35 dB entre les composantes principales et les composantes harmoniques dues aux imperfections du système, ces dernières sont peu perceptibles,

surtout lorsque l'écart de fréquence est faible. Ainsi, pour masquer les harmoniques du 2^{ème} et du 3^{ème} ordre d'un signal à 1 kHz , leur amplitude doit respectivement être de -35 dB et de -50 dB par rapport au signal fondamental. Le masquage des harmoniques des ordres plus élevés devient plus difficile, à moins que leur amplitude soit inférieure au seuil d'audibilité. Certains ouvrages spécifient une limite de 0,2% du taux de distorsion harmonique : en dessous de cette valeur l'effet des distorsions devient imperceptible [6].

1.3 Constitution d'un haut-parleur électrodynamique classique

Le haut-parleur est un transducteur électro-mécano-acoustique destiné à reproduire des sons à partir de signaux électriques, c'est-à-dire l'inverse d'un microphone. Le haut-parleur électrodynamique comprend un actionneur électromagnétique, généralement composé d'une bobine et d'un aimant permanent, qui transforme une partie de la puissance électrique d'entrée en puissance mécanique. Le déplacement mécanique obtenu permet à son tour de transformer une partie de cette puissance sous forme acoustique par l'entraînement d'une surface émissive, également désignée sous le terme de "radiateur acoustique" [3, 7].

La Figure 1.3 représente une vue en coupe de la structure schématique d'un haut-parleur électrodynamique. On distingue quatre éléments principaux :

- la partie magnétique fixe qui est composée d'un aimant permanent et d'une structure de guidage du champ magnétique, les matériaux le plus souvent utilisés pour l'aimant permanent sont des composés de néodyme-fer-bore (NdFeB), de ferrite ou aluminium-nickel-cobalt (AlNiCo),
- la bobine mobile qui est placée dans l'entrefer, elle est légère, rigide et indéformable, elle est généralement réalisée en cuivre ou en aluminium. Des connexions sont rapportées sur la partie fixe afin de permettre son alimentation.
- la membrane qui est reliée mécaniquement à la bobine mobile et joue le rôle de radiateur acoustique. Elle doit être légère et indéformable. Des formes de dôme ou de cône sont couramment utilisées pour assurer la rigidité de ce composant. On trouve une grande variété de matériaux tels que le papier plastifié, les composites verre-époxy ou le Kelvar pour les graves ; du polycarbonate, du polyester, des alliages d'aluminium-magnésium ou du titane pour les aigus,
- deux suspensions qui assurent le guidage de l'équipage mobile, composé de la membrane et de la bobine, et assurent son maintien par rapport au châssis. La première est reliée à la périphérie de la membrane, et la seconde est reliée du côté de la bobine mobile. Ainsi, la bobine est guidée dans l'entrefer au cours d'un mouvement en translation pure. Les suspensions sont réalisées en papier, mousse polyuréthane ou élastomères.

Dans ce type de haut-parleur, la force motrice F résulte de l'interaction entre le courant i traversant la bobine de longueur l et l'induction magnétique B créée par l'aimant. Cette force, connue sous le nom de force de Lorentz ou force de Laplace, s'écrit :

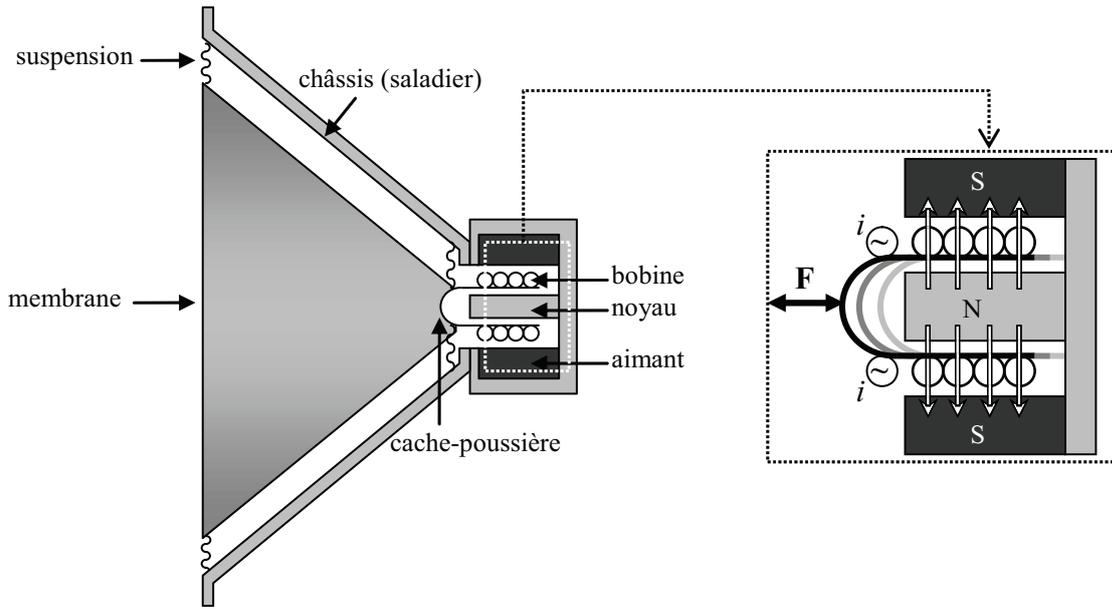


FIGURE 1.3 – Schéma en coupe d'un haut-parleur électrodynamique

$$F = i \cdot \int_0^l \vec{B} \cdot d\vec{l} \quad (1.3)$$

De manière très simplifiée, en considérant un comportement idéal de chacun des éléments, le comportement dynamique du haut-parleur peut être décrit par l'équation suivante :

$$F = M \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + R_m \cdot \frac{dx}{dt} + k_m \cdot x \quad (1.4)$$

où M est la masse de l'équipage mobile, R_m la résistance mécanique au mouvement de l'équipage mobile (due aux pertes mécaniques des suspensions et à l'amortissement de l'air) et k_m la raideur des suspensions. x est le déplacement de l'équipage mobile. La structure et la nature des matériaux utilisés dans un haut-parleur ont un impact considérable sur la qualité du son généré. En effet, il apparaît que le haut-parleur est l'élément qui introduit le plus de distorsion lorsque l'on examine la succession des transformations depuis le signal audio source jusqu'à l'onde acoustique perçue [8] (Figure 1.4). En comparaison, les autres éléments de cette chaîne, tels que l'amplificateur et l'acoustique du milieu, sont quasiment parfaits. Les deux conversions électromécanique et mécano-acoustique du haut-parleur sont chacune à l'origine de nombreuses non-linéarités. En effet, la force motrice ne dépend pas seulement du courant, mais aussi du déplacement de l'équipage mobile. L'inductance de la bobine varie également en fonction de ce déplacement. La présence du fer dans le circuit magnétique ajoute des non-linéarités (hystérésis) dans la force générée. Du point de vue mécanique, la raideur des suspensions varie fortement en fonction de la fréquence et du déplacement (comportement viscoélastique). Quant à la surface émissive, loin d'être parfaitement rigide, elle présente des

modes propres qui peuvent contribuer à dégrader la qualité sonore perçue.

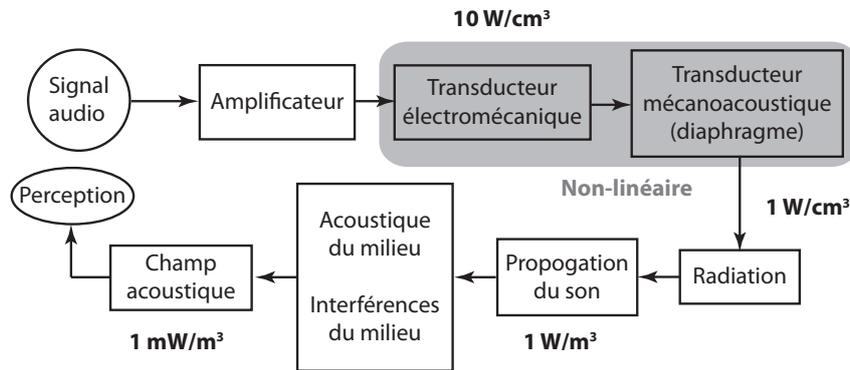


FIGURE 1.4 – Représentation schématique de la chaîne de reproduction sonore [8]

Le même constat peut être fait concernant le rendement. Les pertes dans le milieu de propagation sonore sont faibles. L'amplificateur a un rendement nominal assez élevé, typiquement compris entre 50% et 90%. En revanche, comme il a été mentionnée précédemment, le haut-parleur présente un rendement beaucoup plus faible, le plus souvent inférieur à 1%. Ceci est dû majoritairement au mauvais accord entre l'impédance mécanique du transducteur et l'impédance acoustique de l'air. Autrement dit, la masse de l'équipage mobile est trop importante par rapport à la surface émissive du transducteur. Ce rapport, défavorable au rendement, est contraint par l'exigence de qualité acoustique qui requiert une surface émissive rigide. Dans la suite de ce manuscrit, nous aurons l'occasion d'approfondir ce compromis masse-raideur. Une solution parfois mise en œuvre pour pallier ce problème consiste à ajouter un pavillon acoustique, qui permet une meilleure adaptation de l'impédance acoustique.

1.4 Micro-haut-parleurs

On appelle couramment "micro-haut-parleurs" les haut-parleurs miniatures. Aujourd'hui, la grande majorité de ces micro-haut-parleurs se trouve dans les téléphones portables, les casques et les écouteurs. Dans le seul domaine des téléphones portables, la production se chiffre à plus d'un milliard d'unité par an [9]. Ils sont également très répandus dans les ordinateurs portables, les tablettes, les appareils photo, les caméscopes, etc. Les écouteurs intra-auriculaires et les dispositifs d'aide auditive incluent aussi des micro-haut-parleurs, de taille encore plus réduite. Les micro-haut-parleurs sont majoritairement à actionnement électrodynamique. La Figure 1.5-a présente divers micro-haut-parleurs utilisés dans les téléphones portables et les casques audio. On trouve différentes formes géométriques telles que circulaires, rectangulaires et ovales, adaptées aux contraintes d'intégration dans ces applications. La Figure 1.5-b précise les dimensions d'un micro-haut-parleur rectangulaire dédié à l'application téléphone portable.

1.4.1 Structure

Pour l'application téléphone portable, les dimensions des micro-haut-parleurs restent inférieures à $20 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$ de surface et 3 à 4 mm d'épaisseur. Par comparaison avec

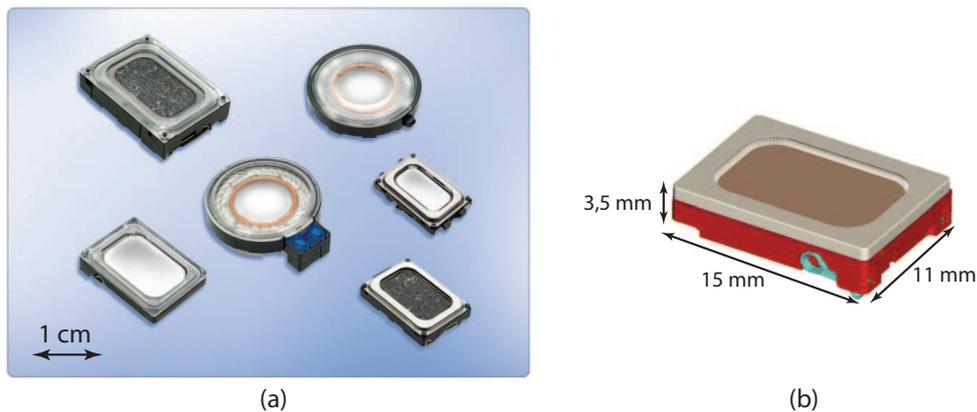


FIGURE 1.5 – (a) Différents micro-haut-parleurs du fabricant Knowles dédiés aux systèmes audio embarqués grand public [10], (b) détail des dimensions d'un micro-haut-parleur rectangulaire pour smart phone [11]

les haut-parleurs classiques, la tendance imposée par les contraintes d'intégration est d'aller vers une topologie bidimensionnelle. Il ne s'agit donc pas d'une simple réduction d'échelle, mais d'une modification profonde de la structure, comme on peut le voir sur la vue en coupe représentée sur la Figure 1.6.

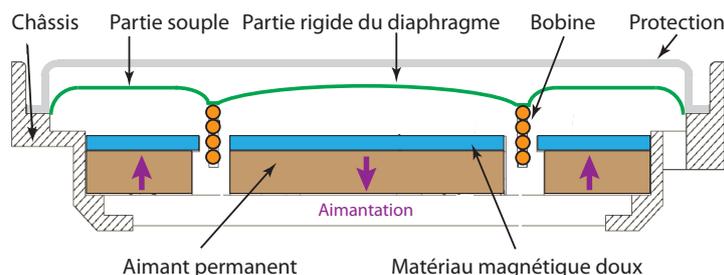


FIGURE 1.6 – Vue en coupe de la structure d'un micro-haut-parleur classique

Dans cette structure, on retrouve une partie magnétique composée d'un aimant permanent et d'un circuit de guidage du champ magnétique. On retrouve également une bobine mobile, attachée à la surface émissive. La forme de cette dernière est assez différente de celle des haut-parleurs classiques. Elle est en effet beaucoup plus plate, avec toutefois une légère structuration tridimensionnelle pour améliorer sa rigidité. Le guidage de l'équipage mobile est réalisé par une seule suspension, qui forme avec la surface émissive une même pièce appelée diaphragme. À ce niveau, on voit que le guidage axial de l'équipage mobile est moins précis que celui d'un haut-parleur classique [12, 13]. Les matériaux couramment utilisés pour réaliser ces éléments sont les suivants [11, 14] :

- Châssis en polycarbonate
- Diaphragme en composés de polyacrylate ou de polynaphtalate d'éthylène (PEN)
- Aimant en NdFeB
- Bobine en cuivre

Pour satisfaire les critères d'intégration, il a fallu faire quelques sacrifices au niveau de la conception :

- **Aplatir la membrane** : alors que les haut-parleurs classiques bénéficient de formes de cône ou de dôme très prononcées pour assurer la rigidité de la surface émissive tout en conservant une grande légèreté, les micro-haut-parleurs doivent se contenter d'un diaphragme quasiment plat. Cette distinction apparaît très nettement sur les Figures 1.3 et 1.6.
- **Simplifier les suspensions** : le diaphragme des micro-haut-parleurs comprend une partie plus souple qui facilite le déplacement de l'équipage mobile. La Figure 1.7 montre deux approches qui permettent de favoriser cette propriété. La Figure 1.7-a, montre des ondulations réalisées sur le pourtour du diaphragme pour assouplir cette région [15, 16, 17]. La Figure 1.7-b présente une autre alternative, où le diaphragme est plus épais au centre qu'à sa périphérie [16].

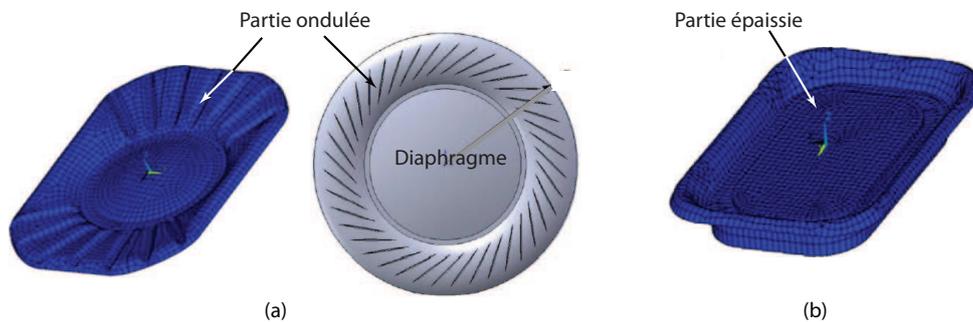


FIGURE 1.7 – Deux types de diaphragme (a) avec ondulations d'assouplissement périphérique [16, 17], (b) avec variation d'épaisseur [16]

1.4.2 Caractéristiques constructeurs et mesurées

Il existe une large palette de micro-haut-parleurs, adaptée aux différents domaines d'application. Nous avons choisi d'examiner ici deux modèles très répandus dans le domaine de la téléphonie mobile. Ces modèles sont fabriqués par deux acteurs importants du domaine : NXP et Knowles (Annexe A). Il s'agit du modèle RA 11x15x3.5 du fabricant NXP, couramment utilisé dans les téléphones portables de la marque Nokia, et du modèle Donau fabriqué par Knowles, dont les dimensions sont identiques au précédent ($11\text{mm} \times 15\text{mm} \times 3,5\text{mm}$). La Table 1.1 résume leurs caractéristiques, selon les renseignements fournis par les fabricants.

Ces deux micro-haut-parleurs affichent quasiment les mêmes caractéristiques : fréquence de résonance à 800 Hz , bande passante de 650 Hz à 16 kHz , sensibilité de 73 dB pour 1 W à 1 m . Concernant leur réponse en fréquence et leurs distorsions, les fabricants fournissent les courbes représentées sur la Figure 1.8.

Pour le modèle de NXP (Figure 1.8-a), pour une puissance électrique de 125 mW , un niveau sonore de 80 dB SPL est atteint à partir de 700 Hz correspondant à une résonance très peu marquée. Un second pic de résonance, très prononcé, apparaît aux fréquences intermédiaires vers $4,5\text{ kHz}$. Au-delà de cette résonance, le niveau sonore diminue de manière importante. Pour le modèle de Knowles (Figure 1.8-b), pour une puissance absorbée de 350 mW , un premier pic de résonance apparaît à 850 Hz . Le niveau SPL se stabilise aux alentours de 90 dB jusqu'à 12 kHz , où apparaît un deuxième pic de résonance très marqué suivi d'une très nette chute du

TABLE 1.1 – Caractéristiques des micro-haut-parleurs NXP RA 11x15x3.5 et Knowles Donau [10, 11, 18]

Fabricant	NXP	Knowles
Dimensions (mm)	$15 \times 11 \times 3,5$	$15 \times 11 \times 3,5$
Impédance (Ω)	8	8
Fréquence de résonance - cavité arrière 1 cm^3 (Hz)	800	800
Fréquence de résonance sans cavité arrière (Hz)	450	-
Bande passante (kHz)	0,65 - 16	0,65 - 16
Sensibilité moyenne de 2 à 5 kHz ($1\text{ W}/m$)	73 dB	73 dB
Maximum de déplacement (mm)	0,3	-
Volume d'air déplacé (mm^3)	-	69
SPL maximum à 10 cm	80 dB pour 200 mW	89 pour 350 mW
Puissance nominale (mW)	400	500

niveau acoustique. Quant à la distorsion, les deux modèles présentent un THD supérieur à 5% en dessous de 1 kHz .

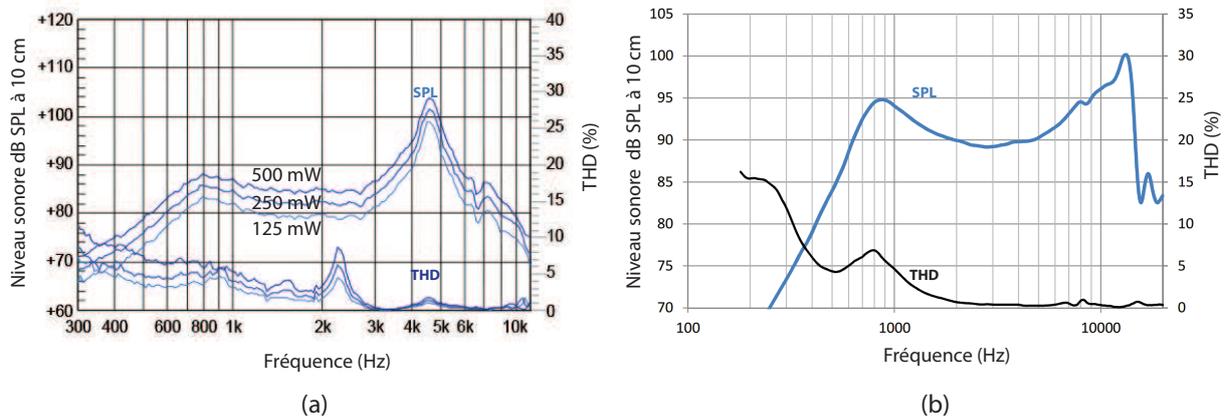


FIGURE 1.8 – Courbes de réponse SPL et de THD pour deux micro-haut-parleurs avec une cavité arrière de 1 cm^3 , (a) NXP-RA 11x15x3.5 [18], (b) Knowles-Donau pour 350 mW [10]

Les caractéristiques constructeurs dévoilent une qualité sonore très moyenne, avec une réponse en fréquence loin de la caractéristique "plate" idéale. Les performances apparaissent particulièrement médiocres aux basses fréquences, avec une baisse marquée du niveau sonore et une forte augmentation du THD. De plus, la Figure 1.8-a montre une augmentation de 3 dB SPL seulement à chaque fois que l'on double la puissance fournie, alors qu'en théorie l'augmentation devrait être de 6 dB SPL. Ceci peut être interprété comme la conséquence d'un comportement non-linéaire du transducteur.

Dans le cadre du projet SAIPON, des mesures électroacoustiques ont été réalisées sur plusieurs échantillons du modèle NXP RA 11x15x3.5 [19]. Ces mesures démontrent des caractéristiques réelles nettement moins bonnes que celles fournies par le constructeur. En effet, comme on peut le constater sur la Figure 1.9, la courbe de réponse en fréquence que nous avons relevée met en évidence de nombreux "accidents" que le constructeur a manifestement préféré masquer. Les nombreux pics observés correspondent aux modes de résonances du diaphragme. De plus, pour atteindre le niveau sonore de 80 dB SPL, il a fallu injecter une puissance de

100 mW alors que selon le fabricant il ne faut que la moitié de cette puissance (sans cavité arrière).

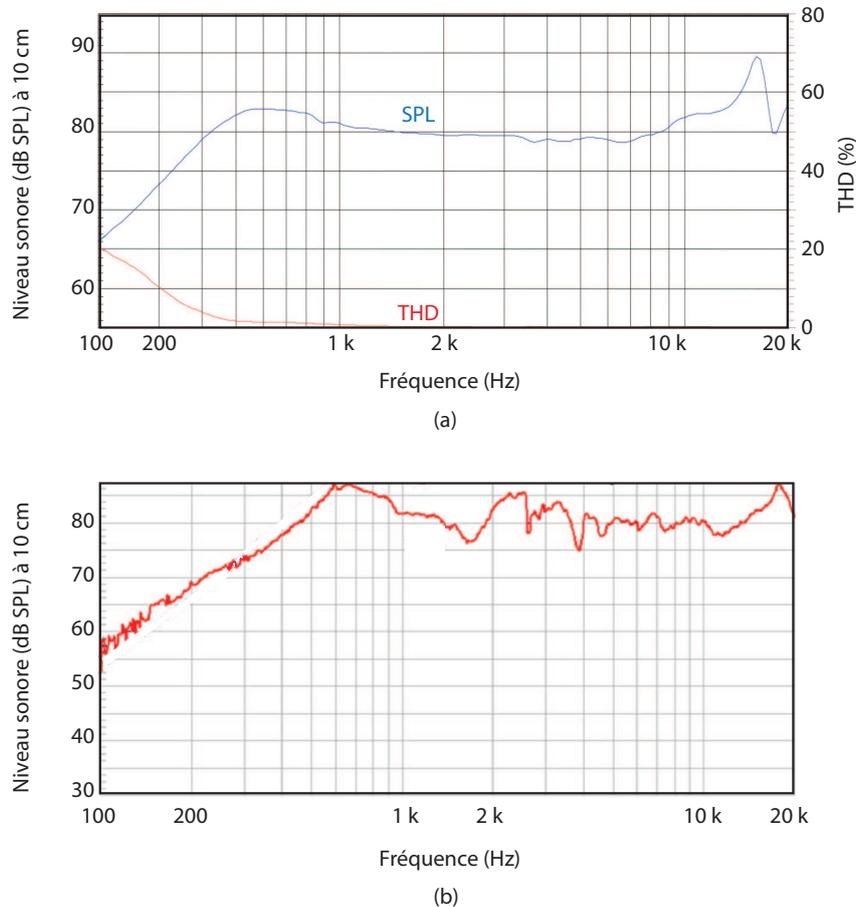


FIGURE 1.9 – Courbes de réponse en fréquence du micro-haut-parleur NXP RA 11x15x3.5 sans cavité arrière : (a) selon le fabricant pour 50 mW en entrée, (b) selon les mesures faites au cours du projet SAIPON avec 100 mW en entrée [19]

Les harmoniques et les phénomènes d'intermodulation ont également été analysés (Figures 1.10-a et 1.10-b). Les mesures effectuées révèlent la présence de nombreuses harmoniques. De plus, nous observons des intermodulations du 2^{ème} et du 3^{ème} ordre particulièrement marquées. Ces phénomènes sont globalement dus au comportement non-linéaire du transducteur, c'est-à-dire aux non-linéarités de son système de suspension et de son moteur électromagnétique. À cela s'ajoute les différents modes propres du diaphragme présents dans la bande passante.

Ainsi, les caractéristiques des micro-haut-parleurs données par les constructeurs, et plus encore celles qui ont été mesurées dans le cadre du projet SAIPON, mettent en évidence leurs faiblesses en termes de qualité sonore et de rendement. Dans le meilleur des cas, le rendement mesuré atteint 0,01%, mais il se situe bien souvent au voisinage de 0,001%. Ceci explique qu'une partie non-négligeable du budget énergétique des téléphones portables est consommée par le système audio embarqué. Cette proportion peut atteindre jusqu'à 30% en mode "mains libres" [20]. En reprenant la structure typique de la chaîne de reproduction sonore précédemment décrite (c.f. Figure 1.4), également valable pour les systèmes audio portables, nous pouvons

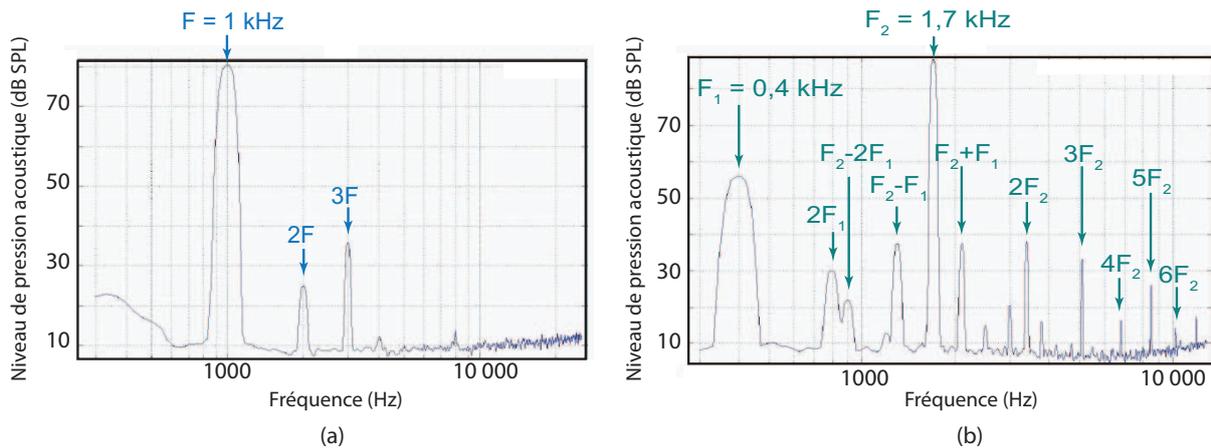


FIGURE 1.10 – Mesures des harmoniques et des intermodulations réalisées au cours du projet SAIPON sur le micro-haut-parleur NXP RA 11x15x3.5 : (a) harmoniques, (b) intermodulations

conclure de la même manière que le transducteur électroacoustique constitue le maillon faible de la chaîne en termes de distorsion et de rendement. De ce point de vue, ajoutons que les caractéristiques des micro-haut-parleurs sont nettement moins bonnes que celles des haut-parleurs classiques.

Pour la partie amplification, il existe plusieurs classes (A, B, AB, C, D, etc) qui présentent différents avantages et inconvénients. Les amplificateurs de classe A, B et AB permettent d'atteindre une qualité Hi-Fi haut de gamme, mais leur faible rendement et leur encombrement font qu'ils sont très rarement utilisés dans les systèmes électroniques portables. En revanche, l'amplificateur de classe D est très répandu dans ces systèmes du fait de son rendement élevé, de son faible échauffement et de sa qualité audio conforme aux exigences de l'industrie électronique [21]. Les amplificateurs classe D possèdent en effet un rendement de l'ordre de 70% à 95% [22] avec un THD inférieur à 0,01% et un rapport de signal/bruit supérieur à 70 dB [23].

Aujourd'hui, les concepteurs cherchent par tous les moyens à réduire la consommation de chaque fonction embarquée (audio, vidéo, communication, etc) tout en poursuivant l'amélioration globale de la qualité et des performances. La chaîne de reproduction sonore, et plus particulièrement le transducteur électroacoustique, ne fait pas exception à cette tendance.

1.5 Objectifs visés

Il s'agit ici de quantifier par quelques chiffres clés les objectifs de notre travail, compte-tenu de la demande dans la domaine de la téléphonie mobile, des performances des micro-haut-parleurs actuels et des tendances futures. Aujourd'hui, le niveau sonore des transducteurs électroacoustiques utilisés dans les téléphones portables permettent de produire 83 dB SPL à 10 cm, à 2 kHz pour 1 V RMS. Le marché asiatique est particulièrement demandeur de niveaux sonores élevés pour une utilisation en mode "mains libres".

Les évolutions futures visent trois objectifs :

- augmenter la puissance acoustique d'un facteur 5, pour atteindre 90 *dB SPL* à 10 *cm* à 2 *kHz* pour 1 V RMS,
- améliorer la reproduction des basses fréquences, en décalant la fréquence de coupure basse à 400 *Hz* au lieu de 800 *Hz*,
- réduire l'épaisseur du transducteur de 3,5 à 2,5 *mm*.

Ces objectifs apparaissent incompatibles entre eux au regard des limitations de la technologie actuelle. En effet, compte tenu du déplacement limité du diaphragme, il n'est possible d'augmenter la puissance acoustique qu'en diminuant les performances aux basses fréquences. Pour la même raison, améliorer la reproduction sonore aux basses fréquences exige un déplacement plus important du diaphragme, ce qui est contradictoire avec l'amincissement du transducteur. Par ailleurs, les constructeurs considèrent que ces objectifs conduiront à pousser les micro-haut-parleurs à leur extrême limite et qu'il faudra intégrer des mécanismes de protection active (mesure de courant) pour garantir une durée de vie acceptable.

Dans ce contexte, notre transducteur sera conçu pour obtenir de bonnes performances acoustiques dès les basses fréquences. Nous visons un niveau sonore de 80 *dB SPL* à 10 *cm* à partir de 300 *Hz* et jusqu'à 20 *kHz*. Cet objectif peut être considéré comme ambitieux par rapport à la norme Hi-Fi des objets électroniques portables dont la bande passante "minimale" est de 400 *Hz* à 10 *kHz* [24]. Par ailleurs, pour augmenter l'autonomie des systèmes audio portables, nous chercherons également à améliorer le rendement par rapport à l'existant. Ceci permettra également d'augmenter le niveau sonore pour les fréquences intermédiaires (au-delà de 1 *kHz*). En nous basant sur les mesures réalisées dans le cadre du projet SAIPON sur des micro-haut-parleurs existant, nous pouvons fixer le rendement de référence dans une fourchette de 0,001% à 0,01% (ce qui est bien inférieur à la valeur fournie par les fabricants).

Outre la bande passante, le niveau sonore et le rendement, nous nous attacherons à minimiser les non-linéarités du transducteur de manière obtenir une très haute qualité de reproduction sonore. Sur ce dernier point, rappelons que les performances des micro-haut-parleurs actuels sont très médiocres. Pour atteindre nos objectifs, nous nous appuyerons sur les technologies MEMS, qui semblent prometteuses pour dépasser les limites actuelles.

1.6 Technologies MEMS dans les téléphones portables

Les technologies MEMS, issues de la microélectronique, sont bien connues pour permettre la miniaturisation des systèmes électromécaniques avec une précision exceptionnelle jusqu'à l'échelle micrométrique. Ces technologies permettent de réaliser les microstructures d'une grande variété de capteurs et d'actionneurs. Il peut s'agir de structures très simples, sans aucun mouvement, aussi bien que de structures extrêmement complexes avec de multiples éléments mobiles.

Aujourd'hui les technologies MEMS connaissent de nombreux domaines d'application, notamment en médecine et en biologie (biopuces, micropompes, systèmes microfluidiques), dans

l'industrie automobile et aéronautique, dans les manettes des jeux vidéo (accéléromètres, gyromètres, capteurs de pression), dans les télécommunications (interrupteurs RF, résonateurs, filtres, microphones) et dans d'autres applications telles que les éjecteurs d'imprimante à jet d'encre et les matrices de micromiroirs des vidéo projecteurs de technologie DLP. Ces nombreuses applications expliquent un marché en forte croissance, comme le montre la Figure 1.11.

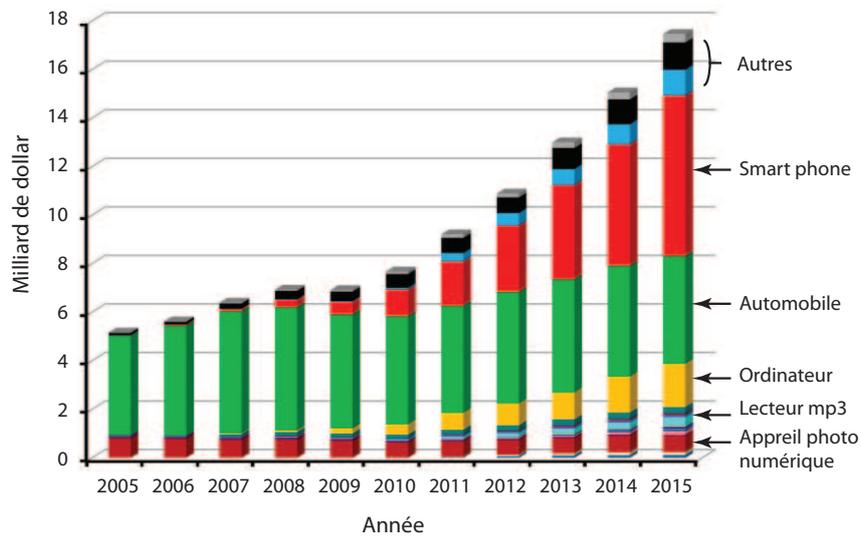


FIGURE 1.11 – Évolution et prédiction du marché et domaines d'applications des MEMS [25]

Certains avantages remarquables propres aux technologies MEMS peuvent être soulignés :

- la possibilité de fabriquer collectivement de nombreux dispositifs (réduction des coûts),
- grâce à la précision dimensionnelle, un niveau de reproductibilité et de fiabilité élevés,
- la possibilité d'intégrer sur une même puce des composants électroniques et mécaniques.

Pour ce qui concerne plus spécifiquement l'industrie de la téléphonie mobile, l'intégration de MEMS connaît une très forte croissance. Comme le montre la Figure 1.12, les MEMS intégrés sur une plateforme de téléphone portable peuvent remplir différentes fonctions optiques, mécaniques et acoustiques. Aujourd'hui, la plupart des smart phones sont équipés de microphones MEMS, d'accéléromètres, de gyromètres, de filtres, de duplexeurs et d'une boussole électronique. On commence même à trouver des smart phones équipés de vidéo projecteurs miniatures grâce aux micromiroirs MEMS.

Si nous prenons l'exemple des microphones MEMS, selon les prévisions de la société Yole [27], le marché est appelé à poursuivre sa croissance, avec un taux plus de 20% par an dans les prochaines années (Figure 1.13). Ainsi, en 2013 il y aura plus d'1 milliard d'unités produites par an, avec une large part dédiée à la téléphonie mobile, alors que les premiers microphones MEMS n'ont commencé à être intégrés qu'en 2002. Le marché florissant de la téléphonie mobile, qui en fait l'un des principaux consommateurs de MEMS, pourrait donc être intéressé par l'intégration de micro-haut-parleurs MEMS si ce type de composant venait à être développé.

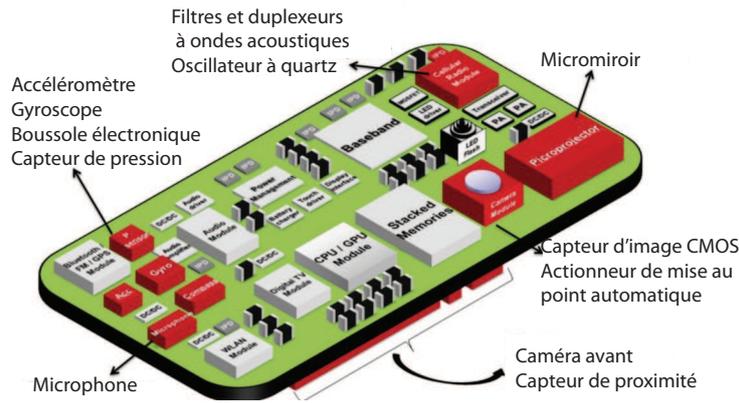


FIGURE 1.12 – Fonctions réalisées à l'aide de MEMS dans les smart phones [26]

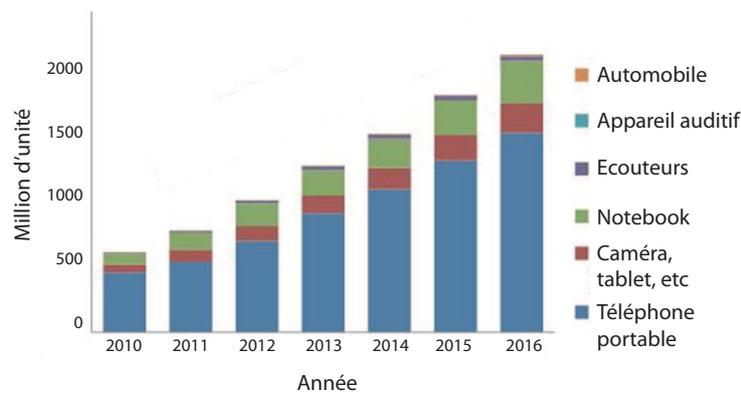


FIGURE 1.13 – Évolution du marché des microphones MEMS [27]

1.7 État l'art des micro-haut-parleurs MEMS

Comparativement à d'autres MEMS acoustiques, on trouve peu de travaux sur les micro-haut-parleurs MEMS. Ces travaux s'intéressent le plus souvent à des dispositifs de très petites dimensions, qui produisent de faibles niveaux sonores. Les applications envisagées concernent dans la plupart des cas des appareils d'aide auditive [28, 29, 30, 31]. Plusieurs approches ont été adoptées afin de concevoir ces transducteurs électroacoustiques, avec divers types d'actionnement. Les actionnements les plus exploités sont électrostatique, piézoélectrique et électrodynamique (électromagnétique). D'autres méthodes d'actionnement, plus rarement utilisées, seront également présentées dans cette partie. Nous présenterons aussi les micro-haut-parleurs numériques, dont l'architecture et le principe de reconstruction sonore sont radicalement différents des précédents.

1.7.1 Actionnement électrodynamique

L'introduction de l'actionnement électrodynamique dans les micro-haut-parleurs MEMS a été expérimentée par Affane et Birch dès 1995 en vue d'une application d'aide auditive [32]. Par la suite, ce type d'actionnement a continué à faire l'objet d'investigations, pour le même type d'application. On trouve dans ce domaine les travaux de Shearwood et al.[33] en 1996, de

Harradine et al. [34] en 1997 jusqu'aux récents articles de Chen et Cheng [35] en 2011, sans toutefois constater une évolution notable dans les résultats présentés.

Dans son principe, ce type d'actionnement est identique à celui des micro-haut-parleurs électrodynamiques classiques. Cependant, le fait que la technologie MEMS privilégie les structures 2D introduit des modifications géométriques notables. Par exemple, la bobine à spires superposées est transformée en bobine planaire dans le cas des micro-haut-parleurs MEMS. De même, le diaphragme légèrement structuré des micro-haut-parleurs classiques devient complètement plat. On retrouve la configuration classique, dans laquelle la bobine est montée sur le diaphragme et l'aimant permanent est fixé sur le substrat qui fait office de châssis (Figure 1.14-a). On trouve également la configuration inverse, dans laquelle la bobine est fixée sur le substrat et l'aimant sur le diaphragme (Figure 1.14-b).

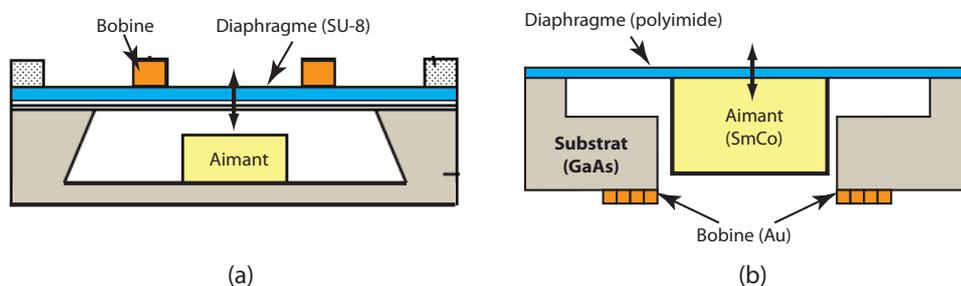


FIGURE 1.14 – Deux structures de micro-haut-parleurs MEMS électrodynamiques : (a) avec aimant fixe et bobine mobile [36], (b) avec aimant mobile et bobine fixe [34]

Dans les transducteurs proposés, il n'y a pas à proprement parler de suspension. Le diaphragme possède la même raideur au centre et à son pourtour. Pour favoriser le déplacement et générer une intensité acoustique la plus importante possible, l'accent a été mis sur l'utilisation de matériaux facilement déformables. On trouve ainsi des diaphragmes à base de polymères comme le polyimide, le parylène ou le polydiméthylsiloxane (PDMS) ou la résine photosensible SU-8 (époxy) [37, 35, 38, 36].

De ce point de vue, les travaux de Neri et al. [39] (2011) se distinguent des travaux précédents, avec une face parlante rigide en silicium, suspendue par un film élastomère (Figure 1.15). Dans cet article, les auteurs développent une étude de l'adhérence du film élastomère sur le silicium microstructuré, sans toutefois aller jusqu'au dispositif fonctionnel. Par ailleurs, la structure présentée très schématiquement montre qu'il ne s'agit pas entièrement d'un MEMS. Précisons ici que les premières publications de nos travaux, antérieures à cet article, avaient proposé une approche similaire pour la face émissive [40].

L'intégration de l'aimant permanent se heurte aux difficultés de microfabrication des matériaux magnétiques durs. C'est la raison pour laquelle la majorité de travaux utilise des aimants permanents massifs rapportés [34, 35, 41]. Une exception notable est le travail de Je et al. [41] qui porte sur la microfabrication de l'aimant à partir de microbilles de NdFeB fixées avec de la cire. Toutefois, l'induction rémanente obtenue atteint seulement 0,22 T.

La force électromagnétique F générée, définie par l'équation 1.3, s'exprime dans le cas d'une bobine planaire par l'équation suivante, où R_n est le rayon de la $n^{\text{ème}}$ spire et B_{r_n} la

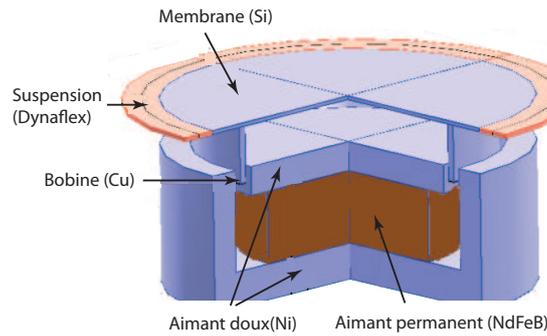


FIGURE 1.15 – Topologie d'un micro-haut-parleur électrodynamique avec face émissive en silicium et suspension élastomère [39]

composante radiale de l'induction magnétique vue par la $n^{\text{ème}}$ spire de la bobine de N tours et i le courant injecté.

$$F = (2\pi \cdot i) \sum_{n=1}^N R_n \cdot B_{r_n} \quad (1.5)$$

Pour tenter d'augmenter la force motrice, certains dispositifs comprennent un matériaux magnétiques doux, généralement à base de nickel-fer (NiFe). On trouve par exemple la structure proposée par Je et al. [42] dans laquelle un noyau magnétique doux est placé au centre de la bobine pour améliorer la canalisation de l'induction magnétique. De plus, dans ce dispositif la bobine planaire monocouche est remplacée par une bobine à deux niveaux de manière à concentrer les spires au voisinage de l'aimant permanent (Figure 1.16). Dans cette configuration et avec une surface émissive d'environ de 10 mm^2 , le transducteurs est capable de générer un niveau sonore de 106 dB SPL à 1 kHz dans un coupleur acoustique de 2 cm^3 .

L'actionnement électromagnétique est connu dans le domaine des MEMS pour ses importantes densités de force et de puissance. Toutefois, son rendement dépend beaucoup de l'intensité du champ magnétique disponible (fourni par l'aimant). Par rapport à d'autres types d'actionnement, il présente des caractéristiques quasi-linéaires, et sous réserve d'une bonne conception, il est possible d'obtenir un déplacement variant linéairement avec le courant [28]. Rappelons que la linéarité de l'actionnement est particulièrement importante au regard des objectifs de notre travail. Néanmoins, l'élaboration de ce type d'actionneur nécessite l'intégration de nombreux constituants et demeure complexe du point de vue des technologies MEMS.

1.7.2 Actionnement électrostatique

Les premiers travaux sur les transducteurs électroacoustiques MEMS à actionnement électrostatique remontent au début des années 90 [43, 44, 45, 46]. Il s'agit alors essentiellement d'émetteurs d'ondes acoustiques ultra-sonores dédiés à des applications métrologiques, des systèmes d'alarme anti-intrusion et des systèmes d'imagerie. Il faut attendre encore dix ans pour trouver la première application de ce type d'actionnement dans un micro-haut-parleur [47, 48]. Jusqu'à ce jour, très peu de travaux ont été publiés sur cette application.

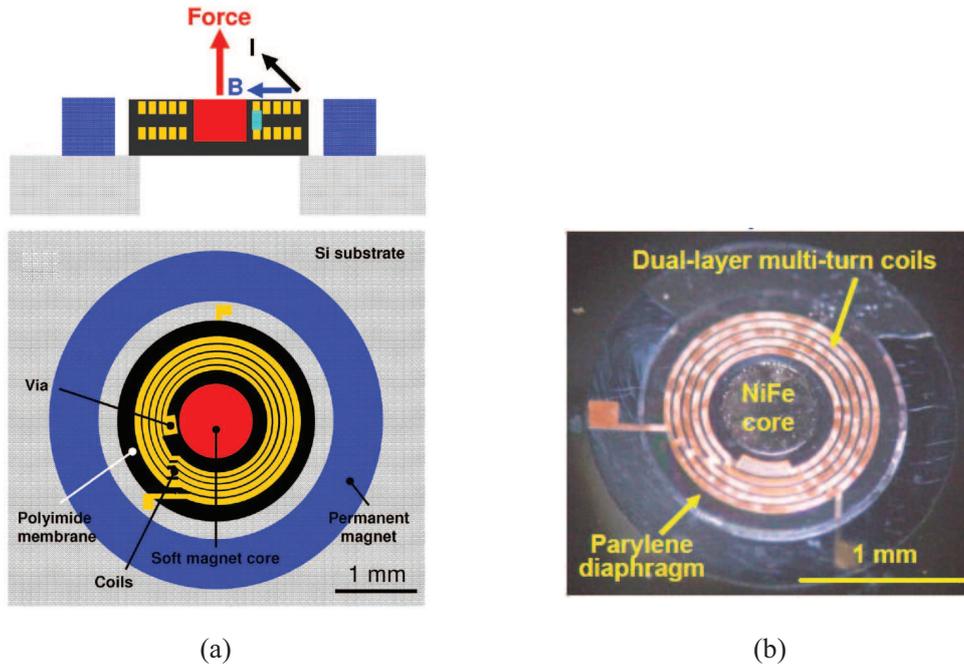


FIGURE 1.16 – (a) Schéma d'un micro-haut-parleur électrodynamique MEMS avec une bobine à deux niveaux, un diaphragme souple, un aimant permanent annulaire et un noyau magnétique doux, (b) dispositif après microfabrication [42]

Ce principe d'actionnement repose sur l'utilisation de la force attractive qui s'exerce entre deux armatures d'un condensateur chargé. En appliquant une différence de potentiel ΔV entre deux électrodes de surface S séparées d'une distance d_g , la force électrostatique F générée peut être calculée suivant la relation 1.6 où ε est la permittivité du milieu entre les électrodes.

$$F = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon \cdot S \cdot \left(\frac{\Delta V}{d_g} \right)^2 \quad (1.6)$$

Le micro-haut-parleur à actionnement électrostatique proposé par Roberts et al. [49] comprend deux électrodes très proches l'une de l'autre (Figure 1.17). Le diaphragme constitue la première électrode et le substrat constitue la deuxième. D'après l'équation 1.6, pour maximiser la force, il faut que la distance entre les deux électrodes soit la plus faible possible. À l'inverse, pour générer un niveau sonore élevé, il faut permettre un déplacement important du diaphragme, ce qui impose de laisser une distance suffisante entre les électrodes. Pour répondre à ces deux exigences contradictoires, les auteurs de cet article ont proposé une structure à diaphragme courbé. De cette manière, le centre du diaphragme est très proche du substrat, ce qui permet de réduire localement la distance entre les deux électrodes à quelques microns. Pour éviter le claquage, les deux électrodes sont recouvertes d'une couche isolante, telle que de la silice ou du verre de phosphosilicate (PSG). L'application d'une tension déforme le diaphragme en le rapprochant du substrat. En l'absence de tension, la force élastique du diaphragme le ramène en position initiale.

Comparativement à l'actionnement électromagnétique, les densités de force et de puissance

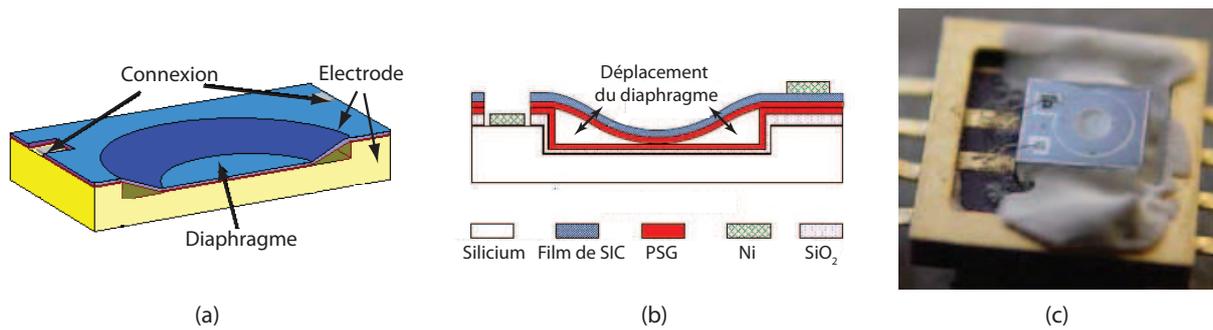


FIGURE 1.17 – Schéma d'un micro-haut-parleur électrostatique en technologie MEMS[49]

de l'actionnement électrostatique sont plus faibles d'au moins un ordre de grandeur [50]. En revanche, ce dernier présente un bon rendement et ses procédés de microfabrication restent simples. On peut souligner deux inconvénients majeurs pour notre application : le faible niveau sonore généré, surtout aux basses fréquences, et la tension de polarisation élevée. Par exemple, avec le micro-haut-parleur développé par Roberts et al. [49] dont la surface émissive est de $0,5 \text{ mm}^2$, il faut une tension crête de 200 V pour atteindre 73 dB SPL à 1 cm pour une fréquence de 16 kHz . À 1 kHz , le dispositif ne génère que 50 dB SPL à 1 cm . Toutefois, il est possible de limiter cet inconvénient en augmentant considérablement la surface émissive. C'est d'ailleurs l'approche retenue dans le cas des micro-haut-parleurs numériques présentés plus loin.

1.7.3 Actionnement piézoélectrique

L'actionnement piézoélectrique est basé sur la propriété de piézoélectricité de certains matériaux, tels que le quartz ou les céramiques PZT (Titano-Zirconate de Plomb), qui se déforment sous l'action d'un champ électrique. Depuis la naissance des premiers démonstrateurs piézoélectriques, il y a plus d'un siècle, leurs domaines d'applications ne cessent d'augmenter : horlogerie, capteur de pression, transducteur acoustique, sonar, système de décharge électrique, etc. Dans le domaine des microsystèmes, les matériaux piézoélectriques sont utilisés pour réaliser divers capteurs et actionneurs [51, 52, 53].

En 1987, Kim et Muller [54] ont présenté l'un des premiers microphones piézoélectriques MEMS à base d'oxyde de zinc (ZnO). Au début des années 2000, Kim et al. [55] et Yi et Kim [56] ont utilisé le même matériau pour réaliser des micro-haut-parleurs piézoélectriques. Par la suite, dans d'autres travaux tels que ceux de Cho et al. [57], du nitrure d'aluminium (AlN) est utilisé comme matériau piézoélectrique. La Figure 1.18-a montre une structure composée d'un diaphragme de $1 \mu\text{m}$ de SiN et d'une couche de $0,5 \mu\text{m}$ de ZnO, recouverte par un film de protection en parylène.

En appliquant une tension, la déformation de la couche piézoélectrique (ZnO) fait courber le diaphragme. La succession des déformations de ce dernier génère des ondes acoustiques. Dans la plupart des travaux pour conserver une souplesse suffisante et favoriser la déformation du diaphragme, l'épaisseur de l'ensemble des couches constituant le diaphragme est gardée inférieure à $5 \mu\text{m}$ [57, 58]. La Figure 1.18-b montre le dispositif élaboré par Yi et al. [59] avec

un diaphragme de 25 mm^2 .

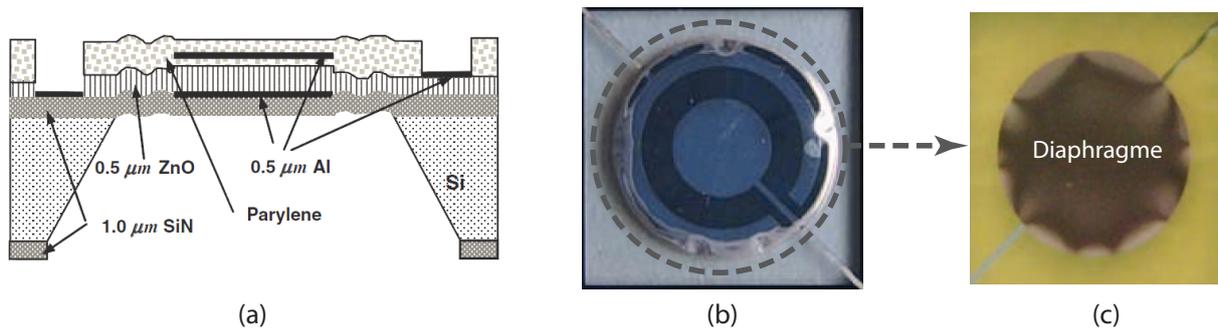


FIGURE 1.18 – (a) Schéma en coupe d'un micro-haut-parleur piézoélectrique en technologie MEMS [60], (b) dispositif après la microfabrication, (c) zoom sur le diaphragme déformé par les contraintes mécaniques résiduelles [59]

Comparativement à l'actionnement électrostatique, l'actionnement piézoélectrique nécessite des tensions d'actionnement réduites. De plus, les densités de force et de puissance obtenues sont plus importantes. Par exemple, à 2 mm de distance du dispositif réalisé par Yi et Kim [61] un niveau sonore de 92 dB SPL à 3 kHz peut être généré en appliquant une tension crête de 6 V seulement.

Néanmoins, ce type d'actionnement semble difficile à utiliser dans le cas de grands déplacements. Du point de vue de notre application, un autre inconvénient notable est la présence d'hystérésis dans la courbe de polarisation, qui se traduit par un déplacement non-linéaire en fonction de la tension appliquée [62]. Les matériaux piézoélectriques ne sont pas particulièrement faciles à intégrer dans les MEMS, il est en effet difficile d'éliminer les contraintes résiduelles et d'obtenir des coefficients piézoélectriques aussi importants que ceux des matériaux massifs. La Figure 1.18-c montre l'effet des contraintes résiduelles sur la déformation du diaphragme. Ce phénomène a pour conséquence une faible reproductibilité du dispositif et peut entraîner des défaillances [63, 64].

1.7.4 Autres types d'actionnement

Outre les trois principes d'actionnement détaillés précédemment, on en trouve également d'autres qui ont été plus rarement appliqués à la réalisation des micro-haut-parleurs MEMS. À titre d'exemple, nous en citons ici trois.

Transducteur thermoacoustique :

La propagation d'une onde acoustique est associée à une oscillation de pression. Il s'agit d'un procédé adiabatique, dans lequel l'oscillation de pression suscite une oscillation de température, et réciproquement. On utilise cette propriété physique pour réaliser des transducteurs thermoacoustiques. Contrairement aux transducteurs électromécaniques précédents, la dilatation et la contraction de l'air ne sont pas créées par la vibration mécanique d'une surface solide, mais par la variation de sa température. La Figure 1.19-a montre un dispositif composé de nanotubes de carbone (CNT) proposé par Xiao et al. [65]. En injectant un courant alternatif dans les nanotubes, ces derniers chauffent périodiquement et génèrent ainsi une onde

acoustique. Les performances du dispositif sont assez moyennes surtout en ce qui concerne le rendement : un niveau sonore de 85 dB SPL à 5 cm a été obtenu à la fréquence de 10 kHz pour une puissance d'entrée de 3 W, soit un rendement électroacoustique de 0,0003%.

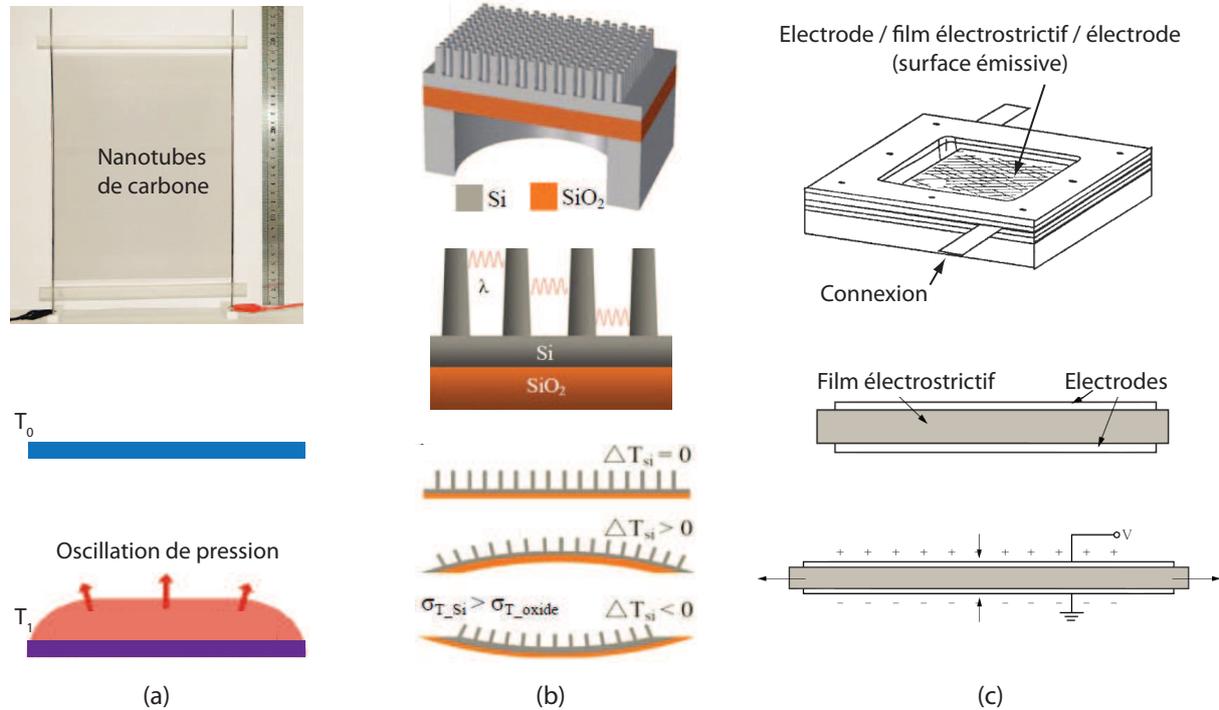


FIGURE 1.19 – Autres principes d'actionnement (a) transducteur thermoacoustique [65, 66], (b) transducteur opto-thermo-mécano-acoustique [67] (c) transducteur à base de films électrostrictifs [68]

Transducteur opto-thermo-mécano-acoustique :

Les travaux récents de Lu et Lal [67] montrent qu'il est possible d'utiliser un cristal photonique pour transformer l'énergie optique en énergie acoustique. Un exemple de cette série de transformation d'énergie est illustrée sur la Figure 1.19-b. Lorsque l'on applique une excitation optique sur le cristal photonique, à l'aide d'un laser ou de lumière blanche modulée, les nanopiliers de silicium absorbent la majeure partie de l'énergie lumineuse grâce à leur grande surface développée. La chaleur qui en résulte provoque la dilatation du support, composé de deux couches de coefficients thermiques différents. Ainsi, le support se déforme et joue le rôle de diaphragme pour créer des ondes acoustiques. Le transducteur présenté par Lu et Lal génère un niveau sonore de 50 à 60 dB SPL (à une distance non précisée), entre 1 kHz et 20 kHz, avec un très faible rendement.

Transducteur à base de films électrostrictifs :

Heydt et al. [68] ont proposé un transducteur électroacoustique à base du film électrostrictif. Comme le décrit la Figure 1.19-c, l'effet électrostrictif se traduit par une réduction d'épaisseur du film liée au champ électrique appliqué. Le matériau n'étant pas compressible, la réduction d'épaisseur se traduit par une augmentation de la surface du film. Dans le dispositif proposé,

en appliquant un champ électrique, la surface émissive composée d'un film électrostrictif entouré par deux électrodes se déforme et produit ainsi l'onde acoustique. Avec ce transducteur, dont la surface émissive est de 43 cm^2 , un niveau sonore de 100 dB SPL à 1 m est obtenu pour des fréquences supérieures à $1,5 \text{ kHz}$. Le rendement électroacoustique, estimé à 12% , est remarquablement élevé. Bien que ce transducteur ne soit pas réalisé en technologie MEMS, cette approche méritait d'être mentionnée dans le cadre de notre étude, car elle serait assez facilement transposable.

Ces trois actionneurs, malgré leur relative simplicité, ont pour inconvénient commun des non-linéarités importantes qui se traduisent par de fortes distorsions acoustiques. Par exemple, le transducteur proposé par Heydt et al. [68] présente un THD supérieur à 20% . À ce problème il faut également ajouter de faibles niveaux sonores générés aux basses fréquences.

1.7.5 Reconstruction numérique

Le principe de la reconstruction "numérique" du son (Digital Sound Reconstruction ou DSR) fait l'objet d'études depuis les années 60, mais le premier transducteur "numérique" MEMS a été proposé par Diamond et al. en 2002 seulement [47]. À l'heure actuelle, des développements industriels menés par la société Audiopixels [69] sont toujours en cours.

En fait de reconstruction numérique, il s'agit plus précisément d'une reconstruction discrétisée du son, réalisée par une matrice de micro-haut-parleurs élémentaires, comme on le voit sur la Figure 1.20. L'onde acoustique générée est la superposition des impulsions sonores produites par chaque "pixel" audio. Le nombre de pixels activés permet d'agir sur l'amplitude de l'onde sonore, tandis qu'une modulation temporelle permet de contrôler la fréquence de l'onde sonore.

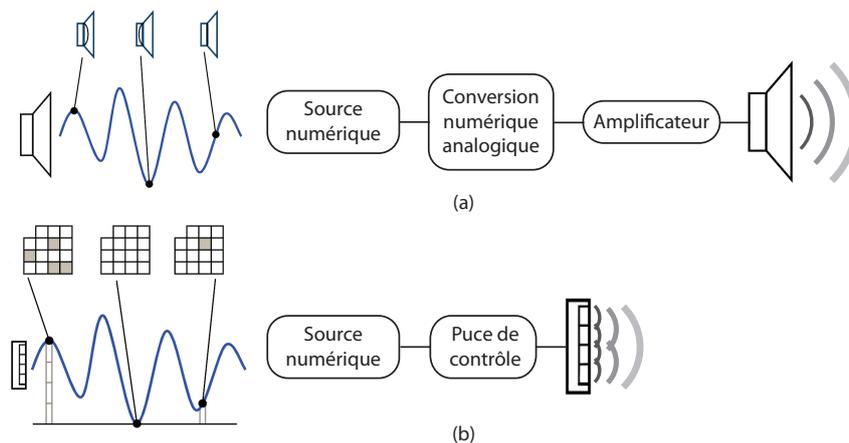


FIGURE 1.20 – (a) Reconstruction analogique du son, (b) reconstruction numérique 4 bits avec 15 haut-parleurs élémentaires [47]

La Figure 1.21-a montre le dispositif proposé par Diamond et al., composé de 7 éléments de $1,4 \text{ mm}$ de côté. Il s'agit d'un micro-haut-parleur à 3 bits ($2^3 - 1 = 7$ éléments) dont les performances acoustiques ne sont pas détaillées. La Figure 1.21-b montre un micro-haut-parleur numérique fabriqué par la société Audiopixels de 1024 éléments (10 bits). Ces deux transduc-

teurs utilisent un actionnement de type électrostatique, facilement intégrables en technologie MEMS. Les avantages avancés par la société Audiopixels sont une faible épaisseur pour une meilleure intégration dans les systèmes audio, une grande modularité qui permet d'adapter le niveau sonore au besoin par simple juxtaposition de matrices (Figure 1.21-c). De plus, un excellent rendement (60%) et un faible THD sont annoncés. Mais en revanche, ils souffrent d'importants inconvénients qui pourraient retarder leur commercialisation. En effet, le circuit électronique de commande d'une matrice s'avère relativement complexe pour un grand nombre de pixels. De plus, les performances acoustiques sont très vite dégradées si les caractéristiques électroacoustiques des pixels ne sont pas identiques.

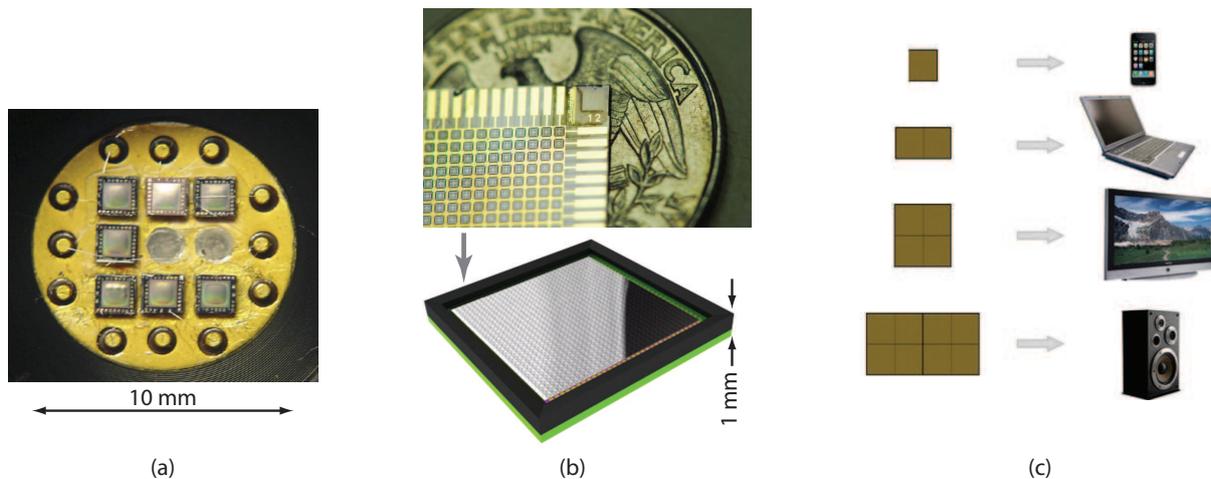


FIGURE 1.21 – Micro-haut-parleur numérique, (a) puce à 7 micro-haut-parleurs élémentaires (3 bits) [47], (b) puce à Audiopixels à 1024 micro-haut-parleurs élémentaires (10 bits), (c) modularité des matrices de pixels [69]

1.7.6 Comparaison des performances des micro-haut-parleurs MEMS

La comparaison des performances électroacoustiques des différents micro-haut-parleurs MEMS présentés dans la littérature est difficile car les différentes études ne communiquent pas toujours l'ensemble des données intéressantes. La Table 1.2 résume certaines caractéristiques typiques des micro-haut-parleurs MEMS, en s'attachant aux caractéristiques de la surface émissive et au niveau sonore produit.

Cette comparaison met en évidence le fait que les transducteurs MEMS proposés jusqu'ici ont des caractéristiques qui demeurent éloignées des objectifs de notre travail. Les niveaux sonores générés sont assez modérés, surtout aux basses fréquences, en raison des faibles surfaces émissives qui dépassent rarement 25 mm^2 . Néanmoins, ces technologies offrent des perspectives intéressantes en considérant des surfaces émissives plus importantes. Elles présentent notamment des possibilités de microstructuration des matériaux, susceptible d'amener de meilleures caractéristiques mécaniques.

TABLE 1.2 – Caractéristiques de différents micro-haut-parleurs MEMS

Actionnement	Référence	Matériau	Surface émissive			Déplacement max (μm)	SPL
			Surface (mm^2)	Épaisseur (μm)			
Piézoélectrique	[61]	SiN + ZnO	25	2,7	-	92 dB à 3 kHz à 0,2 cm	
	[57]	SiN + AlN	-	3	-	100 dB à 9,3 kHz à 1 cm	
	[58]	SiN + ZnO	9	3	1	83,1 dB à 13,3 kHz à 1 cm	
	[51]	SiN + ZnO	4	4,7	-	70 dB à 5 kHz à 0,5 cm	
	[46]	Silicium	3,14	14	-	112 dB à 127 kHz à 1 cm	
Électrostatique	[49]	Poly-SiC	0,5	1	-	73 dB à 16,6 kHz à 1 cm	
	[65]	Nanotubes de carbone	900 mono couche 900 quatre couches	-	-	85 dB à 10 kHz à 5 cm 95 dB à 10 kHz à 5 cm	
Thermoacoustique	[30]	Polyimide	9,6	5	5	93 dB à 5 kHz avec coupleur de $2 cm^3$	
	[42]	Polyimide	7	22	0,8	106 dB à 1 kHz avec coupleur de $2 cm^3$	
	[35]	PDMS	9,6	3,3	8,3	106 dB à 1 kHz avec coupleur de $2 cm^3$	
	[70]	NiCoFe	19	80	12	106 dB à 1 kHz avec coupleur de $2 cm^3$	
	[71]	Polyimide	4,9	2	17	108 avec coupleur de $2 cm^3$	
Électrodynamique	[72]	-	-	-	4,25	70 dB à 5 kHz	
	[33]	Polyimide	7	7	8	96 avec coupleur de $2 cm^3$	
	[39]	Silicium	20	50	300	85 dB SPL à 1 cm à 1 kHz	

1.8 Conclusion

Ce chapitre s'est attaché à présenter les principales caractéristiques des micro-haut-parleurs classiques, actuellement utilisés dans les téléphones portables. Deux points faibles principaux ont été mis en évidence, à l'aide de données des fabricants et de mesures effectuées sur des échantillons du commerce : la mauvaise qualité sonore et le faible rendement électroacoustique.

Les tendances actuelles réclament une meilleure reproduction sonore, en particulier dans le domaine des basses fréquences, et un niveau sonore globalement plus élevé. Par ailleurs, il a été souligné que le faible rendement du transducteur a un impact majeur sur la consommation de la chaîne de reproduction sonore, ce qui participe de manière importante à réduire l'autonomie des téléphones portables. Une amélioration du rendement aurait donc un intérêt considérable.

La technologie des micro-haut-parleurs classiques semble avoir atteint certaines limites qui contrarient l'amélioration des performances. Pour corriger les points faibles identifiés, nous proposons dans le cadre de ce travail de revoir entièrement la conception du transducteur en nous appuyant sur les technologies MEMS.

Les téléphones portables intègrent de plus en plus de composants microsystèmes, tels que les microphones et les accéléromètres. En revanche, on ne trouve pas encore de micro-haut-parleurs en technologie MEMS. L'état de l'art montre que les études menées jusqu'ici sur les transducteurs électroacoustiques MEMS ont porté sur des dispositifs de très petite taille, dont les caractéristiques correspondent plutôt aux applications de type aide auditive. Il y a donc un pas important à franchir, ne serait-ce que pour atteindre les caractéristiques des micro-haut-parleurs classiques. L'objectif de notre travail va au-delà, puisque nous visons une meilleure qualité de reproduction sonore et un rendement plus élevé.

Bien que l'actionnement électromagnétique, ou électrodynamique, n'offre pas forcément les meilleures perspectives d'amélioration du rendement, la recherche d'une grande qualité sonore nécessite une grande linéarité d'actionnement qui semble difficilement atteignable par d'autres moyens. En outre, ce type d'actionnement est aussi celui qui paraît le plus à même d'atteindre le niveau de puissance acoustique visé.

Chapitre 2

Conception du transducteur

2.1 Introduction

Ce chapitre présente tout d'abord la structure générale du micro-haut-parleur MEMS que nous allons étudier au cours de ce travail.

Nos objectifs sur les caractéristiques acoustiques vont permettre en premier lieu de fixer certains paramètres concernant la face parlante.

L'étude de conception se poursuivra en approfondissant l'analyse des trois constituants principaux du transducteur : la surface émissive, la suspension et le moteur électromagnétique.

La conception et l'analyse du comportement électro-mécano-acoustique de ces éléments seront faites à l'aide de modèles analytiques et FEM. Ces analyses seront développées en tenant compte des limites technologiques et en cherchant à répondre aux objectifs principaux de ce travail : une haute qualité sonore et un rendement électroacoustique élevé.

À la fin de ce chapitre, nous élargirons l'étude vers de nouvelles voies pouvant être envisagées pour améliorer encore le rendement du transducteur.

2.2 Structure générale du transducteur

Comme nous avons vu dans le chapitre précédent, la plupart des micro-haut-parleurs MEMS utilisent le mouvement d'un diaphragme pour produire les ondes acoustiques (Figure 2.1-a). Il s'agit généralement d'un film très souple, encastré sur son pourtour au support solide, constitué par le substrat. Le mode fondamental d'une telle structure est le mode tambour, pour lequel le centre du diaphragme parcourt le maximum de déplacement. L'inconvénient principal de ce type de surface émissive est la présence de nombreux autres modes propres à des fréquences proches de celle du mode tambour (Figure 2.2). De ce fait, il existe inévitablement plusieurs modes dans la bande de travail. Or, c'est justement l'existence du mode tambour et des autres modes propres de la face parlante dans la bande passante qui détériore la qualité du son reproduit par les micro-haut-parleurs MEMS, jusqu'ici très éloigné des critères Hi-Fi.

Comme le montre la Figure 2.2, suivant le mode considéré, certaines zones de la surface émissive sont en opposition de phase (zones rouges et jaunes). En conséquence, les ondes

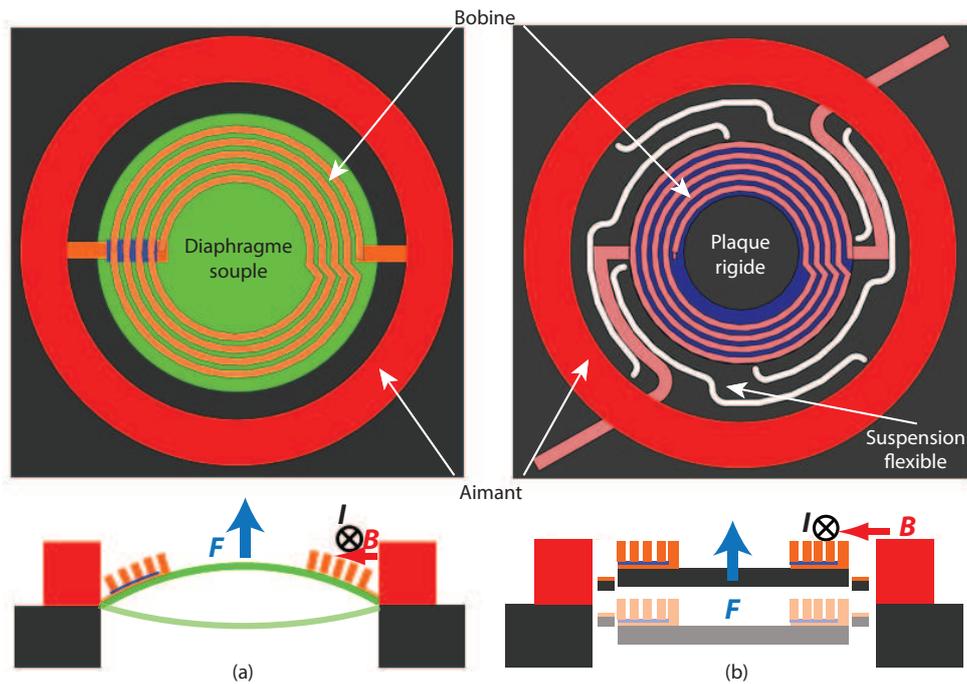


FIGURE 2.1 – Structures de micro-haut-parleurs électrodynamiques MEMS : (a) avec surface émissive souple, (b) avec surface émissive rigide

acoustiques émises par les différentes zones sont déphasées entre elles. Ceci crée des interférences constructives et destructives qui dégradent la qualité sonore.

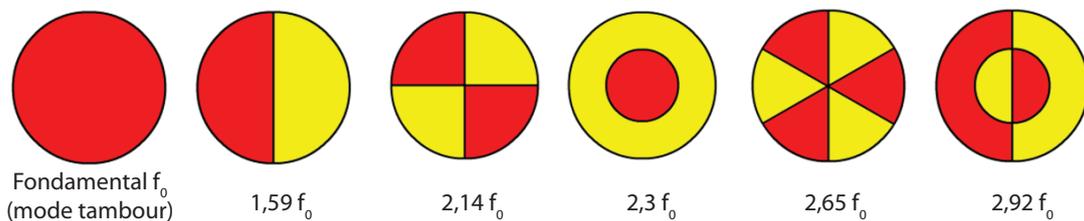


FIGURE 2.2 – Modes de vibration d'une plaque circulaire encastrée à sa périphérie, avec le déplacement des zones rouges et jaunes en opposition de phase [3]

Du point de vue acoustique, un mouvement de la surface émissive de type piston est théoriquement idéal [73]. Ce type de déplacement nécessite une surface émissive rigide, maintenue par des suspensions souples. De cette manière, il est possible de découpler la fréquence de résonance du mode piston des fréquences des modes propres de la face parlante. C'est le type de fonctionnement que l'on cherche à obtenir dans les haut-parleurs classiques. Le principe de dimensionnement "idéal" consiste à placer les modes propres de la face parlante au-delà de la limite supérieure de la bande passante considérée, et de placer le mode piston en dessous de la limite inférieure. Cette structure permet d'obtenir un déplacement d'air important, donc des niveaux acoustiques élevés, tout en éliminant les sources de distorsions liées aux modes propres de la face parlante.

C'est vers ce type de structure que nous avons choisi d'orienter notre démarche de conception. Il s'agit donc de mettre au point une surface émissive suffisamment rigide, suspendue à

la partie fixe par un dispositif souple permettant un déplacement hors-plan important. La Figure 2.1-b décrit de manière schématique la structure que nous proposons. D'un point de vue mécanique, elle comporte donc des différences importantes par rapport à la structure habituelle des autres micro-haut-parleurs MEMS (Figure 2.1-a).

Le moteur électromagnétique du transducteur comprend un aimant permanent et une bobine. Le rôle de l'aimant est de créer un champ magnétique intense et homogène au voisinage de la bobine. Le choix d'une bobine planaire est motivé par sa simplicité de microfabrication. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, il y a deux dispositions possibles pour ces deux éléments : l'aimant est monté sur la partie fixe et la bobine sur la partie mobile, ou l'inverse. Nous avons opté pour la première solution, celle-ci permettant de réduire la masse en mouvement. Comme nous le verrons plus loin (partie 2.6), la masse mobile a un impact important sur le rendement.

L'alimentation de la bobine est un point délicat de cette configuration. La solution proposée consiste à faire passer deux pistes conductrices sur la partie souple du transducteur, reliées aux deux extrémités de la bobine. La prise de contact avec l'extrémité interne de la bobine nécessitera une isolation et un via, détaillés sur la Figure 2.3.

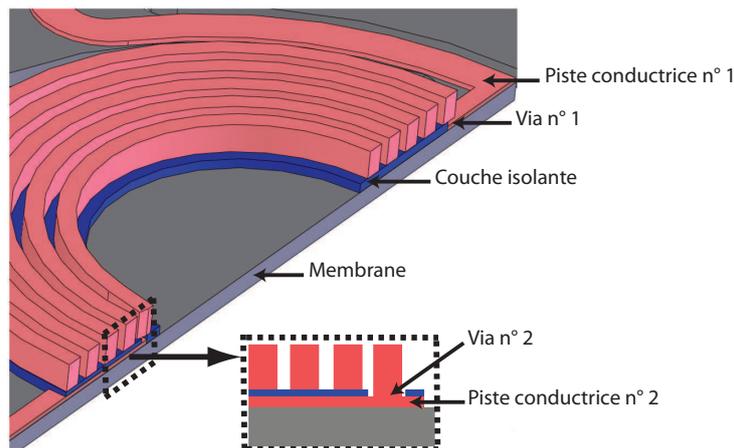


FIGURE 2.3 – Détails de la bobine planaire et des pistes d'alimentation reliant partie fixe et partie mobile

2.3 Dimensionnement acoustique

Les premiers paramètres à considérer pour dimensionner le transducteur sont la surface et l'amplitude du déplacement de la face parlante, dont dépend directement le niveau sonore généré par le transducteur. Le niveau sonore L_{dB} (dB SPL) est relié à l'intensité acoustique $I_{acoustique}$ (W/m^2) par l'équation suivante :

$$I_{acoustique} = 10^{\frac{L_{dB}}{10}} 10^{-12} \quad (2.1)$$

La puissance acoustique émise par la source est reliée à l'intensité acoustique par l'équation suivante :

$$P_{acoustique} = \int \int_{Surface} I_{acoustique} ds \quad (2.2)$$

Dans l'hypothèse d'un rayonnement sphérique de la source, la puissance acoustique est reliée au niveau sonore et à la distance de la source a de la manière suivante :

$$P_{acoustique} = 10^{\frac{L_{dB}}{10}} 10^{-12} 4\pi a^2 \quad (2.3)$$

Cette relation est valable en champ lointain, c'est-à-dire si la distance de mesure a est grande devant le rayon r de la surface émissive de la source (Figure 2.4).

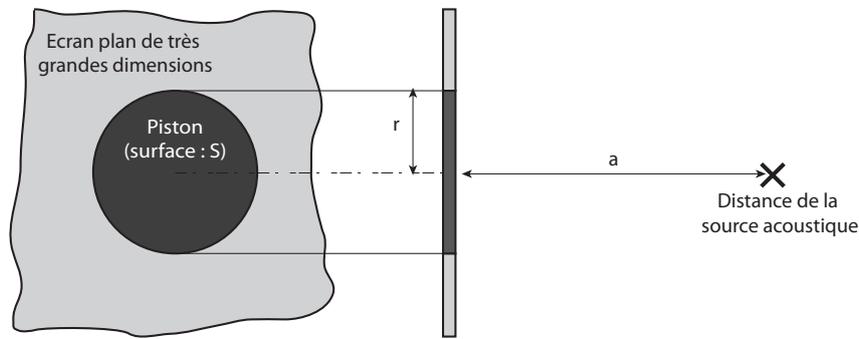


FIGURE 2.4 – Disposition schématique d'une surface émissive de type piston circulaire, entourée d'un écran acoustique infini

Selon l'équation 2.3, en tenant compte du niveau sonore recherché de 80 dB SPL à 10 cm, le micro-haut-parleur doit générer une puissance acoustique de 12,6 μW . La puissance acoustique produite par une seule face du piston est reliée à sa surface et à son déplacement de la manière suivante [3] :

$$P_{acoustique} = \frac{8\rho_{air}\pi^3}{c} f^4 (S x)^2 \quad (2.4)$$

où ρ_{air} est la densité de l'air (1,2 kg/m³ à 20 °C), c la vitesse du son dans l'air (343 m/s à 20 °C), f la fréquence de vibration de la face parlante, S sa surface et x son déplacement efficace. Cette équation n'est valable que si le piston se comporte comme une source ponctuelle. Cette condition est remplie si :

$$K r < 1 \text{ avec } K = \frac{2\pi f}{c} \text{ et } r \text{ le rayon de la surface émissive}$$

La source acoustique devient un peu plus directionnelle quant $K r$ approche 3. Au-delà de cette valeur, la source devient très directionnelle et des lobes de directivité apparaissent.

En transformant l'équation 2.4, on peut faire apparaître l'accélération efficace γ :

$$P_{acoustique} = \frac{\rho_{air} (\gamma S)^2}{2 \pi c} \quad (2.5)$$

où $\gamma = \omega^2 x$ et $\omega = 2\pi f$. Cette relation met en évidence le fait que la puissance acoustique émise ne dépend que de l'accélération et de la surface émissive. Autrement dit, pour une puissance de $12,6 \mu W$ émise et une surface émissive donnée, l'accélération de la face parlante reste constante quelque soit la fréquence de travail.

La Figure 2.5 montre le volume d'air déplacé en fonction de la fréquence pour atteindre la puissance acoustique visée. Il apparaît clairement qu'aux basses fréquences, la reproduction sonore exige un volume d'air déplacé plus important. Ainsi, dans le cas des micro-haut-parleurs classiques, dont la fréquence du coupure basse se situe aux alentours de 800 Hz , le volume d'air déplacé est de 17 mm^3 pour obtenir 80 dB SPL à 10 cm . Pour le même niveau sonore, le volume d'air déplacé atteint 120 mm^3 à 300 Hz . Dans le cas des micro-haut-parleurs MEMS présentés dans l'état de l'art au chapitre précédent, le volume d'air déplacé à 1 kHz atteint au plus 4 mm^3 . Cette comparaison des volumes d'air à déplacer met en évidence un vrai défi de conception du micro-haut-parleur pour obtenir des performances étendues aux basses fréquences. Nos objectifs nous amènent ainsi à concevoir un transducteur MEMS capable de déplacer un volume d'air 30 fois plus important que les dispositifs MEMS de l'état de l'art, et 7 fois plus important que les micro-haut-parleurs classiques.

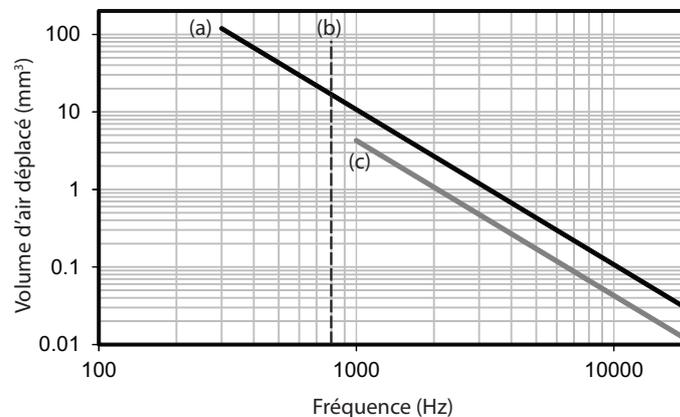


FIGURE 2.5 – Volume d'air déplacé en fonction de la fréquence : (a) pour 80 dB SPL à 10 cm , (b) fréquence du coupure basse des micro-haut-parleurs classiques, (c) performances typiques des micro-haut-parleurs MEMS

En remplaçant les valeurs de la densité de l'air, de la vitesse du son, et en substituant le déplacement crête x_{max} au déplacement efficace x dans l'équation 2.4, nous avons :

$$P_{acoustique} = 0,27 f^4 d^4 x_{max}^2 \quad (2.6)$$

Cette équation fait apparaître les deux degrés de liberté pour agir sur le volume d'air déplacé : le diamètre d de la face émissive et son amplitude de déplacement x_{max} . Pour une puissance

acoustique de $12,6 \mu W$ à la fréquence de $300 Hz$, la variation du déplacement en fonction du diamètre de la face parlante est représentée sur la Figure 2.6.

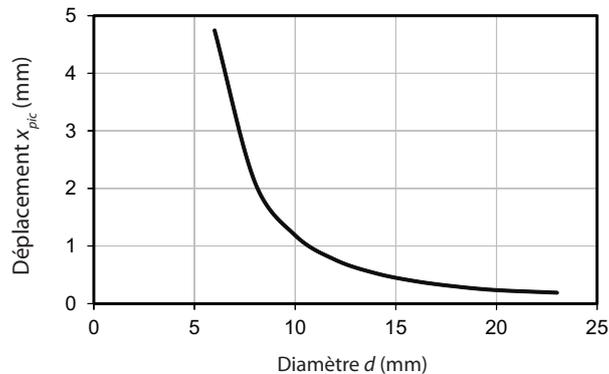


FIGURE 2.6 – Déplacement crête de la face parlante en fonction de son diamètre pour obtenir $12,6 \mu W$ à $300 Hz$

L'objectif est maintenant de fixer les valeurs de ces deux paramètres. D'après la courbe de la Figure 2.6, pour un diamètre de $7 mm$, un déplacement crête de $3 mm$ est nécessaire. Alors qu'avec un diamètre de $23 mm$, le déplacement crête est réduit à $150 \mu m$. On pourrait avoir intérêt à réduire le diamètre de la surface émissive et à augmenter le nombre de dispositifs sur le même substrat et réduire de la sorte le coût de fabrication. Cependant, comme nous l'avons vu précédemment, il faudrait augmenter le déplacement hors-plan de la surface émissive pour conserver le niveau sonore. Par conséquent, il faudrait concevoir un système de suspension adapté. À l'inverse, la fabrication d'une surface émissive de diamètre important, rigide et légère, sera plus difficile. Suivant ces considérations, fixer le couple diamètre-déplacement respectivement à $15 mm$ et $300 \mu m$ apparaît comme un compromis raisonnable. Selon l'équation 2.5, avec un tel diamètre qui correspond à une surface S de $1,77 cm^2$, la face parlante sera soumise à une accélération efficace de $850 m/s^2$.

Le diamètre et le déplacement de la face parlante étant fixés, les sections suivantes présentent la conception des différents éléments du transducteur.

2.4 Surface émissive

Comme nous avons expliqué précédemment, la structure proposée pour ce transducteur comprend une surface émissive qui doit être légère et rigide. En effet, la surface émissive ne doit idéalement présenter aucune déformation dans la bande passante visée, de manière à assurer une bonne qualité de reproduction sonore [8, 39]. De plus, sa masse doit être la plus faible possible de manière à minimiser les effets d'inertie, et donc à minimiser la force nécessaire pour son déplacement. L'impact de la masse mobile sur le rendement sera étudié plus en détail dans la partie 2.6.

Pour identifier le matériau le plus intéressant pour constituer cet élément, il faut considérer deux propriétés : la densité et le module de Young. En effet, ces deux propriétés jouent sur la masse et les fréquences des modes propres. Par exemple, une plaque circulaire de diamètre d , d'épaisseur h et de densité ρ a la masse M suivante :

$$M = \rho h \pi \frac{d^2}{4} \quad (2.7)$$

Pour la même plaque circulaire, avec des conditions aux limites libres, les fréquences f_i des modes de vibration sont définies par l'équation suivante [74] :

$$2\pi f_i = \left(\frac{2\lambda_i}{d}\right)^2 \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{h^2}{12(1-\nu^2)}} \quad (2.8)$$

avec E le module de Young et ν le coefficient de Poisson du matériau. λ_i est la constante caractéristique du mode i , avec $\lambda_0 d = 6,4$, $\lambda_1 d = 12,6$, $\lambda_2 d = 18,9$, $\lambda_3 d = 25,1$, $\lambda_4 d = 31,4$, etc.

À partir des deux équations 2.7 et 2.8 précédentes, le rapport entre la fréquence f_0 du premier mode de vibration et la masse s'exprime de la manière suivante :

$$\frac{f_0}{M} = \frac{8 \times 6.4^2}{\pi^2 d^6} \sqrt{\frac{E}{\rho^3} \frac{1}{12(1-\nu^2)}} \quad (2.9)$$

Pour une fréquence du premier mode propre donnée, l'objectif est d'avoir une masse mobile la plus faible possible. En d'autres termes, nous recherchons un matériau qui permet d'avoir un rapport f_0/M le plus élevé possible.

Dans cette expression, pour la géométrie considérée, les seuls variables sont les trois propriétés physiques du matériau : E , ρ et ν . Compte tenu des valeurs du coefficient de Poisson, typiquement comprises entre 0,2 et 0,35 pour la plupart des matériaux, son influence dans l'équation 2.9 peut être considérée comme négligeable. Ainsi, nous pouvons conclure que le rapport E/ρ^3 établit une figure de mérite pour sélectionner le matériau.

La Table 2.1 précise les valeurs de cette figure de mérite dans le cas de plusieurs matériaux utilisés dans les technologies de microfabrication. Parmi ces matériaux, le diamant, le carbure de silicium (SiC) et le silicium présentent les meilleures figures de mérite. À titre d'exemple, Worner et al. [75] ont présenté des membranes à base de diamant CVD (Chemical Vapor Deposition) en forme de dôme, de diamètre compris entre 20 et 65 mm avec une épaisseur de 50 à 120 μm . Les résultats de ces travaux montrent d'excellentes performances acoustiques jusqu'à 100 kHz. Toutefois, les techniques d'élaboration du diamant par CVD sont délicates et relativement coûteuses. En revanche, le silicium se positionne très bien, avec un coût raisonnable et l'avantage de disposer de nombreux procédés de micro-usinage.

Le matériau étant choisi, nous pouvons déterminer l'épaisseur de la surface émissive de manière à repousser tous les modes propres à des fréquences supérieures à 20 kHz. En utilisant l'équation 2.8, on obtient une épaisseur minimale de 320 μm afin de satisfaire cette condition, pour une face parlante de 15 mm de diamètre. Ceci correspond à une masse mobile de 132 mg (sans tenir compte de la masse ajoutée par la bobine). Dans les mêmes conditions, en utilisant

TABLE 2.1 – Figure de mérite de matériaux utilisés dans les technologies MEMS [76, 75]

Matériau	Densité ρ (gr/cm^3)	Module d'Young E (GPa)	Figure de mérite E/ρ^3
Diamant	3,52	1140	26,5
SiC	3,2	430	13,1
Si	2,33	165	13
Si ₃ N ₄	3,1	325	9,9
SiO ₂	2,3	107	8,8
Mg	1,74	45	8,5
Al ₂ O ₃	3,97	390	6,2
Quartz	2,66	85	4,5
Al	2,7	69	3,5
SU-8	1,2	4	2,3
Ti	4,54	115	1,23
Polyimide	1,43	3,2	1,1
Cr	7,19	298	0,8
Ge	5,32	103	0,7
GaAs	5,3	75	0,5
Mn	7,44	198	0,4
Mo	10,22	329	0,3
Ni	8,9	210	0,3
Co	8,9	210	0,3
Zn	7,13	96	0,26
Cu	8,94	110	0,15
WC	15,8	550	0,14
W	19,25	411	0,06

du diamant, l'épaisseur de la face parlante serait réduite à $150 \mu m$ et sa masse à $94 mg$. Dans les deux cas, la masse obtenue demeure trop importante au regard de nos objectifs en termes de rendement.

Il est possible d'aller plus loin dans l'allégement de la face parlante, tout en conservant sa rigidité. Certains types de microstructurations permettent en effet d'atteindre ce double objectif. La Figure 2.7 montre quelques exemples de microstructuration utilisés pour augmenter la raideur d'une plaque sans y ajouter une masse trop importante. La Figure 2.7-a montre une structure en nid d'abeille utilisée par Fragiacomio et al. [77] pour rigidifier le diaphragme d'un capteur de pression MEMS. La Figure 2.7-b montre une structure à nervures croisées utilisée par Cui et al. [78] pour rigidifier le diaphragme d'un microphone MEMS.

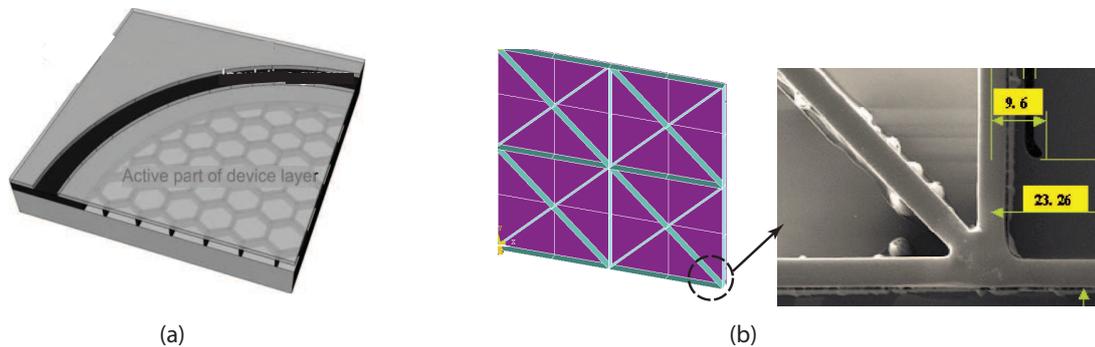


FIGURE 2.7 – Différentes microstructures utilisées dans les dispositifs MEMS pour augmenter la raideur : (a) structure en nid d'abeille [77], (b) structure à nervures croisées [78]

Nous avons tout d'abord mené une étude concernant l'utilisation de la microstructure en forme de nid d'abeille, pour laquelle nous avons montré qu'il était difficile d'obtenir un gain de masse significatif, compte tenu des limitations technologiques qui ne permettent pas de réaliser des parois suffisamment fines. Cette étude n'est pas présentée dans ce mémoire.

Nous sommes ensuite intéressés à une première microstructure à nervures radiales, représentée sur la Figure 2.8. Dans cette microstructure, les nervures radiales sont reliées à chaque extrémité à des anneaux intérieurs et extérieurs. L'étude détaillée plus loin cherche à minimiser la masse ajoutée en faisant varier le nombre de nervures radiales, leur largeur et leur épaisseur.

2.4.1 Analyse FEM de la face émissive microstructurée

Pour analyser le comportement dynamique de la face émissive microstructurée, nous avons utilisé une modélisation mécanique par éléments finis à l'aide du logiciel ANSYS. Le principe de la modélisation par éléments finis consiste à résoudre numériquement les équations physiques, en divisant l'objet étudié en petits éléments de volume ou de surface. Chaque élément du système comprend un ensemble de points appelés nœuds. Ces éléments contiennent une représentation mathématique des échanges d'énergie et leurs fonctions d'interpolation entre les nœuds qu'ils contiennent. Les inconnues en chacun des nœuds sont appelées variables nodales ou degrés de liberté. Les éléments peuvent prendre plusieurs formes selon la dimension de l'espace de simulation (2D ou 3D), mais aussi selon la géométrie du système à mailler. On

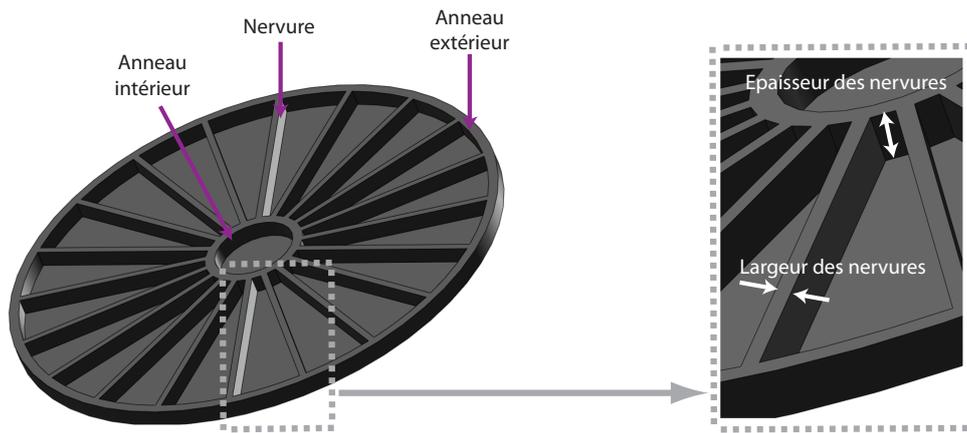


FIGURE 2.8 – Première microstructure à nervures radiales étudiée

trouve ainsi des éléments à 4, 6 ou 8 nœuds. Après avoir construit et maillé (correctement, ce qui n'est pas évident et demande généralement le plus de travail) le modèle avec les éléments ayant les degrés de liberté adaptés aux domaines physiques considérés (éventuellement couplés entre eux), il faut définir les conditions aux limites et les charges (ou précontraintes) imposées au système, avant de résoudre les équations dans le domaine temporel ou fréquentiel.

Du point de vue géométrique, la face émissive en silicium se compose d'une plaque circulaire et d'un ensemble de nervures. Pour définir les différents volumes, nous avons d'abord créé un volume de base comprenant les parties massives et nervurées. Pour le volume de base, nous avons considéré deux types de nervures : le premier avec des nervures radiales affinées en largeur vers le centre (Figure 2.9-a) et l'autre avec des nervures radiales de largeur constante (Figure 2.9-b). Dans les deux cas, la surface émissive est créée en juxtaposant les volumes de base.

Nous avons ensuite maillé le volume obtenu de manière à ce que les éléments soient plutôt en forme d'hexaèdre qu'en forme de tétraèdre, ceci pour avoir la meilleure précision de calcul possible. Pour ces simulations, nous avons utilisé l'élément Solid45 d'ANSYS. Chaque nœud de cet élément, représenté sur la Figure 2.9-c, a trois degrés de liberté, à savoir des translations suivant les trois axes principaux (x , y et z). Nous avons effectué les simulations en considérant un matériau isotrope et en prenant les propriétés physiques suivantes pour le silicium [79] :

- Module de Young : 165 GPa ,
- Coefficient de Poisson : $0,25$,
- Masse volumique : 2330 kg/m^3 .

Pour s'assurer de la validité du maillage en termes de finesse, nous avons vérifié dans chaque cas la convergence des résultats obtenus. La Figure 2.10 montre l'exemple d'un maillage relativement large et d'un maillage plus fin. L'influence de la finesse du maillage sur les résultats est illustré par la Figure 2.11, où l'on voit comment le résultat du calcul, ici la fréquence du mode tambour, varie en fonction du nombre de divisions radiales. On voit que l'augmentation du nombre de divisions conduit assez rapidement à un résultat convergent. Dans le cas présenté, à partir de 20 divisions les résultats ne varient plus que dans un intervalle de 1%.

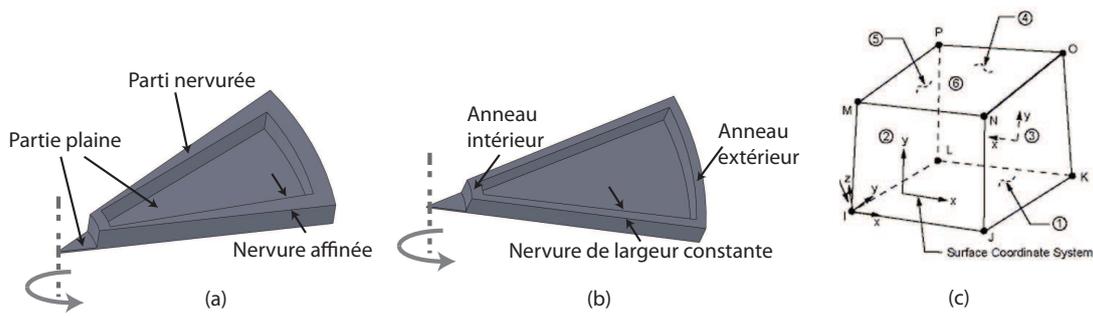


FIGURE 2.9 – (a) Volume élémentaire avec des nervures radiales de largeur réduite vers le centre, (b) volume élémentaire avec des nervures radiales de largeur constante, (c) élément Solid45 à 8 nœuds utilisé pour la modélisation 3D

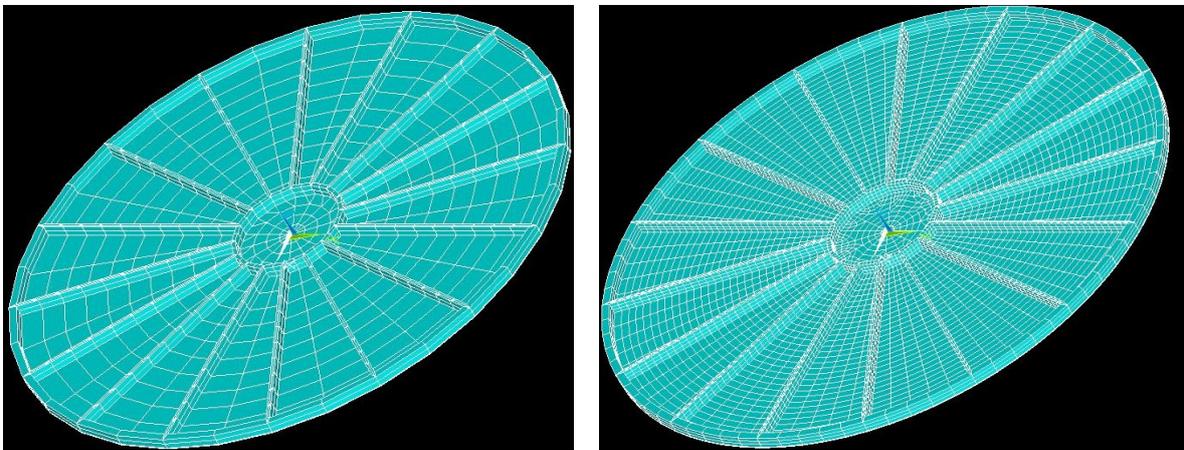


FIGURE 2.10 – Première structure étudiée avec un maillage large (à gauche) et un maillage affiné (à droite)

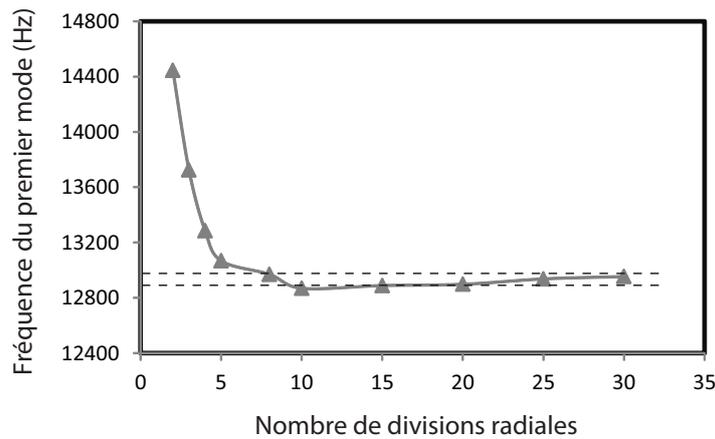


FIGURE 2.11 – Effet de la finesse du maillage : variation de la fréquence du mode tambour en fonction du nombre de division radiales (les deux barres pointillées indiquent un écart de 1%)

Les analyses modales que nous avons réalisées montrent que pour un nombre donné de nervures, les deux types de nervures (de largeur affinée et de largeur constante) conduisent quasiment aux mêmes fréquences propres. Néanmoins, la structure avec des nervures à largeur constante conduit à une masse de 15% inférieure à l'autre. C'est la raison pour laquelle nous avons retenu ce profil pour la suite.

Afin d'optimiser cette structure, nous avons étudié l'influence du nombre de nervures, de leur épaisseur et de leur largeur sur la fréquence du mode tambour de la face parlante. Pour cette étude, nous avons négligé l'effet de la suspension. La périphérie de la structure a ainsi été considérée comme libre. Le diamètre de l'anneau intérieur a été fixé à 3 mm et la largeur des anneaux à 200 μm . Nous avons considéré deux épaisseurs de 10 et 20 μm pour la partie massive de la structure, et deux épaisseurs de 300 et de 400 μm pour la microstructure. Quatre largeurs différentes de 50, 100, 150 et 200 μm ont été considérées pour les nervures. Nous avons choisi la fréquence du mode tambour comme critère pour la qualité sonore. En effet, parmi les premiers modes de la structure, le mode tambour est connu pour être le plus radiatif et le plus nuisible à la qualité du son [8].

La Figure 2.12 montre l'évolution de la fréquence du mode tambour en fonction du nombre de nervures, de leur largeur, pour deux épaisseurs différentes de la plaque massive (10 et 20 μm) et de la microstructure (300 et 400 μm). Dans chaque cas, la masse de la structure étudiée a été calculée (Figure 2.13). Ces résultats ont permis d'extraire les meilleures combinaisons pour chacune des quatre configurations considérées, résumées dans la Table 2.2.

TABLE 2.2 – Résumé des meilleures configurations de la première microstructure proposée

Épaisseur de la plaque (μm)	Épaisseur de la microstructure (μm)	Largeur des nervures (μm)	Nombre de nervures	Masse (mg)	Fréquence du mode tambour (kHz)
10	300	50	14	13,8	12,7
		100	14	17	13,2
		150	14	20,1	13,1
		200	11	20,8	13
20	300	50	15	18,1	12,3
		100	16	21,9	13
		150	14	24,2	13,4
		200	15	28,2	13,8
10	400	50	14	17	17,2
		100	14	21,2	17,3
		150	14	25,4	17,5
		200	14	29,6	17,5
20	400	50	14	21,1	16,6
		100	16	26,5	17,6
		150	12	28	18
		200	16	35,9	18,4

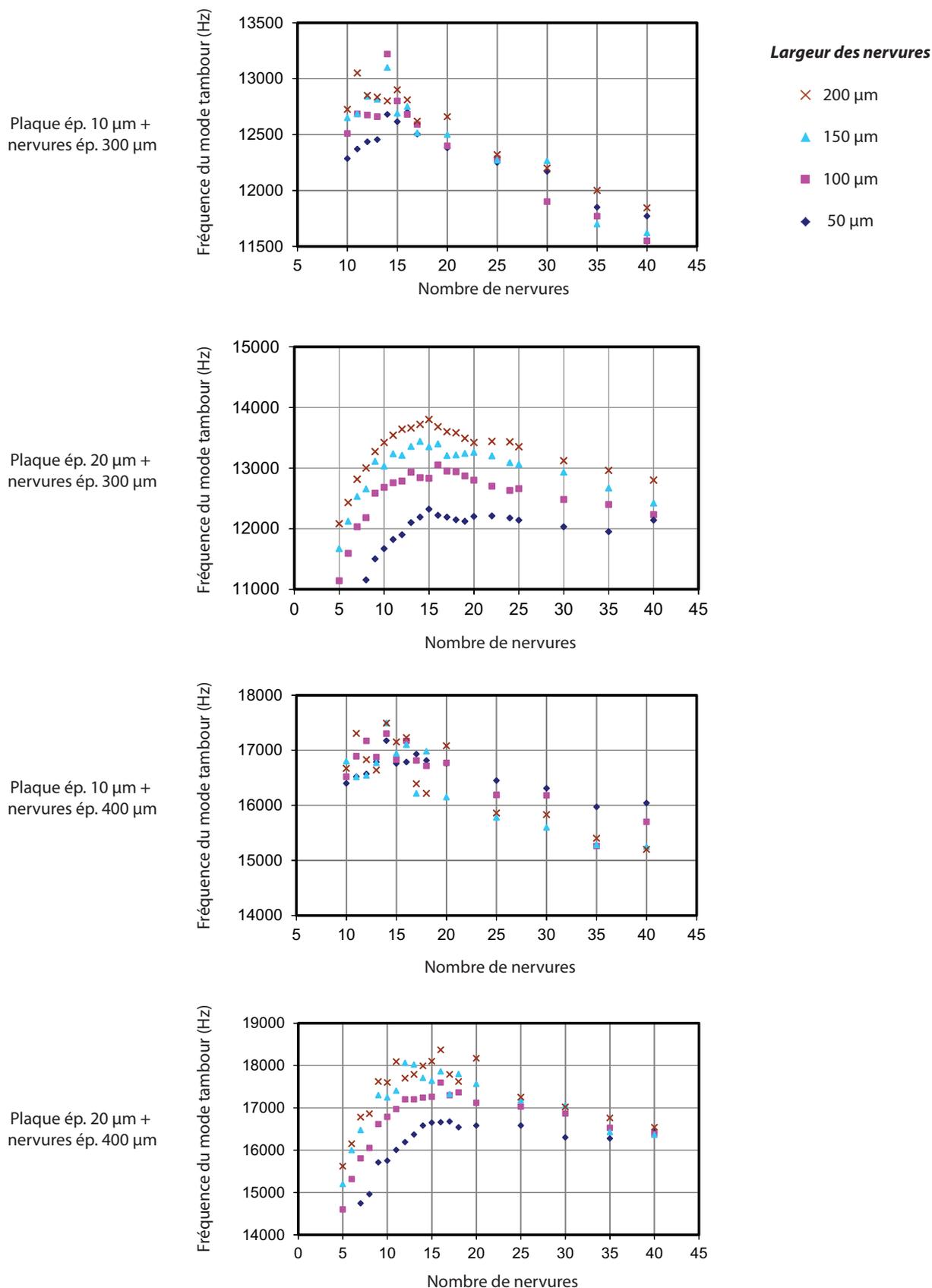


FIGURE 2.12 – Fréquences du mode tambour de la face parlante (première microstructure étudiée)

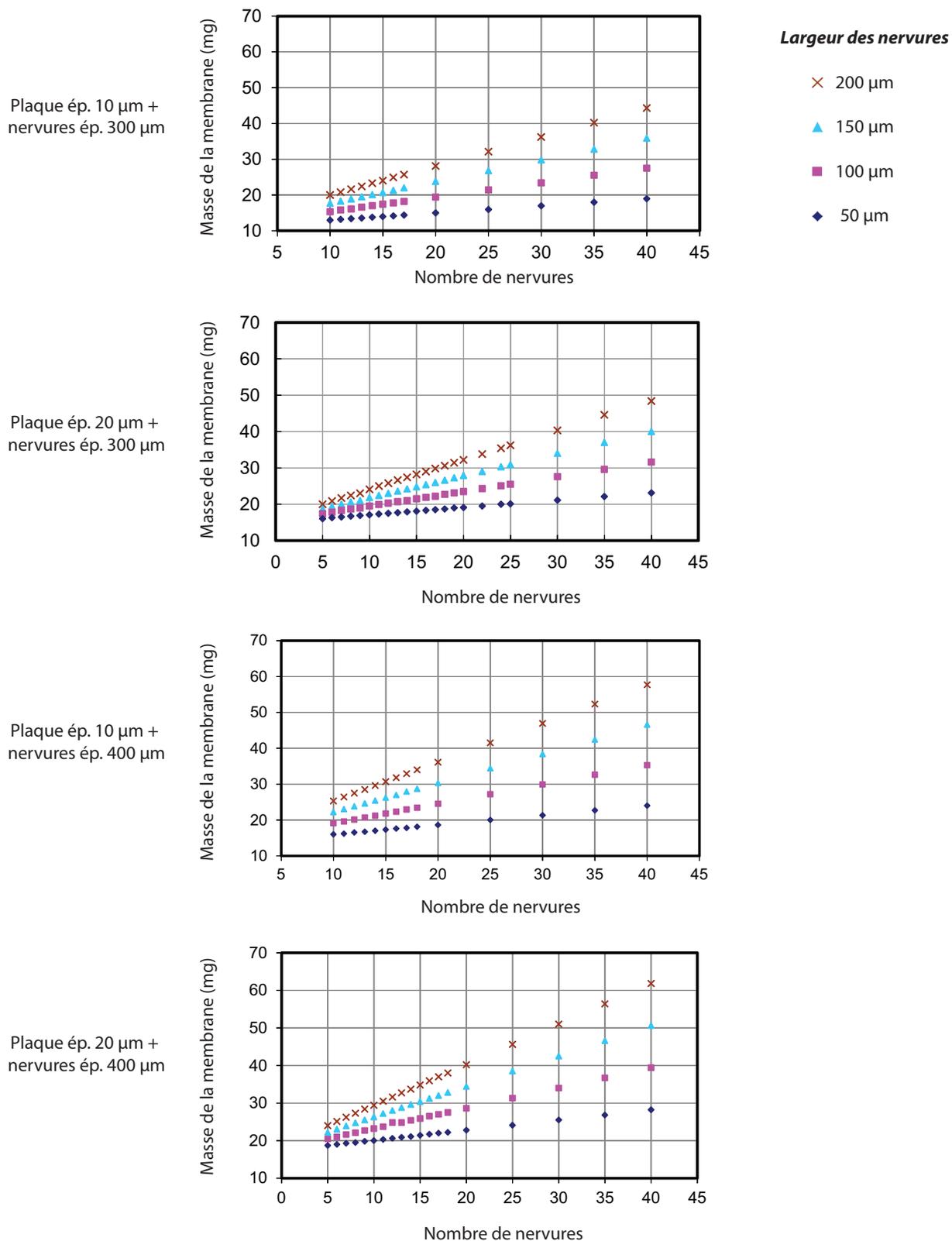


FIGURE 2.13 – Masse de la face parlante (première microstructure étudiée)

D'après la Table 2.2, la fréquence du mode tambour dépend très peu de l'épaisseur de la plaque. Elle dépend essentiellement de l'épaisseur de la microstructure. Pour les deux épaisseurs, respectivement de $300 \mu m$ et $400 \mu m$, on obtient des fréquences voisines de $13 kHz$ et $17 kHz$. C'est donc l'épaisseur de la microstructure qui détermine principalement la fréquence du mode tambour. Toutefois, la variation d'épaisseur de la plaque a un impact sur la masse de l'ordre de 20%.

La comparaison entre différentes largeurs des nervures (de 50 à $200 \mu m$) montre un effet minime sur la fréquence du mode tambour, mais l'impact sur la masse est plus important. Nous aurions donc intérêt à utiliser les nervures les moins larges (i.e. $50 \mu m$). Cependant, les tests de microstructuration que nous avons réalisés sur substrat de silicium ont montré que les flancs de gravure n'étaient pas parfaitement verticaux. La Figure 2.14 montre plus en détail le profil obtenu. Même si le procédé utilisé est perfectible, nous avons préféré minimiser les risques de défauts avec des nervures trop fines. Nous avons donc saisi des nervures à $100 \mu m$ de large.

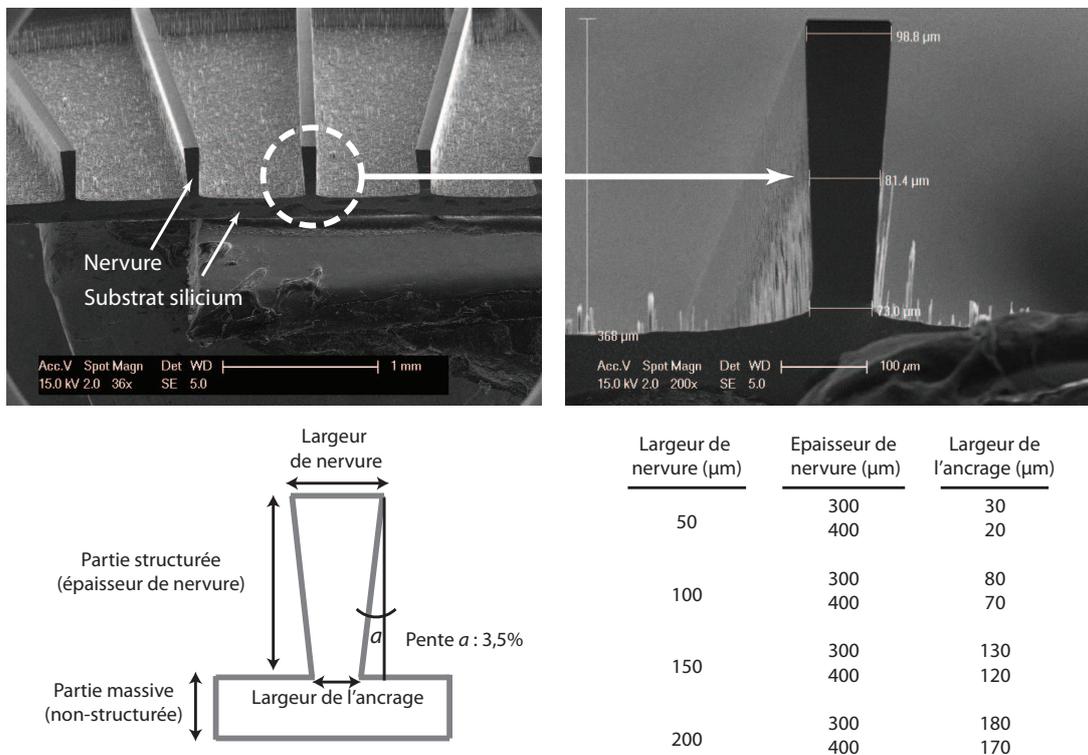


FIGURE 2.14 – Test de gravure profonde sur un substrat silicium, vue en coupe au microscope électronique à balayage (MEB)

Pour conclure sur cette première microstructure, pour choisir entre les deux épaisseurs considérées (300 et $400 \mu m$), il faut retenir que la fréquence du mode tambour se situe soit au voisinage de 13 , soit de $17 kHz$. Dans le premier cas, la face parlante aura trois modes propres dans la bande passante, et deux dans le deuxième cas (Figure 2.15). Si l'on considère que la présence du mode tambour est de toute manière peu perceptible aux fréquences supérieures à $10 kHz$, une microstructure de $300 \mu m$ d'épaisseur convient et présente l'avantage d'une masse moins importante.

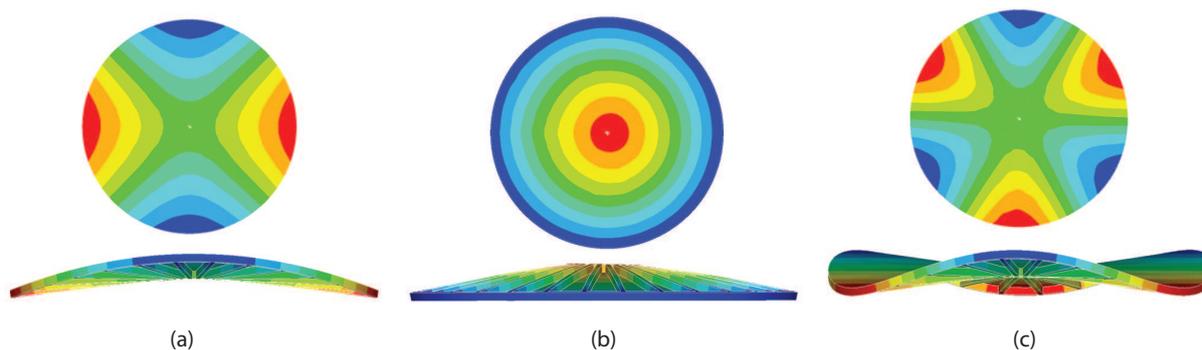


FIGURE 2.15 – Modes apparaissant dans la gamme 0-20 kHz pour une face parlante structurée, composée d’une plaque de 20 μm d’épaisseur et d’une microstructure de 300 μm d’épaisseur, avec 16 nervures de 100 μm de largeur : (a) premier mode radial avec 2 diamètre nodaux et 1 cercle nodal (selle de cheval) à 7 kHz , (b) premier mode circulaire avec 1 cercle nodal (mode tambour) à 13 kHz , (c) deuxième mode radial avec 3 diamètres nodaux et 1 cercle nodal à 17 kHz

Finalement, une plaque de 10 ou 20 μm d’épaisseur avec une microstructure de 300 μm d’épaisseur, composée de 14 ou 16 nervures de 100 μm de large, semble constituer un compromis satisfaisante entre masse et raideur.

Suivant le même principe, nous avons cherché à améliorer le rapport masse-raideur en proposant la deuxième microstructure représentée sur la Figure 2.16. Par rapport à la première microstructure, nous avons ajouté une nervure circulaire intermédiaire, qui permet d’obtenir une répartition plus homogène des nervures radiales sur toute la surface.

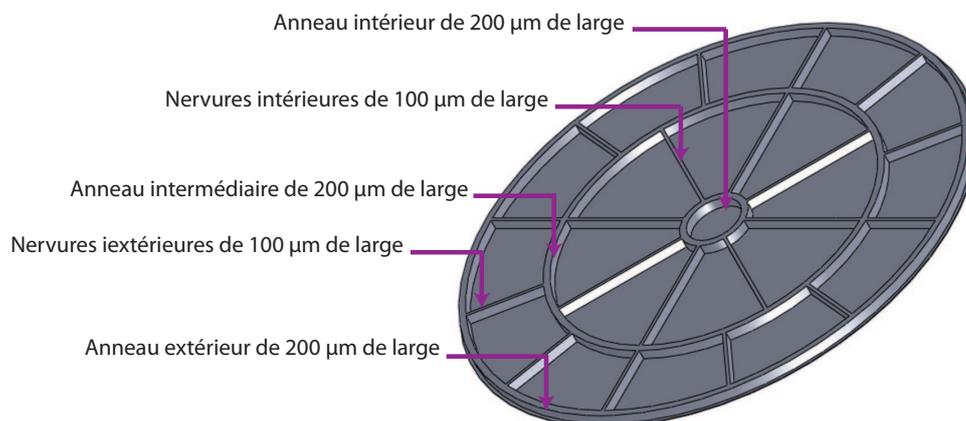


FIGURE 2.16 – Deuxième microstructure à nervures radiales étudiée

Dans cette étude nous avons conservé la largeur précédente des anneaux (200 μm) et des nervures (100 μm). Notre étude a d’abord porté sur l’effet du diamètre de la nervure circulaire, ou anneau, intermédiaire. Dans ce cas, nous avons considéré 6 nervures radiales intérieures et 24 extérieures, correspondant à une répartition relativement homogène sur la surface. D’après les résultats de simulation FEM, la fréquence du mode tambour est la plus élevée dans le cas d’un anneau intermédiaire de 9,7 mm de diamètre (Figure 2.17-a).

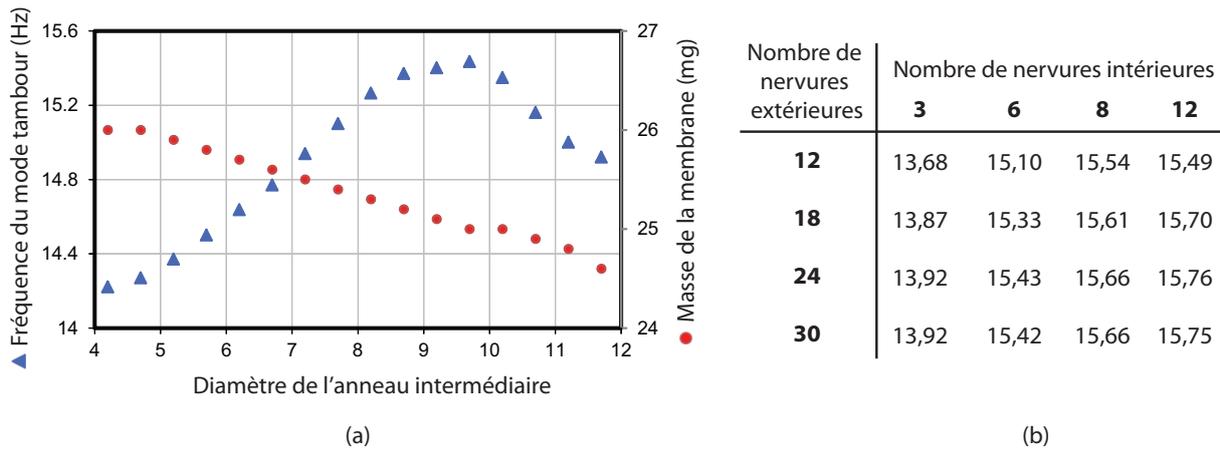


FIGURE 2.17 – Optimisation de la deuxième microstructure : (a) fréquence du mode tambour et masse en fonction du diamètre de l'anneau intermédiaire, (b) fréquence du mode tambour pour différentes combinaisons de nervures

Nous avons ensuite fait varier le nombre de nervures intérieures et extérieures en conservant la valeur de $9,7\text{ mm}$ pour le diamètre de l'anneau intermédiaire. Les fréquences du mode tambour obtenues pour différentes combinaisons des nervures intérieures et extérieures sont résumées sur la Figure 2.17-b. Mis à part les cas de la première colonne, le mode tambour se situe au voisinage de $15,5\text{ kHz}$. Parmi toutes les configurations présentées, la variation maximale de masse est seulement de 5 mg , partant de $22,4\text{ mg}$ (combinaison 12 - 3) pour aller jusqu'à $27,6\text{ mg}$ (combinaison 30 - 12). La Figure 2.18 montre les trois premiers modes propres de la face parlante dans le cas de la combinaison 12 - 8. Il s'agit des mêmes modes que ceux de la première microstructure proposée avec des fréquences légèrement plus élevées. Dans le cas présenté, seuls deux modes sont présents dans la bande passante.

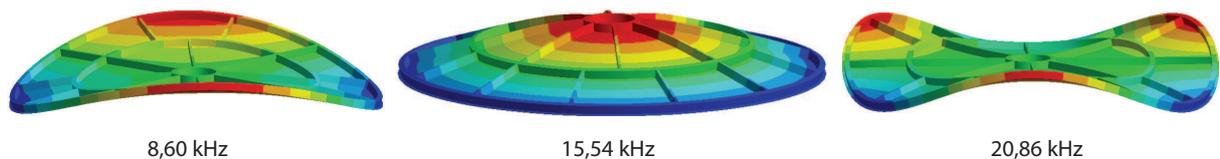


FIGURE 2.18 – Trois premiers modes propres de la deuxième microstructure, dans le cas d'une plaque de $20\text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur et d'une microstructure de $300\text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur avec 12 nervures extérieures et 8 nervures intérieures

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les modes radiaux sont les moins émissifs du point de vue acoustique, car les surfaces en opposition de phase sont égales. De plus, étant donné que la force motrice est symétrique par rapport à l'axe central de la surface émissive (Figure 2.19), il est plus difficile d'exciter ce type de mode que les modes circulaires, tel que le mode tambour. Ainsi, le premier mode à $8,60\text{ kHz}$ a très peu de chances d'avoir une signature acoustique perceptible.

Une comparaison de la masse et des modes de la surface émissive est présentée dans la Table 2.3, dans le cas de plaques de différentes épaisseurs et dans le cas des deux microstructures proposées. Ainsi, des plaques minces ont une masse très faible, mais le nombre de modes propres dans la bande passante est incompatible avec nos objectifs. Dans le cas d'une plaque de $245\text{ }\mu\text{m}$

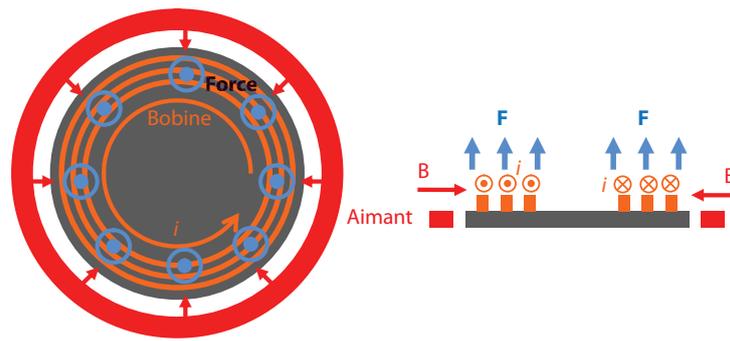


FIGURE 2.19 – Répartition de la force motrice au tour de l'axe central de la surface émissive

TABLE 2.3 – Comparaison de différentes faces parlantes en silicium massif et microstructuré

Structure	Masse (mg)	Fréquence du mode tambour (kHz)	Nombre de modes dans la bande passante
Plaque ép. $10 \mu m$	4	0,6	50
Plaque ép. $20 \mu m$	8	1,3	30
Plaque ép. $245 \mu m$	100	15,4	2
Plaque ép. $320 \mu m$	132	20,1	0
Plaque ép. $20 \mu m$ + microstructure 1 ép. $300 \mu m$ (Figure 2.8)	22	13,0	3
Plaque ép. $20 \mu m$ + microstructure 2 ép. $300 \mu m$ (Figure 2.16)	25	15,5	2

d'épaisseur, on obtient la même fréquence pour le mode tambour et le même nombre de modes dans la bande passante que la deuxième microstructure. En revanche, cette plaque a une masse quatre fois plus importante. L'impact du gain de masse sur le rendement électroacoustique sera développé dans la partie 2.6.

Rappelons que les résultats présentés ici ne tiennent pas compte de la masse ni de la raideur de la suspension. En outre, l'effet mécanique de la bobine planaire n'a pas non plus été pris en compte. Pour estimer l'effet de la bobine, nous avons ajouté au modèle de la structure un anneau circulaire de 18 mg , correspondant à une bobine en cuivre de 35 spires de $50 \mu m$ de largeur et de $30 \mu m$ d'épaisseur. Dans ce cas, le comportement mécanique ne change pas significativement, si ce n'est que les trois premiers modes propres de la structure (ceux qui sont dans la bande passante) sont décalés d'environ 1 kHz vers les basses fréquences.

2.5 Suspension

D'après le dimensionnement acoustique présenté dans la section 2.3, pour atteindre un niveau sonore de 80 dB SPL à 10 cm , il faut permettre un déplacement hors-plan de la face parlante de $300 \mu m$. Dans la structure que nous proposons, ce déplacement est permis par un système de poutres très flexibles dont le rôle est de guider la surface émissive dans ses déplacements en translation, sur une course maximale de $-300 \mu m$ à $+300 \mu m$. Idéalement,

seul ce degré de liberté doit être permis. De plus, dans l'objectif d'une haute qualité sonore, le comportement de la suspension doit être aussi linéaire que possible.

On trouve une grande variété de ressorts dans les dispositifs MEMS, notamment dans les structures des accéléromètres. Néanmoins, les déformations et les déplacements habituellement considérés sont très faibles. Citons à titre exemple les travaux de Yang et al, qui porte sur des déplacements de quelques microns [80, 81]. On trouve également certains dispositifs MEMS avec de plus grands déplacements, jusqu'à une centaine de microns [82, 83, 84]. Pour atteindre de tel déplacement, divers matériaux comme le nickel, le silicium ou le parylène sont utilisés. La forme des ressorts conçue à cet effet est représentée sur les Figures 2.20-a, 2.20-b et 2.20-c.

D'après nos recherches bibliographiques, la grande majorité des travaux s'intéressent à des déplacements dans le plan, d'amplitude très limitée. Beaucoup moins de structures ont été développées pour des déplacements hors-plan. Par exemple, Elshurafa et El-Masry [85] ou Kampen et Wolffenbuttel [86] utilisent des poutres droites ou courbées en silicium (Figure 2.20-d). Cependant, leur application (switch RF) ne nécessite que quelques microns de déplacement hors-plan.

Bachmann et al. [87] utilisent des suspensions en SU-8, et obtiennent des grands déplacements hors-plan, de l'ordre de $60 \mu m$ (Figure 2.20-e). Milne et al. [88] ont proposé une structure à base de nitrure de silicium avec des poutres courbées, permettant $1 \mu m$ de déplacement pour une application de filtre de Fabry-Perrot (Figure 2.20-f).

Les ressorts en silicium monocristallin étudiés par Kahn et al. [89] sont également présentés sur la Figure 2.20-g. Ils ont été conçus pour permettre de grandes amplitudes de déplacements, jusqu'à $1,2 mm$ hors-plan d'après leurs simulations FEM. Ce type de ressorts permet donc le déplacement recherché, mais la distance entre la partie fixe et la partie mobile doit être plus réduite dans notre application.

Cette partie de l'étude vise la conception de ressorts appropriés à nos critères, c'est-à-dire permettant un grand déplacement, ayant un comportement linéaire et une longue durée de vie, pour assurer la qualité sonore et la fiabilité du transducteur.

Le silicium monocristallin est connu pour avoir des propriétés mécaniques exceptionnelles, notamment en termes de résistance à la fatigue [92, 93, 94]. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi ce matériau pour la suspension. En effet, pour notre application, nous avons estimé que la suspension devait résister à plus d'un milliard de cycles de déformation durant le fonctionnement du micro-haut-parleur. Un autre avantage du silicium est son comportement mécanique linéaire [95, 96] qui permettra, sous réserve d'une bonne conception, l'absence de non-linéarités dues à la suspension. Enfin, en réalisant la suspension en silicium, le dispositif sera simplifié car la face parlante et la suspension formeront ensemble un corps monolithique dont le procédé de microfabrication nécessitera moins d'étapes technologiques.

Pour la forme géométrique des ressorts, dans une première approche, nous avons envisagé d'utiliser quatre poutres en arc de cercle. N'ayant pas de modèle analytique pour des poutres courbées, nous avons en première approche utilisé un modèle de poutre droite [97], en faisant l'hypothèse d'un rayon de courbure assez grand. Pour une poutre d'une longueur l_s encastree

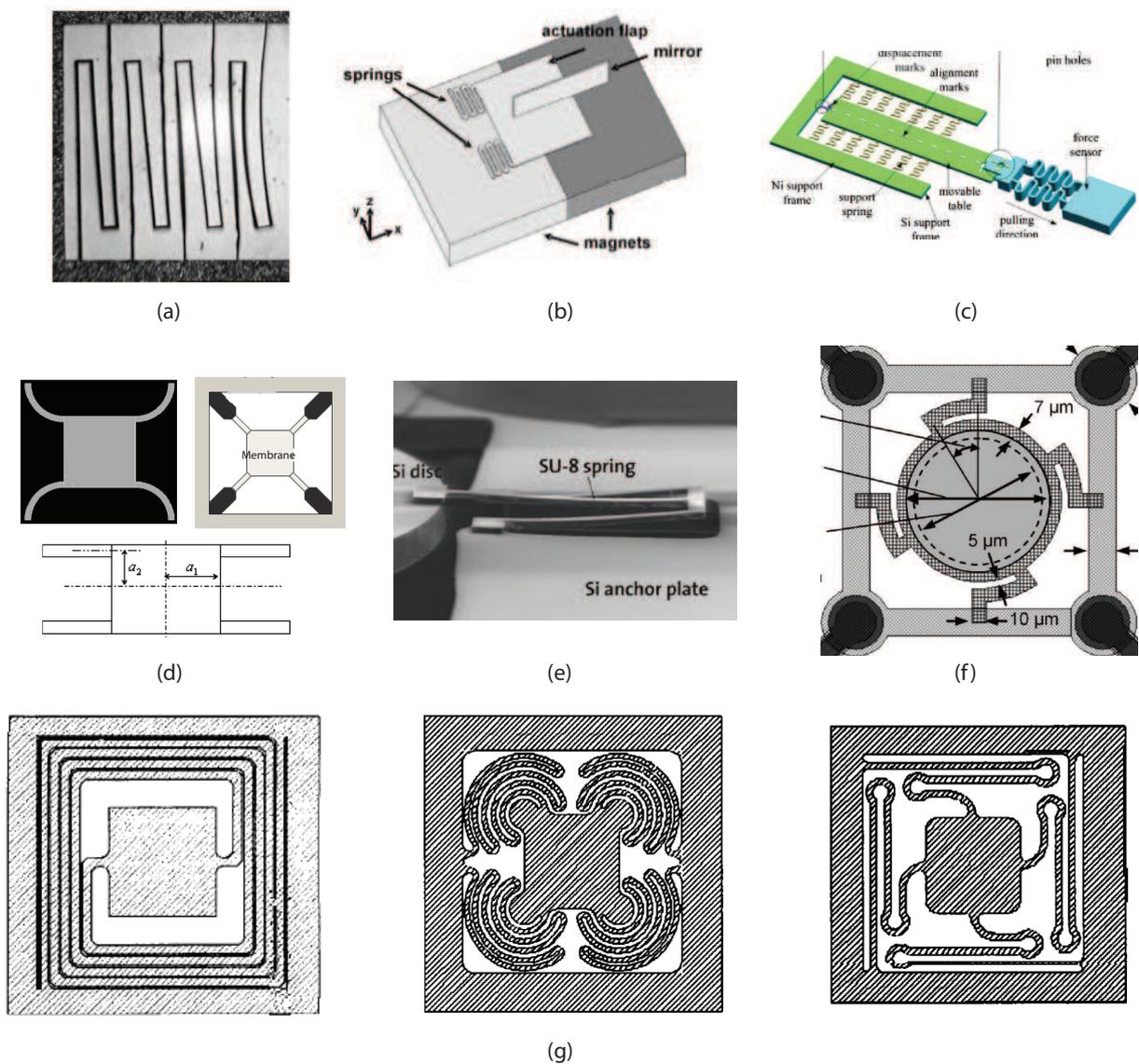


FIGURE 2.20 – Différents types de ressort (a) en parylène, autorisant $300 \mu m$ de déplacement dans le plan [82], (b) en silicium, permettant plus de $200 \mu m$ de déplacement dans le plan [83], (c) en nickel, avec $300 \mu m$ de déplacement dans le plan [84], (d) en silicium, pour un déplacement hors-plan [90, 85, 91], (e) en SU-8, pour $60 \mu m$ de déplacement hors-plan [87], (f) en Si_xN_y , $1 \mu m$ de déplacement hors-plan [88], (g) en silicium, avec de $400 \mu m$ à $1,2 mm$ de déplacement hors-plan [89]

à une extrémité et guidée à l'autre (Figure 2.21), le déplacement hors-plan x s'exprime de la manière suivante :

$$x = \frac{F l_s^3}{E b h_s^3} \quad (2.10)$$

avec F la force appliquée à l'extrémité guidée, E , b et h_s respectivement le module de Young du matériau, la largeur et l'épaisseur de la poutre. Pour la même géométrie, la contrainte maximum σ_{Max} qui apparaît aux deux extrémités s'écrit :

$$\sigma_{Max} = \frac{3 F l_s}{b h_s^2} \quad (2.11)$$

En utilisant les équations 2.10 et 2.11, on peut écrire :

$$x = \frac{\sigma_{Max} l_s^2}{3 E h_s} \quad (2.12)$$

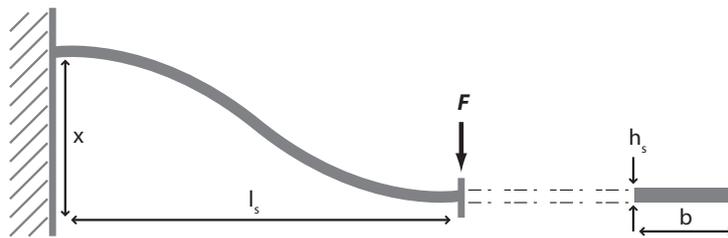


FIGURE 2.21 – Poutre encadrée d'un côté et guidée de l'autre

D'après l'équation 2.12, en considérant une poutre en silicium de 5 mm de long, 1 mm de large et $20 \text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur, pour un déplacement de $300 \text{ }\mu\text{m}$ hors-plan, la contrainte maximum σ_{Max} atteint à 120 MPa . Ce pré-dimensionnement analytique nous a amené à concevoir la structure à quatre poutres courbes, encadrées à la partie mobile d'un côté et au substrat de l'autre (Figure 2.22-a). Nous avons ensuite mené une étude statique plus fine à l'aide d'un modèle FEM de cette structure. Les propriétés du silicium considérées ici sont les mêmes que celles données dans la partie 2.4.1.

Lors de la modélisation FEM, il est important de tenir compte de certaines zones critiques, telles que les zones de concentration de contraintes, pour le maillage de la structure. En effet, dans ces régions à fortes variations de contraintes, il faut veiller à avoir une densité de nœuds suffisante (maillage plus fin) pour obtenir des résultats précis. Il faut également veiller à ce qu'il y ait continuité des nœuds au niveau des jonctions entre les différentes parties, comme par exemple les jonctions entre poutre et partie mobile (Figure 2.23).

Les résultats de simulation FEM montrent une zone de concentration de contrainte au niveau des encastres poutre - face parlante (Figure 2.22-a). Pour un matériau monocristallin tel

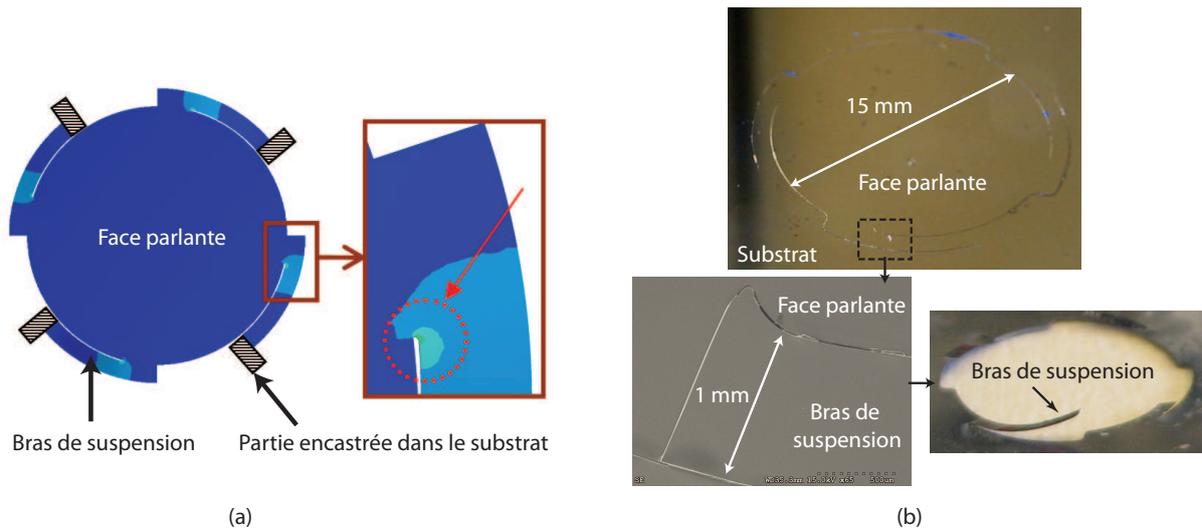


FIGURE 2.22 – Premier type de bras de suspension : (a) quatre poutres courbes encastrées dans la partie mobile et dans le substrat, zoom sur la zone avec concentration de contrainte (maximum 400 MPa pour $300 \mu\text{m}$ de déplacement hors-plan), (b) membrane réalisée et zoom sur l’encastrement montrant la propagation d’une fissure dans l’axe cristallin du silicium et la défaillance finale

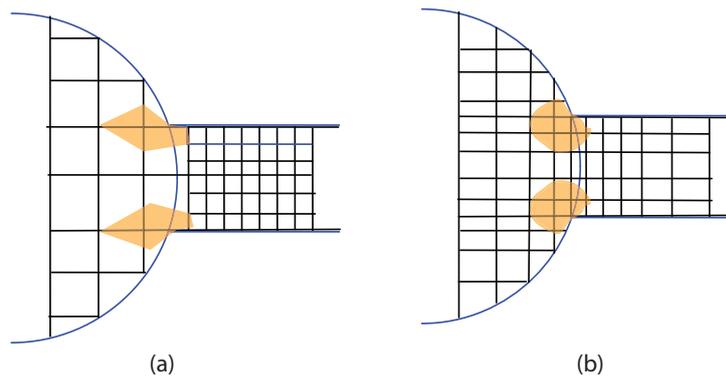


FIGURE 2.23 – Effet du maillage sur la distribution des contraintes, (a) problème de densité et de discontinuité des nœuds, (b) bonne répartition et continuité des nœuds

que le silicium, la contrainte principale est celle qui indique le mieux les risques de défaillance mécanique [98]. C’est pourquoi nous avons pris en compte cette contrainte dans notre étude. Pour un déplacement de $300 \mu\text{m}$, la contrainte principale atteint au maximum 400 MPa . Or, pour le silicium, la limite d’élasticité se situe au-delà de 1 GPa (et même 7 GPa dans la direction (111) [99]). Donc, même pour un déplacement hors-plan deux fois plus important, la contrainte principale restera inférieure à la limite d’élasticité communément admise.

Cependant, nos premiers tests de microfabrication ne nous ont pas permis d’obtenir un dispositif aussi résistant que prévu. Les poutres microusinées ont en effet démontré une grande fragilité, présentant des ruptures dès les petits déplacements. Les ruptures se produisaient systématiquement dans les zones de concentration de contraintes prédites par les simulations, avec propagation dans les axes cristallins du silicium (Figure 2.22-b). Néanmoins, nous avons pu vérifier sur les dispositifs cassés que les poutres restantes démontraient une grande flexibilité, autorisant un déplacement de l’extrémité libre de plusieurs millimètres d’amplitude.

Afin de surmonter le problème de la forte concentration des contraintes au niveau des encastres, nous avons dû approfondir l'étude de cette partie du dispositif. Notre objectif était non seulement de diminuer les niveaux des contraintes induites par le déplacement de la surface émissive, mais aussi de diminuer les effets de concentration des contraintes en favorisant leur répartition dans la structure. La Figure 2.24 présente plusieurs formes étudiées, en précisant dans chaque cas la valeur de la contrainte principale maximale pour un déplacement hors-plan de $300 \mu m$.

Parmi ces résultats, nous voyons qu'il est possible de passer de $400 MPa$ à des valeurs voisines de $150 MPa$ (Figures 2.24-a à 2.24-h). Malgré une réduction significative, nous nous sommes donnés pour objectif un facteur de sécurité de 10 par rapport à la première structure. Une telle marge de sécurité permettant de résister à des imprévus tels que des contraintes résiduelles dans le substrat SOI [100, 101], des contraintes induites par les procédés lors de la microfabrication, l'existence d'amorces de rupture, etc.

Dans ce but, nous avons conçu et analysé d'autres types de ressort (Figures 2.24-i à 2.24-p). Nous avons ainsi pu réduire encore d'avantage les contraintes. Parmi toutes ces structures, celles représentées Figures 2.24-k et 2.24-p semblent les plus intéressantes, grâce à leur faible contrainte principale. Par la suite, c'est donc ces deux structures dont nous avons approfondi l'étude. Nous les avons utilisées pour analyser les comportements mécaniques statique et dynamique d'une surface émissive suspendue par quatre ou six ressort (Figure 2.25).

Les résultats de ces analyses sont donnés dans la Table 2.4. Pour une structure à quatre ressorts, la contrainte principale maximale des structures (a) et (b) diminue respectivement d'un facteur 14 et 20 par rapport à la première structure (Figure 2.22). Quant à la raideur de la suspension, elle est quasiment de la même valeur dans les deux cas. En augmentant le nombre de ressort de quatre à six, la contrainte principale augmente d'un facteur 1,7 et la raideur d'un facteur 2. Cette variation de raideur s'explique par l'utilisation de ressorts plus courts et plus nombreux. Quant à la contrainte, ses variations vont dans le même sens que celles décrites par l'équation 2.12.

Nous avons également vérifié que le mode piston du dispositif se situait en dessous de la limite basse de la bande passante ($300 Hz$). Pour obtenir les fréquences de résonance f_R , nous avons utilisé les résultats de l'analyse modale FEM que nous avons comparés aux valeurs obtenues à partir de formule suivante, correspondant à un système masse-ressort :

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{M}} \quad (2.13)$$

Ici, k est la raideur de la suspension et M la masse mobile, soit $25 mg$ pour la surface émissive en silicium microstructurée.

Les deux méthodes, FEM et analytique, donnent des fréquences très voisines. Dans le cas d'une structure à quatre ressort (Figure 2.25-b) la fréquence du mode piston est de $50 Hz$, contre $75 Hz$ pour la structure à six ressorts (Figure 2.25-d). Si l'on tient compte de la masse ajoutée par la bobine, la fréquence de résonance diminuera.

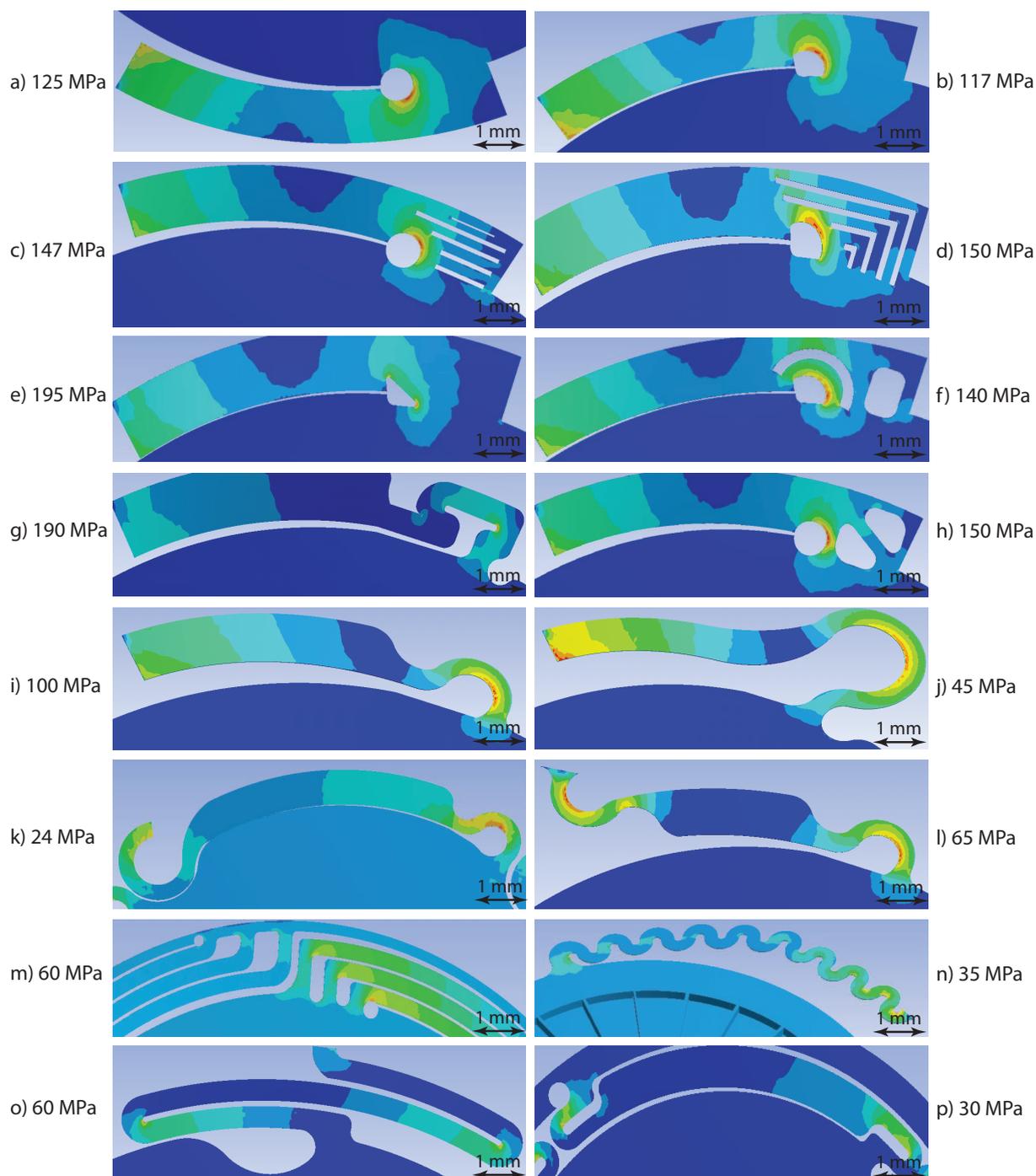


FIGURE 2.24 – Distribution de la contrainte principale calculée par FEM dans le cas de différents ressorts, pour un déplacement statique hors-plan de $300 \mu\text{m}$

Bien que les deux formes de ressort considérées aient des caractéristiques similaires, les structures (b) ou (d) (Figure 2.25) assurent une meilleure répartition des contraintes, conduisant ainsi à une meilleure fiabilité. De plus, pour assurer un meilleur maintien mécanique de la partie mobile, nous retiendrons la structure à six ressorts (Figure 2.25-d).

L'analyse modale la structure montre qu'il y a plusieurs modes propres des ressorts dans la bande passante (Figure 2.26). Néanmoins, du fait de leur surface moindre par rapport à celle

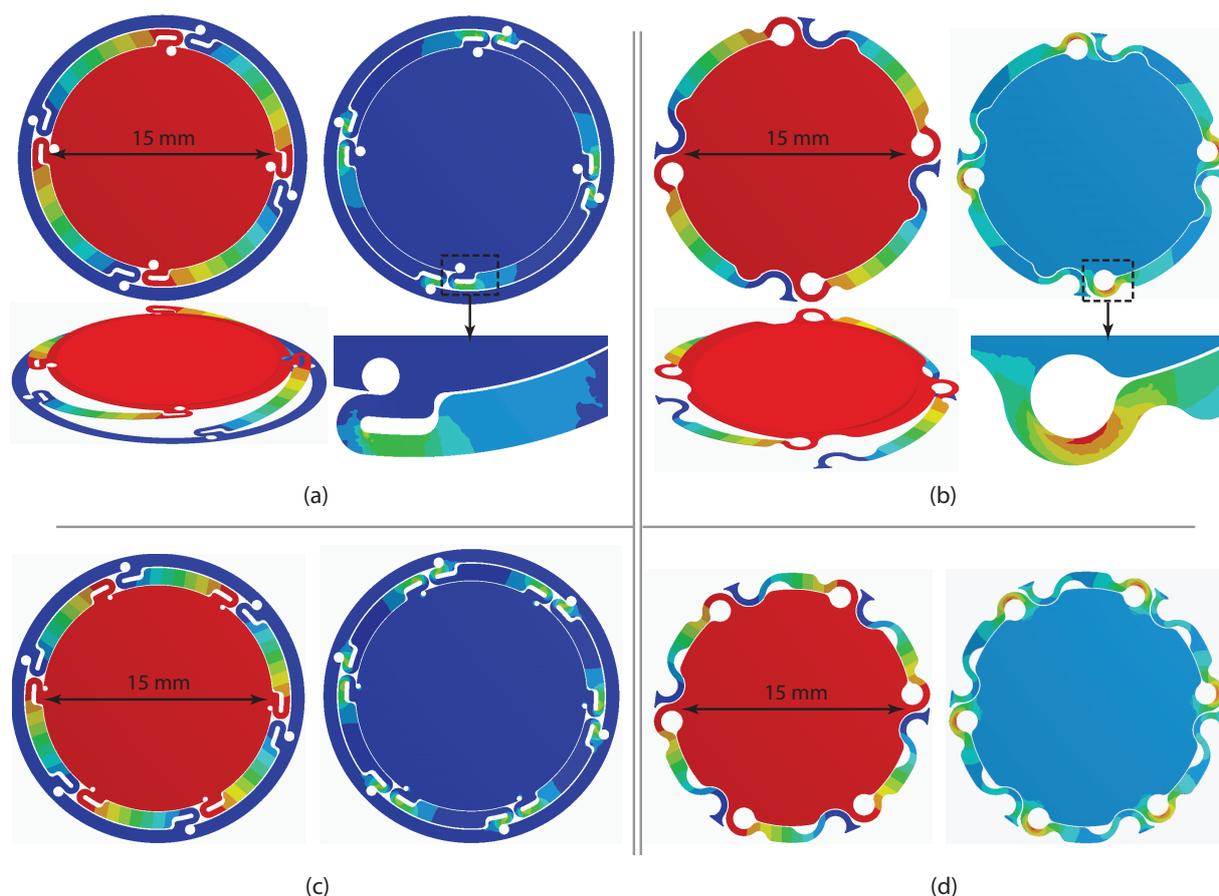


FIGURE 2.25 – Déplacement et répartition de la contrainte principale pour les deux types de ressorts choisis, dans le cas de suspensions à quatre (a) et (b), et six ressorts (c) et (d)

TABLE 2.4 – Caractéristiques des suspensions représentées sur la Figure 2.25

Type de structure selon la Figure 2.25	Contrainte principale maximale pour $300 \mu m$ de déplacement (MPa)	Raideur de la suspension (N/m)	Fréquence du mode piston (FEM) (Hz)	Fréquence du mode piston (Analytique) (Hz)
(a)	28	2,3	50	48
(b)	20	2,5	51	50
(c)	46	5,7	77	76
(d)	36	5,4	75	74

de la surface émissive (29 mm^2 par rapport à 177 mm^2), ces modes ne devraient pas avoir une influence importante sur la qualité sonore.

Dans la partie dimensionnement acoustique, nous avons supposé négligeable l'effet de la raideur de la suspension dans la bande passante du micro-haut-parleur. Nous pouvons vérifier ici qu'avec un déplacement de $300 \mu m$ de la face parlante, la force de rappel de la suspension est seulement de $1,6 \text{ mN}$, alors que l'entraînement de la partie mobile, d'une masse totale de 31 mg (6 mg de bobine comprise), nécessite une force de 27 mN .

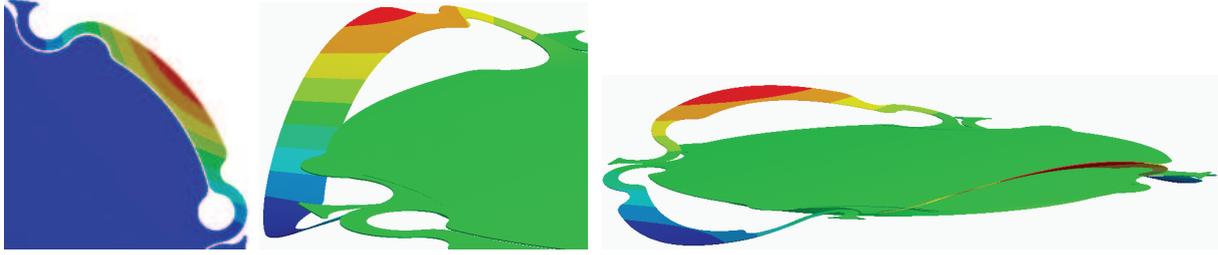


FIGURE 2.26 – Exemple de modes propres des ressorts dans la bande passante du micro-haut-parleur

2.6 Aimant et bobine

L'objectif de cette partie est de concevoir et d'optimiser la partie magnétique fixe et la bobine planaire disposée sur la surface émissive. Cette étude se focalise essentiellement sur le rendement électroacoustique du transducteur. Le rendement peut être calculé suivant une approche analytique en faisant certaines hypothèses. Tout d'abord, on néglige la raideur mécanique de la suspension, ainsi que les pertes mécaniques liées au mouvement de la partie mobile. Suivant ces hypothèses, les équations 1.3, 1.4 et 1.5, permettent d'établir l'expression du courant i de la bobine en fonction de la masse mobile M , de son accélération, γ , du rayon de chaque spire de la bobine R_n et de la composante radiale de l'induction magnétique vue par la $n^{ième}$ spire de la bobine B_{r_n} .

$$i = \frac{F_{Lorentz}}{\int_0^L \vec{B} \cdot d\vec{l}} = \frac{M \gamma}{2\pi \sum_{n=1}^N R_n \cdot B_{r_n}} \quad (2.14)$$

Le rendement d'un transducteur est défini par la puissance de sortie (acoustique) sur celle d'entrée (électrique). Si l'on néglige la puissance acoustique devant les pertes joules du transducteur, on abouti à l'expression suivante :

$$\eta = \frac{P_{acoustique}}{P_{electrique}} = \frac{P_{acoustique}}{R \cdot i^2} \quad (2.15)$$

En remplaçant la puissance acoustique et le courant respectivement par les équations 2.4 et 2.14, en considérant un rayonnement hémisphérique et une face émissive en mouvement de type piston, nous obtenons pour le rendement l'expression suivante :

$$\eta = \frac{\rho_{air} \pi r^4}{2c} \frac{1}{R} \left(\frac{f_F}{M_{Bobine} + M_{Membrane}} \right)^2 \quad (2.16)$$

avec le facteur de force f_F :

$$f_F = \sum_{n=1}^N B_{r_n} \cdot l_n \quad (2.17)$$

L'équation 2.16 montre que le rendement électroacoustique dépend d'une part des caractéristiques du milieu de propagation : la densité de l'air ρ et la vitesse de propagation du son dans l'air c . D'autre part, le rendement dépend des caractéristiques électromécaniques liées à la structure du transducteur. Pour maximiser le rendement, il faut maximiser le facteur de force et minimiser la masse mobile. On trouve ici une justification au travail de conception de la surface émissive, présenté dans la partie 2.4, dont nous avons cherché à minimiser la masse tout en satisfaisant à des critères de qualité acoustique.

Dans les deux parties suivantes, nous analysons l'optimisation des autres paramètres liés à la bobine et au champ magnétique en considérant deux cas différents pour le champ magnétique. Dans le premier cas, nous considérons un champ magnétique uniforme, qui se rapproche du cas des haut-parleurs classiques. Dans le deuxième cas, nous tenons compte de la distribution spatiale "réelle", calculée au préalable à l'aide d'un modèle FEM.

2.6.1 Induction magnétique uniforme

Nous supposons ici que toutes les spires de la bobine sont soumises à la même induction magnétique radiale B_r . Dans ce cas, l'équation 2.16 s'écrit de la manière suivante, avec M_{Bobine} et $M_{Membrane}$ respectivement la masse de la bobine et de la partie en silicium de la surface émissive :

$$\eta = \frac{\rho_{air} \pi r^4}{2c} \frac{1}{R} \left(\frac{B_r \cdot l}{M_{Bobine} + M_{Membrane}} \right)^2 \quad (2.18)$$

Pour une bobine de longueur l , de résistivité électrique ρ^*_{Bobine} , de masse volumique ρ_{Bobine} et de masse M_{Bobine} , nous avons :

$$l = \sqrt{\frac{M_{Bobine} R}{(\rho \rho^*)_{Bobine}}} \quad (2.19)$$

En remplaçant la longueur de la bobine dans l'équation 2.18 par l'équation 2.19 et tenant compte de la densité de l'air et de la vitesse du son à 20 °C ($\rho = 1,2 \text{ kg/m}^3$, $c = 343 \text{ m/s}$), nous avons :

$$\eta = \frac{3,43 \times 10^{-4} d^4}{(\rho \rho^*)_{Bobine}} \frac{B_r^2 M_{Bobine}}{(M_{Bobine} + M_{Membrane})^2} \quad (2.20)$$

Pour un diamètre d et une masse $M_{Membrane}$ donnés de la face émissive, trois variables permettent d'agir sur le rendement :

- la composante radiale de l'induction magnétique B_r ,
- les propriétés du conducteur utilisé pour la bobine (masse volumique ρ et résistivité électrique ρ^*),
- la masse de la bobine M_{Bobine} .

La composante radiale de l'induction magnétique dépend des propriétés intrinsèques de l'aimant utilisé, de ses dimensions et de sa disposition par rapport à la bobine. C'est un aspect qui sera examiné plus en détail dans la partie suivante.

Concernant les propriétés du conducteur utilisé pour la bobine, il faut chercher à minimiser le produit $(\rho \rho^*)_{Bobine}$. On peut considérer ce produit comme la figure de mérite de choix du matériau conducteur. La Table 2.5 récapitule différents métaux utilisés dans les microsystèmes, connus pour leur bonne conductivité électrique, classés par ordre de mérite. Le magnésium et l'aluminium ont les meilleures figures de mérite. Le cuivre et l'argent se situent nettement en dessous. Ainsi, pour une même configuration de la bobine, le rendement double si l'on remplace du cuivre par de l'aluminium. Cependant, les procédés d'intégration d'aluminium à notre disposition ne permettent pas d'obtenir des épaisseurs suffisantes pour l'application. Ainsi, la bobine sera donc réalisée en cuivre.

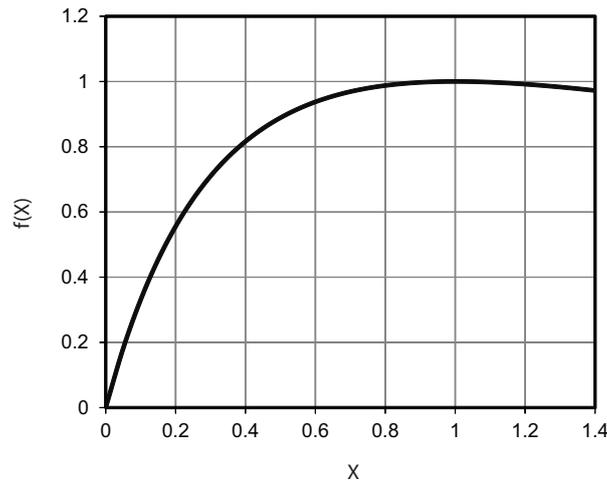
TABLE 2.5 – Figure de mérite de différents métaux [102]

Matériau	Résistivité électrique $\rho^* (\mu\Omega.cm)$	Densité $\rho (kg/m^3)$	$\rho \cdot \rho^*$ $\mu\Omega.kg/m^2$
Al	2,8	2700	76
Mg	4,4	1738	76
Cu	1,7	8940	150
Ag	1,6	10490	166
Au	2,2	19300	427
Ni	6,9	8908	617

Concernant la masse de la bobine, l'objectif est de maximiser le rapport $M_{Bobine}/(M_{Bobine} + M_{Membrane})^2$. Pour trouver le maximum de cette fonction, nous la traçons en fonction d'une variable X qui est le rapport de masse entre la bobine et la membrane. Avec ce changement de variable, la fonction en question $f(X)$ est la suivante :

$$X = \frac{M_{Bobine}}{M_{Membrane}} \implies f(X) = \frac{M_{Bobine}}{(M_{Bobine} + M_{Membrane})^2} = \frac{X}{(1 + X)^2} \quad (2.21)$$

Le maximum de la fonction f a lieu lorsque $X = 1$, c'est-à-dire pour une bobine de même masse que la membrane (Figure 2.27). Néanmoins, on peut constater l'existence d'un "plateau" au voisinage du maximum de la fonction. Ainsi, on reste au dessus de 90% du maximum pour un rapport de masse compris entre 0,6 et 1,4. On voit donc, dans le cas d'une induction

FIGURE 2.27 – Variation de la fonction f en fonction du rapport $M_{Bobine}/M_{Membrane}$

magnétique uniforme, que le dimensionnement de la bobine n'est pas trop contraignant. Par exemple, si l'on considère une membrane de masse 25 mg , la masse de la bobine pourra être comprise entre 15 et 25 mg pour se situer sur ce "plateau".

La Table 2.6 donne les valeurs du rendement pour différentes intensités de l'induction magnétique radiale, pour une bobine en cuivre ou en aluminium optimales. Pour une induction relativement faible de $0,1\text{ T}$, le rendement du micro-haut-parleur MEMS se situe au même niveau que ses homologues non-MEMS, aux alentours de $0,001\%$.

Nous voyons qu'avec une induction radiale très importante (i.e. $1,5\text{ T}$), le rendement peut atteindre $0,5\%$. Cette valeur se rapproche du rendement des haut-parleurs classiques. Cependant, il est difficile en pratique d'obtenir des niveaux aussi élevés d'induction magnétique. Ceci est d'autant plus délicat dans le cas étudié que notre structure ne comporte pas d'élément de guidage du champ magnétique produit par l'aimant.

TABLE 2.6 – Rendement électroacoustique maximal dans le cas d'une induction magnétique uniforme et d'une membrane de masse 25 mg

Matériau de la bobine	Induction magnétique radiale vue par la bobine			
	$0,1\text{ T}$	$0,5\text{ T}$	1 T	$1,5\text{ T}$
Cu	$0,00115\%$	$0,0029\%$	$0,115\%$	$0,26\%$
Al	$0,0023\%$	$0,057\%$	$0,228\%$	$0,514\%$

2.6.2 Induction magnétique non-uniforme

On pourrait considérer un champ magnétique uniforme si la distance entre les spires de la bobine et l'aimant variait très peu. Cependant, ce n'est pas le cas de notre structure, qui utilise une bobine planaire. Il peut donc y avoir une variation de distance de l'aimant importante entre la première et la dernière spire. À partir de l'équation 2.16, le rendement se calcule de la manière suivante dans le cas d'un champ magnétique non-uniforme, en considérant que la spire n est soumise à une induction magnétique B_{r_n} :

$$\eta = \frac{d^4}{2912} \frac{1}{R} \left(\frac{\sum_{n=1}^N B_{r_n} \cdot l_n}{M_{Bobine} + M_{Membrane}} \right)^2 \quad (2.22)$$

Dans cette équation, on peut identifier les variables suivantes :

- le diamètre de la surface émissive d ,
- la masse de la membrane $M_{Membrane}$,
- la masse de la bobine M_{Bobine} ,
- la résistance électrique de la bobine R ,
- le nombre de spires N ,
- la longueur de chaque spire l_n ,
- la composante radiale de l'induction magnétique vue par chaque spire B_{r_n} .

Ces variables peuvent dépendre d'autres paramètres dimensionnels et des caractéristiques physiques des matériaux. Par exemple, en ce qui concerne la bobine, sa résistance électrique R dépend de sa longueur l , sa largeur w , son épaisseur e et de la résistivité du matériau ρ^* :

$$R = \rho^* \frac{l}{e w} \quad (2.23)$$

Deux paramètres jouent sur l'étalement de la bobine, et donc sur le fait que chaque spire voit une composante radiale de l'induction magnétique différente : la largeur des spires et l'espace entre les spires, également appelé inter-spire. Les paramètres ci-dessous sont donc à ajouter à la liste des variables à prendre en compte :

- l'inter-spire t ,
- la largeur des spires w ,
- l'épaisseur des spires e ,
- la longueur totale de la bobine l .

Comme on le voit, le rendement dépend de nombreux paramètres. Dans notre démarche de dimensionnement, nous avons dû tenir compte à la fois des objectifs électroacoustiques et des limites technologiques. Nous avons ainsi été amenés à retenir les sept paramètres suivants :

1. le diamètre de la surface émissive d ,
2. la masse de la membrane $M_{Membrane}$,
3. la résistance électrique de la bobine R ,
4. l'épaisseur des spires : e ,
5. la largeur des spires w ,
6. la largeur des inter-spire t ,
7. la composante radiale du champ magnétique pour la $n^{ième}$ spire B_{r_n} .

À partir de ces sept paramètres, on détermine le rendement après avoir calculé les quatre paramètres intermédiaires listés ci-dessous, comme le décrit le diagramme représenté sur la Figure 2.28 :

- la masse de la bobine (équation 2.19),
- la longueur de la bobine (équation 2.23),
- le facteur de force, qui dépend de B_{r_n} et l_n (équation 2.17)
- le nombre de spires (c.f. annexe B).

À partir des relations schématisées sur la Figure 2.28, nous allons pouvoir faire varier chacun des paramètres principaux (encadrés en gras sur la figure) pour examiner leur impact sur le facteur de force et sur le rendement.

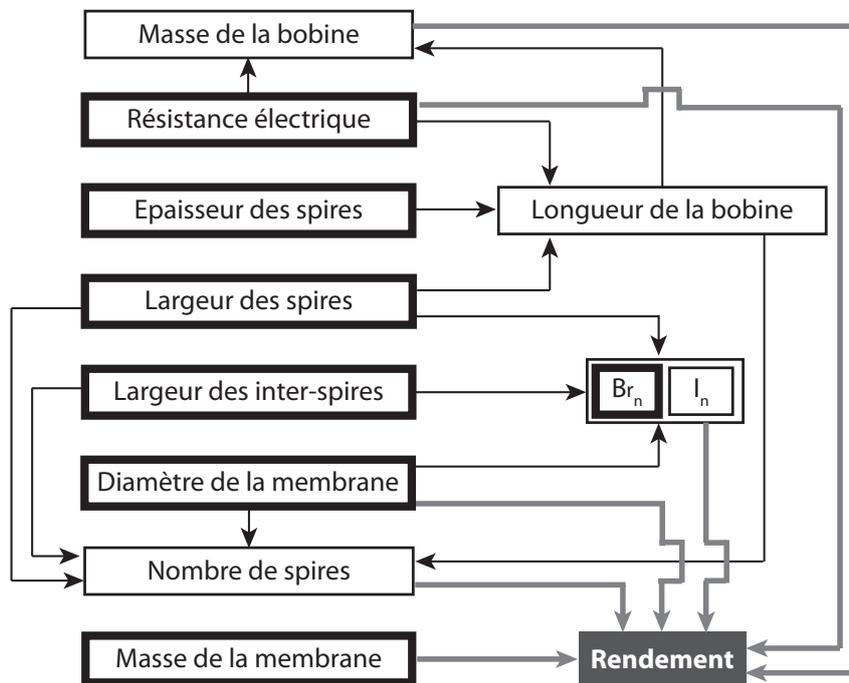


FIGURE 2.28 – Diagramme de calcul du rendement

Configurations des aimants et calcul de l'induction magnétique

L'objectif est de présenter ici les différentes configurations d'aimants et la distribution spatiale de la composante radiale de l'induction magnétique qui en résulte. Ces calculs ont été réalisés par éléments finis, sans tenir compte de la présence de la bobine dans un premier temps (où l'effet du champ magnétique de cette dernière a été négligé).

La première configuration étudiée comporte un aimant annulaire fixé sur le substrat en face avant du dispositif (Figure 2.29-a). Le bord intérieur de l'anneau coïncide juste à la limite entre le substrat et les ressorts de suspension. De cette manière, la partie mobile n'a aucun obstacle dans son mouvement hors-plan. Nous avons considéré deux orientations de l'aimantation, radiale et axiale (Figure 2.29-b).

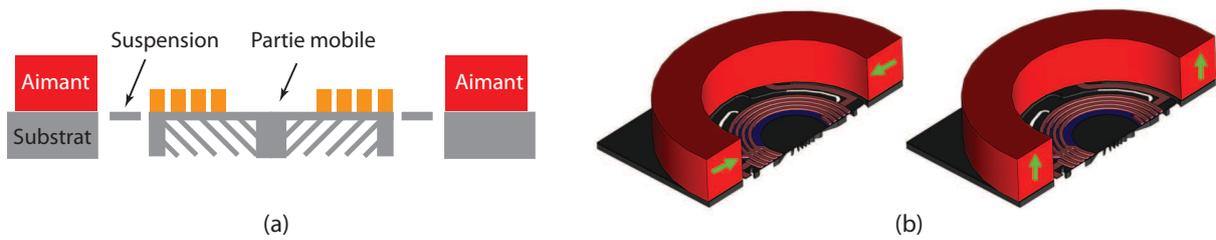


FIGURE 2.29 – (a) Vue en coupe du dispositif, (b) deux orientations considérées de l’aimantation

L’induction magnétique au voisinage de l’aimant a été calculée à l’aide du logiciel ANSYS. Le principe de la modélisation FEM des phénomènes magnétiques est similaire à celui de la modélisation mécanique précédemment décrit dans la partie 2.4.1. Du point de vue magnétique, la structure est axisymétrique (Figure 2.30). Ceci permet de la modéliser de manière bidimensionnelle, par une description des composants en coupe. De cette manière, la section de l’aimant (ainsi que de la bobine dans les analyses présentées plus loin), est située à l’intérieur d’une surface finie représentant l’air environnant (Figure 2.31-a). L’ensemble du système est entouré sur trois côtés par un type d’élément représentant un milieu infini. Le quatrième côté est l’axe de symétrie du système. Sa définition se fait en fixant le vecteur potentiel magnétique hors-plan à zéro.

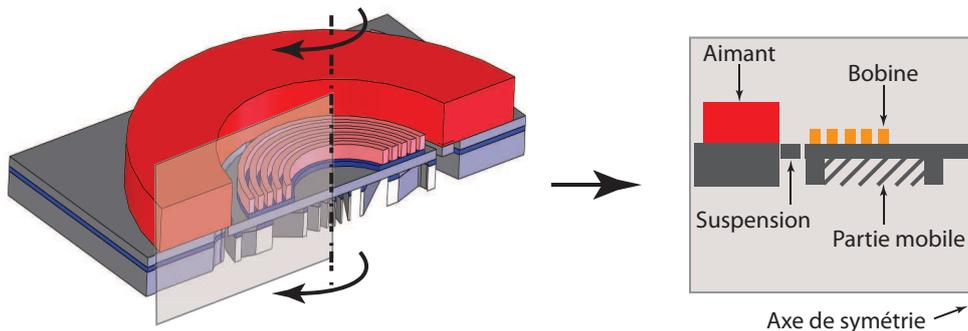


FIGURE 2.30 – Axisymétrie de la structure magnétique

Pour les trois composants (aimant, bobine et air), nous avons choisi l’élément Plane53 d’ANSYS. Cet élément est généralement utilisé pour la modélisation bidimensionnelle d’objets axisymétriques. Il offre la possibilité de définir des non-linéarités du comportement magnétique, telles que l’hystérésis des courbes $B(H)$ ou la courbe de désaimantation d’un aimant permanent. Cet élément est quadrilatère et composé de 8 nœuds, chacun à 4 degrés de liberté (Figure 2.31-b).

Pour le milieu infini nous avons utilisé l’élément Infin110 d’ANSYS, qui est destiné aux modèles bidimensionnels à frontières ouvertes (Figure 2.31-c). Une simple couche de cet élément est suffisante pour décrire le comportement d’un milieu infini, qui prend en compte l’atténuation du champ magnétique en fonction de la distance.

Pour l’aimant, nous avons fait hypothèse qu’il possède une induction rémanente de $1,5 T$. Cette valeur correspond au cas des aimants massifs en NdFeB, que l’on trouve dans de nombreux actionneurs magnétiques. Sa section est ici de $3 mm \times 3 mm$.

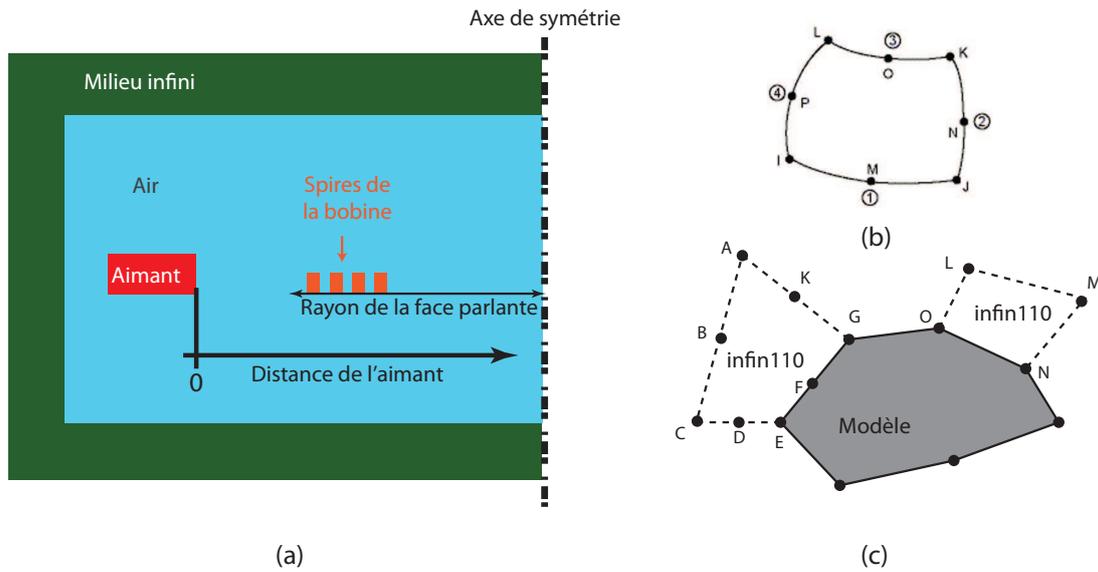


FIGURE 2.31 – Modélisation magnétique FEM : (a) représentation schématique du modèle axisymétrique, (b) élément Plane53 d’ANSYS à 8 nœuds utilisé pour l’aimant, la bobine et l’air, (c) élément Infn110 d’ANSYS à 4 ou à 8 nœuds utilisé pour le milieu infini

La seule composante de l’induction magnétique qui nous intéresse est la composante radiale B_r , car, comme nous l’avons expliqué précédemment, les autres composantes produisent sur la bobine des forces qui se compensent du fait des symétries. La variation de B_r en fonction de la distance z du bord de la surface émissive est représentée sur la Figure 2.32 dans les deux orientations de l’aimantation, axiale et radiale.

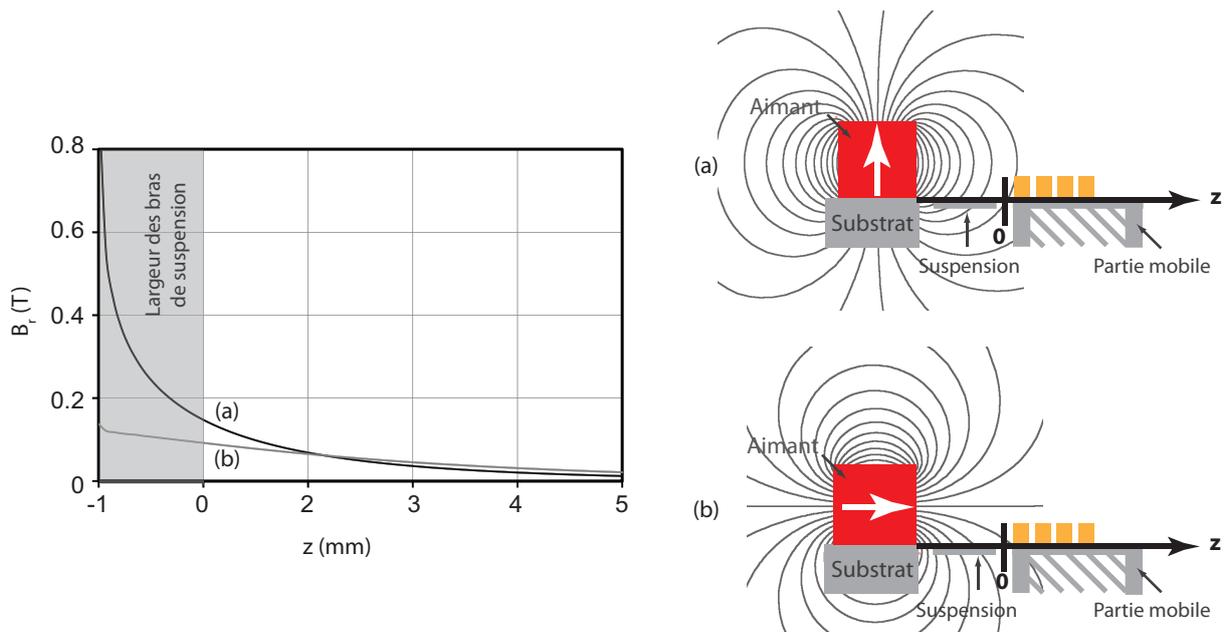


FIGURE 2.32 – Composante radiale du champ magnétique B_r en fonction de z : (a) aimantation axiale, (b) aimantation radiale

D'après ces courbes, B_r est beaucoup plus important au voisinage de l'aimant ($-1\text{ mm} < z < 1\text{ mm}$) avec l'aimantation axiale qu'avec l'aimantation radiale. Néanmoins, compte tenu la largeur des ressorts de suspension (1 mm), il n'est pas possible de placer la bobine dans cette région. Les deux courbes se rejoignent à une distance $z = 1,2\text{ mm}$, et dans les deux cas l'induction s'atténue assez vite en tendant vers zéro au centre de la membrane.

Comme on pouvait s'y attendre, B_r décroît très rapidement avec la distance de l'aimant. Dans la configuration présentée, on obtient au maximum $0,15\text{ T}$ dans le meilleur des cas. Dans le but d'obtenir des valeurs plus importantes de B_r , nous avons étudié d'autres configurations d'aimants permettant de réduire davantage la distance entre aimant et bobine. La Figure 2.33-a montre une configuration dans laquelle l'aimant annulaire est déposé en face arrière du substrat à une distance de $300\text{ }\mu\text{m}$ du plan de la bobine. De cette façon, la suspension a un espace permettant un déplacement hors-plan de $300\text{ }\mu\text{m}$ de la partie mobile. On réduit ainsi la distance aimant-bobine par rapport à la configuration précédente. La Figure 2.33-b montre deux orientations d'aimantation, axiale et radiale.

La Figure 2.33-c montre une autre configuration magnétique étudiée, qui comporte deux aimants annulaires disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine. Comme dans le cas précédent, la distance aimants-bobine a été minimisée. Pour cette dernière configuration, nous avons aussi considéré les deux orientations d'aimantation, axiale et radiale (Figure 2.33-d). Afin de les rendre plus "comparables", ces configurations utilisent toutes le même volume de matériau magnétique.

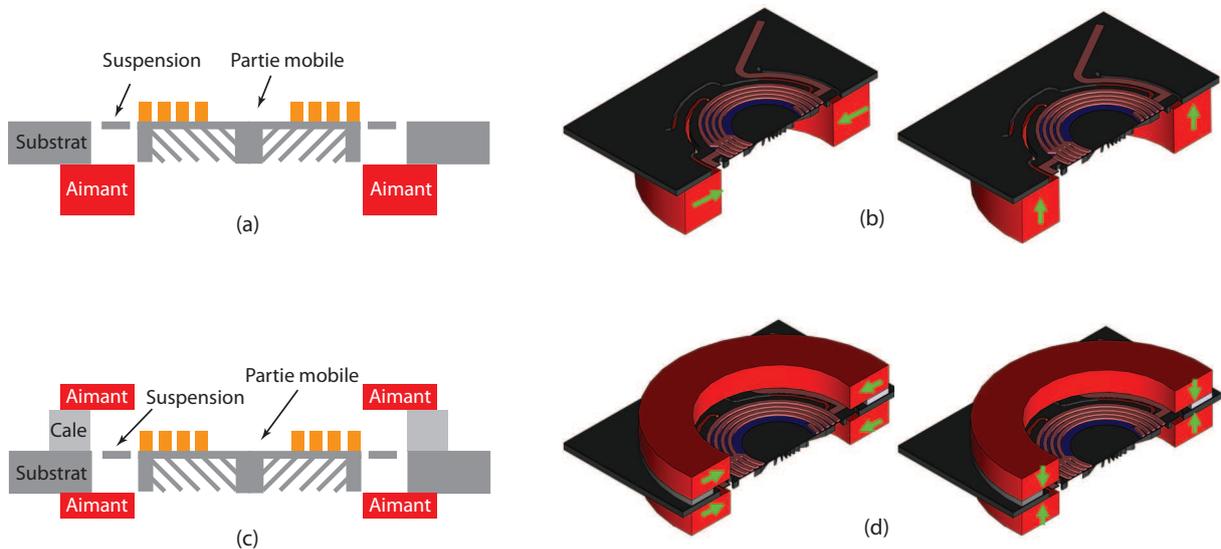


FIGURE 2.33 – Autres configurations magnétiques : (a) un aimant annulaire en face arrière du substrat, (b) avec aimantation axiale ou radiale, (c) deux aimants annulaires disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine, (d) avec aimantation axiale ou radiale

Les valeurs de B_r en fonction de la distance z sont tracées sur la Figure 2.34 pour les deux types de structures et pour les deux orientations de l'aimantation, axiale et radiale. Par comparaison avec la configuration à un anneau magnétique disposé en face avant, B_r est très nettement augmenté, notamment dans le cas où l'on utilise deux anneaux magnétiques.

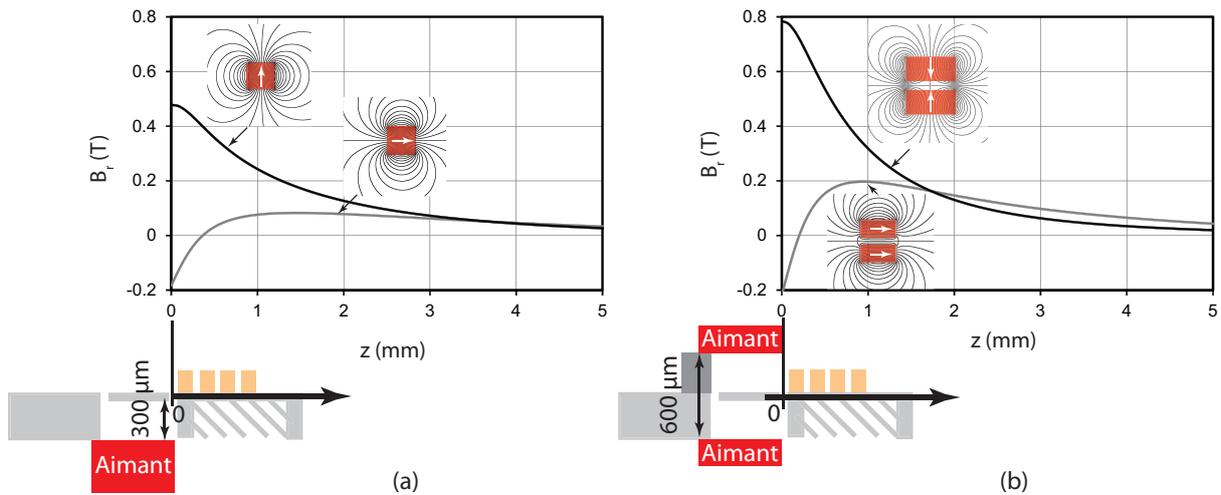


FIGURE 2.34 – Composante radiale de l'induction magnétique B_r en fonction de la distance z pour des aimantations radiales et axiales : (a) un aimant en face arrière, (b) deux aimants disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine

Jusqu'ici, les résultats présentés ont été calculés à la position de repos de la partie mobile, c'est-à-dire pour un déplacement nul de la bobine. Cependant, les valeurs de B_r dans le plan de la bobine peuvent être modifiées lors du déplacement hors-plan de la partie mobile. De telles variations sont susceptibles d'induire des non-linéarités dans le comportement du transducteur. C'est pourquoi nous avons étudié les variations de B_r dans le plan de la bobine en fonction de sa position hors-plan. Nous avons ainsi étudié la cartographie de la composante radiale de l'induction magnétique pour chaque configuration magnétique. La Figure 2.35 définit le point d'origine "0", l'abscisse z qui désigne la distance du bord de la surface émissive et l'ordonnée x qui indique le déplacement hors-plan.

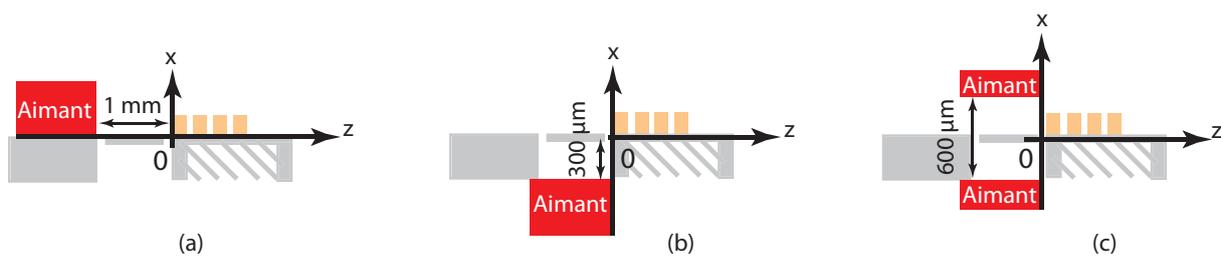


FIGURE 2.35 – Point d'origine "0" pour la cartographie de B_r en fonction de la distance z et du déplacement hors-plan x (ce système d'axes est lié à la partie fixe) : (a) aimant en face avant, (b) aimant en face arrière, (c) deux aimants disposés symétriquement

Par exemple, la cartographie obtenue pour une configuration à deux aimants avec aimantation axiale de $1,5 T$ est représentée sur la Figure 2.36. On peut voir que pour certaines valeurs de z , B_r varie en fonction du déplacement hors-plan x . Néanmoins, la lecture n'est pas précise. Pour l'améliorer, nous avons fait des coupes de la cartographie de B_r pour différentes valeurs de z . La Figure 2.37 montre ces coupes pour les six configurations d'aimant :

- Avec un aimant en face avant, B_r est globalement plus important avec l'aimantation axiale (Figures 2.37-a et 2.37-b). De plus, dans ce cas ses variations en fonction du déplacement sont plus faibles qu'avec l'aimantation radiale.
- Avec un aimant en face arrière, l'aimantation axiale (Figure 2.37-d) conduit à des valeurs de B_r plus importantes que l'aimantation radiale (Figure 2.37-c). Ici aussi, les variations de l'induction magnétique sont plus faibles pour une aimantation axiale.
- Dans le cas de la configuration à deux aimants disposés symétriquement, l'aimantation axiale est celle qui produit des valeurs de B_r les plus élevées et les moins variables en fonction du déplacement hors-plan x (Figures 2.37-e et 2.37-f).

De manière générale, on voit que les configurations d'aimant avec aimantation axiale donnent des valeurs de B_r plus importantes et moins variables avec le déplacement hors-plan de la surface émissive. Deux structures magnétiques se distinguent par leur fort niveau d'induction magnétique radiale : la structure à un aimant disposé en face arrière et la structure à deux aimants disposés symétriquement. À faible distance, cette dernière présente l'avantage d'une variation plus faible de B_r en fonction du déplacement.

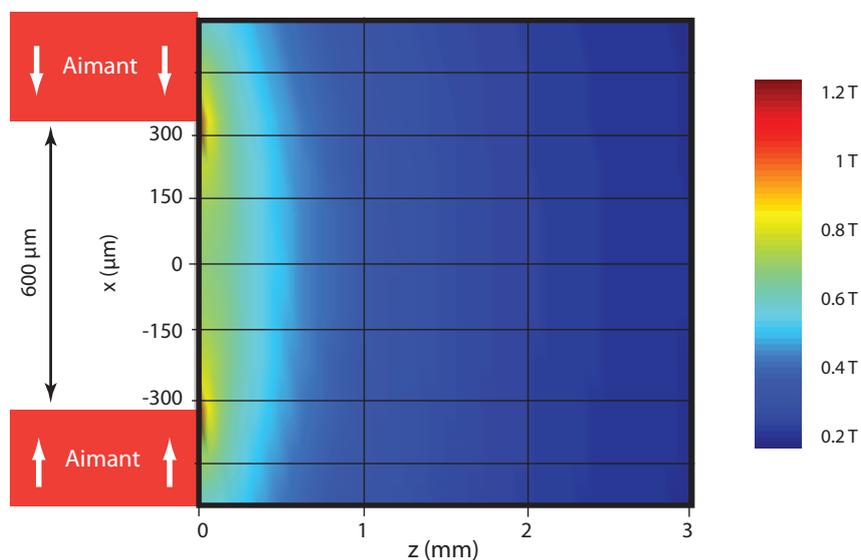


FIGURE 2.36 – Cartographie de B_r au voisinage des aimants dans le cas de la configuration symétrique avec aimantation axiale

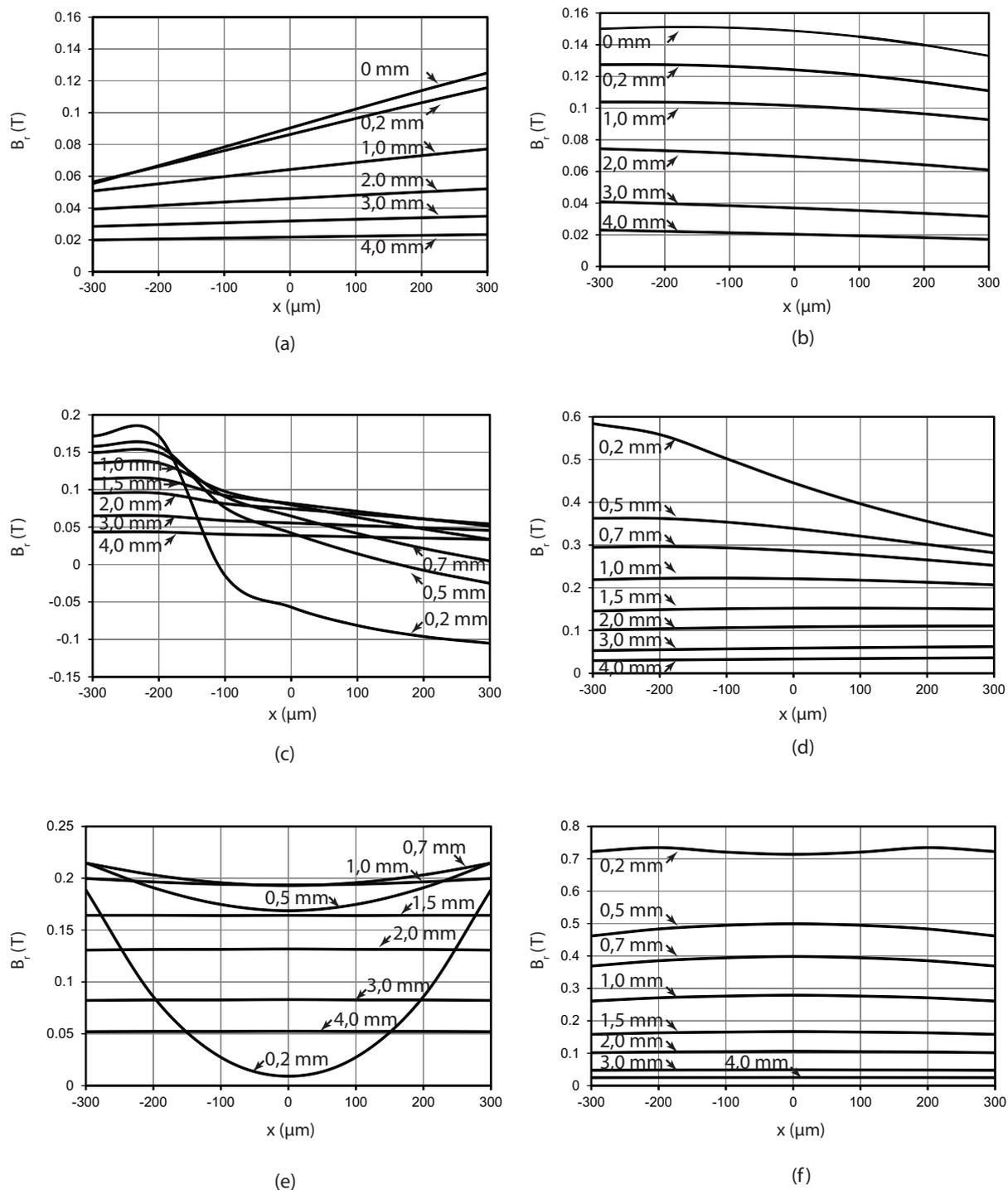


FIGURE 2.37 – Composante radiale de l'induction magnétique B_r , en fonction du déplacement de la face émissive x , pour différentes distances z : (a) un aimant en face avant avec aimantation radiale, (b) un aimant en face avant avec aimantation axiale, (c) un aimant en face arrière avec aimantation radiale, (d) un aimant en face arrière avec aimantation axiale, (e) deux aimants disposés symétriquement avec aimantation radiale, (f) deux aimants disposés symétriquement avec aimantation axiale

Effet de la largeur des spires sur le rendement

Ayant déterminé la distribution spatiale de l'induction magnétique radiale de chaque structure à aimant permanent, il est à présent possible de calculer le facteur de force et le rendement électroacoustique pour une bobine donnée.

Les paramètres qui définissent la bobine sont sa résistance R , la largeur des spires w , la largeur inter-spire t et l'épaisseur e . Leur influence sur le rendement peut être analysée à partir de l'équation 2.16. D'après cette équation, pour augmenter le rendement il faut à la fois minimiser la résistance et augmenter le produit $B_{r_n} \cdot l_n$, donc la longueur des spires. Cependant, d'après l'équation 2.23, ceci n'est possible qu'en augmentant aussi l'épaisseur et la largeur des spires. Par ailleurs, il faut prendre en compte deux limites technologiques :

- Le procédé envisagé pour réaliser la bobine limite l'épaisseur à $30 \mu m$ avec, dans ce cas, une distance inter-spire de $20 \mu m$ au minimum,
- La réduction de la résistance est limitée par des contraintes technologiques de conception de l'amplificateur audio. En accord avec les partenaires du projet SAIPON chargés de concevoir le circuit, la résistance minimale de la bobine a été fixée à 10Ω .

La Figure 2.38 montre une vue en coupe de la bobine et des aimants (configuration à deux aimants à aimantation axiale), ainsi que des vecteurs d'induction magnétique à leur voisinage. Cette figure permet de mieux comprendre le problème d'optimisation de la bobine : si l'on augmente exagérément la largeur des spires et donc le nombre de spires (pour conserver la résistance minimale admise), les spires les plus éloignées créeront un produit $B_{r_n} \cdot l_n$ moins important, susceptible de ne pas compenser la masse ajoutée à la partie mobile. Ainsi, nous allons ici analyser l'influence de la largeur des spires sur le rendement en fixant les paramètres suivants :

- le diamètre de la surface émissive $d = 15 \text{ mm}$,
- la masse de la membrane $M_{\text{Membrane}} = 25 \text{ mg}$,
- la résistance électrique $R = 10 \Omega$,
- l'épaisseur des spires $e = 30 \mu m$,
- l'inter-spire $t = 20 \mu m$.

Dans les calculs qui suivent, nous avons fait l'hypothèse que le plan de la bobine était en position de repos. Ainsi, l'induction magnétique vue par la bobine ne dépend que de la distance z (Figures 2.32 et 2.32), et il est possible d'appliquer la formule 2.16. Le domaine de validité de cette hypothèse peut être estimé à partir de la Figure 2.39, qui montre le déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence. On voit que pour des fréquences supérieures à 700 Hz , le déplacement devient inférieur à $50 \mu m$ pour 80 dB SPL à 10 cm . Le déplacement est encore plus petit pour les niveaux sonores plus faibles, ce qui étend le domaine de validité de cette hypothèse.

Nous avons ensuite examiné la variation du rendement en fonction de la largeur des spires pour chaque structure d'aimant. La Figure 2.40 montre par exemple cette variation dans le cas de deux aimants à aimantation axiale. Le rendement atteint $0,024\%$ pour une largeur de spire

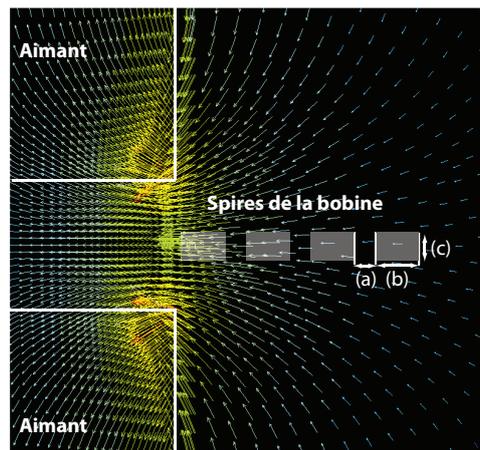


FIGURE 2.38 – Vue en coupe des aimants et des spires de la bobine, environnés par les vecteurs d'induction magnétique, avec la définition des paramètres suivants : (a) inter-spire, (b) largeur des spires, (c) épaisseur des spires

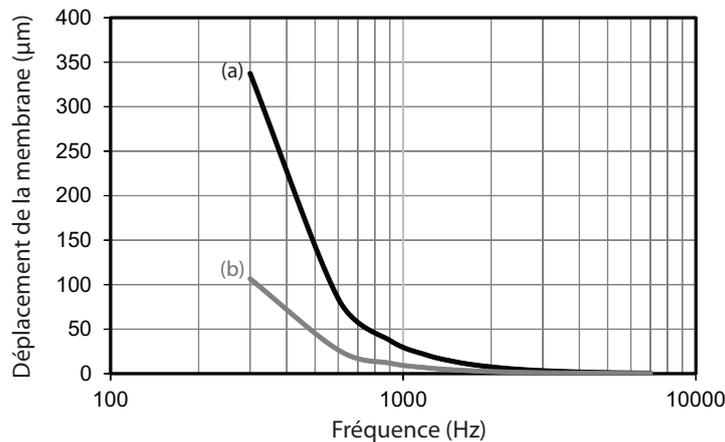


FIGURE 2.39 – Déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence, pour générer : (a) 80 dB SPL à 10 cm, (b) 70 dB SPL à 10 cm

de 35 μm . Dans ce cas, la bobine optimale comporte 14 spires d'une longueur totale de 62 cm. Sa masse est de 5,8 mg.

Les résultats obtenus pour les autres structures d'aimant sont présentés dans la Table 2.7. Ces résultats confirment l'intérêt des deux configurations précédemment mentionnées, comprenant un aimant à aimantation axiale en face arrière ou deux aimants à aimantation axiale disposés symétriquement. Dans le premier cas, les résultats de simulation montrent un rendement théorique 10 fois plus élevé que le rendement de 0,001% que nous avons pris comme référence. Dans le deuxième cas, le rendement théorique est 24 fois plus élevé.

Rappelons qu'à part le rendement, la qualité de reproduction sonore est un objectif important de ce travail. Cette qualité est notamment influencée par la linéarité de l'actionnement. Ainsi, il est souhaitable que le facteur de force varie le moins possible avec le déplacement hors-plan de la surface émissive.

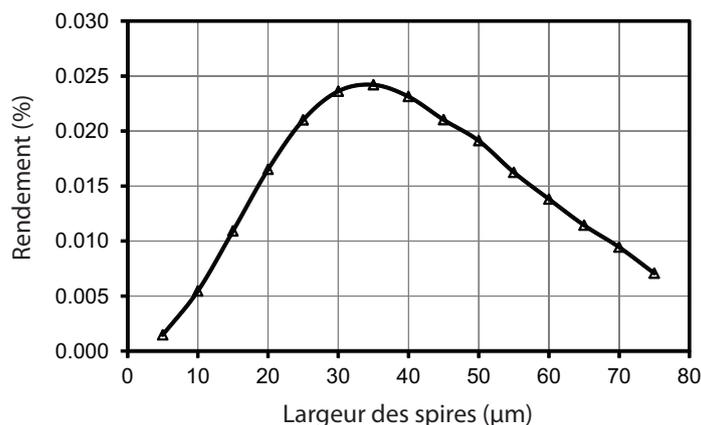


FIGURE 2.40 – Rendement électroacoustique en fonction de la largeur des spires de la bobine, pour une structure à deux aimants à aimantation axiale, disposés symétriquement

TABLE 2.7 – Caractéristiques de la bobine optimisée pour chaque configuration d’aimant, en considérant un diamètre de 15 mm et une masse de 25 mg pour la partie mobile en silicium, ainsi qu’une résistance de 10 Ω et une largeur inter-spire de 20 μm pour la bobine

Configuration	Nombre de spires	Largeur des spires (μm)	Masse (mg)	Rendement
Un aimant face avant, aimantation radiale	21	50	11,8	0,0012%
Un aimant face avant, aimantation axiale	16	40	7,6	0,0019%
Un aimant face arrière, aimantation radiale	33	70	26,6	0,00023%
Un aimant face arrière, aimantation axiale	16	40	7,6	0,01%
Deux aimants disposés symétriquement, aimantation radiale	29	65	20	0,0018%
Deux aimants disposés symétriquement, aimantation axiale	14	35	5,8	0,024%

Nous avons donc calculé le facteur de force pour chaque structure d’aimant associée à une bobine optimisée conformément à la Table 2.7. La Figure 2.41 permet de comparer les résultats obtenus. Les structures à un aimant à aimantation axiale en face avant ou à deux aimants à aimantation axiale ont un facteur de force quasiment indépendant du déplacement, de -300 μm à +300 μm . En revanche, on observe des variations plus ou moins prononcées du facteur de force en fonction du déplacement dans les autres cas.

Finalement, la structure à deux aimants annulaires à aimantation axiale disposés symétriquement présente à la fois le rendement le plus élevé et la meilleure linéarité d’actionnement.

A partir de cette étude basée sur des hypothèses réalistes, nous avons cherché à savoir dans quelle mesure le rendement pouvait être amélioré en repoussant certaines limites technologiques liées à la bobine. Nous avons ainsi étudié l'évolution du rendement dans le cas de la structure à deux aimants à aimantation axiale, en réduisant la distance entre les spires, en augmentant l'épaisseur des spires, et enfin en diminuant la résistance de la bobine.

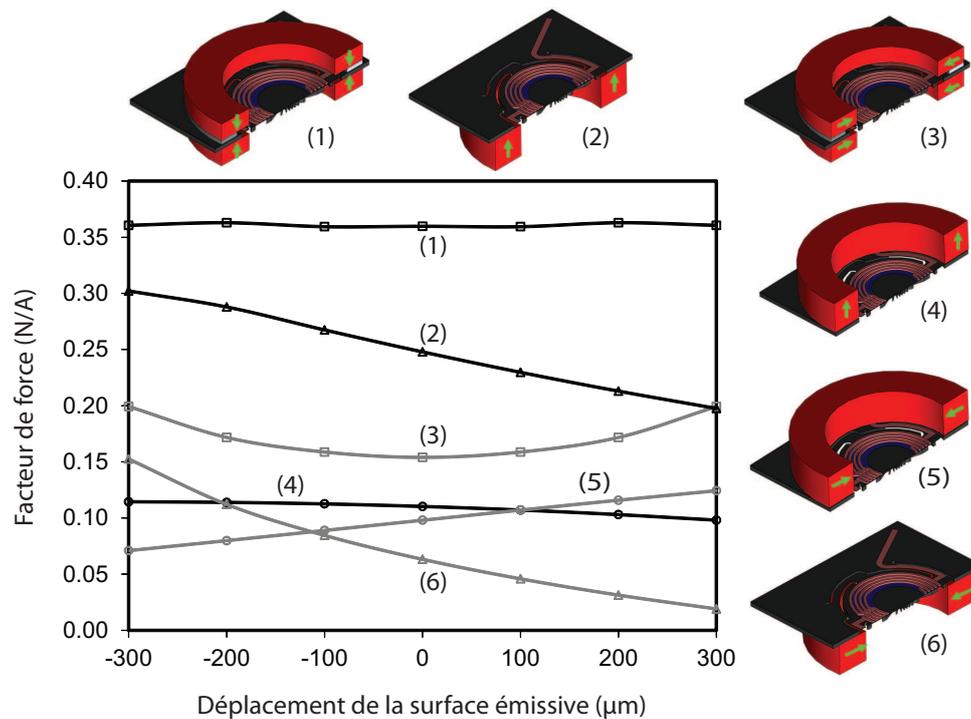


FIGURE 2.41 – Facteur de force en fonction du déplacement de la surface émissive, avec bobines optimisées suivant la Table 2.7

Effet de la largeur inter-spire sur le rendement

Les paramètres fixés ici sont : une masse de 25 *mg* pour la partie mobile en silicium, un diamètre de 15 *mm* pour la surface émissive, une largeur de spire de 35 μm et une résistance de 10 Ω pour la bobine.

Nous avons fait varier la largeur inter-spire de 20 μm à 2 μm . D'après les résultats présentés sur la Figure 2.42, comme on pouvait s'y attendre, le rendement augmente lorsque la largeur inter-spire diminue. En passant de 20 à 10 μm , le rendement augmente de 15%, et en passant de 20 à 2 μm l'augmentation est de 30%.

En pratique, la réduction de la largeur inter-spire nécessiterait d'améliorer le procédé de micromoulage pour atteindre les rapports d'aspects souhaités. On notera toutefois que cette voie d'amélioration du rendement offre des perspectives assez limitées.

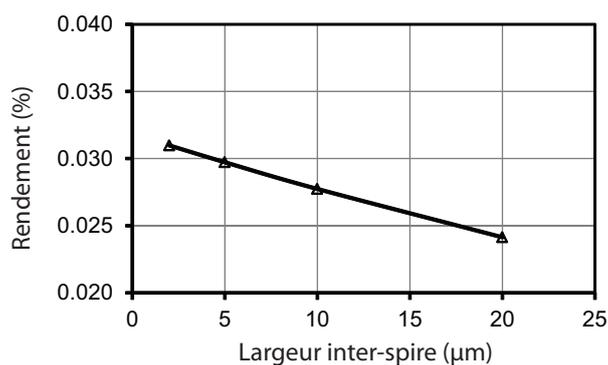


FIGURE 2.42 – Variation du rendement en fonction de la largeur inter-spire pour une bobine de 30 μm d'épaisseur et d'une résistance de 10 Ω

Effet de l'épaisseur des spires sur le rendement

Les paramètres fixés ici sont : une masse de 25 mg pour la partie mobile en silicium, un diamètre de 15 mm pour la surface émissive, une largeur inter-spire de 20 μm et une résistance de 10 Ω pour la bobine.

Nous avons optimisé la bobine pour différentes épaisseurs des spires, comprises entre 30 et 90 μm . Pour respecter la valeur minimale de résistance admise, la largeur des spires a également été optimisée. Les paramètres de la bobine optimisée pour trois épaisseurs différentes des spires sont résumés dans la Table 2.8. L'épaisseur maximum considérée ici a été fixée en considérant une étude qui démontre la possibilité de réaliser un moule de 92 μm d'épaisseur en quatre couches de résine AZ9260. Dans cette étude, les motifs réalisés atteignaient un rapport d'aspect de 6, compatible avec la largeur inter-spire de 20 μm considérée.

TABLE 2.8 – Caractéristiques des bobines optimisées pour différentes épaisseurs des spires, et rendements électroacoustiques correspondants

Épaisseur (μm)	Masse (mg)	Largeur des spires (μm)	Nombre de spires	Rendement %	Variation %
30	5,8	35	14	0,024	-
60	7,6	20	16	0,032	+34
90	9,6	15	18	0,037	+52

D'après ces résultats, nous pouvons constater que pour des spires plus épaisses, malgré une masse ajoutée de la bobine plus importante, le rendement augmente. Ceci s'explique par le fait qu'en concentrant la bobine à la proximité des aimants, les spires voient une induction magnétique radiale plus importante qui résulte en un facteur de force plus élevé. On voit qu'en triplant l'épaisseur des spires, le rendement atteint à 0,037%, soit une augmentation de plus de 50%.

Cette voie d'amélioration du rendement pourrait être intéressante, compte tenu de l'augmentation assez significative observée. De plus, la réalisation d'une microbobine de 90 μm d'épaisseur semble technologiquement accessible. Chercher à aller au-delà de 90 μm d'épaisseur présente probablement beaucoup plus de difficultés technologique et aussi moins

d'intérêt, l'augmentation du rendement s'atténuant avec l'épaisseur (Figure 2.43).

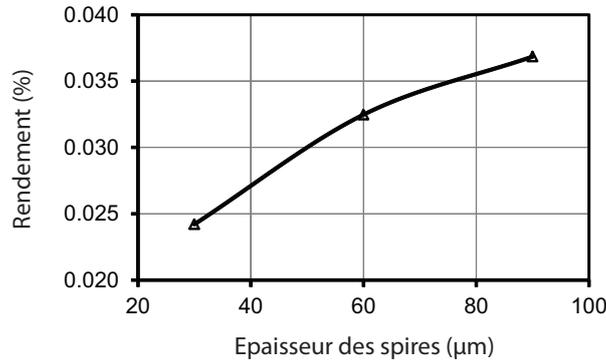


FIGURE 2.43 – Variation du rendement en fonction de l'épaisseur des spires

Effet de la résistance électrique de la bobine sur le rendement

Les paramètres fixés ici sont : une masse de 25 *mg* pour la partie mobile en silicium, un diamètre de 15 *mm* pour la surface émissive, une épaisseur de 30 μm et une largeur inter-spire de 20 μm pour la bobine.

Pour chaque valeur de la résistance électrique, la largeur des spires a été optimisée. Les résultats obtenus pour des résistances électriques comprises entre 2 et 20 Ω sont résumés dans la Table 2.9.

Diminuer la résistance électrique de la bobine conduit logiquement à réduire le nombre de spires. On voit que la masse de la bobine optimale reste quasiment constante, mais la largeur des spires augmente. Par exemple, en comparant les deux résistances de 10 et de 2 Ω , la largeur des spires passe de 35 à 85 μm et le nombre de spires diminue de moitié. Quant au rendement, il augmente de 21%. L'allure de la courbe de rendement représentée sur la Figure 2.44 montre des variations plus marquées aux faibles valeurs de résistance.

Cependant, le rendement de l'amplificateur audio est très affaibli pour de faibles valeurs de la résistance électrique du micro-haut-parleur. L'optimisation globale de la chaîne de reproduction sonore ramène ainsi la résistance à une valeur de l'ordre de 10 Ω .

TABLE 2.9 – Caractéristiques des bobines optimisées pour différentes valeurs de la résistance, et rendements électroacoustiques correspondants

Résistance (Ω)	Masse (<i>mg</i>)	Largeur des spires (μm)	Nombre de spires	Rendement %	Variation %
2	6,8	85	7	0,029	+21
5	5,9	50	10	0,026	+9
10	5,8	35	14	0,024	-
20	5,9	25	20	0,021	-12

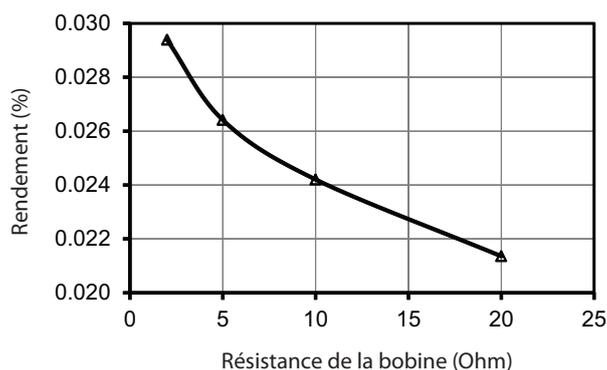


FIGURE 2.44 – Variation du rendement en fonction de la résistance électrique de la bobine

Effet de la masse de la partie mobile en silicium sur le rendement

Après avoir étudié l'effet des caractéristiques de la bobine sur le rendement, nous nous intéressons à présent à l'effet de la masse de la partie mobile en silicium. La valeur de 25 *mg* retenue précédemment correspond à une surface émissive dont la microstructure a été optimisée dans la section 2.4.1. L'effet de la masse sur le rendement avait été brièvement mentionné. L'étude présentée ici a pour objectif d'examiner plus précisément cet effet, en supposant que le comportement mécanique de la surface émissive n'est pas affecté.

Nous considérons ici un diamètre de 15 *mm* pour la surface émissive, une épaisseur de 30 μm , une largeur inter-spire de 20 μm et une résistance de 10 Ω pour la bobine.

La Figure 2.45 montre les variations du rendement et de la masse de la bobine optimisée, en fonction de la masse de la partie mobile en silicium. On observe sur ces courbes que le rendement ne cesse de diminuer avec l'augmentation de la masse de la partie mobile en silicium, avec de fortes variations pour les masses inférieures à 15 *mg*.

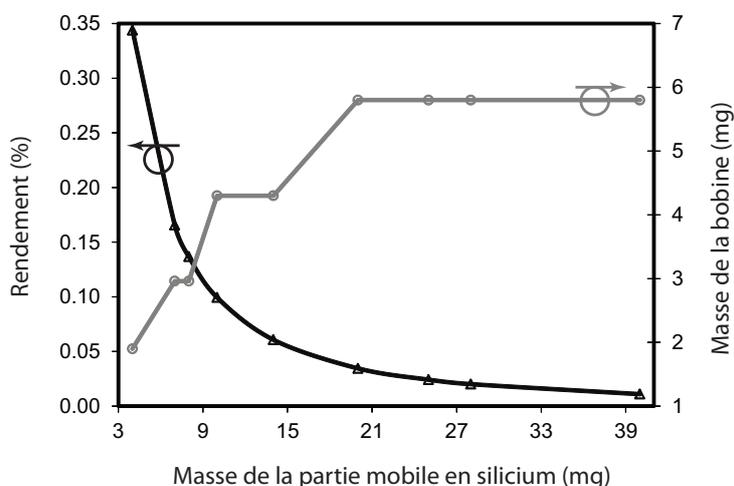


FIGURE 2.45 – Variation du rendement et de la masse de la bobine optimisée en fonction de la masse de la partie mobile en silicium

Concernant la bobine, sa masse optimisée ne varie que pour des masses de la partie mobile en silicium inférieures à 20 *mg*. Au-delà, la bobine optimale demeure inchangée (masse de 6 *mg*, 14 spires de 35 μm de large). Ce changement de comportement s'explique par le fait que la masse de la bobine optimisée devient négligeable par rapport à celle de la partie mobile en silicium.

En reprenant les deux surfaces émissives de performances acoustiques similaires présentées dans la Table 2.3 (plaque de 245 μm d'épaisseur et plaque de 20 μm avec microstructure 2), nos calculs montrent une réduction de la masse d'un facteur 4 et une augmentation du rendement d'un facteur 12.

Effet du diamètre de la face parlante sur le rendement

L'objectif est ici de montrer l'impact de la miniaturisation sur les performances électroacoustiques du micro-haut-parleur, en conservant la structure initiale. Dans ce but, nous avons étudié la variation du rendement et de la bande passante du transducteur en fonction du diamètre de la surface émissive. Les hypothèses de cette étude sont les suivantes :

- Pour la bobine : une épaisseur de spire de 30 μm , une largeur inter-spire de 20 μm et une résistance électrique de 10 Ω ,
- Pour les aimants : deux anneaux à aimantation axiale, de section 3 *mm* \times 1,5 *mm*,
- Pour la surface émissive : un débattement maximum de $\pm 300 \mu\text{m}$,
- Pour la masse de la partie mobile en silicium : une variation proportionnelle au diamètre de la surface émissive.

Ayant limité le déplacement de la face parlante à $\pm 300 \mu\text{m}$, la conséquence logique est une réduction du niveau sonore généré aux basses fréquences lorsque la surface émissive diminue. Cette tendance est donnée par l'équation 2.4. Nous avons représenté sur la Figure 2.46 la fréquence basse à partir de laquelle il est possible d'atteindre un niveau sonore de 80 *dB* SPL à 10 *cm*. Par exemple, en réduisant le diamètre de 15 à 7,5 *mm*, la fréquence à partir de laquelle il est possible d'atteindre un niveau sonore de 80 *dB* SPL passe de 300 *Hz* à 600 *Hz*.

Nous avons également calculé le rendement en optimisant la largeur de spire pour chaque diamètre considéré de la face parlante. La courbe de rendement représentée sur la Figure 2.46 a une variation quasiment linéaire en fonction du diamètre. Par exemple, en passant d'un diamètre de 15 à 7,5 *mm*, le rendement diminue de 60%.

Ainsi, cette étude met en évidence une tendance à la dégradation des performances électroacoustiques lorsque l'on diminue le diamètre de la face parlante du micro-haut-parleur. Parmi les hypothèses que nous avons faites, il est clair qu'assurer un déplacement de $\pm 300 \mu\text{m}$ nécessiterait de revoir entièrement la conception des ressorts de suspension pour les petits diamètres. Nos hypothèses prennent toutefois en compte les limites réelles des technologies MEMS auxquelles nous avons accès.

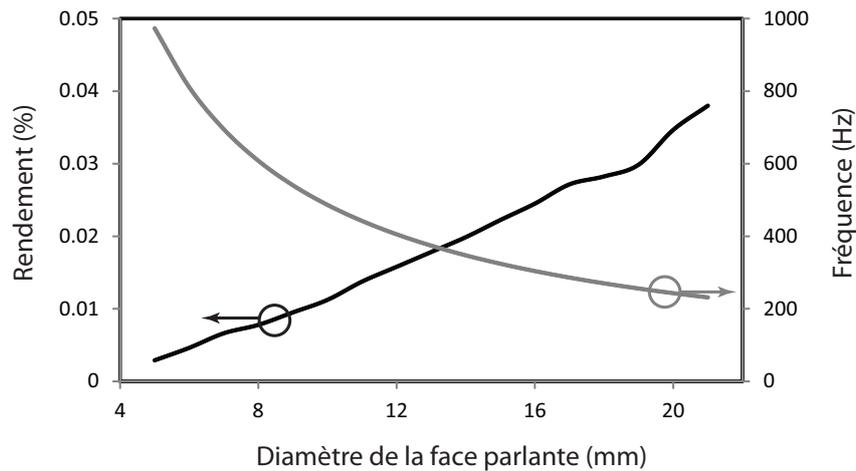


FIGURE 2.46 – Rendement et valeur minimale de la fréquence à partir de laquelle il est possible d’obtenir 80 dB SPL à 10 cm, en fonction du diamètre de la face parlante

Effet de la distance des aimants sur le rendement

Jusqu’ici, dans la structure magnétique à deux aimants annulaires, nous avons considéré un espacement de 600 μm , qui correspond à l’espacement minimal permettant une disposition symétrique par rapport au plan de la bobine, étant donné l’épaisseur du substrat. Cet espacement permet également en théorie d’atteindre le niveau sonore souhaité à la fréquence la plus basse considérée (300 Hz). Cependant, pour les basses fréquences, il y a un risque de chocs mécaniques entre les aimants et les ressorts de suspension car les aimants couvrent les ressorts (Figure2.47-a).

Pour limiter le risque que de tels chocs se produisent, nous avons en premier lieu examiné la possibilité d’augmenter l’espacement entre ces deux aimants. Dans le cas présenté, nous avons calculé le rendement pour un espacement de 800 μm , qui donne une certaine marge de sécurité (Figure2.47-b). Une autre alternative, permettant cette fois d’éliminer totalement le risque de choc, consiste à augmenter le diamètre intérieur des anneaux de manière à ne pas recouvrir les ressorts (Figure2.47-c).

La Table 2.10 montre les rendements obtenus pour différents espacements, avec et sans recouvrement des ressorts de suspension. Dans chaque cas, la largeur des spires a été optimisée. Ainsi, en augmentant l’espacement de 600 à 1200 μm le rendement diminue de 40%, alors qu’il est divisé par onze lorsque on augmente le diamètre des anneaux de 2 mm pour éliminer le recouvrement des ressorts par les aimants.

TABLE 2.10 – Rendement du transducteur en fonction de l’espacement entre les deux aimants

	Avec recouvrement des ressorts de suspension				Sans recouvrement
Espacement (μm)	600	800	1000	1200	600
Rendement (%)	0,024	0,018	0,016	0,014	0,0022

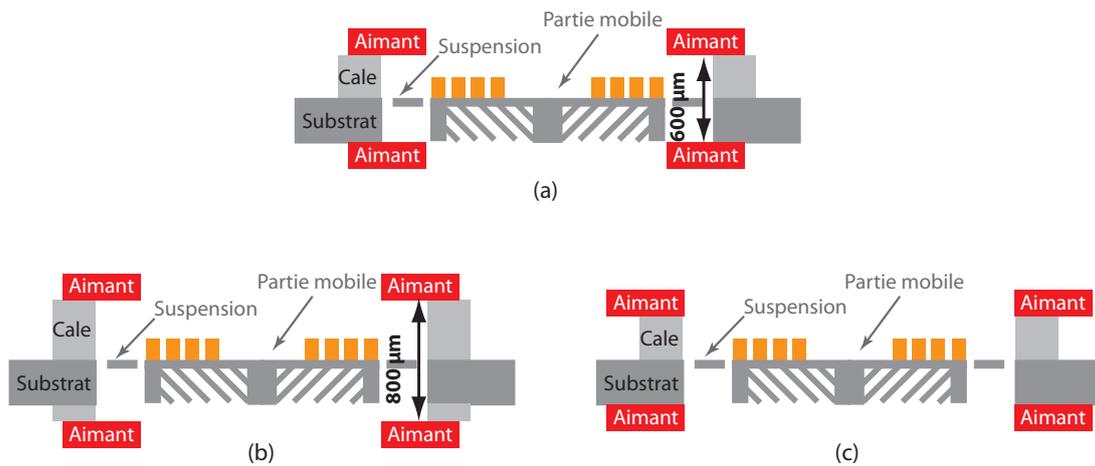


FIGURE 2.47 – Configuration d’aimants disposés symétriquement : (a) espacement de $600 \mu m$ en recouvrant le ressort de suspension, (b) espacement de $800 \mu m$ en recouvrant les ressort de suspension, (c) espacement de $600 \mu m$ sans recouvrement des ressort de suspension

Effet de la section des aimants sur le rendement

Faire varier la section des aimants est une solution envisageable pour améliorer l’intégration du micro-haut-parleur. Cependant, une telle variation modifie la cartographie de l’induction magnétique, et par conséquent le rendement.

Nous avons ici considéré quatre sections différentes pour les aimants annulaires de $1,5 T$, en conservant un même diamètre interne de $15 mm$ et un même espacement de $600 \mu m$:

- $1,5 mm$ de large et $1,5 mm$ d’épais ($1,5 \times 1,5$),
- $3,0 mm$ de large et $1,5 mm$ d’épais ($3 \times 1,5$) soit la section par défaut,
- $1,5 mm$ de large et $3,0 mm$ d’épais ($1,5 \times 3$),
- $3,0 mm$ de large et $3,0 mm$ d’épais (3×3).

La Figure 2.48 montre les variations de la composante radiale d’induction magnétique en fonction de la distance du bord de la surface émissive z . Les différentes distributions de B_r ont permis de calculer le facteur de force et le rendement en optimisant la largeur des spires dans chaque cas (résistance de 10Ω , épaisseur de $30 \mu m$, largeur inter-spire de $20 \mu m$). Les résultats sont résumés dans la Table 2.11.

À la lumière de ces résultats, nous pouvons conclure que la structure magnétique que nous avons considéré jusqu’ici (aimant de section $3 \times 1,5$) constitue un bon compromis entre rendement et volume total. En effet, il est possible d’augmenter le rendement de 50% en prenant deux aimants de section 3×3 , mais le volume total du micro-haut-parleur est alors pratiquement doublé. En revanche, l’utilisation d’aimants $1,5 \times 1,5$ diminue le rendement de 37% , alors que le gain de volume n’est que de 25% .

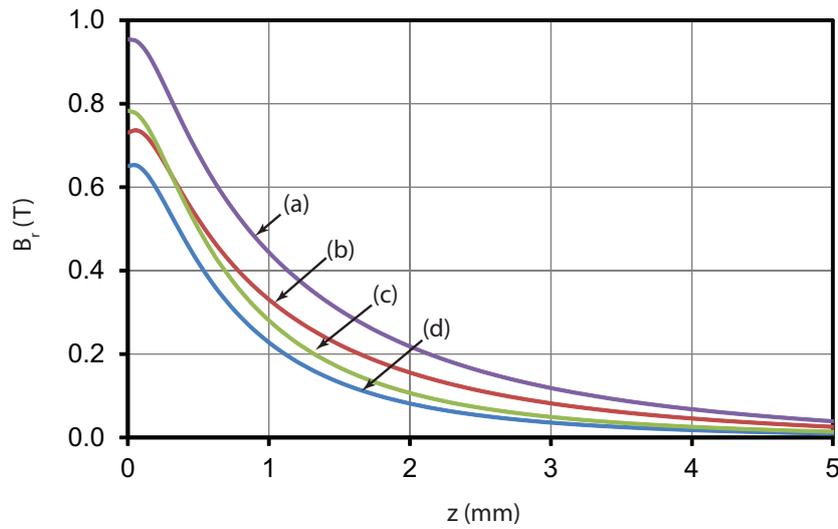


FIGURE 2.48 – Variation de B_r en fonction de la distance du bord de la surface émissive z , pour deux aimants annulaires espacés de $600 \mu\text{m}$, de section : (a) 3×3 , (b) $1,5 \times 3$, (c) $3 \times 1,5$, (d) $1,5 \times 1,5$

TABLE 2.11 – Facteur de force, rendement et dimensions externes pour différentes sections des aimants annulaires

Section d'aimant (mm^2)	$1,5 \times 1,5$	$3 \times 1,5$	$1,5 \times 3$	3×3
Facteur de force (N/A)	0,30	0,35	0,35	0,46
Rendement (%)	0,015	0,024	0,024	0,038
Diamètre externe (mm)	18	21	18	21
Épaisseur (mm)	3,6	3,6	6,6	6,6
Volume total (mm^3)	916	1246	1679	2285

2.6.3 Induction magnétique asymétrique

Pour les analyses précédentes, nous avons considéré une géométrie axisymétrique idéale, pour laquelle chaque spire de la bobine voyait une même valeur de l'induction magnétique. Cette hypothèse suppose un centrage parfait des aimants par rapport à la bobine, ce qui n'est pas toujours facile à obtenir. Elle suppose également une aimantation parfaitement homogène du matériau, ce qui ne correspond pas nécessairement à la réalité.

Nous limitons ici notre analyse au cas des défauts de centrage aimant-bobine, en supposant une aimantation homogène du matériau magnétique. On peut concevoir que de tels défauts proviennent des techniques de report et d'assemblage des aimants massifs sur le substrat de silicium. La précision d'une machine de "pick-and-place" qui pourrait réaliser cette opération est typiquement de l'ordre d'une dizaine de microns.

Un défaut de centrage peut produire deux phénomènes :

1. L'interaction entre la composante axiale de l'induction magnétique B_x et le courant traversant la bobine crée un ensemble des forces dans le plan qui ne se compensent plus entre elles. Par conséquent, la surface émissive se déplace d'une distance b dans la direction de la résultante de ces forces (Figure 2.49-a).
2. L'interaction entre la composante radiale du champ magnétique B_r et le courant traversant la bobine crée un ensemble des forces dans le plan qui ne se compensent plus entre elles. Par conséquent, la surface émissive se déplace d'une distance b dans la direction de la résultante de ces forces (Figure 2.49-b).

sant la bobine crée des forces hors-plan dont la distribution n'est plus symétrique par rapport au centre de la surface émissive (Figure 2.49-b). Le moment résultant produit une inclinaison d'un angle θ de la surface émissive. Un bord de la surface émissive aura ainsi un déplacement plus important que l'autre. Cet effet de basculement est habituellement désigné sous le nom de "rocking mode" dans le domaine des haut-parleurs [103, 8].

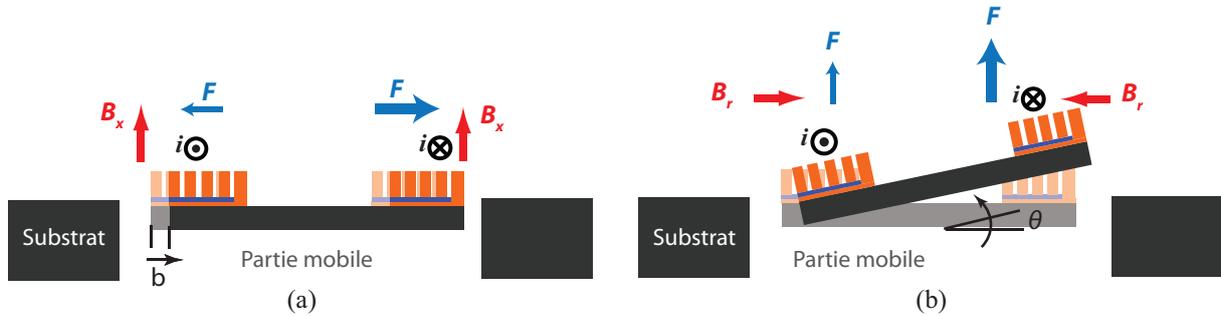


FIGURE 2.49 – Effet de l'induction magnétique asymétrique : (a) déplacement b de la surface émissive dans le plan, (b) basculement de la surface émissive de l'angle θ

Notre objectif est ici d'analyser de manière quantitative l'effet d'un décentrage aimant-bobine sur notre micro-haut-parleur MEMS, dans le cas d'une structure à deux aimants disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine.

1. Déplacement dans le plan : les deux aimants étant décentrés d'une distance Y par rapport à l'axe de symétrie de la bobine, le déplacement b produit dans le plan peut être calculé à partir de l'équation suivante (c.f. annexe C) :

$$b = \frac{4iY}{k'} \sum_{n=1}^N R_n \left(\frac{dB_x}{dz} \right)_n \quad (2.24)$$

avec i le courant parcourant la bobine de N spires, k' la raideur de la suspension pour des mouvements dans le plan, R_n le rayon de chaque spire de la bobine et dB_x/dz la dérivée de la composante axiale de l'induction magnétique.

La Figure 2.50 montre les variations de B_x dans le plan de la bobine en fonction de la distance z du bord de la surface émissive, dans le cas d'un centrage aimant-bobine parfait. Pour simplifier les calculs, nous linéarisons cette courbe par une droite de pente dB_x/dz égale à 7 T/m , pour une distance z comprise entre 0 et 2 mm .

Pour simplifier l'équation 2.24, nous prenons un rayon de $7,5 \text{ mm}$ pour toutes les spire, soit le même rayon que la surface émissive. Le déplacement dans le plan, légèrement surestimé, peut s'écrire de la manière suivante :

$$b \approx \frac{3iY}{k'} \quad (2.25)$$

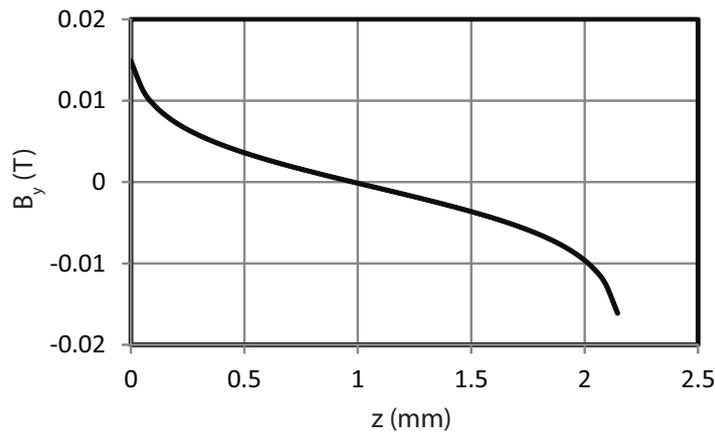


FIGURE 2.50 – Variation de la composante axiale de l'induction magnétique en fonction de la distance du bord de la surface émissive, pour deux aimants à aimantation axiale de $1,5 T$ disposés symétriquement

En prenant pour k' la valeur $15000 N/m$ (selon notre modèle FEM), avec un courant de $1 A$, le décalage donné par l'équation 2.25 reste inférieur à $0,5 \mu m$. Ceci met en évidence l'influence quasi nulle du décentrage aimant-bobine sur le déplacement de la surface émissive dans le plan, grâce à une raideur k' très importante de la suspension telle que nous l'avons conçue.

2. Mouvement de basculement : ce mouvement de basculement, généré par l'asymétrie de l'induction magnétique vue par la bobine, peut être accentué par les modes propres de la partie mobile. En effet, l'analyse FEM de notre micro-haut-parleur montre qu'il existe deux modes de basculement de la surface émissive, respectivement à 116 et $145 Hz$ (Figure 2.51).

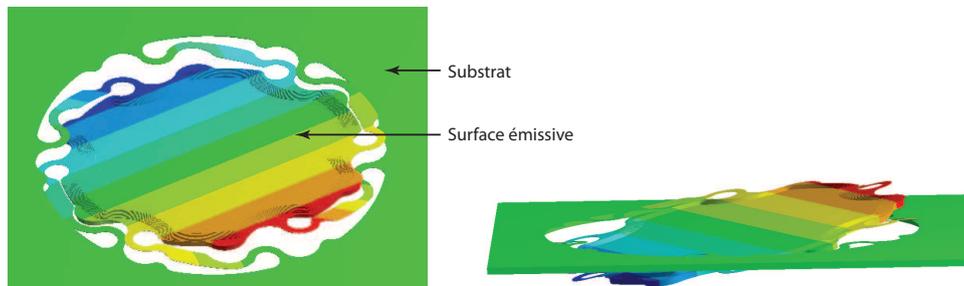


FIGURE 2.51 – Modes de basculement de la surface émissive à 116 et à $145 Hz$

Le moment de basculement appliqué sur la surface émissive lors d'un décentrage aimant-bobine Y peut être calculé à l'aide de l'équation suivante (c.f. annexe C) :

$$M_{totale} = i Y \pi \sum_{n=1}^N R_n^2 \left(\frac{dB_r}{dz} \right)_n \quad (2.26)$$

avec k la raideur de la suspension, d le diamètre de la surface émissive et dB_r/dz la dérivée de la composante radiale de l'induction magnétique.

Du point de vue acoustique, les modes de basculement influent peu sur la qualité sonore.

Cependant, dans le cas des micro-haut-parleurs classiques, du fait de leur structure, l'inclinaison du diaphragme engendre un frottement entre les parties fixe et mobile (Figure 2.52). Ceci peut générer des distorsions audibles, et même éventuellement endommager le dispositif. Ce phénomène, connu sous le nom "Rub and Buzz", se produit en général à des fréquences inférieures à 2 kHz [104]. Avec l'architecture de notre transducteur, le basculement de la surface émissive pourrait engendrer des chocs mécaniques entre les ressorts de suspension et les aimants. Cependant, les deux modes de basculement identifiés (Figure 2.51) se situent en dehors de la bande passante considérée.

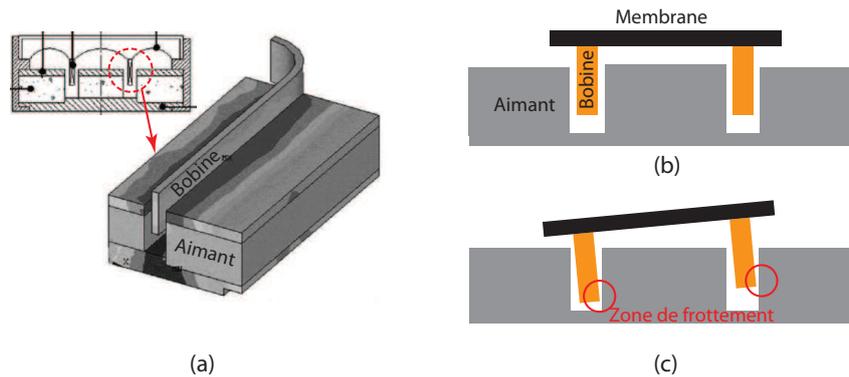


FIGURE 2.52 – (a) Structure d'un micro-haut-parleur classique avec détail du circuit magnétique [103], (b) fonctionnement normal du dispositif, (c) phénomène de "Rub and Buzz" avec frottement entre les parties fixe et mobile dû à un mode de basculement

2.7 Autres approches envisagées pour améliorer le rendement

L'ensemble des résultats de simulation exposé précédemment montre que la marge d'amélioration du rendement est assez restreinte avec les différentes variantes de la structure examinées jusqu'ici. Dans cette section, nous présentons d'autres solutions qui pourraient être mises à profit pour augmenter le rendement électroacoustique du transducteur.

L'idée directrice est ici d'envisager d'autres moyens pour augmenter la composante radiale B_r de l'induction magnétique vue par la bobine. Pour ce faire, nous avons examiné les deux voies suivantes :

- ajouter un matériau magnétique doux au centre de la bobine,
- réaliser une bobine composite, associant un bon conducteur électrique et un matériau magnétique doux,

2.7.1 Matériaux doux au centre de la bobine

Les matériaux doux sont des matériaux magnétiques dont le cycle d'hystérésis est très étroit, l'induction de saturation forte et le champ coercitif faible. Les faibles pertes énergétiques de ces matériaux, en font de bons candidats pour canaliser les flux magnétiques, de manière à favoriser la conversion d'énergie par exemple. Il existe différents types de matériaux magnétiques doux, majoritairement à base de fer, tels que des alliages permalloy (NiFe), fer-silicium (FeSi), fer-cobalt (FeCo) et les ferrites doux (MnZnFeO, NiZnFeO), [105].

En ce qui concerne les micro-haut-parleurs MEMS électrodynamiques, certains travaux rapportent l'utilisation de matériaux magnétiques doux pour augmenter la densité de l'induction magnétique au voisinage de la bobine. Cheng et al [30] utilisent par exemple un anneau en NiFe disposé sur la partie fixe, à proximité de la bobine (Figures 2.53-a). Dans le même but, Je et al. [42] placent un noyau en NiFe au centre de la bobine (2.53-b).

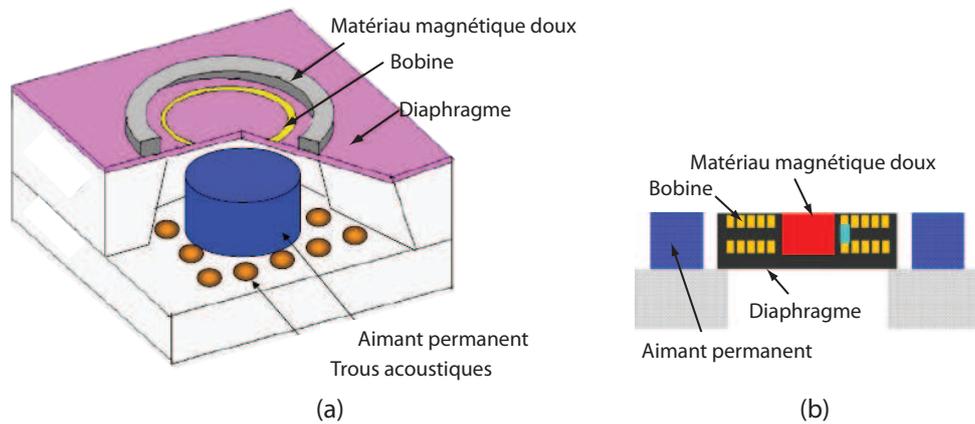


FIGURE 2.53 – Micro-haut-parleurs MEMS avec matériau magnétique doux : (a) anneau en NiFe sur la partie fixe au voisinage de la bobine [30], (b) noyau en NiFe au centre de la bobine [42]

En partant de l'architecture initiale de notre transducteur, nous étudions ici l'ajout d'un anneau de matériau magnétique doux au centre de la surface émissive, près des spires intérieures de la bobine (Figure 2.54). De cette manière, les spires extérieures restent à faible distance des aimants, où l'induction magnétique est importante. L'objectif est d'augmenter l'induction vue par les spires intérieures.

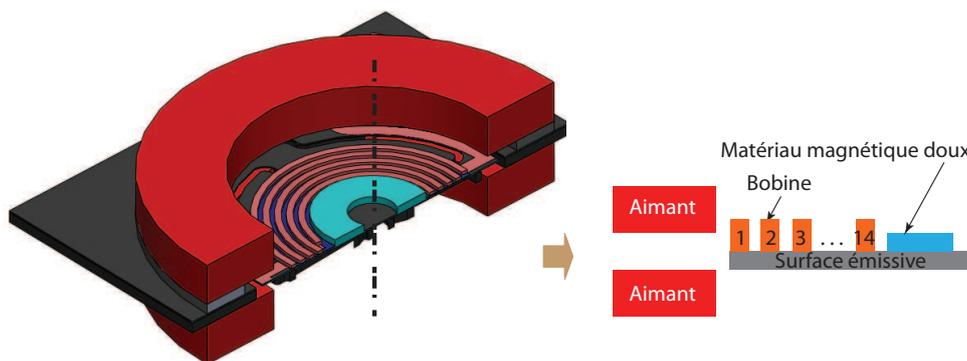


FIGURE 2.54 – Anneau en matériau magnétique doux déposé sur la surface émissive, au centre de la bobine

Pour la modélisation électromagnétique par FEM, nous avons choisi le permalloy car il possède une perméabilité magnétique assez élevée. De plus, les procédés de microfabrication nous donnent la possibilité de réaliser cet alliage en couches épaisses. Les propriétés physiques du permalloy électrodéposé (80%Ni-20%Fe) que nous avons pris en compte sont les suivantes [106, 107] :

- masse volumique de $8,62 \text{ gr/cm}^3$,

- résistivité électrique de $8 \mu\Omega.cm$,
- induction de saturation de $1 T$,
- champ coercitif de $54 A/m$,
- perméabilité relative de 800.

Pour les simulations FEM, nous avons modélisé la courbe B(H) du permalloy par deux segments de droite, avec une induction de saturation de $1 T$ (Figure 2.55).

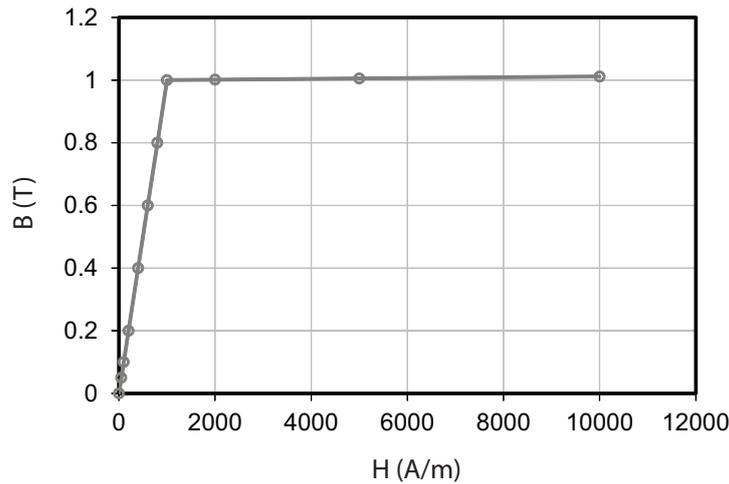


FIGURE 2.55 – Courbe B(H) utilisée dans les simulations FEM pour modéliser le permalloy

Pour cette étude, nous avons considéré la structure magnétique à deux aimants à aimantation axiale de $1,5 T$. La bobine a des dimensions fixes, données dans la Table 2.7. En considérant des anneaux en permalloy de différentes épaisseurs et largeurs, nous avons étudié les variations de la composante radiale de l'induction magnétique B_r . La Figure 2.56 montre la cartographie de B_r au voisinage des deux aimants, avec et sans anneau de permalloy.

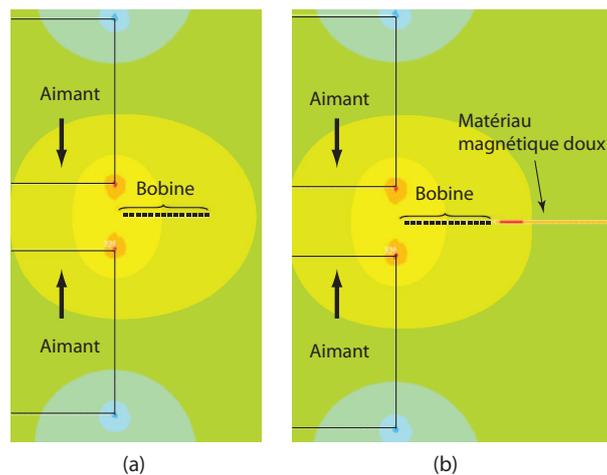


FIGURE 2.56 – Cartographie de la composante radiale de l'induction magnétique (a) en l'absence d'anneau magnétique doux (b) avec un anneau magnétique doux

Le bord extérieur de l'anneau de permalloy est placé au plus près de la bobine, à une distance de $20 \mu m$. Dans un premier temps, l'anneau est de même épaisseur que la bobine ($30 \mu m$), et

sa largeur varie de $5 \mu\text{m}$ à 1mm . Les résultats présentés sur la Figure 2.57-a montrent les variations de B_r , normalisées par rapport à B_r sans anneau, vue par chaque spire de la bobine (c.f. Figure 2.54). La Figure 2.57-b montre les variations normalisées de B_r pour des anneaux d' 1mm de large, d'épaisseur variable.

Ces résultats montrent qu'en ajoutant un anneau en matériau magnétique doux, la composante radiale du champ magnétique vue par les spires proches de l'anneau augmente sensiblement. Il y a donc augmentation du facteur de force. Néanmoins, dans les configurations simulées, cette augmentation n'est pas suffisante pour compenser la masse ajoutée à la partie mobile par l'anneau.

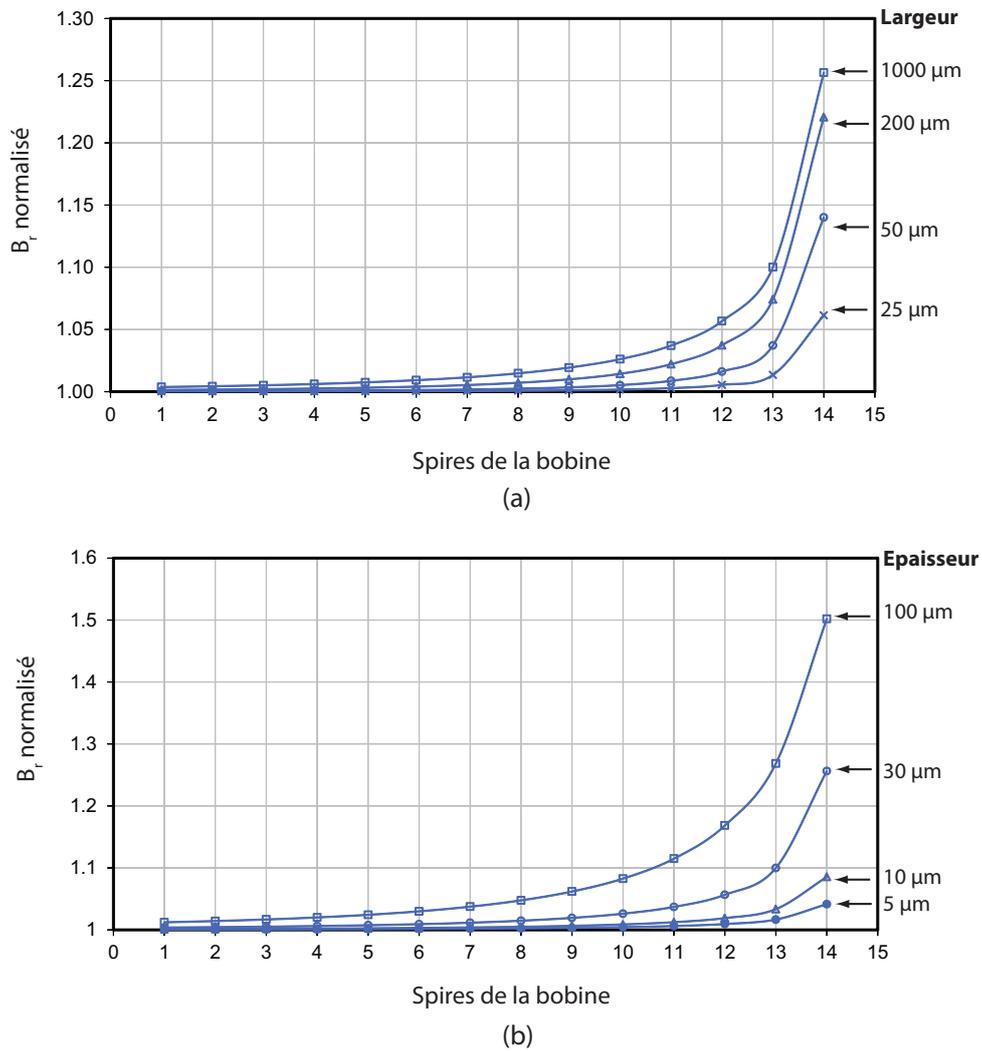


FIGURE 2.57 – Induction magnétique radiale B_r , normalisée, avec anneau en permalloy : (a) anneau d'épaisseur $30 \mu\text{m}$ et de largeur variable, (b) anneau de largeur 1mm et d'épaisseur variable

L'induction magnétique a également été calculée pour différentes positions de la surface émissive ($100, 200$ et $300 \mu\text{m}$ de déplacement hors-plan). Dans ces différents cas, on n'observe pas de variation significative par rapport à la position de repos.

Les valeurs du rendement présentées dans la Table 2.12 ont été déterminées à partir du

TABLE 2.12 – Rendement normalisé obtenu pour différents anneaux de permalloy

Largeur (μm)	Épaisseur (μm)	Masse (mg)	Rendement normalisé
1000	100	34,13	0,25
1000	30	10,24	0,60
1000	10	3,41	0,82
1000	5	1,71	0,95
200	30	2,17	0,90
50	30	0,55	0,98
25	30	0,27	0,99
10	30	0,27	1,00
5	30	0,27	1,00

facteur de force calculé directement par éléments finis dans le but de tenir compte de tous les effets magnétiques induits par la présence de matériau magnétique sur la partie mobile.

En conclusion, cette étude nous amène à conclure que l'ajout d'un anneau en permalloy n'apporte rien au rendement dans les configurations considérées. De plus, cet anneau constitue une spire en court-circuit, susceptible d'induire des pertes supplémentaires par courants de Foucault et de produire des forces qui s'opposent au mouvement de la partie mobile.

2.7.2 Bobine composite

Pour augmenter l'induction magnétique au niveau de la bobine, nous avons ensuite analysé une autre alternative, qui consiste à ajouter du permalloy sur le cuivre de la bobine (Figure 2.58).

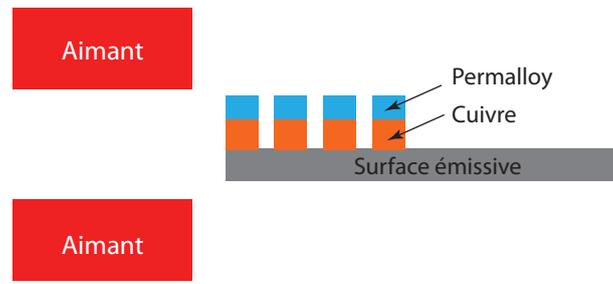


FIGURE 2.58 – Bobine composite en cuivre/permalloy

Pour respecter les limitations technologiques de micromoulage de la bobine, nous avons limité l'épaisseur totale des couches Cu/NiFe à $30 \mu m$. Nous avons étudié les proportions cuivre/permalloy suivantes :

- $25 \mu m$ de cuivre + $5 \mu m$ de permalloy,
- $20 \mu m$ de cuivre + $10 \mu m$ de permalloy,
- $30 \mu m$ de permalloy.

Dans chaque cas, nous avons calculé le facteur de force normalisé et le rendement normalisé, en prenant pour référence le cas d'une bobine entièrement en cuivre (d'épaisseur $30 \mu m$).

TABLE 2.13 – Facteur de force et rendement normalisés, pour différentes diamètres des aimants et différentes proportions Cu/NiFe de la bobine

Diamètre intérieur des aimants (mm)	Facteur de force et rendement normalisés	25/5 μm Cu/NiFe	20/10 μm Cu/NiFe	30 μm NiFe
15	f_F / f_{F_0}	0,79	0,75	1,8
	η/η_0	0,52	0,60	0,78
	Bobine optimisée : 14 spires, 35 μm de largeur, 5,8 mg			
16	f_F / f_{F_0}	0,80	0,72	3
	η/η_0	0,53	0,54	2,3
	Bobine optimisée : 14 spires, 35 μm de largeur, 5,8 mg			
17	f_F / f_{F_0}	0,73	0,60	4,7
	η/η_0	0,44	0,44	6,6
	Bobine optimisée : 16 spires, 40 μm de largeur, 7,6 mg			
18	f_F / f_{F_0}	0,67	0,49	5,7
	η/η_0	0,37	0,35	12
	Bobine optimisée : 16 spires, 40 μm de largeur, 7,6 mg			

Nous avons également fait varier le diamètre des aimants. La bobine en cuivre pur a été optimisée en largeur pour chaque diamètre d'aimants.

La différence entre la masse volumique du cuivre et celle du permalloy est faible (8,96 contre 8,62 gr/cm^3). En revanche, le permalloy a une résistivité électrique pratiquement 5 fois plus élevée que celle du cuivre (8 contre 1,7 $n.mu.\Omega.cm$). Ainsi, plus la proportion de permalloy est importante, plus la résistance de la bobine est élevée. Concernant le rendement (équation 2.16), l'effet du permalloy portera sur la variation du facteur de force et la variation de la résistance de la bobine. Les résultats de simulation obtenus sont résumés dans la Table 2.13. Afin de tenir compte de tous les effets magnétiques induits par la présence de matériau magnétique sur la partie mobile, les valeurs de rendement présentées dans la Table 2.13 ont été déterminées à partir de valeurs du facteur de force calculées directement par éléments finis.

Ces résultats montrent qu'en remplaçant une partie du cuivre de la bobine par du permalloy, le facteur de force et le rendement diminuent. En revanche, en remplaçant la totalité du cuivre par du permalloy, le facteur de force et le rendement ont tendance à augmenter. Cette tendance est plus prononcée lorsque la distance aimant-bobine augmente. Par exemple, dans le cas d'aimants de diamètre intérieur 17 mm , permettant le déplacement de la partie mobile sans risque de chocs mécaniques, le facteur de force et le rendement augmentent respectivement d'un facteur 4,7 et 6,6.

La baisse de rendement des bobines composites s'explique par le fait que les lignes de champ magnétique sont concentrées dans la couche de permalloy, alors que le courant passe majoritairement dans la couche de cuivre (Figure 2.59). Ainsi, l'interaction champ-courant est affaiblie par la présence du permalloy, contrairement à ce que l'on recherche. Pour tirer le meilleur profit du permalloy, il faudrait faire "pivoter" le composite de 90 degrés, de manière à ce que les lignes de champ canalisées par le matériau magnétique doux traversent aussi le cuivre. Néanmoins, la réalisation de cette structure apparaît nettement plus délicate que la précédente.

Dans le cas de la bobine uniquement en permalloy, pour de petites distances aimant-bobine

(aimants de 15 *mm* de diamètre), le permalloy atteint son niveau de saturation magnétique, ce qui limite les gains de facteur de force et de rendement.

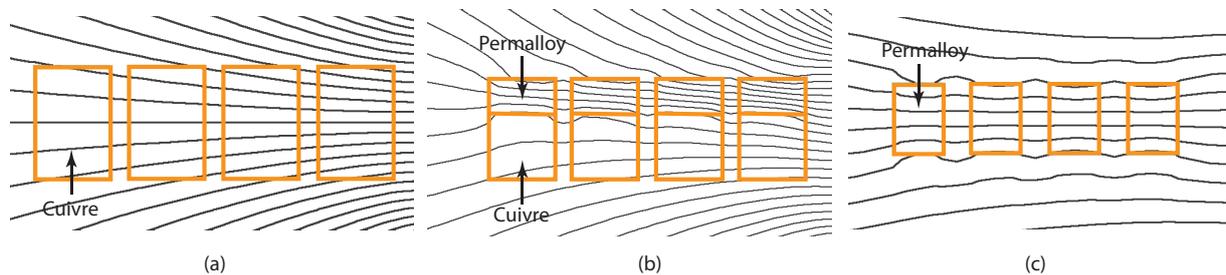


FIGURE 2.59 – Distribution des lignes de champ magnétique au voisinage des spires de la bobine : (a) Cu, (b) Cu/NiFe, (c) Ni/Fe

À la lumière de ces résultats, l'utilisation d'un matériau magnétique doux pour réaliser la bobine semble intéressant pour améliorer le rendement électroacoustique. Dans le cadre de notre étude, nous n'avons pas poussé l'optimisation de la bobine en permalloy plus loin. Comparativement à l'optimisation d'une bobine en cuivre, les calculs sont plus lourds dans le cas du permalloy, car chaque modification dimensionnelle modifie la distribution du champ magnétique. La procédure nécessite donc de nombreuses simulations FEM. Par ailleurs, les procédés dont nous disposons pour le dépôt de permalloy nécessitent encore un travail de développement conséquent pour atteindre des épaisseurs supérieures à 10 μm en contrôlant l'adhérence du film et son niveau de contrainte.

Le choix des matériaux magnétiques doux ne se limite pas au permalloy. D'autres matériaux ont été déjà utilisés pour améliorer le rendement d'actionneurs MEMS électrodynamiques. Chen et al. [36] et Huang et al. [108] ont par exemple utilisé une bobine en nonacomposite de Cu-Ni. De cette manière, la bobine profite à la fois une bonne conductivité électrique et une perméabilité magnétique élevée. Pour assurer le guidage du champ magnétique, Hartley et al. [109] ont étudié un mélange d'époxy SU-8 avec des particules magnétiques micrométriques de permalloy, de fer et de ferrite. L'utilisation d'un tel composite pourrait également être mis à profit dans le cas de notre dispositif.

2.8 Conclusion

En premier lieu, nous avons présenté dans ce chapitre l'architecture globale du micro-haut-parleur MEMS qui fait l'objet de notre étude. Elle se distingue de ses homologues MEMS et non-MEMS par sa structure et par les matériaux utilisés. Son originalité réside notamment dans l'utilisation de silicium dans la partie mobile et pour la suspension. Le silicium monocristallin possède en effet des propriétés mécaniques exceptionnelles : une faible masse volumique, un module de Young élevé et une excellente résistance à la fatigue mécanique.

La première étape de la conception a consisté à déterminer le diamètre et la course de la face parlante pour satisfaire l'objectif acoustique d'un niveau sonore de 80 *dB SPL* à 10 *cm* à partir de 300 *Hz*. Nous avons considéré le couple diamètre de 15 *mm* et déplacement de $\pm 300 \mu\text{m}$ comme un bon compromis pour la réalisation, même si un tel déplacement est assez inhabituel

dans le domaine des MEMS.

Sur cette base, nous avons étudié la conception des différents composants du micro-haut-parleur, en considérant un double objectif de haute qualité sonore et de rendement électroacoustique élevé.

Pour atteindre ces deux objectifs, nous avons vu que la partie mobile devait être à la fois légère et rigide. La figure de mérite que nous avons établie pour le choix du matériau a montré que le silicium monocristallin se situe parmi les plus appropriés.

Nous avons proposé deux microstructures qui permettent de minimiser la masse mobile, tout en limitant le nombre de modes propres dans la bande passante. Ces microstructures ont été conçues en tenant compte des limites technologiques de fabrication. Par rapport à une plaque non-structurée, la microstructure la plus efficace permet de diviser la masse de silicium par quatre, avec un comportement modal similaire à celui de la plaque (mode tambour à 15,5 kHz, deux modes seulement dans la bande passante).

Le silicium monocristallin est également apparu comme un excellent candidat pour réaliser une suspension linéaire et fiable, la suspension devant résister à plus d'un milliard de cycles de déformation.

Le principal défi était de concevoir une géométrie des ressorts de suspension limitant les contraintes mécaniques et induisant une caractéristique force-déplacement linéaire pour un déplacement hors-plan de $\pm 300 \mu m$. Nous avons analysé différentes structures à l'aide de modèles FEM. La structure que nous avons retenue pour notre application permet de limiter la contrainte principale maximale à 36 MPa, ce qui donne une marge de sécurité confortable avec la limite de rupture communément admise pour le silicium.

Une partie conséquente de ce chapitre a été consacrée à l'optimisation du moteur électromagnétique du transducteur. L'une des particularités de la structure réside dans l'utilisation d'une bobine planaire et d'aimants annulaires. Précisons que les travaux présentés jusqu'ici avec ce type de structure magnétique ne mentionnent aucune démarche d'optimisation. En ce sens, nous avons proposé une démarche basée sur l'utilisation conjointe d'un modèle FEM et d'un modèle analytique. Nous avons intégré les différentes limitations technologiques dans cette démarche, de manière à aboutir à un optimum réaliste.

Plusieurs variantes de la structure à aimants annulaires, associées à une bobine planaire optimisée, ont été analysées en termes d'intensité et d'uniformité de leur facteur de force. Avec les limites technologiques considérées, le rendement théorique maximum est de 0,024%. Il s'agit d'une amélioration d'un facteur supérieur à deux par rapport aux micro-haut-parleurs en technologie classique les plus performants.

Nous avons ensuite montré qu'il était possible d'aller plus loin dans l'augmentation du rendement, en relâchant certaines des limites technologiques de fabrication de la bobine.

En vue de miniaturiser le dispositif, nous avons étudié l'impact du diamètre de la surface émissive sur le rendement, et la bande passante. De manière assez logique, la reproduction des basses fréquences est moins bonne lorsque le diamètre diminue. On observe en outre une réduction sensible du rendement.

Suivant le même objectif, nous avons étudié l'effet de différentes sections des aimants annulaires en considérant le rendement et le volume total du transducteur.

Nous avons analysé certains comportements indésirables du transducteur qui pourraient être induits par un défaut de centrage entre aimants et bobine. Nous avons montré que le déplacement de la partie mobile dans le plan était négligeable, grâce à la raideur élevée de la suspension dans le plan. Par ailleurs, les modes de basculement, qui sont connus pour détériorer la qualité sonore des micro-haut-parleurs classiques, se situent ici en dehors de la bande passante.

Enfin, nous avons examiné deux autres manières d'améliorer le rendement en ajoutant un matériau magnétique doux (du permalloy) dans la partie mobile du transducteur, de manière à canaliser le champ magnétique au voisinage de la bobine. L'ajout d'un anneau de permalloy au centre de la bobine n'a pas montré la possibilité d'augmenter le rendement. En revanche, le remplacement du cuivre utilisé pour la bobine par du permalloy semble avantageuse, surtout pour des distances aimant-bobine importantes. Cette voie mériterait d'être approfondie. Toutefois, la mise au point du procédé de microfabrication du permalloy avec les épaisseurs qui nous intéressent nécessite d'important développements.

Nous avons vu que le rendement électroacoustique dépend largement de la masse mobile, en particulier de celle de la partie en silicium. Approfondir l'étude de l'allègement de cette partie mobile en silicium demeure une voie qui pourrait permettre d'améliorer considérablement le rendement.

La définition et l'optimisation de l'ensemble des éléments du micro-haut-parleur achevée, le travail de microfabrication présenté dans le chapitre suivant a pu être entrepris.

Chapitre 3

Microfabrication

3.1 Introduction

Ce chapitre présente les différentes étapes technologiques que nous avons utilisées pour élaborer les prototypes du micro-haut-parleur MEMS. Pour chaque étape, nous détaillons les procédés en décrivant succinctement les principes de fonctionnement des équipements utilisés.

Les parties microfabriquées en salle blanche sont la partie mobile en silicium, dont la face arrière est microstructurée, la bobine planaire déposée sur la partie mobile en silicium, les ressorts de suspension en silicium et les deux pistes conductrices en cuivre qui assurent les connexions électriques avec la bobine (Figure 3.1). Finalement avec l'assemblage des aimants à l'aide d'une cale pour régler l'espacement, le dispositif prendra sa forme finale. L'ensemble de ces étapes avec leurs détails est résumé dans l'annexe D.

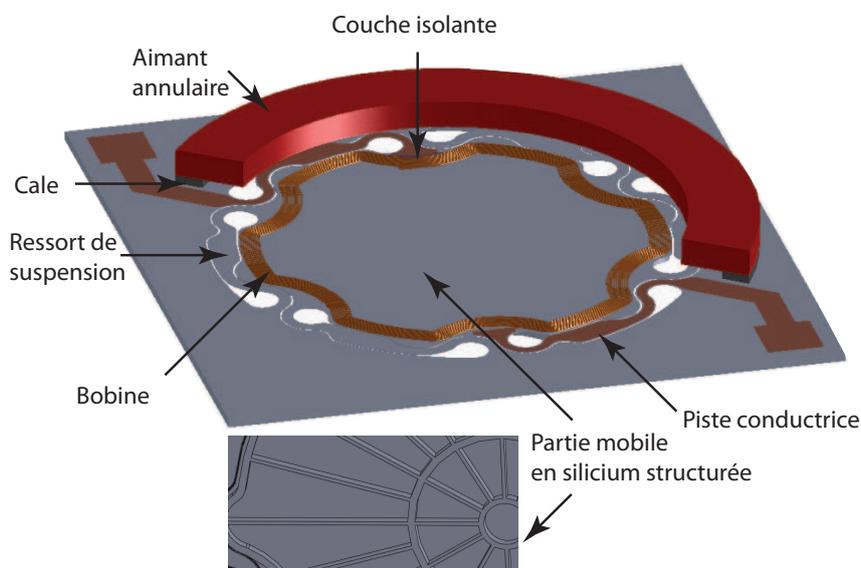


FIGURE 3.1 – Vue schématique du dispositif MEMS réalisé

Les étapes de réalisation reposent sur l'utilisation d'un substrat SOI (silicium sur isolant). L'intérêt de ce type de substrat est d'avoir deux couches de silicium d'épaisseur bien contrôlée. Ceci nous permet d'avoir deux épaisseurs précises de la microstructure réalisée sur la partie

mobile et des ressorts de suspension.

Les substrats utilisés ont une orientation cristalline de (100). Les épaisseurs des couches de silicium en face avant, de la silice enterrée et du silicium en face arrière sont respectivement de 300, 0,5 et 20 μm .

L'ensemble des étapes technologiques reposent sur cinq niveaux de masque de photolithographie qui permettent de réaliser les cinq étapes principales suivantes (Figure 3.2) :

1. la réalisation des pistes conductrices (Figure 3.2-a),
2. le dépôt d'une couche isolante sur les pistes conductrices (Figure 3.2-b),
3. la structuration des ressorts de suspension (Figure 3.2-c),
4. la réalisation de la bobine planaire (Figure 3.2-d),
5. la structuration de la partie mobile en silicium et la libération de la partie mobile du dispositif (Figures 3.2-e et 3.2-f).

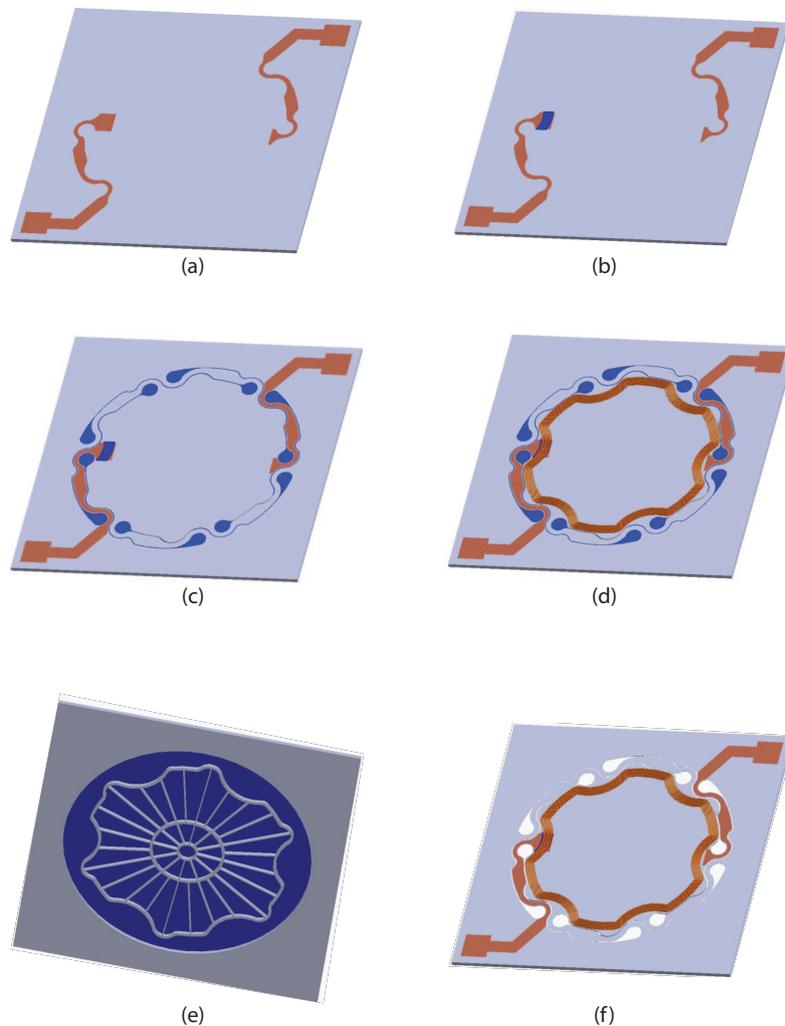


FIGURE 3.2 – Étapes principales de microfabrication du dispositif (a) dépôt des pistes conductrices, (b) dépôt de la couche isolante, (c) structuration des ressorts de suspension, (d) réalisation de la bobine planaire, (e) structuration de la partie mobile en silicium, (f) libération de la partie mobile

3.2 Pistes conductrices

Cette étape consiste à déposer deux pistes conductrices sur le substrat SOI vierge (Figure 3.3). Ces pistes peuvent être déposées directement sur le silicium, sans aucune couche isolante, car le substrat choisi possède une résistivité électrique de 1 à 20 Ωcm , soit 10^7 fois plus grande que celle du cuivre. Selon les mesures faites entre les deux pistes après le dépôt, la résistance est supérieure à 100 k Ω . L'effet du substrat est donc parfaitement négligeable du point de vue électrique.

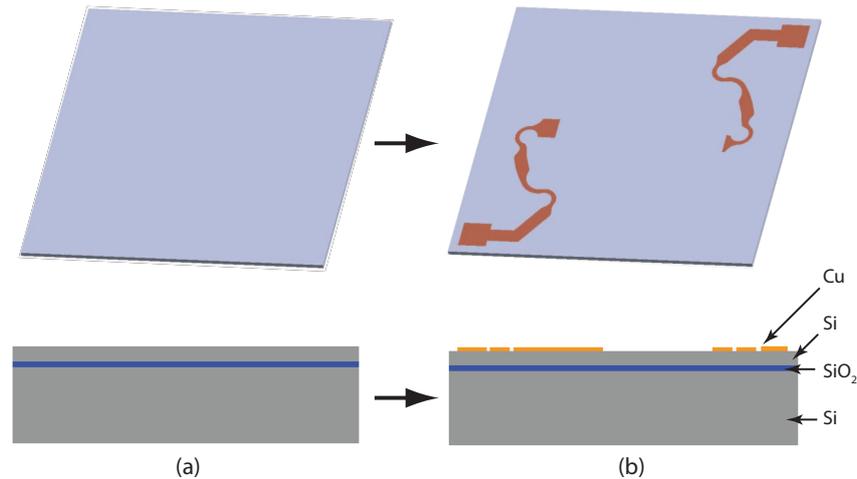


FIGURE 3.3 – (a) Substrat SOI, (b) substrat SOI après avoir déposé les pistes conductrices par pulvérisation cathodique

Afin d'éviter que les pistes conductrices introduisent une résistance trop importante, nous avons choisi de les réaliser en cuivre, avec une section équivalente à celle des spires de la bobine (largeur moyenne de 1 mm avec une épaisseur de 1 μm).

Le dépôt a été réalisé par pulvérisation cathodique. Cette technique est l'une des plus courantes pour fabriquer des films minces. Elle consiste à utiliser une cible dont la composition chimique est proche de celle du matériau que l'on désire déposer (en l'occurrence du cuivre). La cible est placée dans une enceinte, où l'on crée un plasma dans un gaz inerte tel que N₂, Ar ou Xe (Figure 3.4)-a). Le plasma est créé par l'application d'une tension entre deux électrodes, anode et cathode, la cathode étant la cible (pour les cibles isolantes, on applique un courant alternatif radiofréquence) [110].

La cible est ainsi bombardée par les ions positifs du plasma dont l'accélération de quelques centaines d'électron-volts lui arrachent mécaniquement des ions et des électrons. Ceci est fait par le transfert de moment entre les ions du gaz ionisé et les atomes constitutifs de la cible. Les électrons vont à l'anode alors que les ions, ont une énergie suffisante pour parvenir jusqu'à la cathode où ils se recombinent avec des électrons fournis par le circuit. Selon le matériau à déposer et la vitesse de dépôt, on peut utiliser des gaz dont les ions ont une masse plus importante que celle de l'argon, de manière à créer un plasma plus énergétique (e.g. Xe).

Cette technique permet d'effectuer des dépôts relativement homogènes sur une grande surface. Pour améliorer l'efficacité du système, le bâti à notre disposition (Denton Sputtering Sys-

tem - Explorer 14) a été équipé d'un système de pulvérisation magnétron, pour lequel des aimants sont placés sous la cible, pour créer un champ magnétique intense au niveau de la cathode (Figure 3.4)-b). Cela permet d'avoir un plasma plus dense, donc une vitesse de dépôt plus importante.

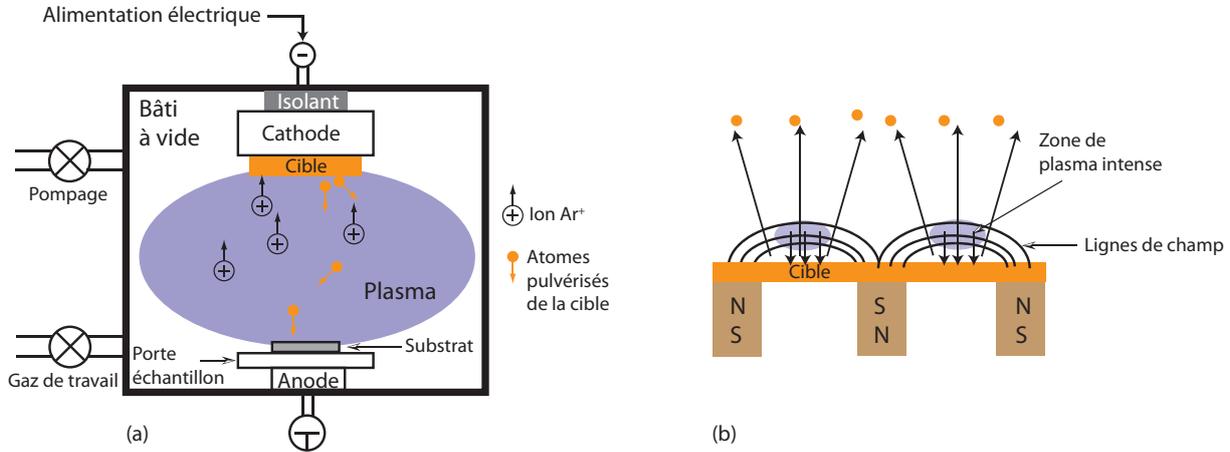


FIGURE 3.4 – (a) Schéma du principe d'un bâti de pulvérisation cathodique, (b) pulvérisation magnétron

Lors du dépôt par pulvérisation cathodique d'un matériau en couche mince, l'un des problèmes que l'on peut rencontrer concerne l'adhérence de cette couche sur le substrat. Pour améliorer l'adhérence des pistes de cuivre sur le substrat de silicium, nous avons déposé au préalable une sous-couche d'une dizaine de nanomètres de titane.

Un autre problème que l'on rencontre fréquemment est la contrainte résiduelle du film déposé. Plusieurs paramètres sont connus pour influencer sur la contrainte, et notamment la pression de travail. Dans le but de minimiser la contrainte, nous avons examiné l'effet de la pression de travail dans la gamme de 2 à 8 μbar . En dessous de cette gamme, nous n'avons pas pu effectuer de dépôt car le plasma n'était pas assez stable.

La contrainte dans le film σ_f se calcule par la relation de Stoney [111, 112] :

$$\sigma_f = \frac{1}{6R} \cdot \frac{E_s \cdot d_s^2}{(1 - \nu_s) d_f} \quad (3.1)$$

avec E_s le module de Young du substrat, d_s et d_f respectivement l'épaisseur du substrat et la couche mince, ν_s le coefficient de Poisson du substrat et R le rayon de courbure.

Pour mesurer l'épaisseur des couches, nous avons utilisé un profilomètre mécanique (Dektak 8). Le rayon de courbure est déterminée par balayage laser (FSM Frontier Semiconductor 500 TC). La courbure du substrat est mesurée avant et après le dépôt du film (Figure 3.5). La machine de mesure détermine ensuite le rayon de courbure effectif utilisé dans la formule 3.1.

Les tests réalisés montrent que la contrainte résiduelle du film augmente avec la pression de travail : à 2 μbar , la contrainte était de 120 MPa, tandis qu'elle atteignait 350 MPa pour une pression de travail de 8 μbar . Nous avons pu observer une faible variation de la vitesse de dépôt : 33 nm/min à 2 μbar , 29 nm/min à 8 μbar . Les paramètres utilisés lors des dépôts

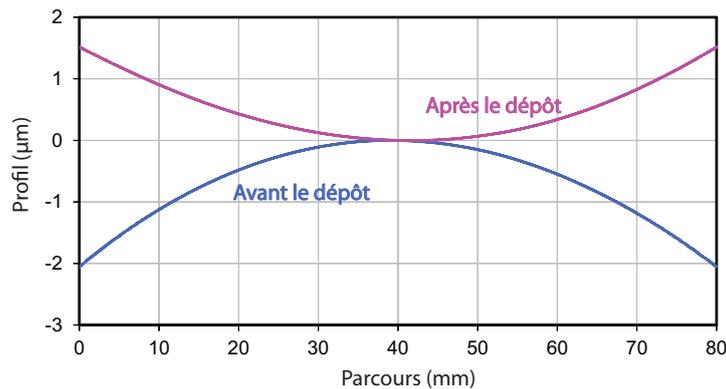


FIGURE 3.5 – Courbure de la surface de l'échantillon avant et après le dépôt de cuivre

sont résumés dans la Table 3.1.

TABLE 3.1 – Paramètres utilisés lors du dépôt de pulvérisation cathodique pour les pistes conductrices

Matériau	Pression de travail	Plasma	Puissance appliquée sur la cible	Vitesse de dépôt
Ti	8 μbar	Ar	50 W	$\approx 5 \text{ nm}/\text{min}$
Cu	2 μbar	Ar	210 W	33 nm/min

Il existe deux méthodes principales pour la microstructuration de motifs par photolithographie : la méthode dite "classique" et la méthode "lift-off".

La méthode classique consiste à déposer d'abord le film à structurer sur le substrat. Un film de résine photosensible est ensuite déposé, insolé et développé. Les motifs de résine restant après développement servent à protéger le film à structurer, dont on grave les parties non recouvertes par gravure sèche ou humide (Figure 3.6-a). L'étape de photolithographie proprement dite comprend l'ensemble des opérations enrésinement, recuit, insolation et développement.

L'enrésinement du substrat peut se faire avec deux types de résines photosensibles :

- de la résine positive, pour laquelle les parties exposées à la lumière deviennent solubles au révélateur, les parties protégées restant insolubles,
- de la résine négative, qui se comporte de manière inverse.

Le recuit qui suit l'enrésinement du substrat a pour effet d'évaporer le solvant et de durcir le film de résine, tout en favorisant son adhérence sur le substrat. Les deux paramètres importants sont le temps et la température de recuit.

Lors de l'insolation, la résine est exposée à un rayonnement lumineux, dans notre cas de l'ultra-violet à 365 nm, à travers le masque qui définit les motifs. Pendant cette opération, le rayonnement transforme la composition chimique de la résine.

Le développement est réalisé en immergeant le substrat dans un révélateur, qui est en général une solution alcaline. Les paramètres importants pour cette étape sont la dose d'énergie lumineuse, la concentration du révélateur, le temps d'immersion et l'agitation de la solution.

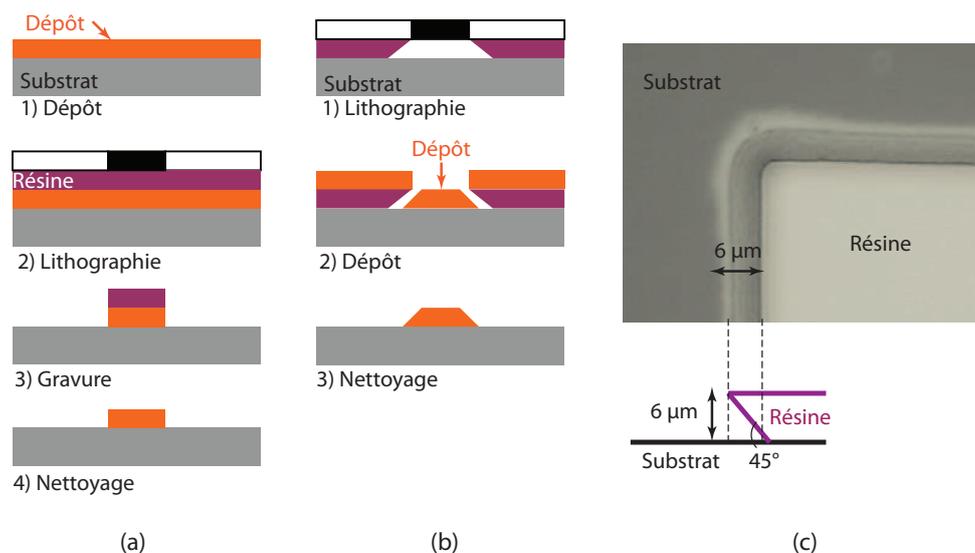


FIGURE 3.6 – Deux méthodes pour la microstructuration de motifs sur le film de cuivre : (a) méthode classique, (b) méthode lift-off, (c) flanc incliné de 45 degrés obtenu avec la résine TI-X lift

Pour la méthode de lift-off, l'étape de photolithographie a lieu en premier. Le dépôt du film de cuivre est ensuite réalisé. Le nettoyage permet d'éliminer la résine et le film de cuivre dans les parties que l'on ne souhaite pas conserver (Figure 3.6-b). Dans cette méthode, le profil des flancs et l'épaisseur de la résine jouent un rôle important dans le succès de la phase de nettoyage (Figure 3.6-c).

Les premiers tests de lift-off que nous avons réalisés à l'aide de résine AZ5214 de $3 \mu\text{m}$ d'épaisseur n'ont pas donné de bons résultats, bien que les flancs soient bien inclinés. En effet, alors que le film déposé était d'épaisseur trois fois plus faible que la résine, le positionnement incliné de la cible de cuivre par rapport à l'échantillon et la non-directivité du procédé de pulvérisation avaient pour effet de recouvrir les flancs de la résine.

Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé la résine TI-X lift, qui permet de réaliser des couches de $6 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Ceci nous a permis d'obtenir la structuration désirée du film de cuivre. Cependant, le dépôt de cuivre réalisé avait un profil irrégulier sur le bord des motifs. Une partie du cuivre déposée sur les flancs restait accrochée aux motifs après le nettoyage (Figure 3.7-a).

Nous avons d'abord envisagé de retirer ces défauts par gravure chimique, ce qui a donné de bons résultats (Figure 3.7-b). L'autre alternative consistait à utiliser la méthode classique, ce que nous avons fait en utilisant la résine Shipley S1813 (Figure 3.6-a). Cette technique présente l'avantage d'être plus rapide pour ce qui concerne l'étape de lithographie. En revanche, elle nécessite une étape de gravure du cuivre. Dans notre cas il s'agit d'une gravure humide, dont la difficulté est de maîtriser les effets de gravure latérale, qui modifient la largeur des motifs. Cependant, du fait de la largeur importante des pistes conductrices par rapport à leur épaisseur, nous avons obtenu des motifs satisfaisants (Figure 3.7-c). Pour la gravure des couches de Cu et de Ti, nous avons utilisé les solutions chimiques de Cr-etch pour le cuivre et de BHF pour le titane [113].

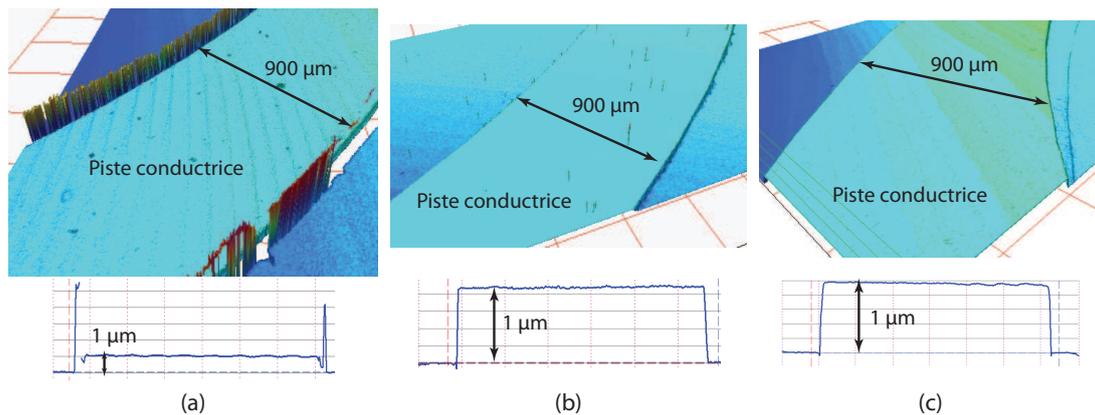


FIGURE 3.7 – Images réalisées par profilomètre optique interférométrique des pistes conductrices microstructurées : (a) par lift-off avec la résine TI-X lift, (b) après gravure chimique des effets de bord du cuivre dus au lift-off, (c) par la méthode classique

3.3 Couche isolante

Le but de cette étape est d'isoler électriquement la piste de cuivre qui est disposée sous les spires de la bobine planaire pour reprendre le contact électrique avec l'extrémité interne de la bobine (Figure 3.8). Pour cela, il faut déposer un film électriquement isolant dans la zone concernée. Parmi différentes possibilités de matériaux (SiO_2 , Si_xN_y , etc) nous avons choisi la silice déposée chimiquement en phase vapeur assisté par plasma (PECVD).

Cette technique de dépôt permet de maîtriser la composition stœchiométrique en variant les propriétés de l'atmosphère de travail. Elle permet également de recouvrir des surfaces non planes, ce qui nous permet ici de garantir un bon isolement au niveau des flancs de la piste.

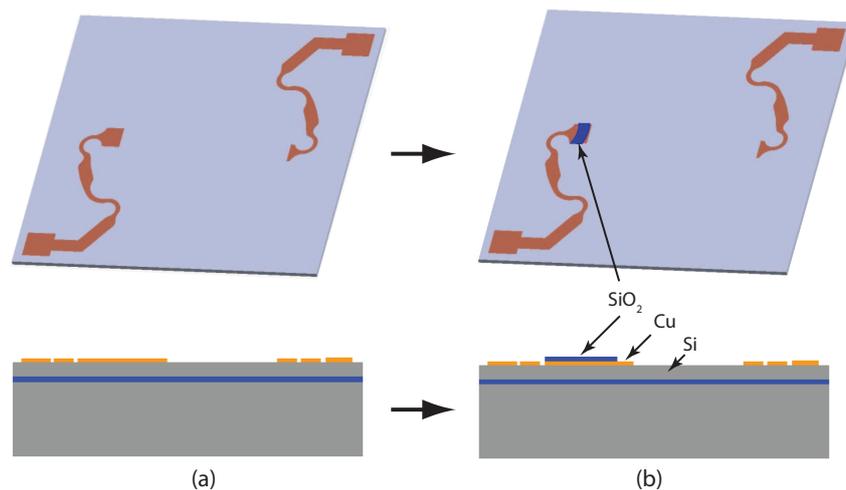


FIGURE 3.8 – (a) Substrat avec des pistes conductrices, (b) substrat après avoir déposé une couche isolante (la silice par PECVD)

Le principe de ce type de dépôt consiste à faire réagir des espèces gazeuses sur la surface d'un substrat et de former ainsi une couche mince. Les éléments précurseurs de la réaction sont des molécules volatiles contenant les atomes constituants de la couche à déposer. L'acti-

tion de la réaction est réalisée soit thermiquement, soit par des photons, soit par une décharge électrique. Un réacteur CVD comprend le réservoir des précurseurs, la zone de réaction et un dispositif d'évacuation des produits de réaction (Figure 3.9).

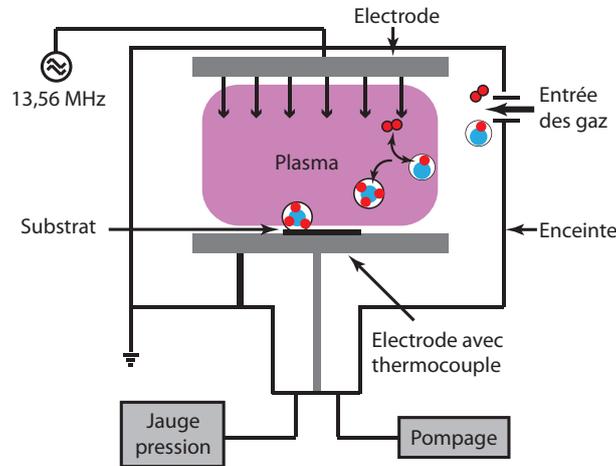


FIGURE 3.9 – Schéma d'un bâti PECVD

Pour le procédé que nous avons utilisé avec l'équipement STS LPX CVD, la pression de travail était réglée à 550 mtorr pour un mélange de gaz de N_2O et de SiH_4 , avec une puissance RF de 60 W . Nous avons obtenu une couche de silice d'une épaisseur moyenne de 200 nm en 4 min .

La contrainte résiduelle mesurée sur le film déposé était de 100 MPa , c'est-à-dire légèrement inférieure à celle du cuivre. Compte tenu de la superficie restreinte de la couche de silice déposée, il n'a pas été nécessaire de travailler sur le procédé pour diminuer les contraintes. Il est possible de contrôler la contrainte résiduelle de la silice PECVD en alternant des cycles de dépôt à haute et basse fréquences.

Pendant le dépôt PECVD, le substrat est porté à la température de 300°C , ce qui est trop élevé pour les résines de photolithographie. De ce fait, la technique de lift-off n'est pas utilisable pour cette étape. Nous avons donc utilisé la méthode classique, en déposant d'abord une couche de silice sur toute la surface du substrat, puis en la structurant pour faire la connexion bobine-piste conductrice.

Après une étape de photolithographie avec de la résine S1818, nous avons procédé à l'étape de gravure. Nous avons testé les voies de gravure sèche et humide. L'isotropie du procédé de gravure humide dans une solution de BHF a montré une gravure latérale importante. De ce fait, la réduction de surface de l'isolant risquait d'engendrer des court-circuits.

Nous sommes donc passés à une gravure sèche en utilisant le procédé RIE (Reactive Ion Etching), dont l'inconvénient est d'avoir un temps de gravure assez long. De cette façon, nous avons obtenu le motif recherché avec une bonne précision dimensionnelle (Figure 3.10).

La Figure 3.11 décrit schématiquement le bâti de gravure RIE utilisé pour graver la couche de silice. Il s'agit ici d'une réaction physicochimique entre le plasma et la couche de silice. Le plasma est généré sous basse pression (50 mtorr) par le champ électrique appliqué entre les deux électrodes). Les ions à haute énergie du plasma (accélérées par le champ électrique)

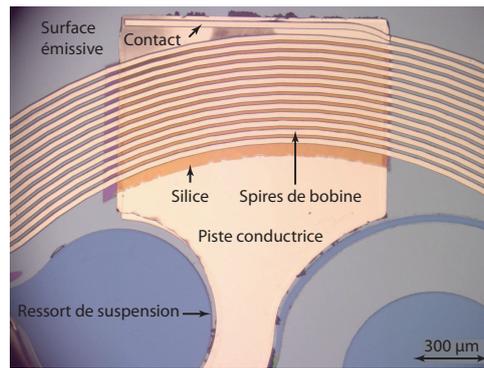


FIGURE 3.10 – Couche de silice structurée par gravure RIE, disposée entre la piste de cuivre et la bobine

attaquent la silice en surface. Le type et la quantité des gaz utilisés varient selon la gravure, et surtout selon la nature du film à graver. Pour graver de la silice, les gaz réactifs employés sont des dérivés fluorés tels que CF_4 et CHF_3 . À ces gaz sont généralement ajoutés des gaz plus ou moins inertes (hélium, argon, oxygène), dans le but de rendre le plasma plus ou moins réactif, et d'améliorer ainsi le taux de gravure. Dans le bâti de gravure STS que nous avons utilisé, pour une puissance RF de 325 W , la vitesse de gravure était voisine de $6 \text{ nm}/\text{min}$. De manière générale, cette vitesse dépend beaucoup de la surface à graver, du taux de renouvellement des gaz dans la bâti et de la pression de travail.

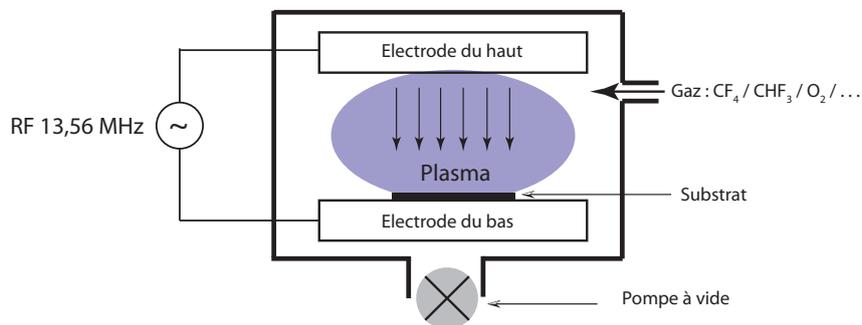


FIGURE 3.11 – Schéma d'un bâti de gravure ionique réactive (RIE)

3.4 Ressorts de suspension

Après avoir déposé les pistes conductrices et la couche isolante, la microfabrication du dispositif se poursuit par la structuration de six ressorts de suspension (Figure 3.12).

Après une étape de photolithographie de la résine S1828, toute la surface du substrat se retrouve protégée par la résine, excepté les ouvertures à graver. Il s'agit d'ouvertures de $20 \mu\text{m}$ de large entre la partie mobile et les ressorts, ainsi qu'entre les ressorts et le substrat (Figure 3.13-a). La réussite de cette étape est très importante. En effet, si après la lithographie il y avait une discontinuité dans l'ouverture, le silicium dans le gap ne serait pas entièrement éliminé à la fin de l'étape de gravure (Figure 3.13-b). Par conséquent, la partie mobile ne pourrait pas être correctement libérée par la suite.

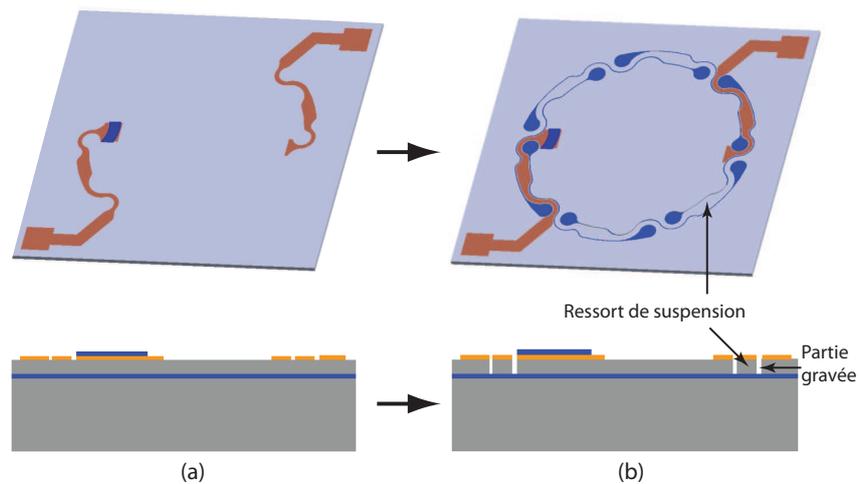


FIGURE 3.12 – (a) Substrat avant gravure du silicium en face avant, (b) substrat après gravure, avec structuration des six ressorts de suspension en face avant

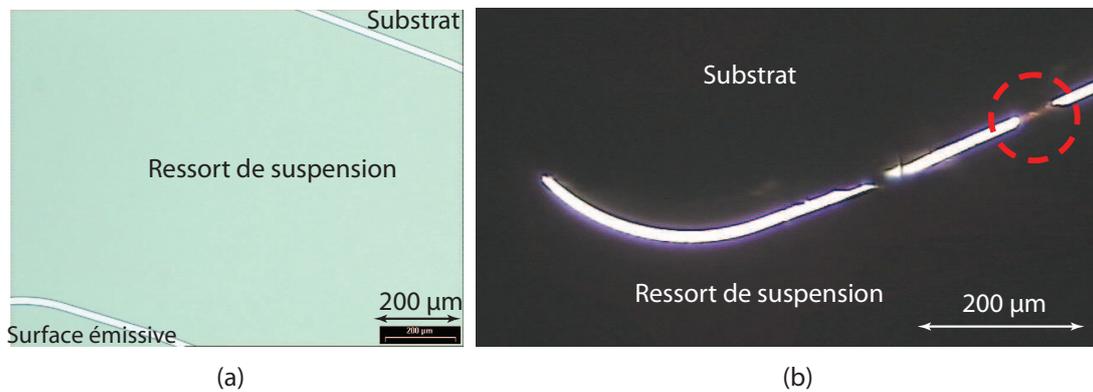


FIGURE 3.13 – (a) Ressort de suspension après lithographie, (b) partie non-gravée du silicium

Pour la gravure du silicium, nous avons utilisé un procédé de gravure profonde par voie sèche (DRIE). Il s'agit d'un procédé de gravure naturellement anisotrope, car il est fortement assisté par le bombardement ionique. Il existe deux principaux procédés de gravure ionique réactive profonde : le procédé cryogénique et le procédé Bosch. Nous avons utilisé le procédé Bosch, dont est équipé le bâti de gravure profonde à notre disposition (ICP RIE STS).

Le bâti de gravure est constitué d'une chambre à vide dans laquelle est créé le plasma, d'un bobinage alimenté par un courant RF pour créer un champ magnétique d'accélération des ions, et d'un porte-substrat refroidi à l'hélium (Figure 3.14). Le porte-substrat est polarisé pour focaliser et orienter le flux ionique perpendiculairement à la surface du substrat. De cette façon, les espèces chimiques ionisées sont projetées vers l'échantillon, ce qui provoque une attaque physique anisotrope de sa surface.

Le procédé Bosch utilise alternativement un plasma de SF_6 pour graver le silicium (Figure 3.15-a) et un plasma de C_4F_8 pour recouvrir les surfaces de polymère de type Téflon (Figure 3.15-b). L'énergie moyenne des ions se situe autour de 100 eV dans la phase SF_6 , ce qui permet de retirer le polymère dans le fond des motifs pour continuer la gravure après l'étape de passivation au Téflon. La chimie fluorocarbonée est toutefois indispensable pour éliminer les atomes

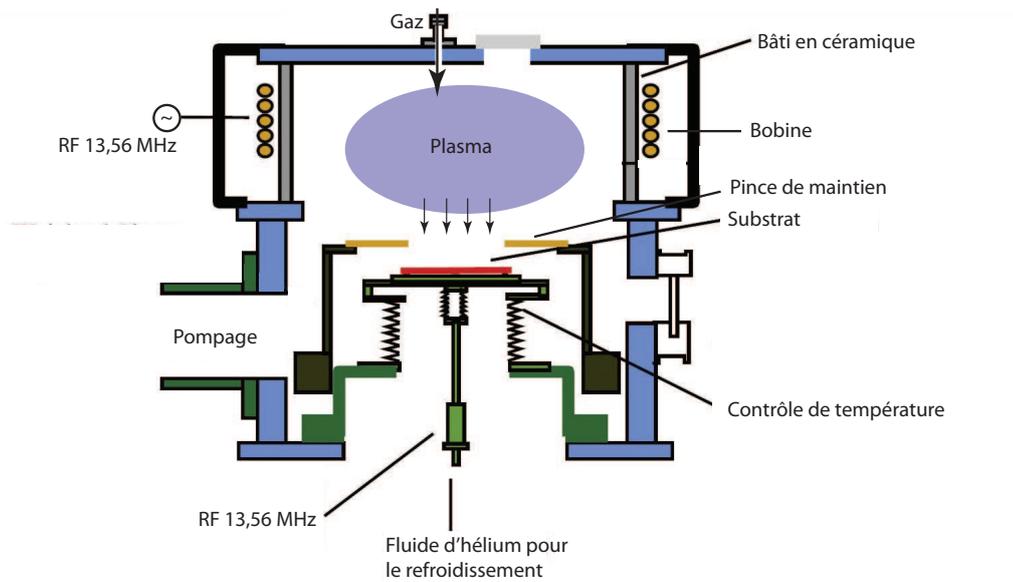


FIGURE 3.14 – Vue schématique du bâti de gravure DRIE (ICP RIE STS) [114]

Si et O par la formation des sous-produits volatils $CO/CO_2/COF_2$ et SiF_2/SiF_4 . Les impacts ioniques créent des cites d'accrochage (liaisons pendantes) sur lesquels les radicaux C_xF_y se lient. Une partie des radicaux est absorbée à la surface pour former un polymère fluorocarboné. L'anisotropie de la gravure du silicium dépend de ce polymère. La sélectivité de gravure entre le matériau utilisé pour réaliser le masque et le silicium en dépend également [115, 110].

Pour réaliser le masque de gravure, nous avons utilisé la résine de photolithographie S1828. Son épaisseur de $2,8 \mu m$ a suffi pour graver les $20 \mu m$ de la face avant du substrat SOI. Par ce procédé, la sélectivité de gravure entre le silicium et la résine se situe typiquement entre 100 et 200. Pour les cycles de gravure et de passivation, les paramètres utilisés sont résumés dans la Table 3.2.

TABLE 3.2 – Procédé Bosch utilisé pour la structuration des ressort de suspension

Étape	Gaz	Débit du gaz	Puissance source RF	Puissance de polarisation	Temps
Gravure	SF_6	300 <i>sccm</i>	3 <i>kW</i>	30 <i>W</i>	3 <i>s</i>
Passivation	C_4F_8	67 <i>sccm</i>	1 <i>kW</i>	0	2 <i>s</i>

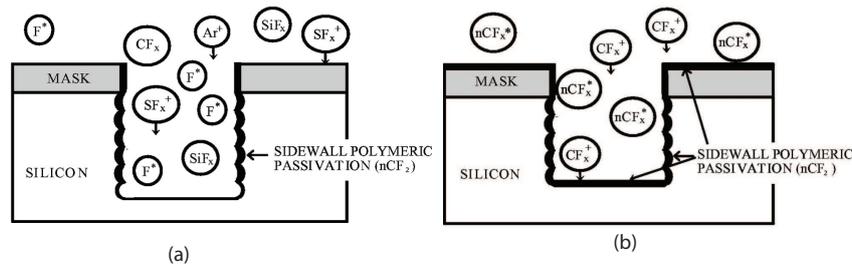


FIGURE 3.15 – Etapes du procédé Bosch utilisé pour la gravure profonde anisotrope du silicium : (a) gravure, (b) passivation [115]

Avec ces paramètres et une pression de travail à 10 *mtorr*, la vitesse moyenne de gravure obtenue était de 2,8 $\mu\text{m}/\text{min}$. Grâce à la sélectivité de gravure de la silice par rapport au silicium (entre 200 et 400 [116]), la couche de silice enterrée permet de compenser les inhomogénéités de vitesse de gravure entre les différentes zones du substrat.

3.5 Bobine plane

Notre objectif étant de réaliser une microbobine de cuivre de 30 μm d'épaisseur, la technique de dépôt électrolytique est la plus adaptée. En effet, outre les épaisseurs importantes qu'elle permet d'atteindre, cette technique permet de structurer les motifs par micromoulage.

Le dépôt électrolytique est un processus de transformation de l'énergie électrique en énergie chimique. Il est réalisé en milieu aqueux, permettant d'obtenir des réactions d'oxydoréduction non spontanées, grâce à l'apport d'énergie électrique. Le dispositif d'électrolyse le plus simple comporte deux plaques métalliques servant d'électrodes, immergées dans une solution aqueuse et reliées à une source de courant. La cathode (électrode de travail) est le siège de la réduction des espèces en solution et l'anode est le siège de l'oxydation. En général, le dispositif comprend une troisième électrode, dite électrode de référence, utilisée pour mesurer le potentiel de l'électrode de travail, c'est-à-dire de l'échantillon (Figure 3.16).

La technique de dépôt électrolytique permet d'élaborer des films de différents métaux. Dans le cas du cuivre, les réactions chimiques impliquées dans le procédé lors du dépôt sont les suivantes :

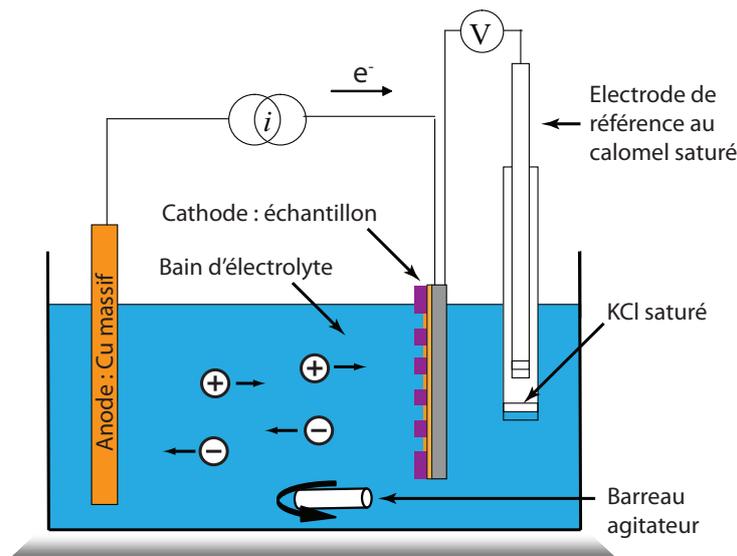


FIGURE 3.16 – Schéma du dispositif expérimental de dépôt électrolytique

Comme nous l'avons mentionné précédemment dans la partie 2.6.1, l'utilisation d'alumi-

nium à la place du cuivre permettrait d'augmenter le rendement électroacoustique du micro-haut-parleur. Nous avons donc examiné cette possibilité.

En pratique, la réalisation de dépôt d'aluminium par voie électrolytique s'avère très délicate à mettre en œuvre. Ceci est dû avant tout à la forte inflammabilité et à la grande volatilité du solvant organique utilisé pour l'électrolyte. En effet, il n'est pas possible d'utiliser un milieu aqueux, car le potentiel standard de l'aluminium est de $-1,67 \text{ V/ENH}$ à 25°C . Ce potentiel, nettement plus élevé que celui du cuivre ($0,34 \text{ V}$ à 25°C), conduit à une décomposition de l'eau avec un abondant dégagement gazeux, qui fait que le rendement tombe à zéro. Les dépôts électrolytiques d'aluminium ne peuvent donc être réalisés qu'en milieu organique ou en milieu de sels fondus [117, 118].

Il existe deux procédés industrialisés pour le dépôt électrolytique d'aluminium dans les milieux organiques : SIGAL (Siemens Galvano Aluminium) à base des composés d'alkylaluminium à 100°C et REAL (Room Temperature Electroplated Aluminium) développé par Philips, basé sur des composés AlCl_3 et LiAlH_4 pour un dépôt à température ambiante [119]. Ces techniques permettent d'obtenir des dépôts d'aluminium de haute qualité, avec un rendement supérieur à 80%. Toutefois, la présence des composés de AlR_3 dans l'électrolyte présente un risque d'inflammation et d'explosion [120].

Du fait que la solution organique est sensible à l'oxygène, au gaz carbonique et à l'eau, il faut travailler sous atmosphère inerte (argon ou azote). Quelques articles présentent des essais de dépôt électrolytique d'aluminium sur des matériaux comme le tungstène, l'or, l'acier et le laiton. Les solvants organiques utilisés sont à base de AlCl_3 avec une pression de vapeur relativement élevée et donc un risque d'inflammabilité assez faible. Par exemple, en remplaçant diéthyléther, dont le point d'ébullition est à 35°C , par diéthylèneglycoldiméthyléther avec un point d'ébullition à 162°C , la réalisation d'un dépôt, même à 150°C , est possible. La vitesse de dépôt est de l'ordre de $10 \mu\text{m}/\text{h}$ pour une densité de courant de $-20 \text{ mA}/\text{cm}^2$ [117, 121].

Ainsi, la difficulté de mise en œuvre d'une cellule d'électrolyse d'aluminium est la raison principale pour laquelle nous avons choisi de réaliser la bobine en cuivre. La réalisation de la bobine planaire peut être décomposée en cinq sous-étapes (Figure 3.17).

3.5.1 Dépôt de la sous-couche Ti/Cu

Le dépôt électrolytique nécessite de réaliser au préalable une couche conductrice sur le substrat, qui va permettre d'initier la croissance (Figure 3.17-b). Il n'y aura pas de dépôt sur les parties non-conductrices, par exemple sur les parties enrésinées. Comme précédemment, le titane sert à améliorer l'adhérence du dépôt de cuivre sur le silicium. Cette sous-couche Ti/Cu a été réalisée par pulvérisation cathodique. Pour cette étape, nous avons utilisé les mêmes conditions du dépôt que celles des pistes conductrices, mais avec un temps de dépôt plus court, comme l'indique la Table 3.3.

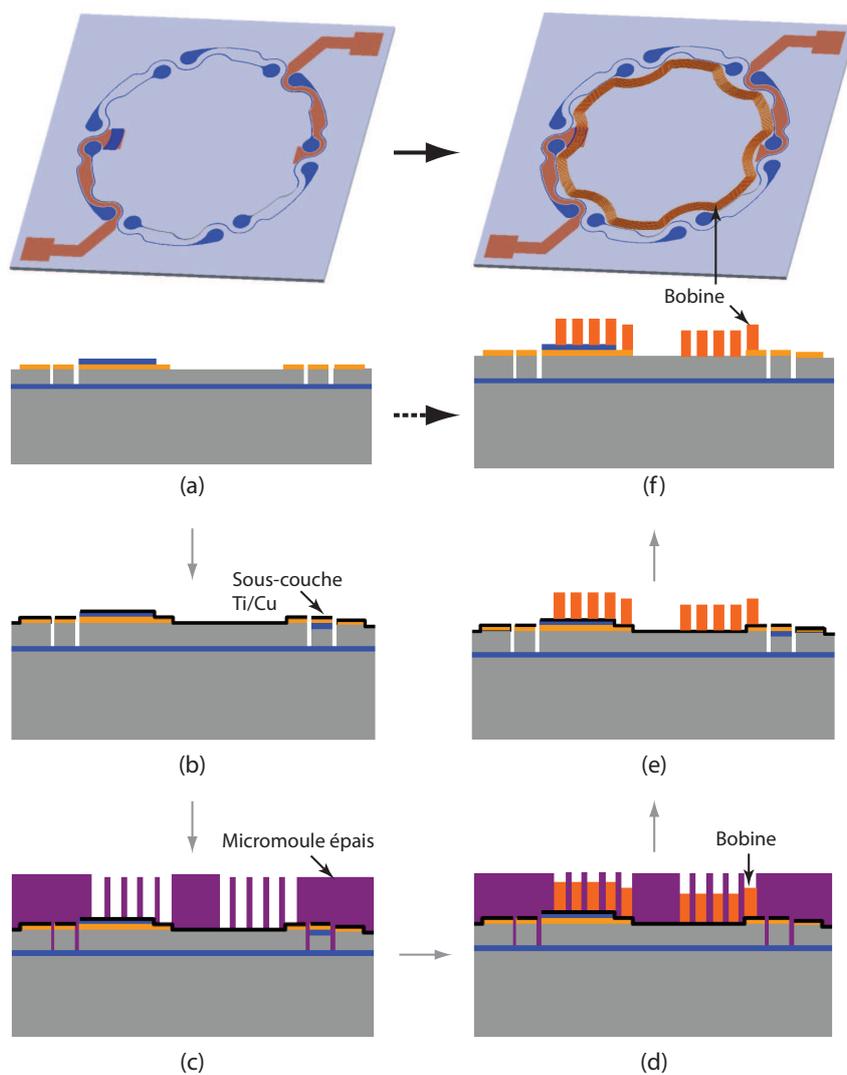


FIGURE 3.17 – Sous-étapes de réalisation de la bobine : (a) substrat au départ, (b) dépôt des sous-couches Ti/Cu, (c) micromoulage épais, (d) dépôt électrolytique du cuivre, (e) nettoyage de la résine, (f) gravure des sous-couches Ti/Cu

TABLE 3.3 – Paramètres de pulvérisation cathodique pour la sous-couche Ti/Cu

Matériau	Pression de travail	Temps de dépôt	Épaisseur
Ti	8 μbar	200 sec	$\approx 15\text{nm}$
Cu	2 μbar	250 sec	$\approx 140\text{nm}$

3.5.2 Micromoulage

Le moule est réalisé à la surface de l'échantillon avec un matériau isolant (ici de la résine de photolithographie), les ouvertures donnant accès à la sous-couche Ti/Cu (Figure 3.17-c). Nous avons besoin d'un moule d'épaisseur supérieure à 30 μm , techniquement réalisable avec les résines conventionnelles, mais pour cette épaisseur les fabricants ne fournissent pas de recette de mise en œuvre.

Nous avons donc commencé par mettre au point le procédé de photolithographie, c'est-à-dire mettre au point les paramètres d'enrésinement, de recuit, d'insolation et de développement permettant d'obtenir un moule de l'épaisseur visée avec de la résine Shipley AZ4562.

La Figure 3.18 montre des profils types de flancs de la résine, obtenus au cours de nos tests, pour des insulations avec des doses d'énergie variables entre 600 et 1300 mJ/cm^2 et un temps de développement adapté à chaque dose d'insolation. Nous avons cherché à obtenir une bonne résolution, c'est-à-dire des motifs avec un facteur de forme important, ainsi qu'un bon contraste, c'est-à-dire des flancs verticaux. Parmi tous les tests, la Figure 3.18-c montre le meilleur profil obtenu, avec une épaisseur de 35 μm et une largeur comprise entre 10 et 13 μm . Pour obtenir ce profil, nous avons utilisé les paramètres suivants :

- enrésinement avec une accélération de 1000 $\text{tr}/\text{mn}/\text{s}$, et une vitesse de 1000 tr/mn pendant 5 sec ,
- recuit avec une rampe de 20 °C à 90 °C en 20 min , puis un plateau de 90 °C pendant 40 min ,
- réhydratation d'une demie journée,
- insolation avec une dose de 600 mJ/cm^2 et un développement de 7 min avec renouvellement de la solution de développeur après 3 min 30 s . La solution est un mélange du développeur AZ400 et de l'eau dé-ionisée de rapport 1/4.

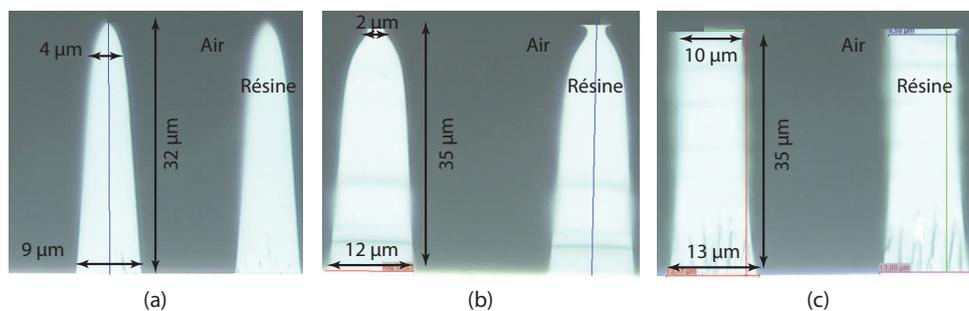


FIGURE 3.18 – Profil des flancs de résine AZ4562 en fonction de la dose d'insolation et du temps de développement : (a) 1300 mJ/cm^2 et $2 \times 2 \text{ min}$, (b) 1000 mJ/cm^2 et $2 \times 2 \text{ min}$ 30 s , (c) 600 mJ/cm^2 et $2 \times 3 \text{ min}$ 30 s

Malgré la réussite de la lithographie épaisse de AZ4562, cette résine a montré une grande instabilité en fonction du temps. En effet, les flancs gardent leur profil initial durant quelques heures après le développement. Mais après un jour, la résine commence à fluer significativement et les flancs perdent leur verticalité. La Figure 3.19 illustre cet effet avec deux photographies du moule de résine, réalisées quelques heures et 24 heures après développement. Par conséquent, il est important que les étapes de lithographie et de dépôt électrolytique soient réalisées assez rapidement l'une après l'autre.

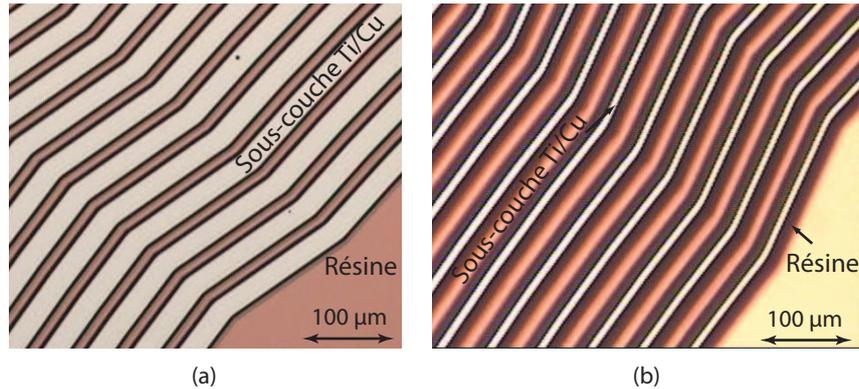


FIGURE 3.19 – Micromoule en résine pour la bobine : (a) quelques heures après développement, (b) fluage du micromoule 24 heures après développement

L'enrésinement présente toujours une sur-épaisseur au pourtour du substrat. Cet effet du bord est très prononcé dans le cas des résines épaisses. Pour l'étape d'insolation, il empêcherait que le masque de lithographie soit en contact avec la résine sur toute la surface de l'échantillon, ce qui réduirait la précision des motifs (Figure 3.20-a). Pour éviter cela, après l'étape de recuit la résine a été retirée à l'acétone dans cette zone (Figure 3.20-b).

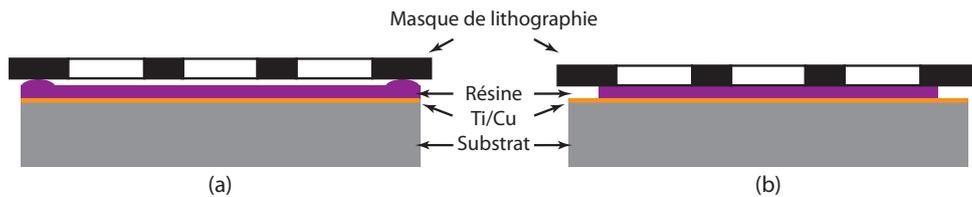


FIGURE 3.20 – (a) Espacement entre le masque de lithographie et la résine dû à la sur-épaisseur de résine, (b) élimination de l'espacement après avoir retiré la sur-épaisseur

Pour éviter la croissance de cuivre sur le pourtour du substrat, il sera protégé par une couche de résine ajoutée après le développement.

3.5.3 Dépôt électrolytique

Pour faciliter la pénétration de l'électrolyte dans le moule, une étape d'amélioration de la mouillabilité du moule en résine est nécessaire. Ce traitement de surface a été réalisé en exposant l'échantillon à un plasma d'oxygène à la pression de 0,7 mbar pendant 30 sec avec une puissance de 150 W, à l'aide du délaqueur PICO-SBR1.

Pour le dépôt électrolytique (Figure 3.17-d), nous avons ajusté les paramètres suivants de manière à obtenir un dépôt le plus homogène possible à température ambiante :

- distance entre l'échantillon et la plaque massive de cuivre (anode-cathode) : 2 cm,
- densité de courant : - 25 mA/cm²,
- agitation du bain électrolytique à 200 tr/mn avec un barreau magnétique.

À la solution électrolytique de CuSO₄.5H₂O - H₂SO₄ - HCl de concentration respective de 0,3, 2 et de 3 × 10⁻⁴ mol/l et de pH < 1, nous avons ajouté un additif de type brillanteur : l'electroposit 270 Shipley, dans la proportion de 5 ml/l, pour augmenter la cinétique de réaction et donc la vitesse de dépôt. L'additif est un catalyseur qui améliore la diffusion des cations de cuivre et réduit la double couche de Helmholtz au voisinage des électrodes. Il aide aussi à améliorer la brillance de surface et diminue les contraintes internes [106, 122]. La cathode est constituée de l'échantillon et l'anode d'une plaque de cuivre ultra pure, de dimensions 10 × 15 cm². Une troisième électrode, au calomel saturé (ECS), placée près de la cathode, sert d'électrode de référence. Elle est mise en contact avec le bain électrolytique au moyen d'un pont salin de chlorure de potassium (KCl saturé).

Pour les conditions électriques du dépôt, contrôlées via l'interface du logiciel Nova associé à un potentiogalvanostat Metrohm Autolab, nous avons utilisé le mode galvanostatique pour lequel le courant est fixe et le potentiel est libre d'évoluer. La vitesse de croissance du cuivre sur le substrat était en moyenne de 0,45 μm/min.

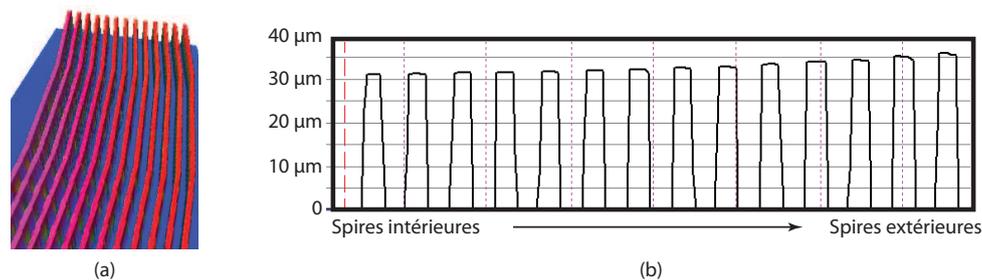


FIGURE 3.21 – (a) Image tridimensionnelle de la bobine obtenue au profilomètre optique interférométrique, (b) profil des spires

Après le dépôt électrolytique, le substrat est nettoyé à l'acétone (Figure 3.17-e). La Figure 3.21 montre le profil des spires réalisées, mesurées à l'aide d'un profilomètre optique. Les mesures montrent que les spires extérieures ont une épaisseur plus importante que les spires intérieures. Cette variation est liée à la topologie des ouvertures sur la surface d'échantillon, qui modifie la répartition des lignes de champ électrique. D'après les résultats obtenus, il y a un resserrement des lignes de champ électrique au niveau des spires extérieures, ce qui augmente localement la vitesse de dépôt. Pour évaluer l'uniformité en épaisseur du dépôt réalisé, nous avons mesuré l'épaisseur des spires des 6 bobines planaires électrodéposées sur un même substrat de 4". Pour chaque bobine les mesures ont été effectuées en quatre zones différentes (Figure 3.22).

Les épaisseurs minimales et maximales mesurées dans chaque zone, pour chaque bobine, sont résumées dans la Table 3.4.

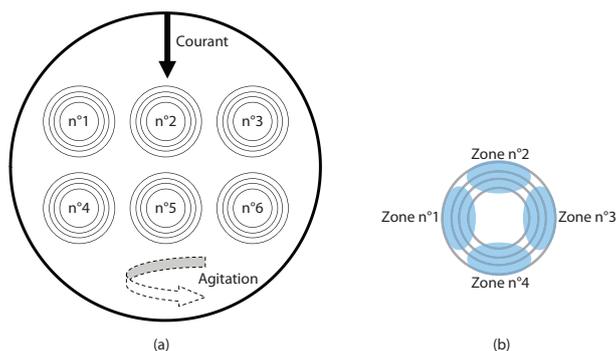


FIGURE 3.22 – (a) Disposition des bobines et du point de connexion électrique sur le substrat, et région d'agitation de l'électrolyte, (b) position des quatre zones de contrôle d'épaisseur sur chaque bobine

TABLE 3.4 – Épaisseurs de cuivre de chaque bobine, suivant la Figure 3.22

Zone	Bobine					
	n°1	n°2	n°3	n°4	n°5	n°6
1 min (μm)	30	29	29	27	26	26
1 max (μm)	36	34	35	36	34	31
2 min (μm)	29	27	29	27	27	27
2 max (μm)	35	34	33	34	34	33
3 min (μm)	29	27	30	27	27	29
3 max (μm)	35	35	35	35	34	32
4 min (μm)	26	25	25	29	27	29
4 max (μm)	33	32	31	35	31	31
Différence _{maxi} (μm)	10	10	10	9	8	6
Écart type (μm)	4	4	3	4	3	2
Moyenne (μm)	32	30	30	31	30	30
Variation	12%	12%	11%	13%	11%	8%

Les résultats montrent une variation de l'ordre de 12% en épaisseur pour les bobines, quelque soit leur position par rapport à la connexion électrique ou à la zone d'agitation de l'électrolyte. Sur une même bobine, la différence d'épaisseur ne dépasse pas 10 μm , et l'épaisseur moyenne est voisine de 30 μm pour toutes les bobines.

3.5.4 Isolation électrique

Afin d'avoir une bobine électriquement fonctionnelle, sans court-circuit entre les spires, il faut retirer la sous-couche de Ti/Cu précédemment déposée avant dépôt électrolytique (Figure 3.17-f). Deux voies de gravure sont envisageables : humide et sèche.

Malgré les avantages que présente la gravure humide en termes de rapidité et de simplicité, elle n'a pas pu être utilisée avec succès à cause du rapport d'aspect relativement important des motifs réalisés. En effet, avec une distance de 20 μm entre des spires et une épaisseur de 30 μm , la solution de gravure ne pénètre pas facilement entre les spires et met du temps à arriver jusqu'au fond des motifs pour attaquer la sous-couche. De ce fait, les spires sont attaquées de manière importante et leur section réduite (Figures 3.23-a et 3.23-b).

Par gravure physique, l'anisotropie dominante évite la gravure latérale des flancs des spires

durant la gravure de la sous-couche (Figure 3.23-c). Par cette méthode, la surface de la bobine est gravée de la même manière que la sous-couche. Néanmoins, ceci n'a pas beaucoup d'importance, l'épaisseur gravée étant négligeable par rapport à l'épaisseur initiale des spires (i.e. 200-300 nm sur environ 30 μm).

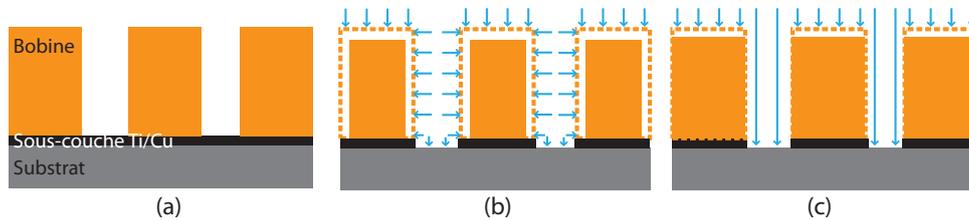


FIGURE 3.23 – Spires de la bobine vues en coupe, avec sous-couche de Ti/Cu : (a) avant gravure, (b) après gravure humide, (c) après gravure sèche

Pour réaliser la gravure sèche de la sous-couche Ti/Cu, nous avons utilisé un bâti de gravure par faisceau d'ions (ROTH & RAU - ionsys 500). Dans cette machine, le substrat à graver et le plasma utilisé pour créer des ions sont localisés dans deux chambres séparées. Le substrat est mis sous vide à une pression bien inférieure à $10^{-4} mbar$, et les gaz de décharge dans la chambre juxtaposée sont à $10^{-3} mbar$. Les électrons émis de la cathode à haute température prennent une trajectoire spirale sous l'effet d'un champ créé par des aimants. Ils amplifient de cette manière l'ionisation des atomes d'argon injectés dans le bâti. Les ions sont ensuite accélérés par une grille chargée, et ils sont guidés vers le substrat (Figure 3.24). Les ions ont une énergie comprise entre 0,1 et 1 keV . Un filament de neutralisation permet de dé-ioniser les particules pour graver aussi les substrats isolants. L'inclinaison et la rotation du port-substrat permet de régler l'angle d'incidence des ions et l'uniformité de gravure [123].

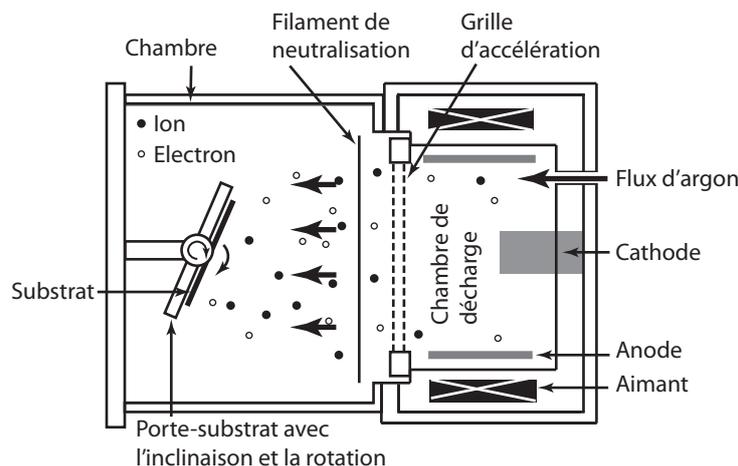


FIGURE 3.24 – Schéma d'un bâti de gravure par faisceau d'ions (IBE)

Nous avons choisi l'angle d'inclinaison de manière à ce que le substrat soit perpendiculaire à l'axe d'arrivée des ions, avec une rotation de 6 tr/min . Le flux d'argon a été réglé à 3 scm et le flux d'hélium servant à refroidir le substrat à 5 scm . Avec une tension de faisceau de 300 V et une tension d'accélération de 400 V , nous avons obtenu une vitesse de gravure de 40 nm/min au centre d'un substrat 4". La vitesse de gravure au bord du substrat est un peu

plus faible, donc pour être sûr de graver en totalité la sous-couche Ti/Cu, il a fallu sur-graver légèrement la zone centrale.

La Figure 3.25 montre une partie de l'échantillon après la gravure de la sous-couche, avec les composants réalisés : la surface émissive et les ressort de suspension en silicium, les deux pistes conductrices avec plots de connexion et la bobine en cuivre électrodéposé.

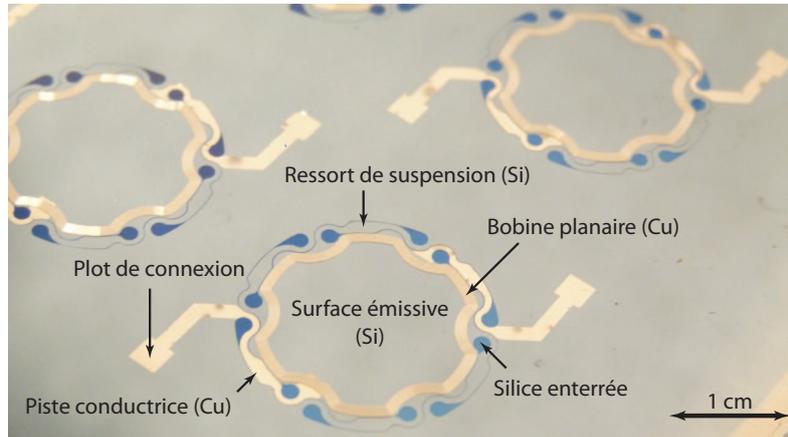


FIGURE 3.25 – Échantillon avant structuration et libération de la partie mobile

La Figure 3.26-a montre une image MEB des spires de la bobine. On voit en détail la connexion de la spire intérieure sur la piste conductrice d'1 μm d'épaisseur (Figure 3.26-b). La Figure 3.26-c montre le profil de "champignon" du bord des spires qui se produit en cas du dépassement du moule de résine.

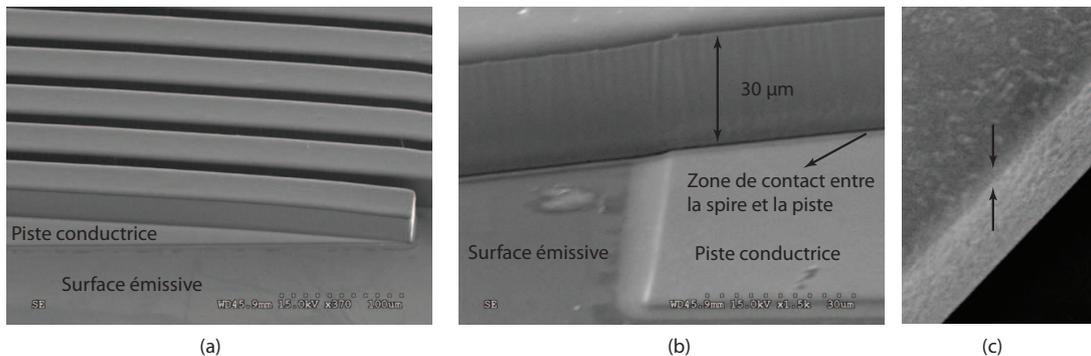


FIGURE 3.26 – Images MEB : (a) spires de la bobine, (b) détail du contact entre la spire intérieure de la bobine et la piste conductrice, (c) débordement du cuivre du micromoule

3.6 Structuration et libération de la partie mobile

Après avoir réalisé la bobine, les dernières étapes de microfabrication sont la gravure du silicium en face arrière du substrat SOI et la gravure de la silice enterrée, ce qui permet de libérer la partie mobile et les ressorts de suspension (Figure 3.27).

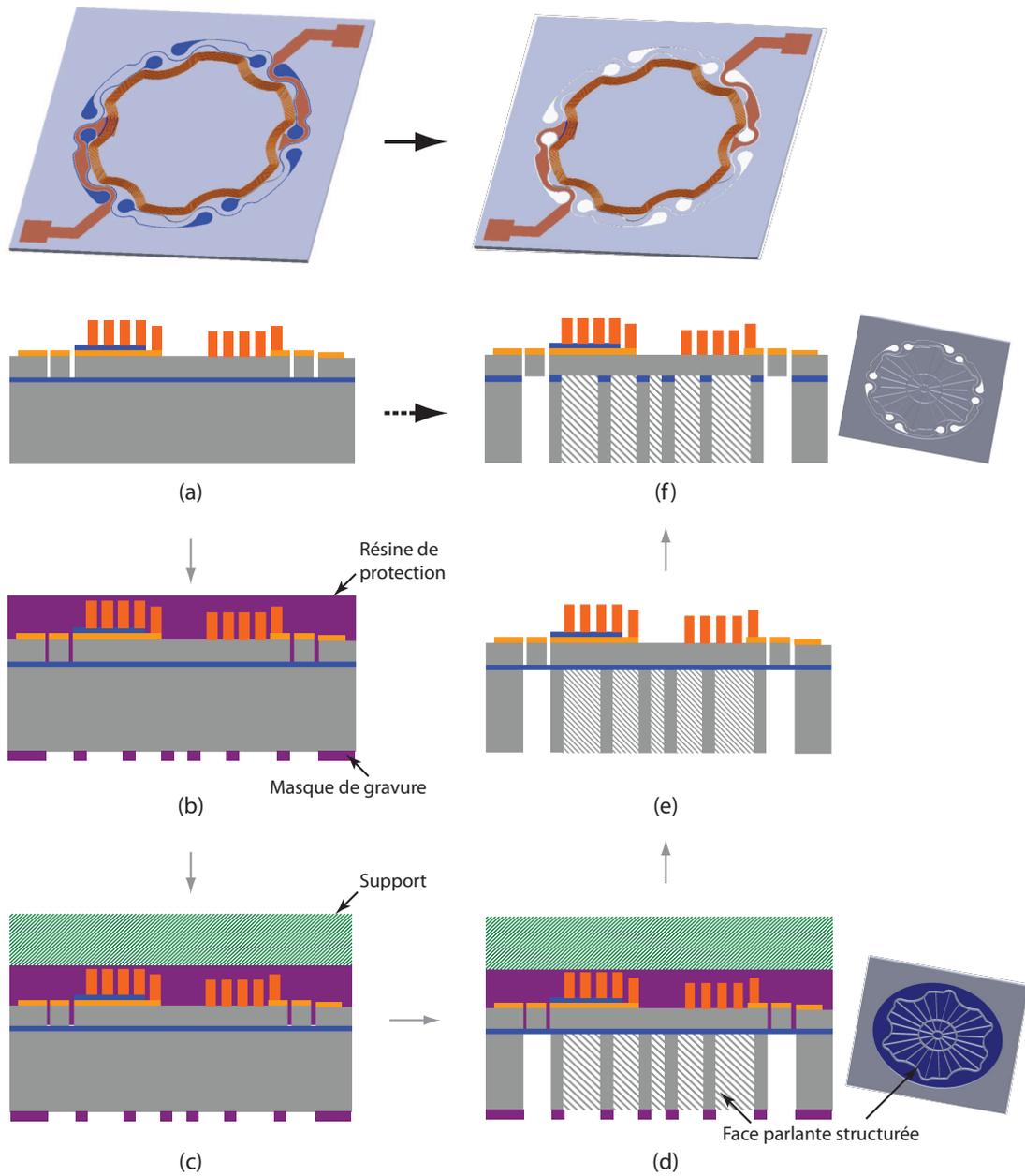


FIGURE 3.27 – Étapes de microstructuration en face arrière et libération de la partie mobile : (a) substrat après réalisation de la bobine, (b) protection de la bobine avec de la résine en face avant et réalisation du masque de gravure en face arrière, (c) collage sur le support avec de la pâte thermique, (d) gravure DRIE en face arrière du substrat, (e) décollage et nettoyage du substrat, (f) gravure de la silice enterrée

3.6.1 Structuration de la partie mobile en silicium

Pour graver la microstructure de la partie mobile en silicium, réalisée en face arrière du substrat SOI, nous avons utilisé le bâti DRIE avec le procédé Bosch présentés précédemment. Cette gravure du silicium a été faite jusqu'à atteindre la couche de silice enterrée, soit $300\ \mu\text{m}$ de profondeur. Le masque de gravure a été réalisé avec la résine AZ4562. Une épaisseur de résine de $10\ \mu\text{m}$ s'est avérée suffisamment résistante pour atteindre la profondeur de gravure voulue. Nous avons tout d'abord enrésiné la face avant du substrat SOI, de manière à protéger mécaniquement la bobine durant ces étapes technologiques (Figure 3.27-b). Après un recuit d'une heure pour solidifier la résine protectrice en face avant, nous avons procédé à la lithographie de la face arrière du substrat avec les paramètres suivants :

- enrésinement avec de la résine AZ4562, accélération de $2000\ \text{tr}/\text{mn}/\text{s}$ et une vitesse de $2000\ \text{tr}/\text{mn}$ pendant $10\ \text{s}$,
- recuit avec un rampe de $20\ ^\circ\text{C}$ à $90\ ^\circ\text{C}$ en $20\ \text{min}$, suivie d'un plateau à $90\ ^\circ\text{C}$ pendant $40\ \text{min}$,
- réhydratation d'une demi journée,
- insolation avec une dose de $325\ \text{mJ}/\text{cm}^2$ et développement de $3\ \text{min}\ 30\ \text{sec}$ dans le développeur AZ400 dilué dans de l'eau dé-ionisée dans un rapport 1/4.

Cette étape de gravure profonde est éprouvante mécaniquement et thermiquement pour le substrat. Elle nécessite de prendre certaines précautions afin de limiter les risques de casse. En effet, l'attaque majoritairement physique du procédé de gravure profonde produit un dégagement de chaleur considérable au niveau du substrat. Pour limiter l'échauffement, un flux d'hélium circule sous l'échantillon pour le maintenir à la température de consigne, soit $10\ ^\circ\text{C}$ dans notre cas. Ce flux sous l'échantillon est à une pression de $10\ \text{torr}$, alors que du côté de la gravure la pression est de $10\ \text{mtorr}$. Afin d'éviter tout mouvement du substrat et d'assurer l'étanchéité de la chambre vis-à-vis du flux d'hélium, une série des pinces appuient sur le contour du substrat et le serrent contre le joint d'étanchéité du porte-échantillon (Figure 3.28-a). Dans le cas de substrats épais ($500\ \mu\text{m}$ ou plus), la différence de pression et l'appui des pinces ne posent pas de problème particulier, mais ils peuvent être à l'origine de ruptures dans le cas de substrats minces comme le nôtre. Ce problème est accentué par le fait que notre gravure est quasiment traversante.

Pour contourner ce problème, nous avons utilisé un substrat supplémentaire sur lequel nous avons fixé notre échantillon de manière temporaire (Figure 3.27-c). Nous avons dû mettre au point des moyens d'assemblage permettant d'assurer un refroidissement satisfaisant de l'échantillon. La Figure 3.29-a montre par exemple un cas où la microstructure a été endommagée à cause d'un mauvais transfert de chaleur. Nous avons testé différents matériaux pour améliorer le contact thermique entre le support et l'échantillon : de l'huile Fomblin, de la cire Crystalbond et de la pâte thermique. Parmi ces matériaux, c'est la pâte thermique AIT-CGR7018 étalée uniformément sur toute la surface qui a donné les meilleurs résultats.

Un autre problème mécanique est dû à la présence des bobines, dont l'épaisseur est assez importante. De ce fait, l'appui des pinces de maintien déforme l'échantillon (Figure 3.28-b). La présence des micro-défauts en périphérie de l'échantillon peut alors suffire à amorcer sa

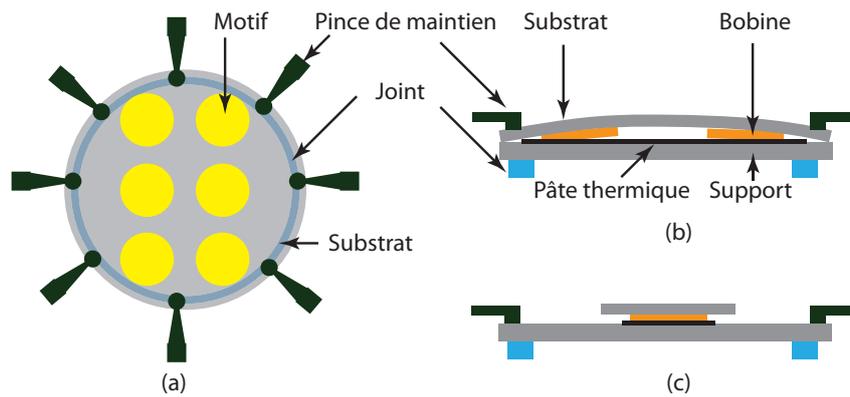


FIGURE 3.28 – (a) Représentation schématique des pinces de maintien du substrat dans le bâti DRIE, (b) collage du substrat entier, avec bobines au dessous, (c) collage du substrat clivé avec bobine au dessous

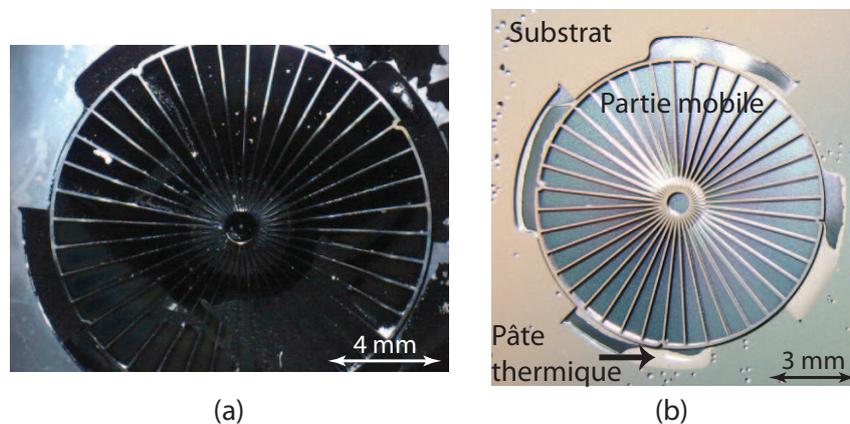


FIGURE 3.29 – (a) Endommagement de la microstructure due à la surchauffe de l'échantillon au cours du procédé, (b) Débordement de la pâte thermique à travers les ouvertures

rupture mécanique.

Pour résoudre ce problème, après l'étape de lithographie nous avons clivé le substrat en six morceaux, un par dispositif. Puis chaque morceau a été chauffé à 70 °C, recouvert de pâte thermique et déposé sur le substrat servant de support (Figure 3.28-c). De cette manière, les pinces maintiennent directement le support, et aucune force indésirable ne s'applique sur les morceaux d'échantillon. Un autre avantage de cette méthode d'éviter tout problème de débordement de la pâte thermique par les ouvertures qui apparaissent en fin de gravure (Figure 3.29-b). Le fait qu'une partie des motifs soit recouverte par la pâte thermique peut en effet empêcher la gravure du silicium de se terminer proprement. De plus, dans ce cas la couche de silice enterrée ne peut pas être gravée correctement.

Afin de protéger le substrat de silicium qui sert de support aux dispositifs lors de la gravure, nous l'avons recouvert d'une couche de 2 μm de silice PECVD. Ce traitement a montré une bonne résistance pour la durée de gravure considérée.

Mis à part les problèmes mécaniques et thermiques, nous avons rencontré d'autres problèmes lors de la gravure profonde que nous citons ci-dessous :

1) Sous-gravure : ce phénomène intervient en fin de gravure, lorsque l'on atteint la silice enterrée. Il a pour conséquence une gravure latérale des flancs (Figure 3.30-a). En effet, la vitesse de gravure n'est pas parfaitement uniforme, d'une part à cause de la non-uniformité du plasma et d'autre part à cause des différences de largeur des ouvertures à graver. Il faut donc poursuivre la gravure jusqu'à atteindre la couche de silice dans toutes les ouvertures. Mais, du fait de leur distribution angulaire plus large que celle des ions, les électrons du plasma atteignent moins facilement le fond des ouvertures. Ainsi, dans les ouvertures où la silice a été atteinte, sa surface se charge par l'accumulation d'ions et dévie la trajectoire des ions incidents vers les parois. Dans notre cas, les motifs réalisés sont des nervures assez étroites, et le phénomène de sous-gravure peut aller jusqu'à les détacher complètement du reste du dispositif (Figure 3.30-b). Ce problème peut être résolu en réduisant la vitesse en fin de gravure (utilisation d'un plasma à basse fréquence). Dans notre cas, nous avons plutôt cherché à uniformiser la largeur des ouvertures.

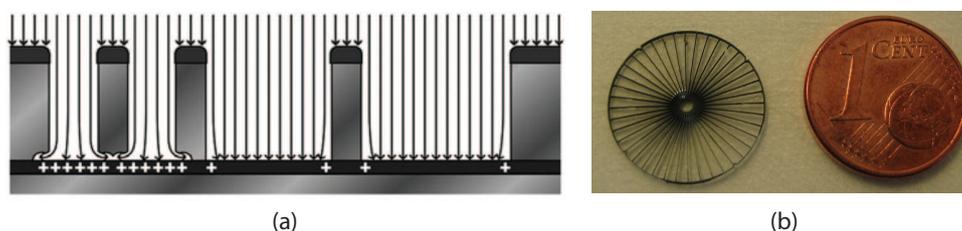


FIGURE 3.30 – (a) Vue schématique du phénomène de sous-gravure [124], (b) nervures détachées du dispositif par une sous-gravure excessive

2) Largeur des ouvertures : comme mentionné au paragraphe précédent, la vitesse de gravure varie suivant la largeur des ouvertures. Ce phénomène, connu sous le nom de "RIE lag", est dû à l'épuisement des ions et des espèces radicales en fond de gravure. Pour les tranchées étroites, le renouvellement des espèces gazeuses prend plus de temps que pour des tranchées larges [125]. Cet effet s'accroît avec la profondeur de gravure, c'est-à-dire lorsque le rapport d'aspect augmente.

Le diagramme 3.31-a représente la variation de la profondeur de gravure en fonction du temps pour une largeur d'ouverture donnée. L'image MEB de la Figure 3.31-b montre des profondeurs de gravure de 83 et 117 μm pour des ouvertures de 2 et 5 μm , soit des rapports d'aspect de 41 et de 23 [115]. D'après les tests que nous avons réalisés sur des échantillons de 500 μm d'épaisseur, il y a une grande différence de gravure entre les tranchées de 100 μm de large, qui séparent la partie mobile et le substrat (Figure 3.31-c), et les ouvertures beaucoup plus larges de la partie nervurée. En travaillant avec des substrats plus minces, par exemple de 400 μm d'épaisseur, nous avons observé une amélioration d'homogénéité de la vitesse de gravure (Figure 3.31-d). Cependant, ce n'est qu'avec des substrats de 300 μm d'épaisseur que nous avons obtenu des résultats vraiment satisfaisants (Figure 3.31-e).

D'autres solutions ont été proposées pour homogénéiser la vitesse de gravure. Haobing et al. [124] et Docker et al. [126] proposent par exemple de remplir les grandes ouvertures avec des microstructures particulières qui seront éliminées à la fin par sous-gravure (Figure 3.32).

Néanmoins, il faut ensuite réussir à éliminer totalement les débris de silicium avant de passer aux étapes suivantes.

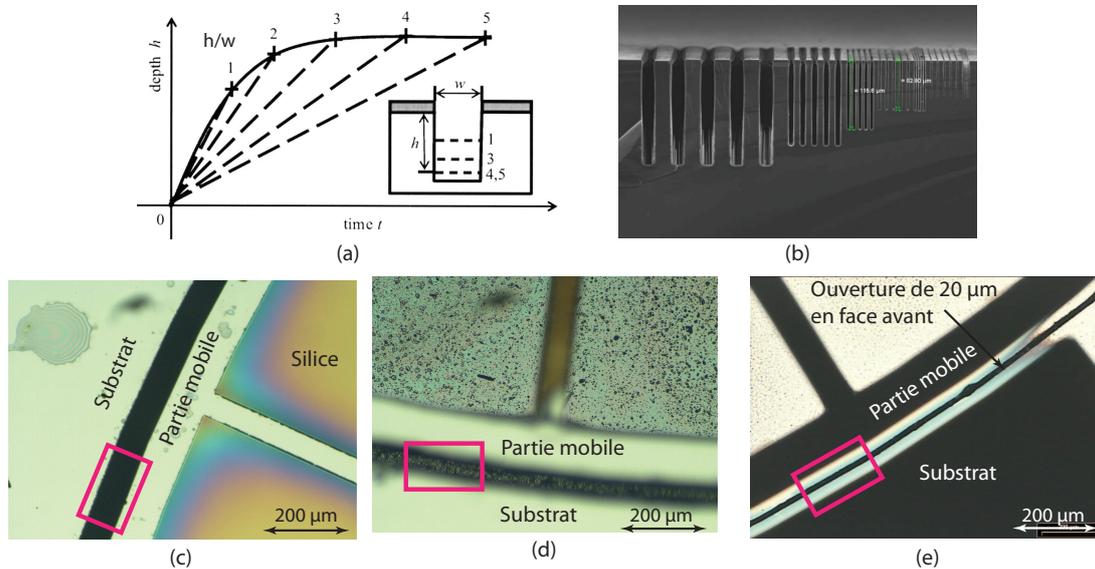


FIGURE 3.31 – (a) Effet du facteur d'aspect sur le temps de gravure [115], (b) facteur d'aspect de 23 à 41 [115], (c) partie non-gravée entre le substrat et la partie mobile pour le substrat de $500\ \mu\text{m}$ d'épais, (d) même partie quasiment gravée pour le substrat de $400\ \mu\text{m}$ d'épais, (e) même partie entièrement gravée pour le substrat de $300\ \mu\text{m}$ d'épais

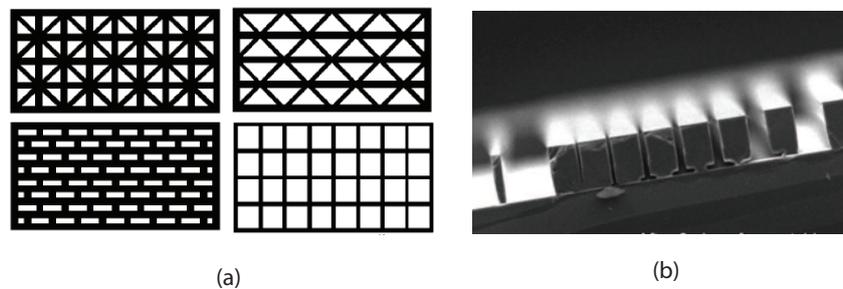


FIGURE 3.32 – (a) Microstructures permettant d'homogénéiser la largeur des ouvertures, (b) microstructures détachées du substrat par sous-gravure [124]

3) Verticalité des flancs : la verticalité des flancs des motifs nécessite un parfait équilibre entre gravure et passivation. En cas de déséquilibre, des profils positifs ou négatifs apparaissent. La Figure 3.33-a montre par exemple la vue en coupe d'une nervure dont le profil est légèrement négatif. Pour corriger ce problème, il faut soit augmenter l'épaisseur de la couche de passivation en augmentant temps de passivation ou le débit du gaz C_4F_8 , ou bien diminuer le temps de gravure du plasma SF_6 . Dans notre cas, la verticalité des flancs n'était pas critique, et nous n'avons pas poussé plus loin l'optimisation du procédé [110].

4) "Herbe" ou "black silicon" : il s'agit en fait de la formation de micro-piliers de silicium au fond des motifs gravés (Figure 3.33-b). La pollution qui se dépose sur le substrat, c'est-à-

dire les débris du polymère de passivation et les débris de résine de masque, introduit un effet de micromasquage qui est à l'origine de ce phénomène.

Pour notre application, ce défaut de surface peut causer des problèmes de gravure de la silice lors de l'étape technologique suivante, et induire par conséquent des problèmes de libération des ressorts de suspension et de la partie mobile.

Pour résoudre ce problème, à la fin de la gravure nous avons ajouté une étape de gravure isotrope qui permet d'éliminer la plupart des micro-piliers de silicium attachés à la silice au fond des ouvertures.

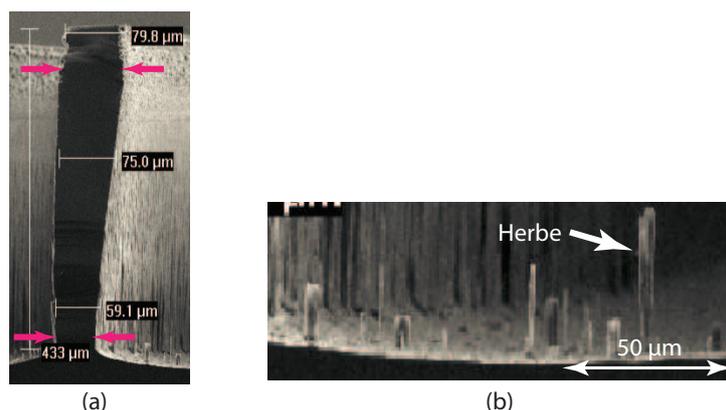


FIGURE 3.33 – (a) Exemple de profil négatif des flancs d'une nervure, (b) "herbe" de silicium au fond des motifs gravés

Pour la gravure profonde, nous avons utilisé un procédé dont les paramètres principaux sont résumés ci-dessous. Ce procédé donne une vitesse de gravure de $6,7 \mu\text{m}/\text{min}$.

Étape	Gaz	Débit	Puissance RF	Polarisation de substrat	Temps
Gravure	SF ₆	450 <i>sccm</i>	2,2 <i>kW</i>	40 <i>W</i>	11 <i>s</i>
	O ₂	45 <i>sccm</i>			
Passivation	C ₄ F ₈	200 <i>sccm</i>	2,0 <i>kW</i>	20 <i>W</i>	3 <i>s</i>

Pour la gravure isotrope effectuée en fin de gravure profonde, nous avons utilisé les mêmes paramètres, mais en supprimant la phase de passivation.

Une fois la gravure terminée, l'échantillon est délicatement décollé du support et nettoyé dans un bain d'acétone (Figure 3.27-e).

3.6.2 Libération de la partie mobile

L'étape de libération la partie mobile et des six ressorts de suspension consiste à graver la couche de silice enterrée (Figure 3.27-f). Pour ce faire, nous avons choisi de ne pas utiliser une gravure humide par BHF, car dans ce cas la gravure latérale de la silice est difficile à contrôler et il y a un risque important de détacher les nervures du reste de la structure. Nous avons donc opté pour une gravure RIE en face arrière. De cette manière, la sous-gravure est bien contrôlée, et la silice restant sur les ressorts et dans l'ensemble des ouvertures peut être éliminée.

Une fois cette gravure réalisée, il est possible d'assembler les aimants. La Figure 3.34 représente schématiquement la mise disposition des aimants, avec l'ajout d'une cale annulaire sous l'aimant en face avant permettant d'assurer une symétrie magnétique par rapport au plan de la bobine.

La Figure 3.35 montre des photographies en vue de dessus et de dessous du dispositif réalisé, avec et sans les aimants massifs rapportés. Des agrandissements permettent de voir plus en détail les spires de la bobine et leurs points de connexion sur les pistes conductrices.

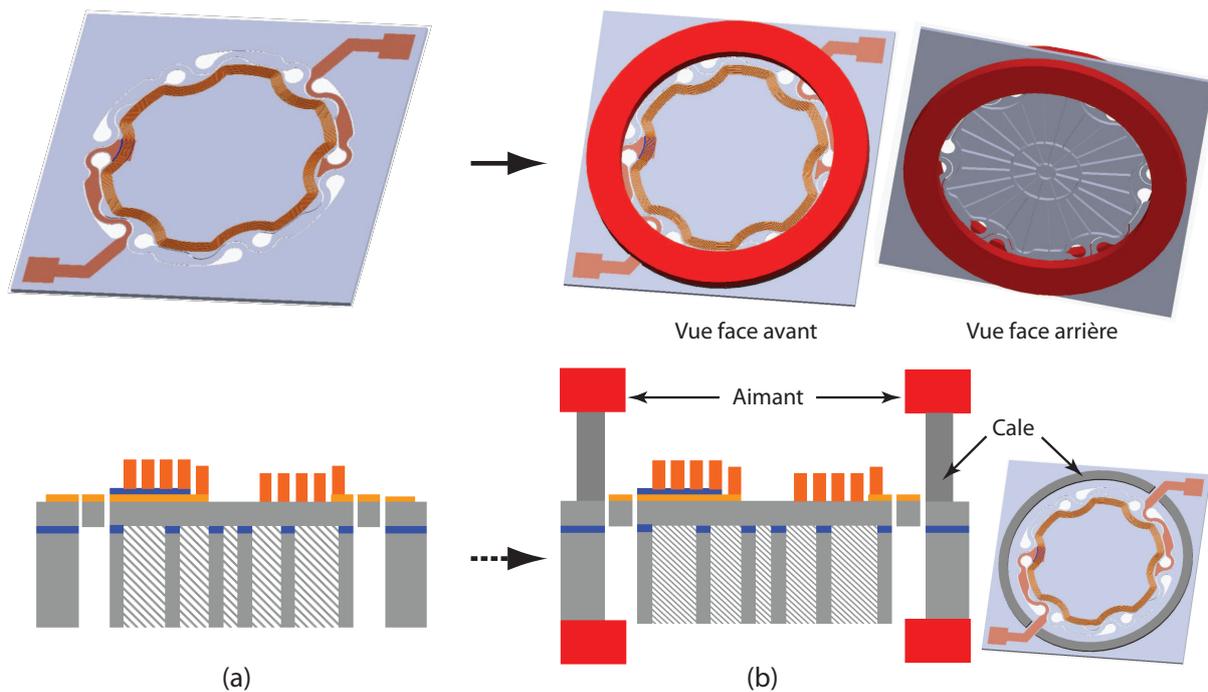


FIGURE 3.34 – Représentation schématique du dispositif en fin de microfabrication : (a) avant l'assemblage des aimants, (b) après assemblage des aimants intégrés

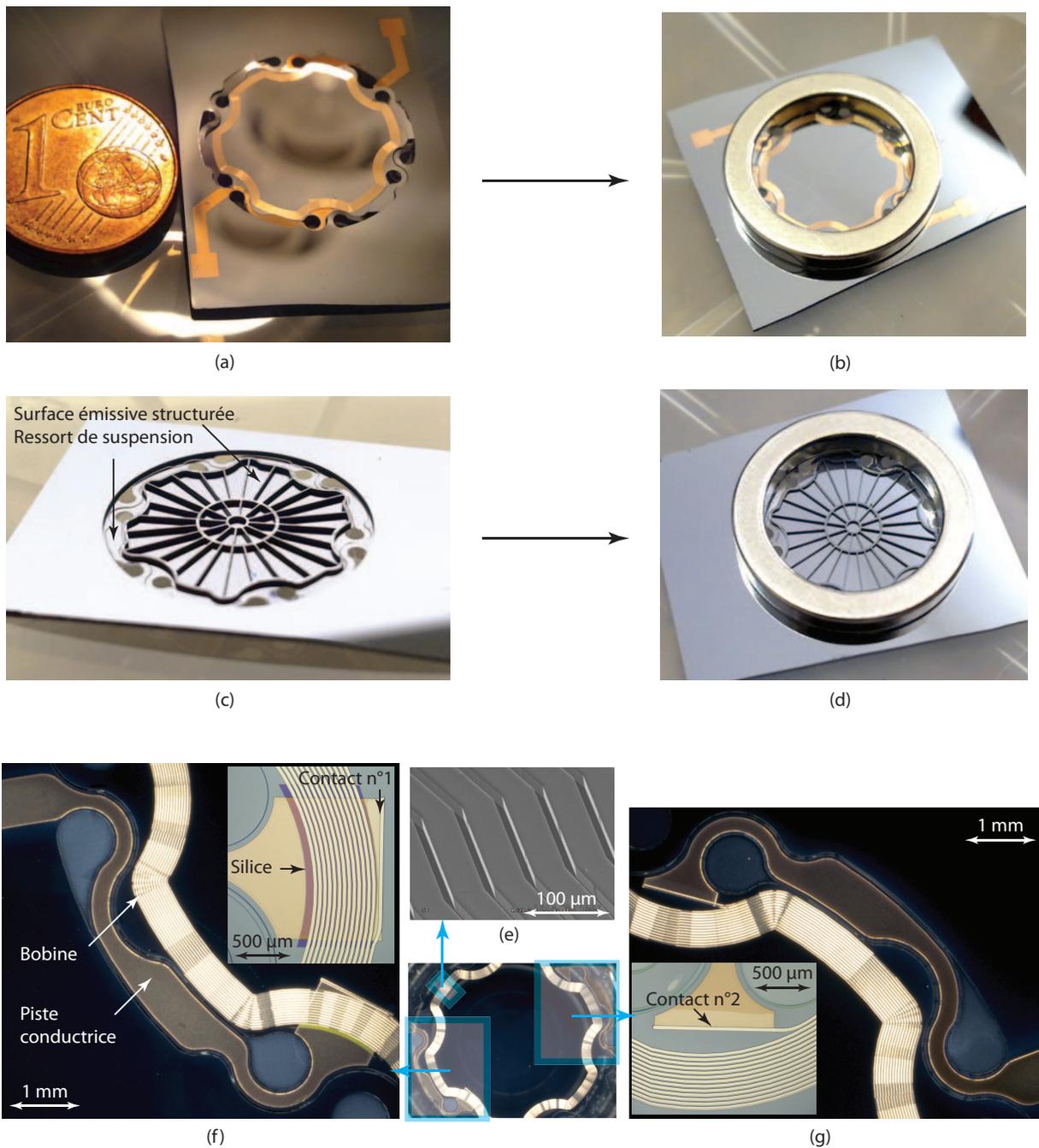


FIGURE 3.35 – Micro-haut-parleur MEMS en fin de fabrication : (a) face avant avant assemblage de l’aimant, (b) face avant avec aimant d’un diamètre interne de 16 mm et une section de $3 \times 3 \text{ mm}^2$, (c) face arrière avant assemblage de l’aimant, (d) la face arrière avec aimant, (e) image MEB des spires de la bobine électrodéposée, (f) ressort avec piste conductrice connectée à la spire intérieure de la bobine, (g) ressort opposé avec piste conductrice connectée à la spire extérieure de la bobine

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté en détail les différents aspects des étapes technologiques que nous avons utilisées pour réaliser le micro-haut-parleur MEMS en silicium qui fait l’objet de cette thèse. La fabrication repose l’utilisation d’un substrat SOI, avec des épaisseurs

de 20 et 300 μm de silicium en face avant et face arrière, séparées par une couche de 500 nm de silice enterrée.

La microfabrication a été réalisée à l'aide de cinq niveaux de masque, correspondant aux cinq étapes technologiques principales :

1. Structuration des deux pistes conductrices en cuivre pulvérisé, assurant les connexions avec la bobine.
2. Dépôt d'une couche isolante de silice sur une partie de la piste conductrice reliant l'extrémité intérieure de la bobine.
3. Structuration des six ressorts de suspension en silicium par la gravure de la face avant.
4. Micromoulage de la bobine de cuivre.
5. Structuration des nervures en silicium en face arrière.

La mise au point des différentes étapes technologiques a nécessité un travail en salle blanche assez important. Deux aspects ont mobilisé une grande partie de nos efforts. Le premier concerne l'optimisation du procédé de fabrication du moule en résine, d'épaisseur supérieure à 30 μm , utilisé pour la réalisation de la bobine. En effet, le savoir-faire du laboratoire n'avait pas jusqu'ici rencontré la nécessité de telles épaisseurs. Le deuxième concerne la gravure profonde de la face arrière, qui nous a obligés à résoudre d'épineux problèmes mécaniques et thermiques. Là encore, les problèmes de gravure profonde d'un substrat ayant une microstructure épaisse de l'autre côté (les microbobines) ne s'étaient jamais posés. Enfin, l'enchaînement avec succès de l'ensemble des étapes de microfabrication a été un défi important, étant donnée les nombreuses sous-étapes et les nombreux risques de défaut. A cela s'est ajouté l'indisponibilité chronique du bâti de gravure profonde. Cet équipement très fragile a connu de nombreuses pannes techniques, d'une durée cumulée supérieure à 18 mois au cours de ce travail de thèse. Le premier prototype complètement fonctionnel du micro-haut-parleur n'a ainsi pu être réalisé que dans les derniers mois de la thèse.

Chapitre 4

Caractérisation

4.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons les résultats des tests mécaniques, électriques, électromécaniques et électroacoustiques, effectués sur les prototypes du micro-haut-parleur MEMS réalisés au cours de ce travail.

Ces tests apportent des résultats essentiels pour évaluer la pertinence de l'approche adoptée pour atteindre notre objectif, c'est-à-dire un micro-haut-parleur à haute qualité acoustique et à rendement élevé. Ils permettent aussi d'évaluer la marge de progrès envisageable sur ces deux aspects.

4.2 Caractérisation mécanique

Nous avons mené différents tests mécaniques, statiques et dynamiques, destinés à déterminer la raideur de la suspension et à vérifier la résistance à la fatigue des pistes de cuivre déposées sur certains des ressorts. Nous avons également réalisé des mesures dynamiques sur la surface émissive permettant d'observer ses modes propres dans la bande passante.

4.2.1 Raideur des ressorts de suspension

Nous avons mesuré la raideur de six suspensions différentes, équipées de ressorts basés sur les formes étudiées au Chapitre 2 (Figure 2.25). Les vues schématiques et les dispositifs réalisés sont présentés sur la Figure 4.1 .

Mis à part les structures $n^{\circ}3$ et $n^{\circ}6$ qui ont quatre ressorts de suspension, les autres en possèdent six. La différence majeure entre les structures $n^{\circ}4$ et $n^{\circ}5$ réside dans la valeur du rayon de courbure du silicium, au niveau de l'encastrement ressort-surface émissive (rayons de 200 et 100 μm). Les ressorts de suspension sont en silicium monocristallin et ont une épaisseur de 20 μm .

Pour obtenir les caractéristiques force-déplacement des différentes suspensions, nous avons déposé des masses connues sur la partie mobile et nous avons mesuré le déplacement hors-plan correspondant. La Figure 4.2 montre des suspensions à quatre et six ressorts en cours de caractérisation.

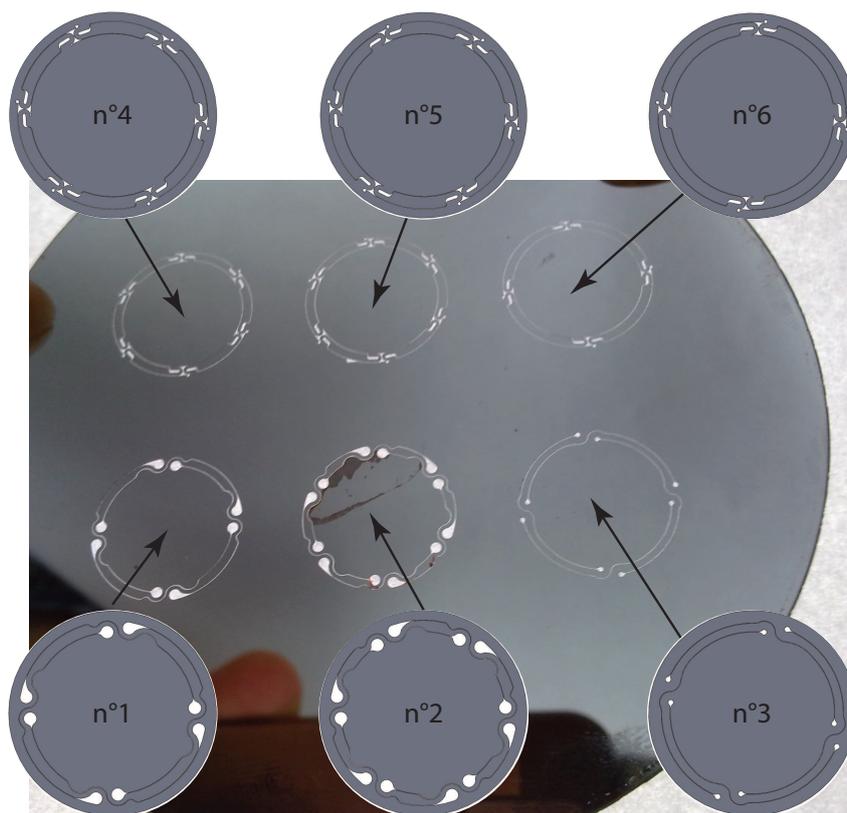


FIGURE 4.1 – Différentes structures testées des ressorts de suspension

Les masses déposées ont été pesées au préalable à l'aide d'une microbalance Acculab ATILON. Pour mesurer le déplacement hors plan, nous avons utilisé un interféromètre Fogale Memscan 200 M.

Si le poids n'est pas bien centré sur la surface émissive, cette dernière risque de s'incliner. Pour éviter l'erreur de mesure due à une telle inclinaison, nous avons contrôlé le parallélisme de la partie mobile par rapport à sa position initiale pour chaque point de mesure.

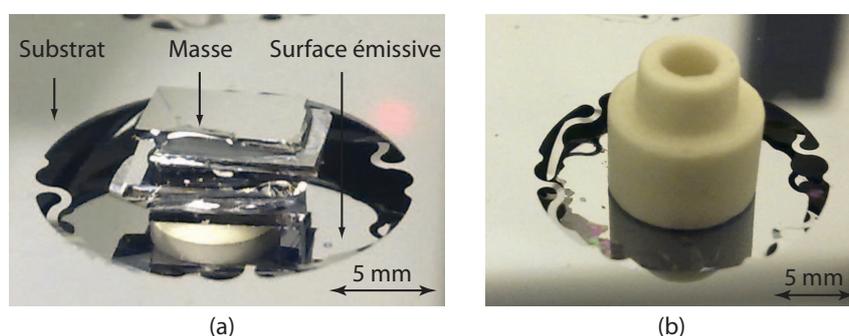


FIGURE 4.2 – Déplacement hors-plan des suspensions : (a) suspension à quatre ressorts, (b) suspension à six ressorts

Les caractéristiques de déplacements hors plan en fonction de la force appliquée sur la surface émissive sont représentées sur la Figure 4.3. Comme on peut le constater, les six géométries de ressorts présentent des caractéristiques quasi-linéaires. La structure de suspension choisie

pour le micro-haut-parleur a été testée en statique avec des déplacements hors plan supérieurs à 2 mm sans présenter aucune défaillance mécanique (Figure 4.1- $n^{\circ}2$). Dans le cas des structures à quatre bras, plus souples, il a été possible d'aller au delà de 5 mm .

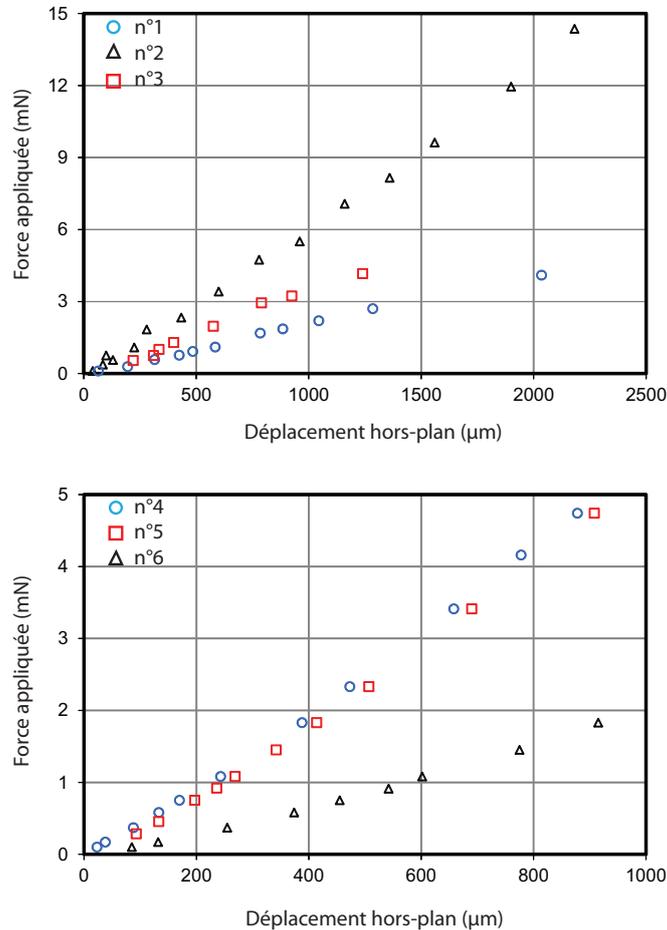


FIGURE 4.3 – Mesure statique du déplacement hors plan des surfaces émissives de la Figure 4.1

La valeur expérimentale de la raideur des différentes suspensions a été déterminée à partir de régressions linéaires effectuées sur les points mesures. La Table 4.1 compare les raideurs expérimentales avec les raideurs obtenues par la modélisation FEM.

Nous pouvons remarquer que les valeurs déterminées par la mesure et les valeurs obtenues par simulation FEM sont en bonne corrélation, avec des différences inférieures à 10%. Les différences peuvent s'expliquer par l'hypothèse d'isotropie du silicium faite pour le modèle FEM (module de Young de 165 GPa et coefficient de Poisson de 0,25 dans toutes les directions). Cette hypothèse explique aussi que les valeurs obtenues par simulation soient légèrement supérieures aux valeurs expérimentales.

Les ressorts de suspension choisis pour le micro-haut-parleur présentent une raideur expérimentale de 5 N/m . Nous avons pu vérifier que cette raideur n'était pas modifiée de manière notable par les deux pistes conductrices de cuivre, d' $1\text{ }\mu\text{m}$ d'épais déposées sur deux des six ressorts.

TABLE 4.1 – Raideur des ressorts de suspension obtenues par simulation FEM et expérimentalement

Structure selon la Figure 4.1 :	1	2	3	4	5	6
Simulation FEM (N/m)	2,5	5,4	3,9	5,7	5,7	2,3
Valeur expérimentale (N/m)	2,2	5,0	3,5	5,4	5,3	2

4.2.2 Tenue mécanique des pistes sur les ressorts de suspension

La suspension d'un micro-haut-parleur est soumise à un nombre important de cycles de déformation au cours de la "vie" du transducteur. Pour l'application téléphone portable, on peut estimer ce nombre de cycles à un milliard au moins. Plusieurs travaux ont démontré la résistance mécanique exceptionnelle du silicium monocristallin aux phénomènes de fatigue mécanique [92, 93, 127]. Cet excellent comportement explique que le silicium monocristallin soit couramment utilisé dans les parties déformables d'actionneurs et de résonateurs MEMS [96]. C'est aussi la raison pour laquelle nous avons retenu ce matériau pour réaliser la suspension du micro-haut-parleur.

Pour notre application, la tenue mécanique des pistes en cuivre déposées sur les ressorts de suspensions est très importante. En effet, la dégradation de ces pistes remettrait en question le principe de connexion électrique entre la bobine (mobile) et le substrat (fixe).

Parallèlement à la mise au point des différentes étapes technologiques envisagées pour fabriquer le micro-haut-parleur, nous avons réalisé un dispositif spécialement conçu pour tester la tenue mécanique du cuivre sur le silicium.

Le dispositif de test comprend un ensemble de poutres en silicium encastrées au substrat à une extrémité et reliées entre elles à l'autre, ainsi qu'une piste conductrice en cuivre (Figure 4.4). Nous avons choisi cette structure pour sa simplicité de réalisation. Les dimensions sont du même ordre de grandeur que celles des ressorts du micro-haut-parleur MEMS : $20 \mu m$ d'épaisseur, $1 mm$ de largeur et $5 mm$ de longueur pour les poutres en silicium ; $1 \mu m$ d'épaisseur et $900 \mu m$ de largeur pour la piste en cuivre.

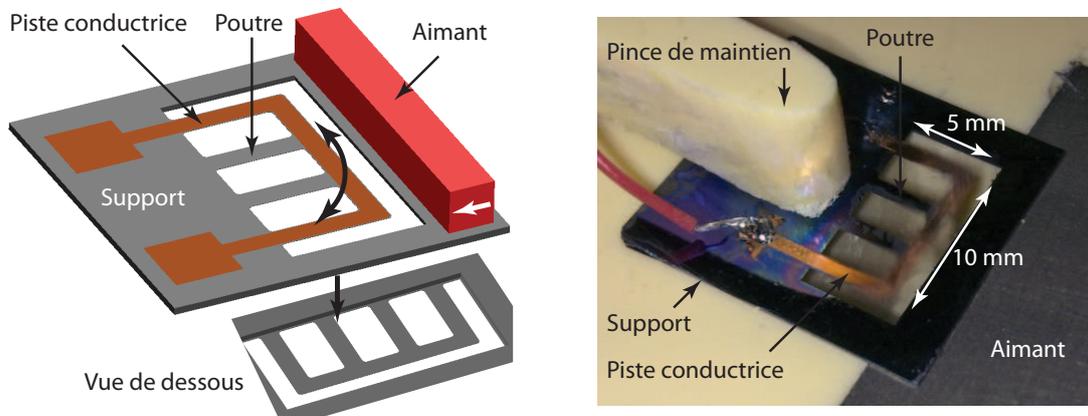


FIGURE 4.4 – Dispositif réalisé pour tester la tenue mécanique des pistes en cuivre sur silicium

L'actionnement du dispositif est réalisé par interaction entre le champ magnétique d'un aimant permanent disposé au voisinage de l'extrémité libre des poutres et le courant injecté dans la piste en cuivre.

Pour obtenir une flèche suffisante sans avoir à injecter un courant trop important, nous avons actionné le dispositif à la fréquence de son premier mode de flexion, soit 675 Hz . Le courant d'actionnement a été réglé à une valeur efficace voisine de 70 mA , permettant d'obtenir un déplacement maximal de $\pm 700 \text{ }\mu\text{m}$. Théoriquement, la contrainte maximale atteint alors 140 MPa au niveau de l'encastrement des poutres (Équation 4.1).

$$\sigma = \frac{3Eh_s x}{2l_s^2} \quad (4.1)$$

Dans cette équation, E est le module de Young du matériau utilisé, h_s , l_s et x sont respectivement l'épaisseur, la longueur et le déplacement de la poutre.

La tenue mécanique de la piste en cuivre a été contrôlée de manière assez rudimentaire, au moyen d'observations réalisées à l'aide d'un microscope optique sur la totalité de la surface. Des photographies de la surface ont été prises régulièrement, en vue de détecter l'apparition d'éventuelles fissures liées à la fatigue de la couche de cuivre.

La Figure 4.5 montre trois photographies de la piste prises dans la zone d'encastrement, juste après l'étape de microfabrication, après 110×10^6 et après 20×10^9 cycles de fonctionnement à température ambiante, dans un environnement non-protégé. Mise à part une légère oxydation de la piste de cuivre, aucun changement d'aspect notable n'a été observé. De plus, malgré un déplacement hors plan important, la piste en cuivre ne s'est pas détachée de la poutre en silicium. Ce test montre la très bonne résistance de la piste de cuivre à la fatigue et son adhérence durable sur le silicium, aspect très important pour la viabilité du micro-haut-parleur.

La résistance électrique de la piste a également été mesurée régulièrement, et sa valeur n'a pas montré de variation significative au cours du temps.

Au moment de la rédaction de ce manuscrit, le dispositif de test a subi 25×10^9 cycles de déformation. On peut estimer que ce nombre de cycles correspond à 2 heures d'utilisation quotidienne d'un téléphone portable en mode "mains libres" durant 1700 jours, soit pratiquement 5 ans.

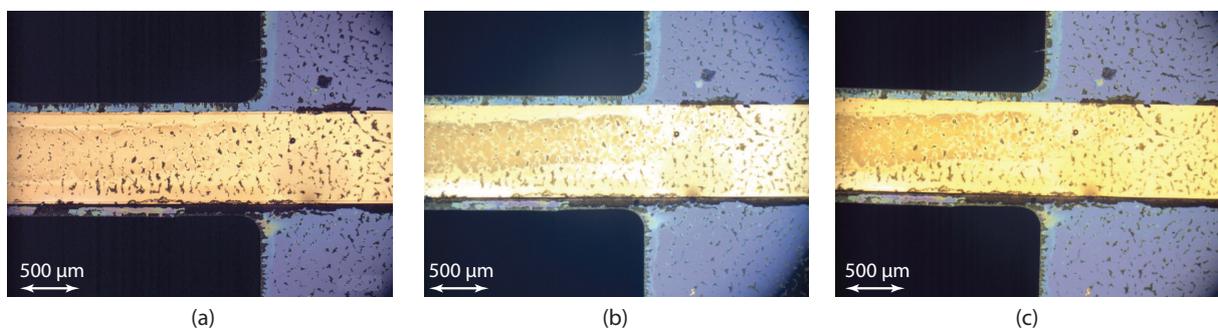


FIGURE 4.5 – Encastrement de la poutre avec passage de la piste conductrice en cuivre : (a) après microfabrication, (b) après 110×10^6 cycles, (c) après 20×10^9 cycles de contrainte de 140 MPa d'amplitude

4.2.3 Modes vibrations de la surface émissive

Le surface émissive caractérisée ici est équipée de la deuxième microstructure étudiée au Chapitre 2 (c.f. Figure 2.16).

Pour observer ses modes de vibration, nous avons utilisé un vibromètre à balayage laser, conçu spécifiquement pour l'analyse des haut-parleurs (SCN - Klippel). L'analyse a été effectuée suivant une ligne diamétrale de la surface émissive, dans une bande de fréquence de 0 Hz à 22 kHz . Il aurait été intéressant d'analyser le comportement de toute la surface. Malheureusement, nous n'avons pas pu disposer assez longtemps de cet appareil pour réaliser une telle analyse.

La Figure 4.6 montre les deux profils observés lors de cette mesure. Le premier profil (Figure 4.6-a) correspond à un déplacement de type piston. Il demeure inchangé pour toutes les fréquences de la gamme considérée, excepté aux alentours de 13 kHz où apparaît le mode tambour (Figure 4.6-b).

Par rapport aux fréquences de vibration calculées par FEM (Figure 2.18), ces mesures n'ont pas révélé le premier mode, prévu par simulation à $8,6\text{ kHz}$. En revanche, le mode tambour présente en pratique une fréquence voisine de celle prévue par simulation FEM.

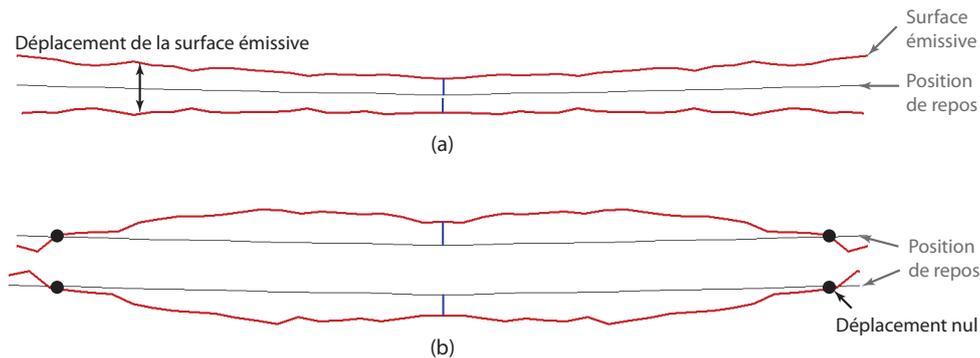


FIGURE 4.6 – Profil de la surface émissive analysé par balayage laser : (a) en l'absence de déformation, (b) à la fréquence du mode tambour (13 kHz)

4.3 Impédance de la bobine

L'impédance de la bobine a été mesurée à l'aide d'un analyseur HP 4194A. Cette mesure a été réalisée bobine seule, sans conversion électro-acoustique (sans aimant).

L'impédance a été mesurée en tenant compte l'impédance du câblage, sur une plage de fréquences comprises entre 100 Hz et 10 MHz .

Pour des fréquences inférieures à 100 kHz , les mesures montrent que la bobine se comporte comme un circuit R-L série, avec une résistance de $10,3\ \Omega$ et une inductance de $7,6\ \mu\text{H}$. La résistance mesurée a une valeur très proche de la valeur théorique de $10\ \Omega$, ce qui semble monter que la résistance de contact entre les pistes et la bobine est négligeable. Cette valeur confirme la bonne conductivité du cuivre électrolytique, qui est du même ordre que le cuivre massif.

Cette mesure a été réalisée sur plusieurs échantillons, qui ont tous présenté des caractéristiques très voisines en l'absence de défauts de fabrication de la bobine.

Sur certains échantillons où la bobine présentait des défauts visibles au microscope optique ou au profilomètre interférométrique, la valeur de la résistance variait de manière assez importante. Par exemple, sur les bobines présentant de petits court-circuits entre spires, nous avons mesuré des résistances de l'ordre de 3Ω . Tandis que sur les bobines ayant des pistes localement plus étroites, nous avons mesuré des résistances nettement plus élevées, de l'ordre de 17 à 23Ω .

Quant à l'inductance, la valeur mesurée sur les bobines sans défaut apparaît supérieure d'environ 20% à la valeur théorique de $6,2 \mu H$. Cette différence est attribuée à la présence du silicium sous la bobine, dont l'effet n'est pas pris en compte par le modèle utilisé.

Aux fréquences supérieures à $1 MHz$, on voit apparaître l'effet des capacités parasites entre spires et avec le substrat. Cet effet se traduit par une diminution très marquée du module de l'impédance de la bobine à partir de $6 MHz$ (Figure 4.7). Néanmoins, dans une plage de fréquence de $100 Hz$ à $100 kHz$, l'impédance de la bobine reste constante. Cette gamme de fréquence englobe largement la bande passante souhaitée du transducteur électroacoustique, de $300 Hz$ à $20 kHz$.

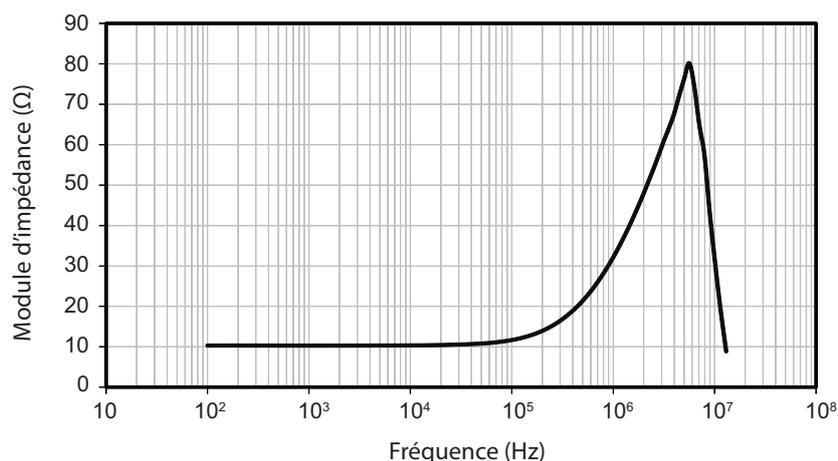


FIGURE 4.7 – Impédance électrique de la bobine en fonction de la fréquence

4.4 Caractéristiques électromécaniques

La caractérisation électromagnétique présentée ici vise à déterminer le facteur de force par d'une analyse en statique, et à mesurer le déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence, par une analyse dynamique.

4.4.1 Facteur de force

Nous présentons ici les facteurs de force obtenus en utilisant différentes configurations d'aimants. En plus des configurations à aimants de forme annulaires, nous avons testé des aimants de forme cylindrique, qui pourraient permettre de réduire les dimensions du micro-haut-parleur.

Pour déterminer le facteur de force f_F du moteur électromagnétique, nous nous sommes appuyés sur l'équation 1.4. D'après cette équation, en statique, le seul terme qui équilibre la force de Lorentz est la force de rappel des ressorts de suspension. On peut ainsi écrire :

$$F = f_F.i = k.x \quad (4.2)$$

Ainsi, à partir de la caractéristique de déplacement de la surface émissive x en fonction du courant injecté i , on peut déduire le facteur de force f_F connaissant la raideur k (ici, 5 N/m). Nous avons effectué cette caractérisation en mesurant le déplacement hors-plan statique de la surface émissive à l'aide d'un capteur de distance à laser (Keyence LKG5000) pour différentes valeurs du courant continu injecté dans la bobine.

Pour la première mesure, nous avons utilisé un micro-haut-parleur équipé d'un aimant annulaire de section de $3 \times 3 \text{ mm}^2$ à aimantation axiale de $1,5 \text{ T}$, espacé du plan de la bobine à l'aide d'une cale de $700 \text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur (Figure 4.8-a). Afin de vérifier le centrage aimant-bobine, nous avons effectué une série de mesures en six points sur le pourtour de la surface émissive. Pour un déplacement de $250 \text{ }\mu\text{m}$ hors-plan, la différence de déplacement était au maximum de $10 \text{ }\mu\text{m}$. Vu la faible inclinaison de la surface émissive, nous avons considéré que le centrage aimant-bobine était correct.

La Figure 4.8-b présente les points de mesures déplacement-courant. Le déplacement apparaît quasiment linéaire de $+600$ à $-200 \text{ }\mu\text{m}$. Cependant, en dessous de $-200 \text{ }\mu\text{m}$, la pente diminue. Ceci s'explique par une distance aimant-bobine plus importante, donc un facteur de force plus faible. La dissymétrie par rapport à l'origine provient de l'utilisation d'un seul aimant, qui ne crée pas la même distribution de la composante radiale d'induction magnétique de part et d'autre de la position de repos de la surface émissive.

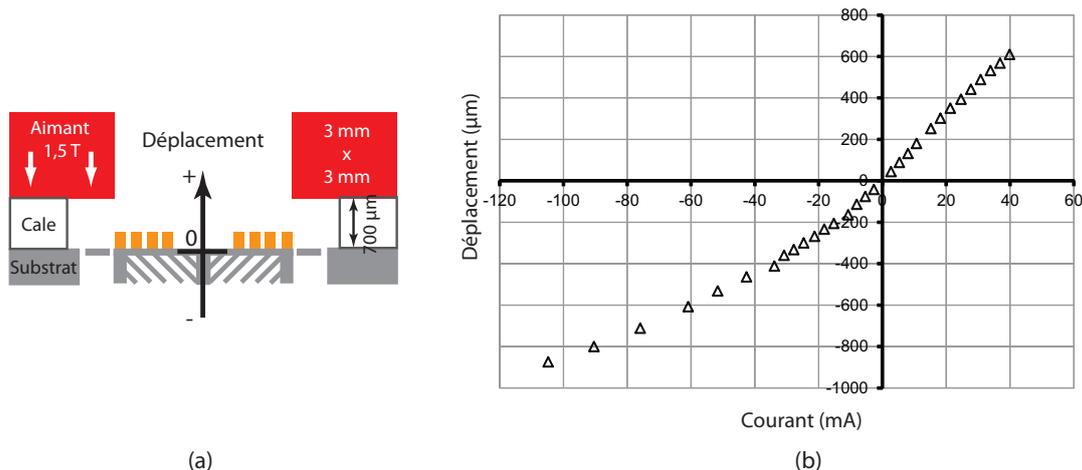


FIGURE 4.8 – (a) Disposition de l'aimant par rapport à la bobine, (b) déplacement hors-plan de la surface émissive en fonction du courant

À partir de la caractéristique précédente, nous avons calculé le facteur de force en fonction de la position de la surface émissive (Figure 4.9). Dans ce calcul, nous avons tenu compte du

déplacement dû à la masse de la partie mobile, soit $60 \mu m$ pour une masse mobile de $31 mg$.

Le facteur de force varie pratiquement de 40 % entre les positions extrêmes de la partie mobile ($-450 \mu m$ à $+450 \mu m$). On retrouve cette variation sur les simulations FEM, mais le facteur de force mesuré est plus faible d'environ 25 %. Ceci peut être expliqué par une induction rémanente de l'aimant inférieure en réalité à la valeur prise pour les calculs théoriques. Nous avons considéré que la forme non-circulaire de la bobine réelle n'avait pas d'influence notable sur le facteur de force. En effet, les simulations FEM montrent qu'avec une cale de $700 \mu m$ sous l'aimant, la variation de la composante radiale du champ magnétique B_r est inférieure à 3% entre les spires les plus proches et les spires les plus éloignées de l'aimant.

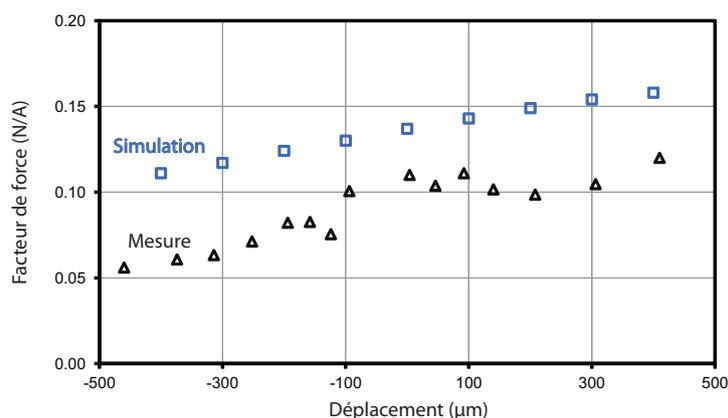


FIGURE 4.9 – Facteur de force en fonction du déplacement de la partie mobile

Nous avons examiné l'influence d'autres configurations d'aimants sur la force motrice en effectuant ces mesures sur différents échantillons. La Table 5.1 résume les caractéristiques géométriques et magnétiques des aimants utilisés.

TABLE 4.2 – Propriétés géométriques et magnétiques des différents aimants utilisés dans le micro-haut-parleur

Aimant	Diamètre(s) (mm)	Épaisseur (mm)	Champ d'aimantation (T)	Espacement (mm)
$n^{\circ}0$	16,0 - 22,0	3,0	1,5	0,7
$n^{\circ}1$	20	2,0	1,32	0,9
$n^{\circ}2$	15	2,5	1,38	1,2
$n^{\circ}3$	15	3,0	1,32	1,0
$n^{\circ}4$	12	3,0	1,32	0,9
$n^{\circ}5$	12	1,0	1,32	2,3
$n^{\circ}6$	18,3 - 26,1	1,0	1,25	0,3
$n^{\circ}7$	18,5 - 24,5	3,0	1,17	0,3

Le montage permettant de maintenir les aimants sur le substrat est représenté sur la Figure 4.10. Il utilise des plaques en plexiglas, dans lesquelles ont été réalisés des perçages et des logements cylindriques de dimensions adaptées. Les aimants cylindriques ont été collés au fond de logements, dont la profondeur définit la distance avec le plan de la bobine (Figure 4.10-a). Les aimants annulaires ont été collés à l'intérieur de perçages (Figure 4.10-b), de manière à ce qu'ils puissent être disposés symétriquement de part et d'autre du plan de la bobine. Les

espacements entre le plan de la bobine et les aimants sont indiqués dans la Table 5.1. Les Figures 4.10-c et 4.10-d montrent respectivement des vue de dessus et de dessous du montage à deux aimants annulaires.

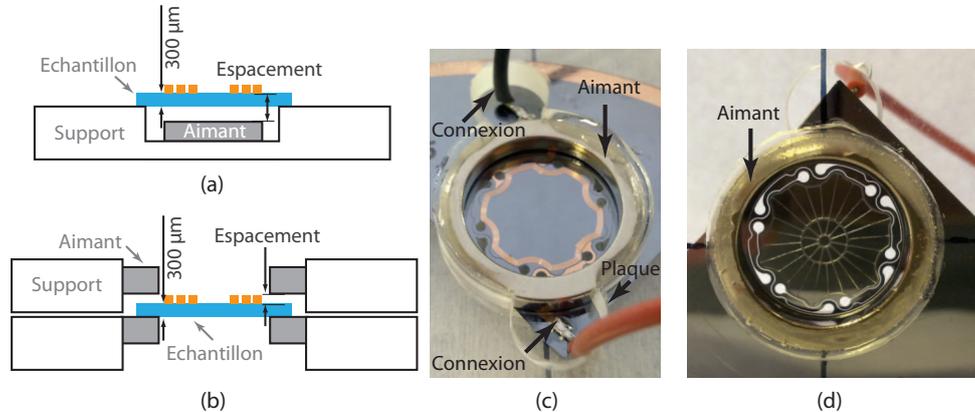


FIGURE 4.10 – Assemblage des aimants : (a) aimant cylindrique, (b) aimants annulaires, (c) vue de dessus de l'assemblage de deux aimants annulaires, (d) vue de dessous de l'assemblage de deux aimants annulaires

La configuration à un aimant annulaire $n^{\circ}0$ est celle avec laquelle nous avons effectué la mesure du facteur de force présentée précédemment. Les facteurs de force mesurés avec les configurations à un aimant cylindrique $n^{\circ}1$ à $n^{\circ}5$ sont représentés sur la Figure 4.11. Pour les configurations à aimants annulaires, $n^{\circ}6$ et $n^{\circ}7$, la variation du facteur de force en fonction du déplacement de la surface émissive est représentée sur la Figure 4.12. Comme le diamètre intérieur des aimants annulaires $n^{\circ}6$ et $n^{\circ}7$ est supérieur à celui de la partie mobile du microhaut-parleur, nous avons pu les placer au plus près du plan de la bobine. Pour assurer la symétrie par rapport au plan de la bobine, dans les configurations à deux aimants, l'aimant disposé en face avant a été collé en retrait de $0,3\text{ mm}$ par rapport à la surface de la plaque en plexiglas utilisée pour le maintenir. Tandis que l'aimant en face arrière a été collé à ras de la surface de la plaque en plexiglas. Pour maximiser le facteur de force, l'espacement entre les aimants de forme cylindriques et le plan de la bobine a été déterminé en analysant la distribution spatiale de l'induction magnétique radiale B_r , calculées à l'aide d'un modèle FEM.

Parmi les aimants cylindriques, les aimants $n^{\circ}1$ et $n^{\circ}5$ permettent d'obtenir un facteur de force qui présente l'avantage de varier assez peu avec le déplacement de la surface émissive. Cependant, ils ne donnent pas le facteur de force le plus élevé. L'aimant $n^{\circ}3$ permet d'obtenir un facteur de force supérieur à $0,1\text{ N/m}$, c'est-à-dire du même ordre de grandeur que le facteur de force obtenu avec l'aimant $n^{\circ}0$ mais avec des variations plus faibles en fonction du déplacement de la surface émissive.

Du fait de son épaisseur plus importante, l'aimant annulaire $n^{\circ}7$ permet d'atteindre un facteur de force supérieur de 20% à celui obtenu avec l'aimant annulaire $n^{\circ}6$. Les configurations à deux aimants ont pour effet de doubler la valeur du facteur de force, comme le prédisent les modèles FEM. De plus, les variations du facteur de force en fonction du déplacement de la surface émissive sont plus faibles.

Néanmoins, le facteur de force le plus élevé de toutes les configurations présentées ici a été obtenu en utilisant l'aimant cylindrique $n^{\circ}3$.

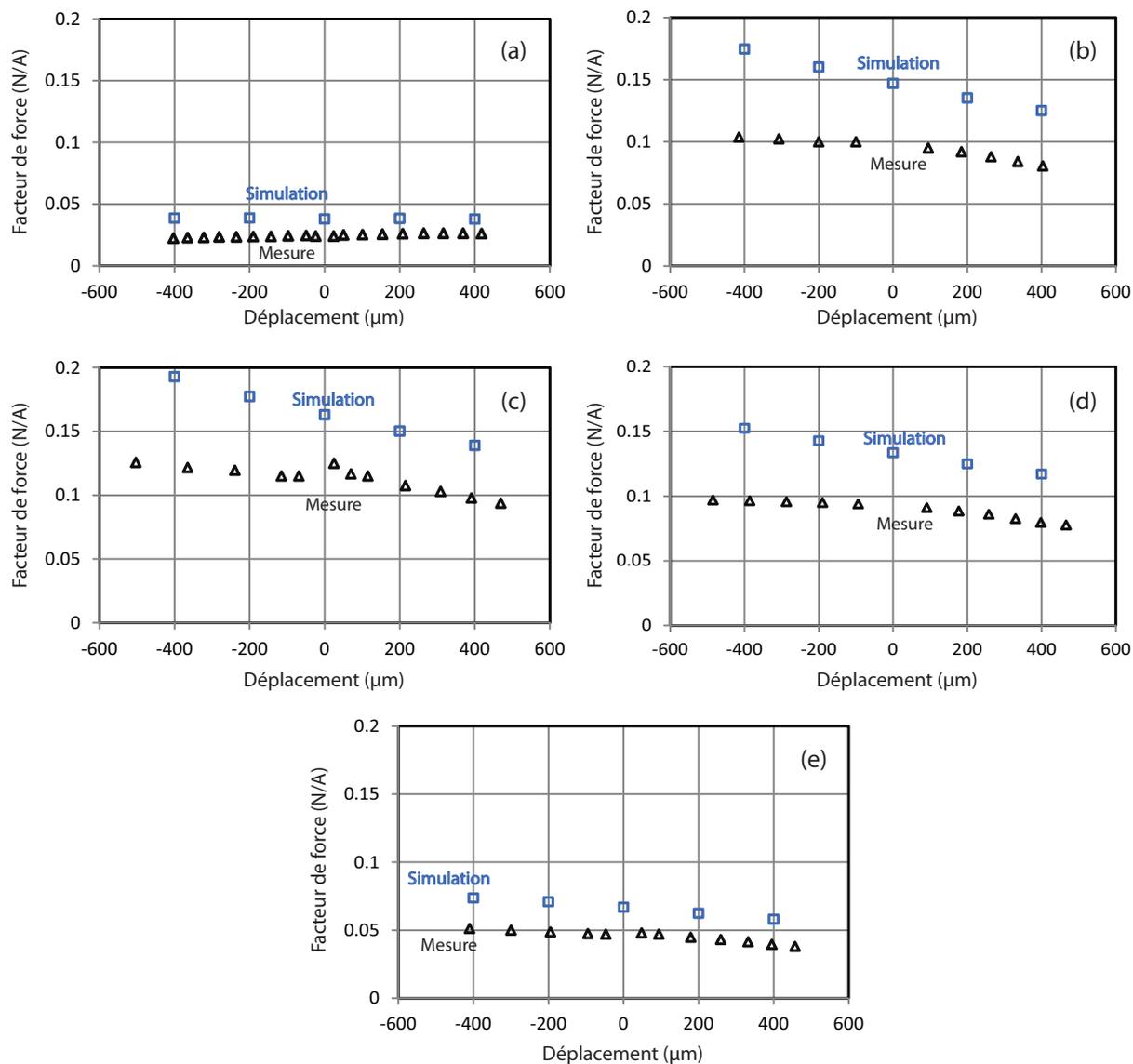


FIGURE 4.11 – Facteur de force en fonction de la position de la surface émissive pour différents aimants cylindriques de la Table 5.1, (a) aimant $n^{\circ}1$, (b) aimant $n^{\circ}2$, (c) aimant $n^{\circ}3$, (d) aimant $n^{\circ}4$, (e) aimant $n^{\circ}5$

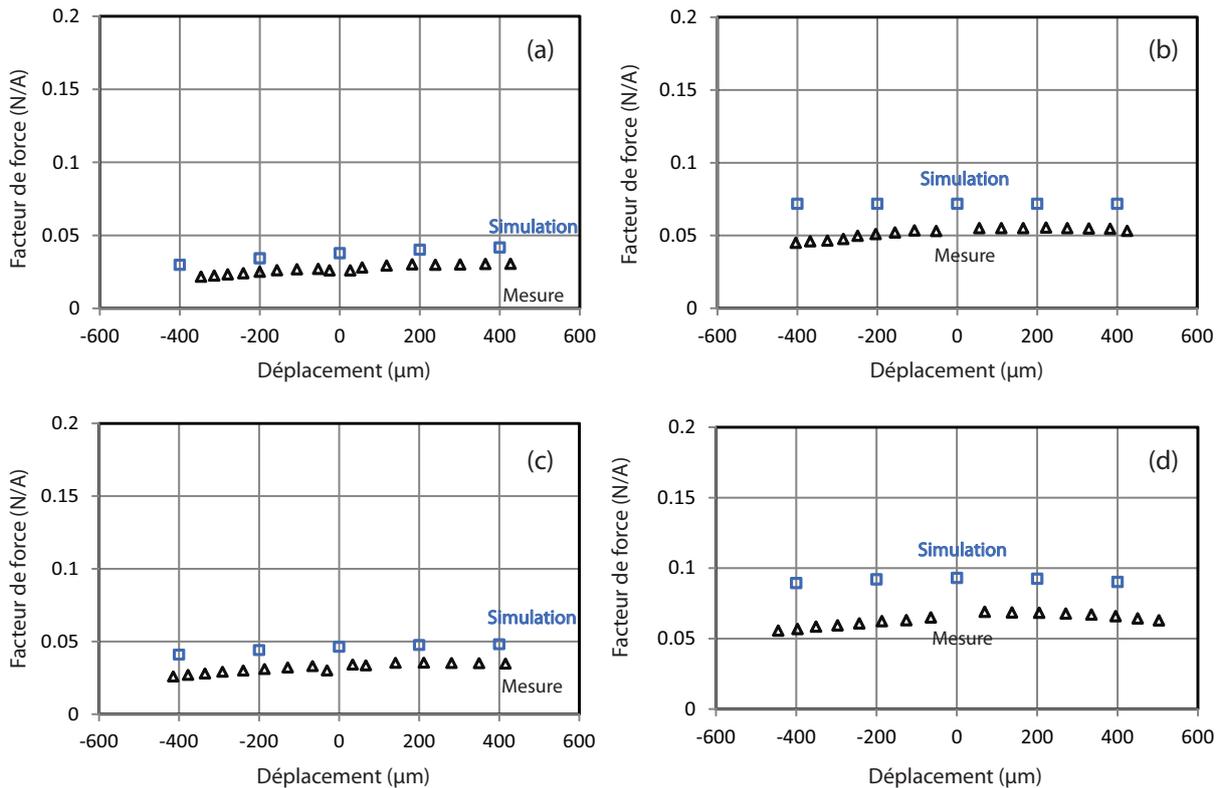


FIGURE 4.12 – Facteur de force en fonction de la position de la partie mobile pour différents aimants annulaires de la Table 5.1, (a) un aimant $n^{\circ}6$, (b) deux aimants $n^{\circ}6$ espacés de $600 \mu m$ et disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine, (c) un aimant $n^{\circ}7$, (d) deux aimants $n^{\circ}7$ espacés de $600 \mu m$ et disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine

4.4.2 Déplacement dynamique de la surface émissive

Pour mesurer la vitesse de déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence, nous avons utilisé le vibromètre laser Doppler Polytech-PI (LDV). Connaissant la vitesse et la fréquence de vibration, il est possible de remonter à l'accélération et au déplacement de la surface émissive du micro-haut-parleur.

Nous avons déterminé le déplacement de la surface émissive pour deux puissances électriques différentes, de 3 et 12 mW . Les résultats présentés ici ont été obtenus en utilisant l'aimant $n^{\circ}0$. Dans la gamme de fréquences de 200 Hz à 10 kHz , nous observons principalement la signature de deux modes de la surface émissive (Figure 4.13). Le premier, peu marqué, se situe à 1,3 kHz . Le second, plus visible, apparaît à 12,3 kHz et correspondant au mode tambour. Selon ces courbes, la signature du mode en forme de selle de cheval est difficilement identifiable.

Nous avons également fait des relevés avec balayage en fréquence de 20 kHz à 200 Hz . La courbe de déplacement obtenue était identique à celle du premier balayage en sens inverse, et aucun effet d'hystérésis été observé. L'absence de zone d'instabilité vérifie la caractéristique linéaire élastique attendue pour les suspensions en régime dynamique. Mentionnons que ce n'est généralement pas le cas dans les haut-parleurs classiques, dans lesquels les suspensions sont souvent à l'origine de non-linéarités très marquées.

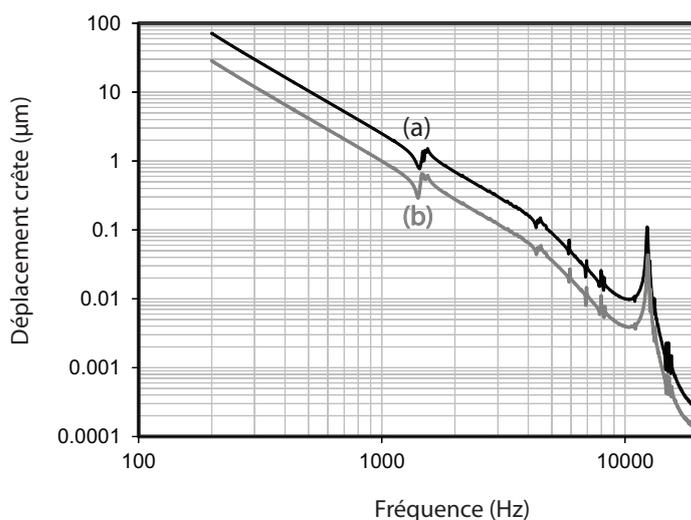


FIGURE 4.13 – Déplacement en valeur crête de la surface émissive en fonction de la fréquence : (a) pour une puissance électrique de 12 mW , (b) pour une puissance électrique de 3 mW

La Figure 4.14 montre la variation de l'accélération pour un balayage de 200 Hz à 20 kHz et pour des puissances électriques de 3 et 12 mW . Dans les deux cas, l'accélération est à peu près constante en valeur efficace entre 200 Hz et 6 kHz .

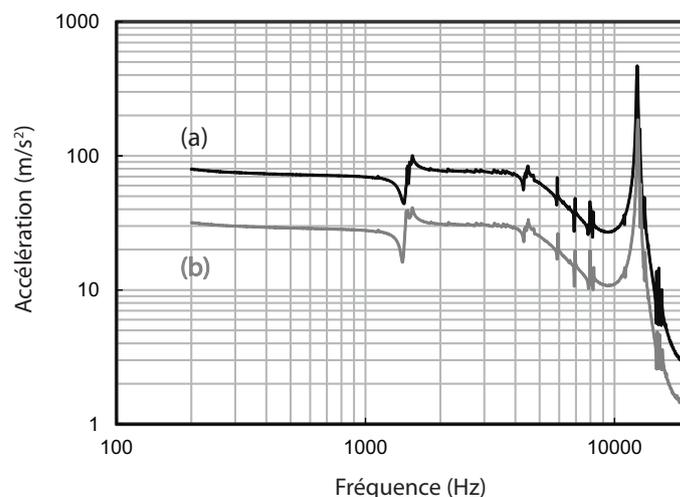


FIGURE 4.14 – Valeur efficace de l'accélération de la surface émissive en fonction de la fréquence : (a) pour une puissance électrique de 12 mW , (b) pour une puissance électrique de 3 mW

4.5 Comportement thermique

L'échauffement de la bobine n'a pas fait l'objet d'une étude préalable dans le cadre de ce travail. En effet, la densité de courant maximale était sensée ne pas dépasser 20 A/mm^2 , valeur qui reste bien en dessous de la densité de courant maximale admissible, qui se situe aux alentours de 60 A/mm^2 pour ce type de microbobine plane en cuivre.

Nous avons néanmoins voulu vérifier expérimentalement que les pertes Joule dans la bobine

ne causaient pas un échauffement excessif du transducteur. Nous avons analysé les variations de température au niveau de la bobine et des pistes conductrices à l'aide d'une caméra thermique FTIR VARIAN 670 IR. Cette méthode d'analyse est simple et facile à mettre en œuvre si on se contente de résultats qualitatifs. La caméra enregistre le rayonnement infrarouge émis par l'objet observé. Le traitement de l'image reçue permet de tracer une cartographie de température à la surface de l'objet.

Une mesure absolue de la température nécessite de connaître très précisément l'émissivité des matériaux observés et de faire la calibration adéquate. La caméra n'étant pas calibrée, nous nous sommes limités à une analyse qualitative, en considérant une émissivité unitaire.

Pour limiter les échanges thermiques avec l'environnement et les rayonnements parasites, le pourtour de l'échantillon a été protégé à l'aide de parois opaques. L'analyse thermique a été réalisée sur un échantillon sans aimant, de manière à éviter tout déplacement de la partie mobile dû aux variations du courant, et ainsi les problèmes de mise au point de l'objectif de la caméra.

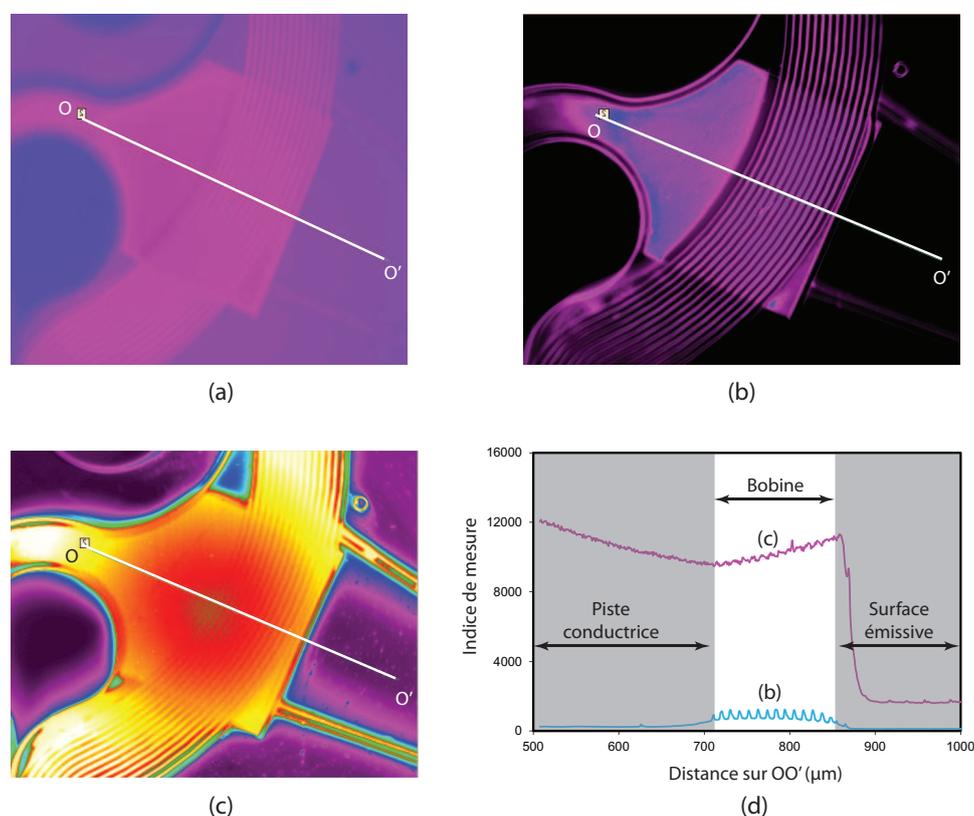


FIGURE 4.15 – Zone de contact bobine-piste : (a) à puissance nulle, (b) pour une puissance de 0,4 W, (c) pour une puissance de 1 W, (d) profil thermique sur la droite OO' pour des puissances de 0,4 et 1 W

La Figure 4.15-a montre l'image observée en l'absence de courant dans la zone de contact entre la bobine et la piste conductrice en cuivre. Les Figures 4.15-b et 4.15-c montrent la même zone, dans le cas de courants continus créant une dissipation de puissance de 0,4 et 1 W dans la bobine. Le profil thermique sur la droite OO' indiquée sur les Figures 4.15-b et 4.15-c est représenté sur la Figure 4.15-d. L'indice mesuré sur la bobine, image de la température "apparente", est d'autant plus élevée que la puissance dissipée par la bobine est importante. De

plus, les variations observées montrent que la surface émissive en silicium contribue à évacuer la chaleur, car sa température "apparente" augmente également lorsque la puissance électrique augmente (Figure 4.15-d).

Grâce au bon transfert de chaleur, lié à la structure planaire de la bobine et à la présence de la surface émissive en silicium, nous n'avons pas observé de problème thermique jusqu'à 4 à 6 W. Au delà de 8 à 10 W, les tests ont été destructeurs pour les conducteurs en cuivre. La Figure 4.16 montre par exemple trois zones dans lesquelles une puissance excessive a conduit à la destruction des conducteurs.

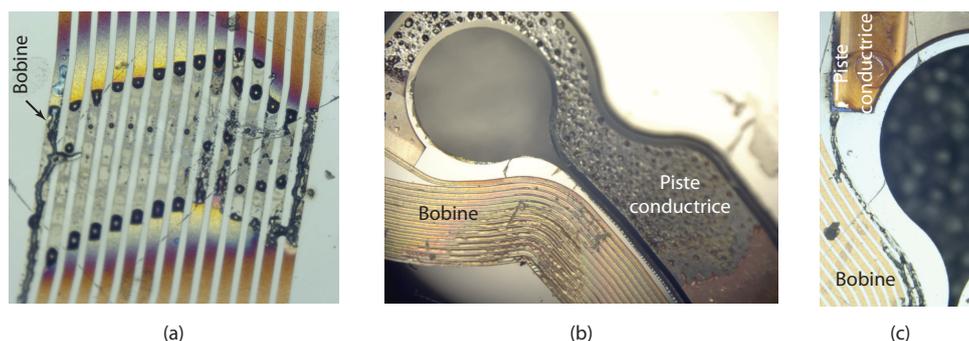


FIGURE 4.16 – Destruction des conducteurs en cuivre pour les puissances électriques supérieure à 8 W, (a) discontinuité dans les spires de la bobine, (b) partie fondue de la piste conductrice, (c) perte du contact entre la bobine et la piste conductrice

4.6 Mesures électroacoustiques

Les mesures électroacoustiques réalisées ont porté sur la réponse acoustique du transducteur en fonction de la fréquence. Elles ont permis d'examiner l'effet de ses non-linéarités en termes distorsion harmonique et d'intermodulation. Enfin, nous avons analysé l'impédance du micro-haut-parleur en fonction de la fréquence.

Pour réaliser ces mesures, nous avons monté l'échantillon sur une enceinte acoustique d'un volume de 1 litre, et nous avons installé l'ensemble dans une chambre anéchoïque (au Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine). Les mesures acoustiques ont été effectuées à l'aide d'un microphone B&K 4938 placé à 10 cm de distance du dispositif, dans l'axe de la surface émissive. Le signal du microphone a été transmis à l'analyseur de signaux, servant également de générateur pour alimenter le micro-haut-parleur. Les données enregistrées par l'analyseur ont été par la suite transmises à l'ordinateur pour le traitement. Un schéma de cette installation est montré sur la Figure 4.17. Pour certaines mesures nécessitant un signal électrique de grande amplitude pour alimenter le micro-haut-parleur, nous avons inséré un amplificateur dans le circuit.

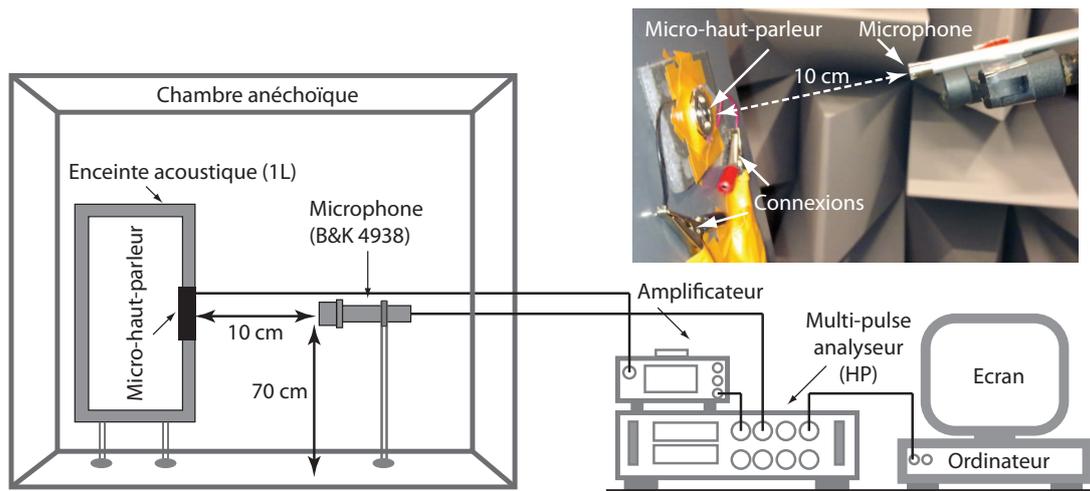


FIGURE 4.17 – Chambre anéchoïque avec disposition du microphone et du micro-haut-parleur

4.6.1 Niveau sonore

Lors des premières mesures, malgré un déplacement satisfaisant de la surface émissive, le niveau sonore obtenu était très bas par rapport à nos prévisions. La cause supposée de ce problème était une fuite trop importante au niveau de la suspension, réalisant un court-circuit acoustique.

Pour vérifier cette hypothèse, nous avons modélisé la partie acoustique du dispositif par éléments finis à l'aide du logiciel Comsol. Dans ce modèle, la surface émissive a été modélisée par un piston plat et parfaitement rigide, disposé sur une enceinte de manière à isoler les ondes acoustiques émises de part et d'autre du piston. Nous avons d'abord simulé le dispositif avec d'une étanchéité parfaite entre la partie fixe et la partie mobile (Figure 4.18-a). En imposant au piston une accélération identique à celle qui avait été déterminée à l'aide d'un modèle analytique au Chapitre 2, nous avons bien retrouvé le niveau sonore de 80 dB SPL à 10 cm.

Nous avons ensuite introduit dans le modèle une ouverture de 500 μm de largeur tout autour du piston. D'après les simulations, cette fuite ramène le niveau sonore à 30 dB SPL à 10 cm, soit une atténuation de 50 dB par rapport au cas sans fuite. En réduisant la largeur de l'ouverture à 100 μm , le niveau sonore est de 40 dB SPL à 10 cm (Figure 4.18-b). En réduisant davantage la fuite, nous avons observé une légère augmentation du niveau sonore. Il semble cependant qu'il faille réduire la largeur de l'ouverture périphérique à moins de quelques microns pour voir le niveau sonore remonter à un niveau acceptable. En pratique, une ouverture aussi étroite semble peu compatible avec le déplacement hors-plan de 300 μm de la partie mobile.

Cette analyse FEM a ainsi confirmé le problème d'atténuation sonore dû à la fuite entre les parties fixe et mobile du micro-haut-parleur. Afin de résoudre ce problème, nous avons dans un premier temps ajouté au dispositif un film de latex. La Figure 4.19-a montre le film disposé en face arrière du dispositif, fixé aux parties fixes et mobiles à l'aide de colle Néoprène en spray.

Une autre alternative, que nous avons testée, a été l'ajout d'un joint élastomère similaire à celui des haut-parleurs classiques. Ce joint relie la partie fixe et la partie mobile du transducteur, en couvrant les ressorts de suspensions par une partie bombée (Figure 4.19-b). La forme de

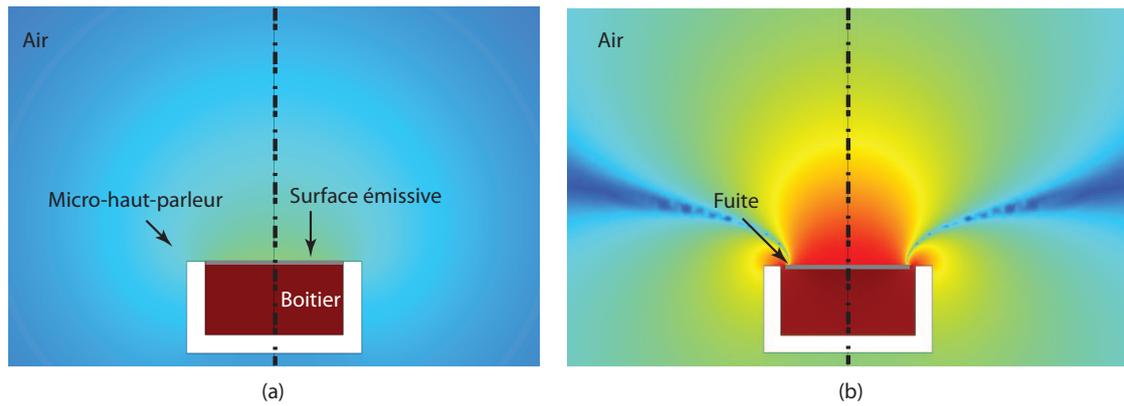


FIGURE 4.18 – Simulation FEM du niveau sonore généré dans l'air, (a) micro-haut-parleur sans fuite, (b) micro-haut-parleur avec une ouverture de $200 \mu\text{m}$ de large tout autour de la surface émissive

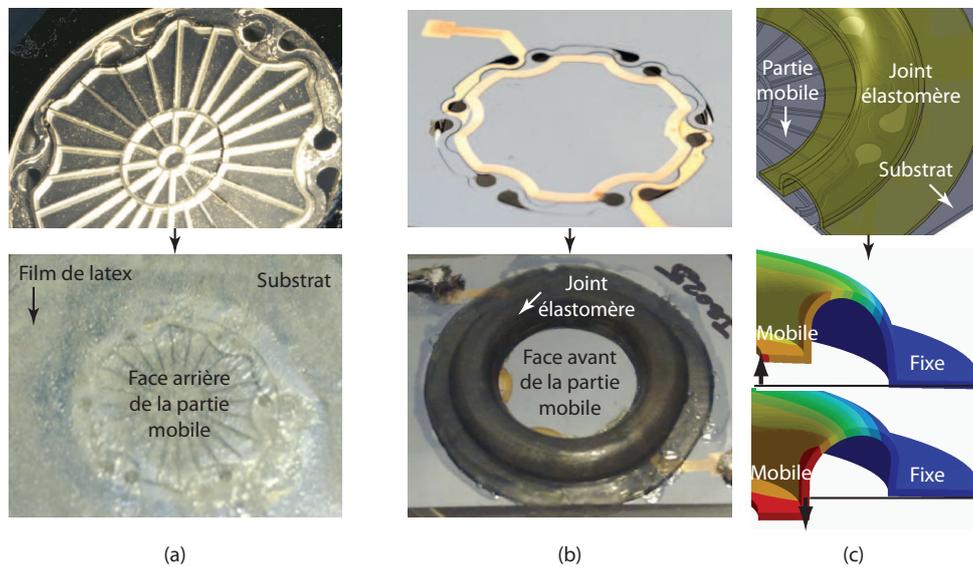


FIGURE 4.19 – Étanchéité du micro-haut-parleur : (a) film de latex collé en face arrière du dispositif, (b) joint élastomère collé en face avant du dispositif

cette partie facilite en effet la déformation du joint lors du déplacement hors-plan de la surface émissive (Figure 4.19-c).

Idéalement, le film d'étanchéité doit être le plus souple possible pour minimiser la raideur totale, et le plus léger possible pour minimiser la masse ajoutée. Le film de latex que nous avons utilisé avait une épaisseur de $50 \mu\text{m}$ et la masse ajoutée à la partie mobile était voisine de 40mg . Un joint en élastomère a été réalisé par un procédé de prototypage rapide. Son épaisseur était de $250 \mu\text{m}$, et sa masse de 140mg .

Concernant la raideur, la Figure 4.20 montre les caractéristiques force-déplacement mesurées dans les deux cas. Pour un déplacement hors plan de $400 \mu\text{m}$, les deux matériaux présentent un comportement statique linéaire. La raideur statique du joint élastomère est de 70N/m . La raideur statique du film de latex s'est avérée assez variable selon la tension du film lors du collage. L'échantillon dont la caractéristique est représentée sur la Figure 4.20 a une

raideur de 140 N/m . Dans les deux cas, la raideur rapportée par l'élément d'étanchéité est très largement dominante vis-à-vis de la raideur de la suspension en silicium.

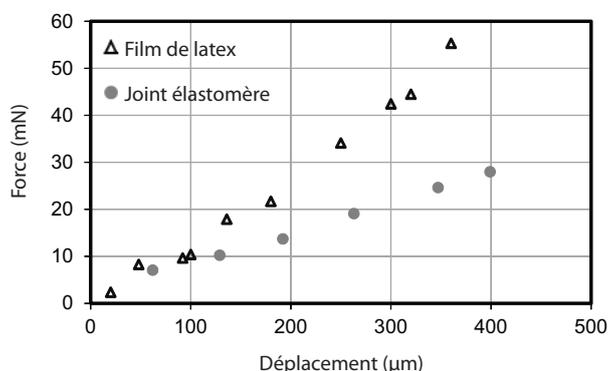


FIGURE 4.20 – Caractéristiques statiques force-déplacement mesurés sur des transducteurs équipés du film de latex et du joint élastomère

La Figure 4.21 compare l'amplitude de déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence pour deux échantillons, l'un sans film de latex et l'autre avec. L'aimant utilisé dans les deux cas était l'aimant annulaire $n^{\circ}0$ de la Table 5.1, et la puissance électrique était de 12 mW . On peut observer une différence de comportement très marquée aux basses fréquences. En effet, avec le film de latex, le mode piston apparaît dans la bande passante, à la fréquence de 460 Hz . Aux fréquences supérieures à 700 Hz , les deux transducteurs présentent des déplacements similaires. Du fait de la masse ajoutée par le film de latex, le mode tambour de la face parlante voit sa fréquence passer de 13 à 10 kHz .

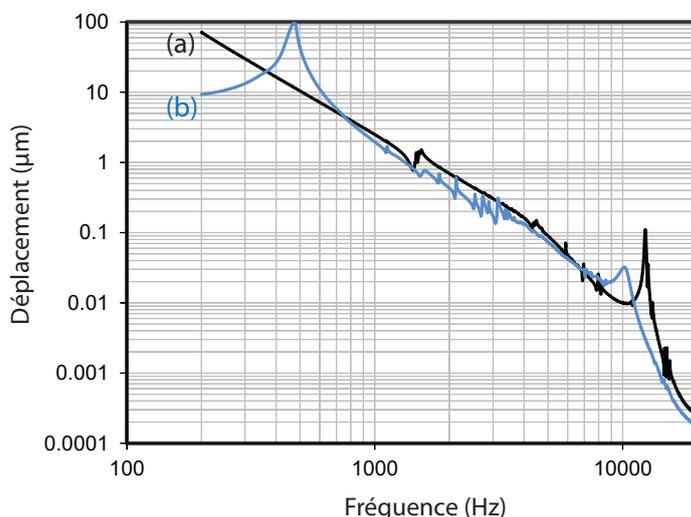


FIGURE 4.21 – Déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence pour une puissance électrique de 12 mW , (a) sans film de latex, (b) avec film de latex

Pour la caractérisation électroacoustique, nous avons utilisé un dispositif avec un film de latex collé en face arrière et un aimant annulaire monté en face avant (aimant $n^{\circ}0$ de la Table 5.1). La Figure 4.22 montre la réponse acoustique du micro-haut-parleur pour des fréquences comprises entre 100 Hz à 100 kHz , avec une puissance électrique de $0,5 \text{ W}$.

De cette courbe, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

- Le niveau sonore de 80 dB à 10 cm est atteint à partir de 330 Hz.
- La fréquence de résonance du mode piston a lieu à 460 Hz, ce qui est en conforme au résultat donné par la courbe déplacement-fréquence de la Figure 4.21.
- Au delà de 600 Hz, le niveau sonore reste relativement stable, aux alentours de 80 dB SPL. Les variations sont globalement moins importantes que celle mesurées sur des micro-haut-parleurs classiques (c.f. Figure 1.9-b).
- En considérant le niveau sonore obtenu dans la bande passante et la puissance électrique injectée, on obtient un rendement électroacoustique de 0,002 %.
- Une performance acoustique remarquable du micro-haut-parleur MEMS est sa capacité de reproduction sonore à des fréquences supérieures à 10 kHz. On voit ici que le niveau sonore demeure remarquablement élevé jusqu'à 100 kHz, c'est-à-dire jusqu'à la fréquence de coupure haute du microphone utilisé lors de ces mesures.

Le dispositif équipé du joint élastomère réalisé par prototypage rapide n'a pas encore pu être entièrement caractérisé, l'accès aux équipements nécessitant une organisation avec les partenaires du projet SAIPON. Néanmoins, du fait de la masse ajoutée à la partie mobile, nous nous attendons à une baisse du niveau sonore et du rendement.

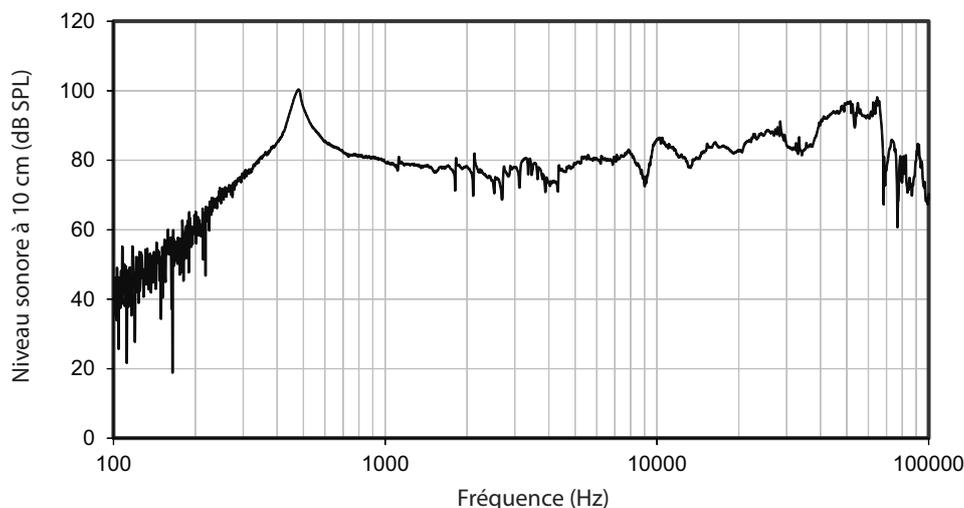


FIGURE 4.22 – Réponse en fréquence du micro-haut-parleur pour une puissance électrique de 0,5 W

4.6.2 Distorsion

Pour étudier expérimentalement la linéarité du transducteur, nous avons réalisé des mesures de distorsions harmoniques (THD) et d'intermodulations (IMD). Tenant compte du fait que ces analyses dépendent de la méthode de mesure, de l'amplitude et de la fréquence des signaux d'origine, pour chaque type de distorsion nous nous contentons ici de présenter deux cas extrêmes : avec les moindres distorsions et avec le plus de distorsions.

Distorsion harmonique

Pour la mesure de distorsion harmonique, nous avons balayé lentement toute la bande passante du micro-haut-parleur en injectant un signal sinusoïdal et en observant la FFT du signal délivré par le microphone. Pour la plupart des fréquences, les harmoniques étaient pratiquement inexistantes (Figure 4.23-a). L'un des rares cas où nous avons observé des harmoniques d'amplitude significative était pour une fréquence d'excitation de $2,4 \text{ kHz}$ (Figure 4.23-b). Toutefois, dans le cas présenté ici, l'écart entre le niveau du fondamental et celui des harmoniques reste supérieur à 30 dB .

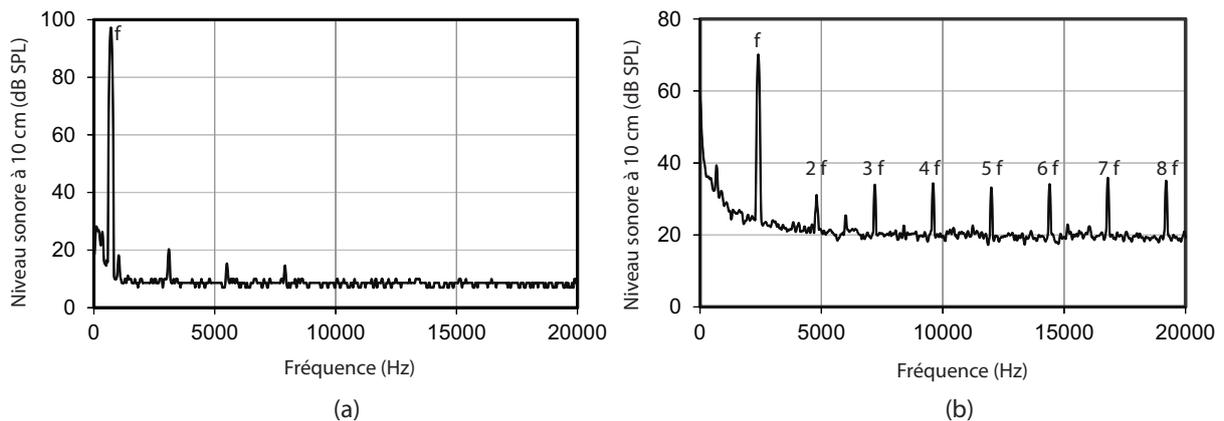


FIGURE 4.23 – FFT du signal du microphone pour deux fréquences du fondamental : f , (a) $f = 700 \text{ Hz}$, (b) $f = 2,4 \text{ kHz}$

Distorsion d'intermodulation

La mesure de la distorsion d'intermodulation s'est avérée assez délicate à exécuter, car elle nécessite un système d'alimentation lui-même totalement exempt de cette forme de distorsion. Nous nous sommes limités au cas bitonal. Les mesures multi-tonales sont en effet plus compliquées à réaliser et à interpréter. De plus, elles ne donnent pas toujours des informations supplémentaires.

Pour la mesure bitonale, il y existe différentes méthodes dans la littérature, notamment les trois méthodes suivantes [8] :

1. "Bass sweep" : on considère une fréquence de résonance f_s du haut-parleur. La première fréquence d'excitation, f_1 , varie entre $0,5 f_s$ et f_s et la deuxième fréquence d'excitation, f_2 , est fixée à $20 f_s$.
2. "Voice sweep" : la fréquence f_1 est fixée à $0,5 f_s$ et la fréquence f_2 varie entre $5 f_s$ et $20 f_s$.
3. Différence de fréquence : Le signal d'excitation est la somme d'une composante de fréquence élevée f_2 et d'une de fréquence basse f_1 de valeur efficace quatre fois plus grande ($+12 \text{ dB}$).

Nous avons mené plusieurs essais en nous appuyant sur ces différentes méthodes. La Figure 4.24-a montre le cas le plus fréquemment observé, où il n'y quasiment pas d'harmoniques d'intermodulation ($f_1 600 \text{ Hz}$ et $f_2 1700 \text{ Hz}$). Dans quelques rares cas, nous avons pu observer

l'existence d'harmoniques d'intermodulation plus prononcés. La Figure 4.24-b en montre un exemple, avec f_1 et f_2 respectivement à 400 Hz et à 1950 Hz .

Par comparaison avec les phénomènes d'intermodulation observés sur les micro-haut-parleurs conventionnels (Figure 1.10-b), notre transducteur paraît presque parfait sur ce point.

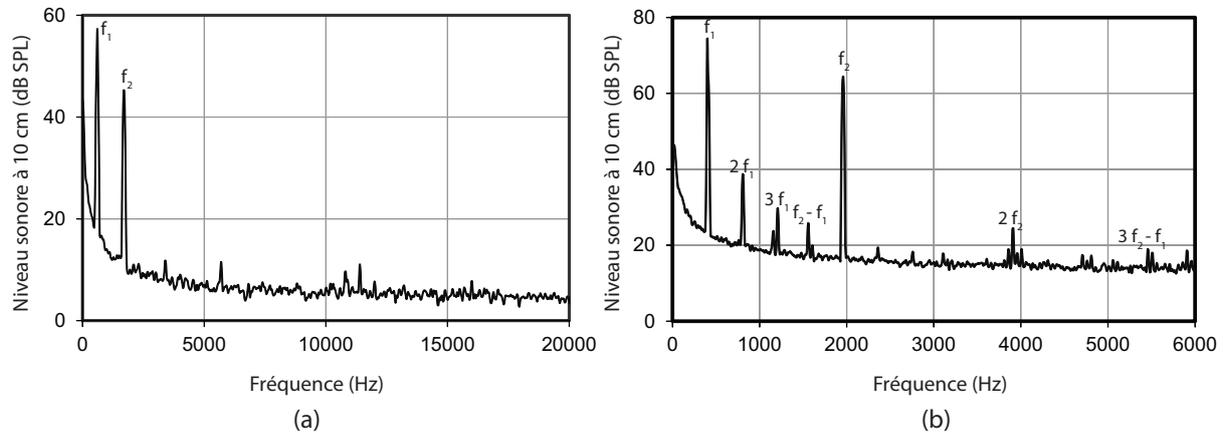


FIGURE 4.24 – Intermodulation pour deux fréquences d'excitation f_1 et f_2 avec 12 dB de différence d'amplitude, (a) $f_1 = 600\text{ Hz}$ et $f_2 = 1700\text{ Hz}$, (b) $f_1 = 400\text{ Hz}$ et $f_2 = 1950\text{ Hz}$

D'une manière générale, notre micro-haut-parleur MEMS présente très peu de distorsion harmonique et d'intermodulation par rapport aux micro-haut-parleurs classiques, ce qui témoigne de sa bonne linéarité de conversion électroacoustique. Cependant, les mesures doivent être approfondies de manière plus quantitative, notamment pour tracer la caractéristique du taux de distorsion en fonction de la fréquence.

4.6.3 Impédance électrique du micro-haut-parleur

Lorsque le moteur électrodynamique est actif (avec les aimants), la mesure de l'impédance ne met pas uniquement en évidence les paramètres purement électriques de la bobine. A ces paramètres s'ajoutent les effets de couplage électro-mécano-acoustique. La Figure 4.25 montre la courbe typique d'impédance d'un haut-parleur, qui présente un pic de résonance à la fréquence f_R . L'impédance électrique Z_e dépend essentiellement de la résistance électrique du bobinage R , de son inductance L et de l'impédance mécanique Z_m du transducteur [6].

$$Z_e = R + jL\omega + \frac{(B.l)^2}{Z_m} \quad (4.3)$$

Les Figures 4.26 et 4.27 montrent le module et la phase de l'impédance électrique relevés sur micro-haut-parleur MEMS. Pour une tensions d'alimentation comprise entre $0,1$ et $0,4\text{ V}$ efficace, correspondant à une puissance électrique comprise entre 1 et 16 mW , les courbes d'impédance sont quasiment confondues. En augmentant la tension à 1 et 2 V , correspondant respectivement à des puissances de 100 et à 400 mW , l'impédance a tendance à augmenter. Ceci est uniquement dû à l'augmentation de la résistance de la bobine, liée à son échauffement.

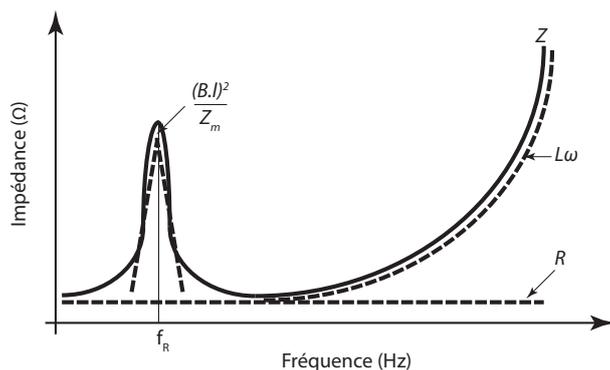


FIGURE 4.25 – Modulus de l'impédance électrique Z_e typique d'un haut-parleur en fonction de la fréquence

Dans toute la bande passante, le module de l'impédance demeure quasiment constante et sa phase demeure voisine de zéro. L'effet de l'inductance ne commence à apparaître qu'au delà de 20 kHz . Contrairement aux haut-parleurs classiques, l'effet de l'impédance mécanique au voisinage de la fréquence du mode piston est indétectable. Ainsi, jusqu'à 20 kHz il est possible de modéliser l'impédance électrique du micro-haut-parleur par une simple résistance R , les autres termes de l'équation 4.3 étant totalement négligeables.

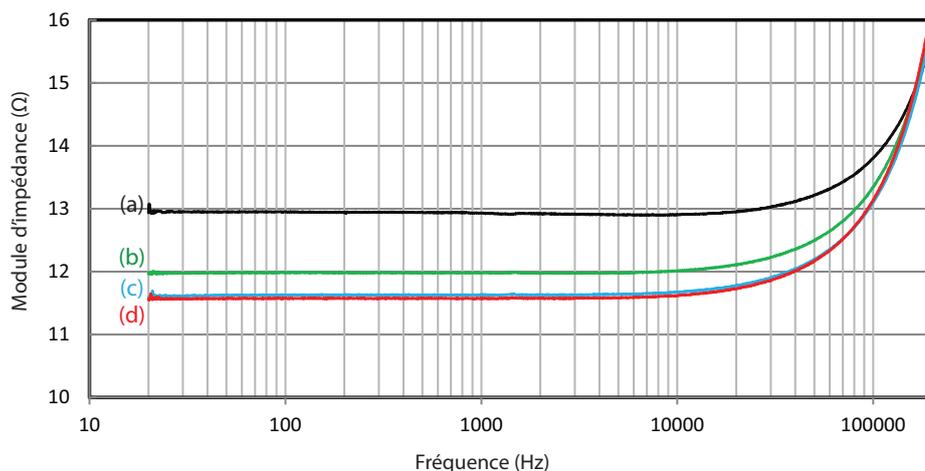


FIGURE 4.26 – Modulus de l'impédance électrique du micro-haut-parleur en fonction de la fréquence pour différentes tensions efficaces d'alimentation : (a) 2 V , (b) 1 V , (c) $0,4\text{ V}$, (d) $0,1\text{ V}$

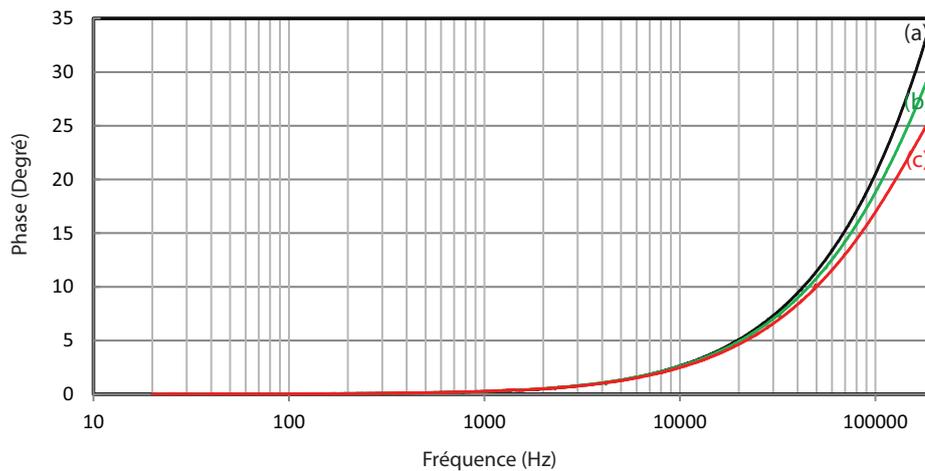


FIGURE 4.27 – Phase de l'impédance électrique du micro-haut-parleur en fonction de la fréquence pour différentes tensions d'alimentation : (a) 2 V, (b) 1 V, (c) 0,1 V

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les tests mécaniques, électriques, thermiques, électromécaniques et électroacoustiques réalisés sur le micro-haut-parleur MEMS.

Dans un premier temps, nous avons caractérisé séparément trois composants essentiels du transducteur : la suspension, la surface émissive et la bobine.

La suspension en silicium a démontré un comportement linéaire, ainsi qu'une grande robustesse, permettant le déplacement hors plan de la surface émissive de plus de 2 mm. La valeur expérimentale de la raideur de la suspension, 5 N/m, est très proche de la valeur obtenue par simulation.

Les pistes conductrices en cuivre déposées sur les ressorts en silicium ont démontré une excellente adhérence. De plus, aucun effet de fatigue notable n'a pu être observé au terme de plus de 25 milliards cycles de contrainte.

L'analyse dynamique de la surface émissive a confirmé le comportement prédit par les simulations. Dans la majeure partie de la bande passante, la surface émissive se comporte comme un piston plat. Le mode tambour apparaît aux alentours de 13 kHz. Cette fréquence est suffisamment élevée pour être peu perceptible par l'oreille humaine. Par conséquent, le mode tambour ne détériorera pas la qualité sonore. La caractérisation dynamique du micro-haut-parleur mériterait d'être approfondie, en étudiant finement les modes des ressorts de suspension et de la surface émissive à l'aide de moyens appropriés (vibromètre laser à balayage ou interféromètre stroboscopique à champ large).

Les mesures électriques réalisées sur la bobine électrodéposée ont montré que son impédance était quasiment constante dans toute la bande passante du micro-haut-parleur. Sa résistance est voisine de la valeur de 10 Ω prévue. Son inductance reste inférieure à 8 μH jusqu'à 10 MHz.

L'inspection du dispositif à l'aide d'une caméra infrarouge a permis de vérifier le bon transfert thermique de la chaleur produite par effet joule au sein de la bobine. La structure planaire

de la bobine et sa disposition sur une grande surface de silicium favorisent en effet la dissipation thermique. Nous avons vérifié que la bobine supportait une puissance électrique supérieure à $4 W$ sans rencontrer de problème de surchauffe.

Les mesures acoustiques, réalisées en chambre anéchoïque à l'Université du Maine, ont montré un niveau sonore beaucoup plus faible que prévu. L'hypothèse de fuites trop importantes en périphérie de la surface émissive a été confirmée par des simulations acoustiques réalisées à l'aide d'un modèle à éléments finis. Afin d'améliorer l'étanchéité entre les parties fixe et mobile, nous avons collé un film de latex en face arrière du dispositif. Le niveau sonore est alors revenu au niveau attendu.

Le transducteur a démontré une large bande passante, avec une fréquence de coupure haute voisine de $100 kHz$. La courbe de réponse en fréquence montre assez peu d'accidents dans la bande passante visée. Le premier pic apparaît à $460 Hz$. Il s'agit du mode piston, dont la fréquence, initialement prévue vers $75 Hz$, a été décalée par l'ajout du film de latex. À partir de $330 Hz$, le niveau sonore mesuré à $10 cm$ du dispositif atteint $80 dB$ pour une puissance électrique de $0,5 W$. Ceci correspond à un rendement électroacoustique de $0,002\%$. Ce rendement est donc nettement inférieur au rendement de $0,024\%$ prévu théoriquement.

La différence entre les rendements théorique et mesuré s'explique par le fait que la configuration magnétique expérimentale n'était pas la plus performante de celles étudiées au Chapitre 2. En effet, au lieu de deux aimants annulaires disposés de part et d'autre de la bobine, un seul anneau a été utilisé. De plus, les dimensions de l'aimant et son espacement avec le plan de la bobine ne correspondaient pas exactement aux valeurs optimales. Ces différences ont conduit à un facteur de force de $0,1 N/m$ au lieu de $0,35 N/m$. De plus, la masse ajoutée par le film de latex a plus que doublé la masse de la partie mobile. Ces éléments suffisent à eux seuls à expliquer une réduction du rendement d'un facteur supérieur à dix par rapport à la valeur prévue.

Quant à la qualité acoustique, non seulement la plage de la bande passante est plus large (de $330 Hz$ à $20 kHz$, au lieu de $800 Hz$ à $10 kHz$), mais la linéarité du transducteur est en outre nettement supérieure à celle des micro-haut-parleur classiques. Les mesures ont en effet révélé de très faibles distorsions harmoniques et d'intermodulation, ce qui n'est pas le cas des micro-haut-parleur conventionnels.

Chapitre 5

Conclusion et perspectives

Aujourd'hui, les systèmes embarqués grand public (téléphone cellulaire, tablette, lecteur DVD) intègrent de nombreuses fonctions comme des applications audio et vidéo performantes, des services de communication sans fil ou des interfaces utilisateurs conviviales (grands écrans, contrôle tactile).

La complexité croissante des objets nomades place les concepteurs face à un double défi d'intégration et de réduction de la consommation. Le problème de la consommation concerne en particulier les chaînes de reproduction sonore, qui peuvent par exemple nécessiter jusqu'au quart de la puissance totale dans le cas des téléphones portables. Ceci est dû au très faible rendement des haut-parleurs miniatures. En outre, ces transducteurs ont une qualité de reproduction sonore assez médiocre, liée aux limites de miniaturisation des technologies classiques. Le rendement et la qualité acoustique constituent ainsi deux faiblesses majeures des micro-haut-parleurs actuels.

L'étude d'un micro-haut-parleur MEMS présentée dans ce mémoire a été conduite avec pour principal objectif de montrer l'intérêt des microtechnologies pour repousser les limites actuelles, dans un contexte de forts enjeux industriels. À la lumière des tendances du marché des systèmes audio portables, nous avons visé un niveau sonore de 80 dB à 10 cm et une bande passante élargie vers les basses fréquences, avec une fréquence coupure de 300 Hz , au lieu de 800 Hz habituellement. L'accent a été mis sur la linéarité du transducteur, de manière à obtenir une bonne qualité sonore.

L'étude acoustique préliminaire nous a en premier lieu amenés à trouver un compromis entre la surface et le déplacement de la face parlante. Atteindre un déplacement de $\pm 300\ \mu\text{m}$, amplitude plutôt inhabituelle pour les actionneurs MEMS, a constitué un défi important au niveau de la conception de la suspension. L'état de l'art a d'ailleurs montré qu'aucun des micro-haut-parleurs MEMS présentés jusqu'ici ne pouvait répondre aux besoins du domaine considéré.

Pour choisir le matériau de la face parlante, nous avons défini une figure de mérite, basée sur l'exigence d'une grande rigidité pour la qualité sonore, et la nécessité d'une faible masse pour le rendement. D'après cette figure de mérite, le silicium est l'un des meilleurs matériaux disponibles en microtechnologie. Ce matériau a également été retenu pour réaliser les ressorts de suspension, en raison de son excellente résistance à la fatigue mécanique et de son comportement élastique linéaire.

Suivant ces objectifs, dans la première phase de ce travail nous avons proposé une architecture du micro-haut-parleur, basée sur l'utilisation d'un substrat de silicium et d'aimants massifs rapportés. L'idée principale était d'avoir une surface émissive rigide, avec mouvement de type piston. Une telle surface émissive a pour avantage une meilleure qualité sonore que celle d'un diaphragme souple, souvent utilisé dans les micro-haut-parleurs MEMS.

La plaque en silicium constituant la surface émissive du micro-haut-parleur a été allégée à l'aide d'une microstructure particulière, optimisée en analysant son comportement modal à l'aide d'un modèle à éléments finis.

Les ressorts en silicium utilisés pour la suspension de la surface émissive ont été conçus pour permettre le déplacement hors-plan nécessaire, tout en minimisant les contraintes mécaniques, et en ayant une caractéristique force-déplacement linéaire.

Concernant le moteur électromagnétique, nous avons mené une étude approfondie des composants magnétiques, aimants et bobine, dans le but de maximiser le rendement. Nous avons ainsi développé une approche d'optimisation basée sur l'utilisation conjointe de modèles analytiques et à éléments finis. Cette démarche a été menée en tenant compte des limites technologiques de microfabrication et celles de l'amplificateur conçu par nos partenaires dans le cadre du projet SAIPON.

Les prévisions théoriques montrent qu'avec la meilleure des configurations aimant-bobine étudiées, le rendement atteint 0,024%, soit une valeur au moins deux fois plus élevée que le rendement des micro-haut-parleurs classiques les plus performants du marché. La configuration magnétique proposée présente en outre un facteur de force quasiment constant sur toute la course de la partie mobile, ce qui confère à l'actionneur une grande linéarité.

Le modèle développé nous a permis de quantifier l'effet de plusieurs paramètres dimensionnels sur le rendement du système. L'analyse de la réduction du diamètre de la surface émissive, menée en vue de pousser plus loin la miniaturisation, a montré une baisse des performances électroacoustiques.

Dans un deuxième temps, nous nous sommes consacrés aux procédés de microfabrication du dispositif. Pour cela, nous avons mis au point séparément, étape par étape, les procédés de fabrication des différents constituants. L'enchaînement de l'ensemble des étapes a nécessité une mise au point technologique assez délicate, afin d'aboutir à la microfabrication du dispositif complet (Figure 5.1). Les principaux défis technologiques relevés ont été le micromoulage de la bobine de cuivre, particulièrement épaisse, puis la microstructuration de la surface émissive, avec les problèmes thermiques et mécaniques dus à la présence de la microbobine.

La dernière partie de ce travail a été consacrée à la caractérisation du micro-haut-parleur réalisé. Nous avons ainsi analysé et comparé les comportements mécaniques, électriques, et électromécaniques du transducteur avec ceux prévus en théorie. Puis nous avons entrepris des tests acoustiques.

Les résultats expérimentaux ont montré que grâce à la forme géométrique spécifique des ressorts de suspension en silicium, la partie mobile peut parcourir un déplacement hors-plan de $\pm 2 \text{ mm}$ avec une bonne linéarité en fonction de la force appliquée, et sans aucune défaillance mécanique.

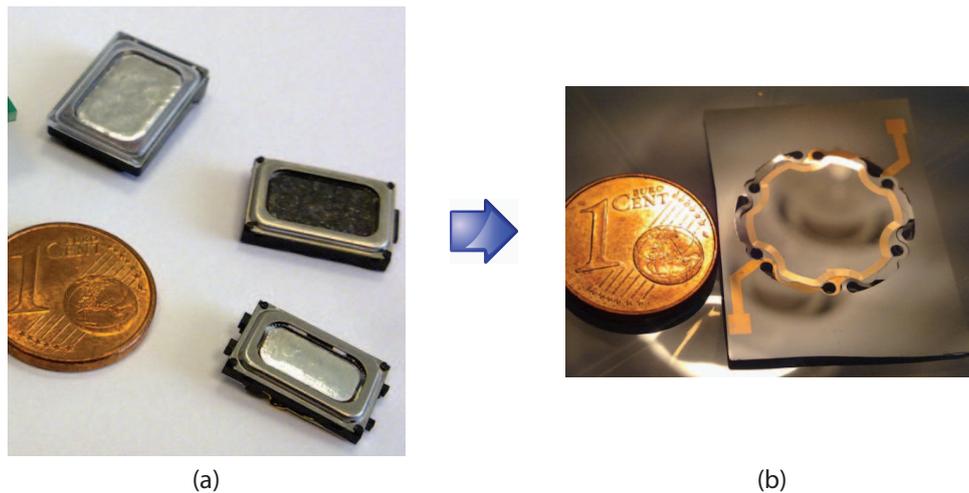


FIGURE 5.1 – Micro-haut-parleurs : (a) technologie conventionnelle, (b) MEMS élaboré au cours de ce travail

Les analyses dynamiques ont permis de vérifier l'efficacité de la microstructure à nervures radiales pour rigidifier la surface émissive et repousser la plupart de ses modes propres en dehors de la bande passante. Le mode tambour a en particulier pu être repoussé à une fréquence supérieure à 10 kHz , peu perceptible par l'oreille humaine.

La bobine planaire, en cuivre électrodéposé, de $30\ \mu\text{m}$ d'épaisseur et de plus de 60 cm de longueur, peut être assimilée à une résistance de valeur constante dans la gamme de fréquences correspondant à la bande passante du micro-haut-parleur. Les analyses par thermographie infrarouge ont montré une bonne dissipation de la chaleur et un échauffement acceptable de la bobine, jusqu'à 4 W de puissance électrique.

Les premières caractérisations acoustiques ont montré une reproduction sonore de haute qualité, avec très peu de distorsions harmonique et d'intermodulation, par rapport à ce que nous avons pu mesurer sur des micro-haut-parleurs conventionnels. De plus, la bande passante a pu être très nettement élargie vers les basses et les hautes fréquences.

Le rendement mesuré est en revanche resté en deçà des prévisions. Ceci est notamment dû au fait que la configuration d'aimants utilisée ne correspondait pas à la configuration optimale. Les mesures ont toutefois montré un rendement du même ordre de grandeur que le rendement typique des micro-haut-parleurs classiques.

La Table 5.1 résume les caractéristiques générales des micro-haut-parleurs classiques et celles du MEMS développé au cours de ce travail.

Le travail exploratoire réalisé dans le cadre de cette thèse a permis de réaliser un certain nombre d'échantillons, qui vont permettre de pousser plus loin les caractérisations électroacoustiques dans la suite du projet SAIPON. Il serait effectivement intéressant de quantifier plus précisément l'effet des distorsions harmoniques et d'intermodulation, et d'examiner les performances acoustiques du transducteur avec une cavité arrière de volume réduit, correspondant aux conditions de fonctionnement dans un appareil électronique portable.

L'étanchéité acoustique du transducteur est un point qui mériterait d'être amélioré, les solutions testées dans le cadre de ce travail ayant conduit à un ajout de masse et de raideur trop

TABLE 5.1 – Caractéristiques typiques d'un micro-haut-parleur classique et celles du micro-haut-parleur MEMS réalisé

	Micro-haut-parleur classique	Micro-haut-parleur MEMS
Volume	1500 (mm^3)	1520 (mm^3)
Rendement	Typ. 0,001% - Max. 0,01%	0,002%
Bande passante	800 Hz à 10 kHz	330 Hz à 70 kHz
Niveau sonore max.	65 à 80 dB SPL à 10 cm	80 dB SPL à 10 cm
Qualité sonore	Médiocre	Bonne (peu de distorsion)

importants. Pour ce faire, il faudra développer un procédé de fabrication et de report d'un joint à la fois souple et très léger.

L'étanchéité que nous avons testée, réalisée à l'aide d'un film de latex, a eu notamment un impact négatif très fort sur le rendement du micro-haut-parleur MEMS. Ainsi, le niveau atteint en pratique peut difficilement rivaliser avec les meilleurs micro-haut-parleurs conventionnels du marché.

À cet égard, nous avons identifié plusieurs pistes prometteuses qui, via une augmentation du facteur de force ou une réduction de la masse mobile, pourraient améliorer très significativement le rendement du transducteur.

Par rapport à ce que nous avons pu réaliser avec le matériel disponible concernant l'aimant, passer de 0,1 N/A à 0,35 N/A , c'est-à-dire atteindre un rendement de 0,02%, semble très accessible en s'approchant de la configuration magnétique optimale étudiée. Pour aller plus loin dans cette direction, il faudrait approfondir la conception de la structure à aimants et sa disposition, de manière à augmenter l'intensité du champ magnétique au niveau de la bobine.

Une autre solution pour augmenter le facteur de force serait de réaliser les spires de la bobine sur deux couches superposées. Ainsi, les spires intérieures seraient plus proches des aimants. Néanmoins, le procédé de fabrication serait un peu plus complexe.

Concernant la bobine, les simulations réalisées en remplaçant le cuivre par du permalloy montrent une très nette concentration des lignes de champ dans les spires, ce qui pourrait améliorer de façon non négligeable le rendement. Cet effet semble d'autant plus marqué que la distance aimant-bobine est importante.

Enfin, un autre paramètre sur lequel il serait possible de travailler dans le but d'augmenter le rendement est la partie mobile en silicium et sa microstructure. En effet, on peut envisager de réduire l'épaisseur de la plaque de silicium, par exemple de 20 à 10 μm . Il serait également possible d'améliorer la verticalité des flancs de gravure, ce qui permettrait de réduire la largeur des nervures, par exemple de 100 à 50 μm . D'après les résultats de nos analyses, une réduction de la masse de silicium par deux permettrait de multiplier le rendement par trois.

Annexe A

Dimensions et caractéristiques de micro-haut-parleurs classiques

SPEAKER MODEL	Picture	Dimension (mm)	Impedance (Ω)	Nom./Max. power (mW)	SPL* @ 1W/1m (dB)	Fo (Hz)	Frequency range (Hz)	Recommended back volume
RA8x12x2.5		8 x 12 x 2.5	8	250/500	68	630	800 - 20000	0.5 ccm
RA9.6x13.6x2.9		9.6 x 13.6 x 2.9	8	300/700	70	520	750 - 20000	0.75 ccm
RA11x15x3.5		11 x 15 x 3.5	8	500/1000	73	450	650 - 16000	1 ccm
RA13x18x4.5		13 x 18 x 4.5	8	700/1000	76	500	600 - 10000	1 ccm
SALT 13x4.2		\varnothing 13 x 4.2	8	300/600	79	1000	600 - 10000	
GRACE 14x20x4		14 x 20 x 4	8	500/1000	77.5	950	1000 - 15000	open backvolume possible
MALT EVA 16x3		\varnothing 16 x 3	8	300/800	74.5	600	700 - 10000	2 ccm
MFD16 Multifunctional vibrator		\varnothing 16.4 x 4.76	8	500/1000	74	540	650 - 15000	2 ccm

Fabricant : NXP [128]

Model Id	Name	Dim (mm)	Sens (W/m)*	Air Pumping Capacity	Typical Back-volume (total vol.)	f0 (Hz)	Freq Range(Hz)**	Nominal Power (mW)***	SPL max (@ max sine power)****
2403 260 00001	Donau	11 x 15 x 3.5	73dB	69mm ³	1 cm ³ (1.57cm ³)	800	650 - 16000	500	89dB (350mW)
2403 260 00024	Malt Eva	16 x 3	74.5dB	75mm ³	1 cm ³ (1.6cm ³)	1000	700 - 10000	300	90.5dB (400mW)
2403 260 00029	Tiny	8 x 12 x 2.5	68dB	27mm ³	0.5 cm ³ (0.74cm ³)	900	800 - 20000	250	79dB (125mW)
2403 260 00044	Mean	9.6 x 13.6 x 2.9	70dB	51mm ³	1 cm ³ (1.38cm ³)	800	750 - 20000	300	84dB (250mW)
2403 260 00057	Dumbo	13 x 18 x 4.5	73db	140mm ³	1 cm ³ (2.05cm ³)	650	500 - 16000	700	91.5db (700mW)
2403 260 00058	Sambo	13 x 18 x 4.5	77dB	100mm ³	1 cm ³ (2.05cm ³)	900	700 - 16000	700	95.5dB (700mW)
2403 260 00085	Nautilus	11 x 15 x 4.0	73db	69mm ³	1 cm ³ (1.66cm ³)	750	650 - 16000	500	89dB (350mW)
2403 263 00077	MFD16	16 x 4.7 (with integrated vibrator function)	74dB	90mm ³	2 cm ³ (2.93cm ³)	740	650 - 15000	500	91dB (500mW)

Fabricant : Knowles [10]

* Valeur mesurée moyennée

** À -3dB après le pic de résonance

*** En appliquant un signal de bruit de forme spécifique

**** Valeur moyennée, mesurée à 10 *cm* de distance, avec cavité arrière nominale, avec un signal sinusoïdal de puissance maximale

Annexe B

Calcul du nombre de spires de la bobine

Paramètres dimensionnels considérés pour le calcul du nombre de spires de la bobine plane :

- w : Largeur des spires,
- e : Épaisseur des spires,
- t : Largeur des inter-spires,
- n : Nombre de spires,
- l_n : Longueur de la $n^{\text{ième}}$ spire,
- l : Longueur totale de la bobine,
- D : Diamètre de la membrane,
- d_b : Distance entre la première spire extérieure et le bord de la membrane.

Pour 1^{ère} spire : $l_1 = 2\pi r^* \mapsto r^* = \frac{D}{2} - d_b$

Pour 2^{ème} spire : $l_2 = 2\pi(r^* - (w + t))$

Pour 3^{ème} spire : $l_3 = 2\pi(r^* - 2 \times (w + t))$

⋮
⋮

Pour $n^{\text{ième}}$ spire : $l_n = 2\pi(r^* - n \times (w + t))$

La somme d'une suite arithmétique de raison de $-(w+t)$ est :

$$l = \frac{n}{2} \left(2 \times l_1 + (n - 1) \times (-2\pi(w + t)) \right)$$

Après simplification :

$$-(w + t)\pi n^2 + (D + t - 2 \times d_b)\pi n - l = 0 \implies n = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (\text{B.1})$$

avec :

$$\mathbf{a} = -(w + t)\pi,$$

$$\mathbf{b} = (D + t - 2 \times d_b)\pi$$

$$\mathbf{c} = -l$$

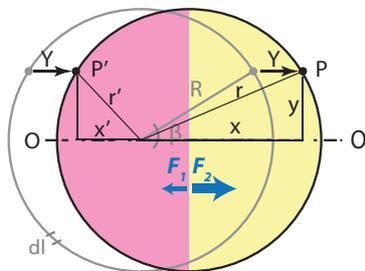
Annexe C

Décentrage aimant-bobine

Déplacement dans le plan

L'interaction entre la composante axiale de l'induction magnétique B_x avec le courant i parcourant la bobine d'une longueur L applique une force F dans le plan de la bobine sur chaque élément de longueur dl . La somme de ces forces pour une configuration aimant-bobine centrée est nulle. Dans le cas d'un décentrage d'une distance Y entre les axes de symétrie des aimants et de la bobine, la somme n'est plus nulle, et elle est équivalente à :

$$F_{totale} = F_1 - F_2$$



Par ailleurs, la force appliquée dans le plan sur une spire de la bobine du rayon R s'écrit :

$$F = i \cdot \int_0^L B_x \cdot dl$$

avec $dl = R \cdot d\beta$, cette équation devient :

$$F = i \cdot R \int_0^{2\pi} B_x \cdot d\beta$$

En considérant la symétrie par rapport à l'axe OO' nous avons :

$$F_{totale} = i \cdot R \left(\int_0^{\pi} B_x(r) \cdot d\beta \right)_1 - \int_{\pi}^{2\pi} B_x(r) \cdot d\beta \Big|_2$$

En faisant l'hypothèse que pour des petites variations dr , B_x varie linéairement, nous pouvons écrire :

$$B_x(r) = \left(\frac{dB_x}{dr}\right)r$$

au point P nous avons :

$$x = R \cos \beta + Y$$

$$y = R \sin \beta$$

$$\Rightarrow r = \sqrt{x^2 + y^2} = R \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{Y}{R}\right)^2 + \frac{2z}{R} \cos \beta}$$

si $Y \ll R$:

$$r = R \cdot \sqrt{1 + \frac{2z}{R} \cos \beta} \approx R + Y \cos \beta$$

Suivant le même raisonnement, pour un point P' du côté opposé, y reste le même mais x devient x' :

$$x' = R \cos \beta - Y \Rightarrow r' \approx R - Y \cos \beta$$

Donc pour une spire :

$$F_{totale} = 2i \cdot R \left(\int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{dB_x}{dr}\right)(R + Y \cos \beta) \cdot d\beta - \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{dB_x}{dr}\right)(R - Y \cos \beta) \cdot d\beta \right) = 4R \cdot i \cdot Y \left(\frac{dB_x}{dr}\right)$$

Pour une bobine de N spires :

$$F_{totale} = 4i \cdot Y \sum_{n=1}^N R_n \cdot \left(\frac{dB_x}{dr}\right)_n$$

Et finalement pour un décalage aimant-bobine de Y , le déplacement b de la surface émissive dans le plan sera :

$$\Rightarrow b = \frac{4i \cdot z}{k'} \sum_{n=1}^N R_n \cdot \left(\frac{dB_x}{dr}\right)_n \quad (C.1)$$

où k' est la raideur de la suspension pour un déplacement dans le plan.

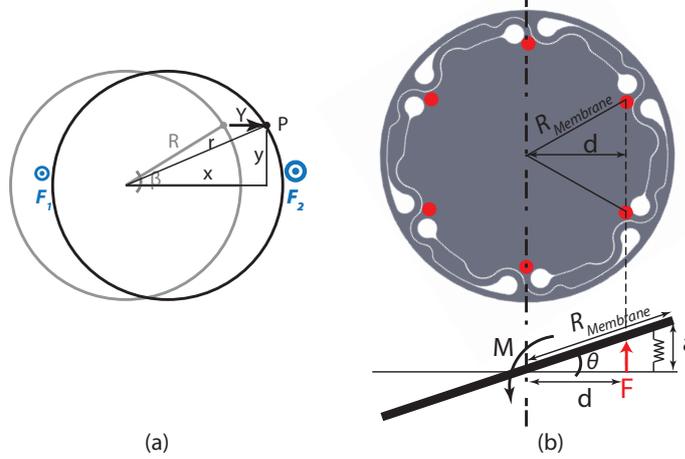
Basculement de la face émissive

L'interaction entre la composante radiale B_r du champ magnétique avec le courant i parcourant la bobine génère une force F qui déplace la surface émissive hors plan. Si l'aimant est décentré de Y par rapport à la bobine, un côté de la bobine produit une force plus importante que l'autre. La différence entre ces forces génère un moment M équivalent à :

$$M = \int_0^{2\pi} x \cdot dF$$

où $x = R \cos \beta$ et :

$$dF = i.R.B_r.d\beta$$



En remplaçant les expressions de B et de r que nous avons déjà développées :

$$M = i.R \int_0^{2\pi} R \cos \beta \left(\frac{dB_r}{dr} \right) (R + z \cos \beta). d\beta$$

Le moment exercé sur la membrane par une spire est donc :

$$M = i.z.\pi.R^2 \left(\frac{dB_r}{dr} \right)$$

Et par toutes les spires d'une bobine à N tours :

$$M_{totale} = i.z.\pi \sum_{n=1}^N R_n^2 \left(\frac{dB_r}{dr} \right)_n \quad (C.2)$$

On peut pousser les calculs plus loin dans le cas statique. À l'équilibre statique, la somme des moments est nulle :

$$\sum M = M_{totale} - a.F_{suspension} = 0$$

où $F_{Suspension}$ est la force appliquée par des suspensions qui empêche l'inclinaison de la membrane :

$$F_{suspension} = 4k''.d$$

avec k'' la raideur de chaque bras de suspension, d la distance du centre de la surface émissive où la force est appliquée, soit $d = \frac{\sqrt{3}}{2} R_{Membrane}$. L'amplitude et l'angle d'inclinaison de la membrane a et θ sont donc :

$$\implies a = \frac{M_{totale}}{(2\sqrt{3})k.R_{Membrane}} \quad (C.3)$$

$$\implies \theta = \arcsin\left(\frac{a}{R_{Membrane}}\right) \tag{C.4}$$

Annexe D

Recette de microfabrication

Pistes conductrices

Nettoyage du substrat :

BHF : 30 s + EDI : 3 min

Dépôt Ti/Cu par la pulvérisation :

Pression résiduelle $< 0,003 \mu\text{bar}$

Ti : Courant : 200 mA, Tension : 270 V, Débit de Ar : 35 sccm, Pression de travail : 8 μbar ,
Décapage + Dépôt : 600 + 250 s

Cu : Courant : 400 mA, Tension : 540 V, Débit de Ar : 9 sccm, Pression de travail : 2 μbar ,
Décapage + Dépôt : 200 + 2000 s

Lithographie :

Résine : S1813 - 1,3 μm

Enrésinement : Accélération : 5000 tr/min/s, Vitesse de rotation : 4000 tr/min, Temps : 30 s

Recuit : 90 s à 115 °C

Insolation à travers le masque niveau II : 45 mJ/cm²

Développement : 351/EDI : 1/4, Temps : 1 min

Gravure chimique :

Cu : Solution : Cr Etch, Temps de gravure $\simeq 5 \text{ min}$

Ti : Solution : BHF, Temps de gravure $\simeq 1 \text{ min}$

Nettoyage de résine : Acétone + Isopropanol + séchage

Couche isolante

Dépôt de la silice par PECVD :

Temps de dépôt : 4 min

Programme : OPTOGAIN > LFSIO2

Température : 300 °C, Pression de travail : 550 mtorr, Puissance : 60 W, N₂O : 1420 sccm,
SiH₄ : 400 sccm

Lithographie :

Résine : S1828 - 2,8 μm

Enrésinement : Accélération : 5000 $\text{tr}/\text{min}/\text{s}$, Vitesse de rotation : 4000 tr/min , Temps : 30 s

Recuit : 90 s à 115 °C

Insolation à travers le masque niveau III : 70 mJ/cm^2

Développement : 351/EDI : 1/4, Temps : 1 min

Gravure RIE :

Temps de dépôt : 15 min

Programme : NEWSIO

Pression de travail : 20 mtorr , Puissance : 200 W, CF_4 : 12 sccm , CHF_3 : 50 sccm

Nettoyage de résine :

1) Acétone + Isopropanol + séchage

2) RIE : Temps : 10 min , Programme : O2CLE10, Pression de travail : 40 mtorr , Puissance : 200 W, O_2 : 50 sccm

Bras de suspension

Lithographie :

Résine : S1828 - 2,8 μm

Enrésinement : Accélération : 5000 $\text{tr}/\text{min}/\text{s}$, Vitesse de rotation : 4000 tr/min , Temps : 30 s

Recuit : 90 s à 115 °C

Insolation à travers le masque niveau I : 70 mJ/cm^2

Développement : 351/EDI : 1/4, Temps : 30 min

Collage sur le support :

Colle : SPI #05110-AB, 05110-AF Crystalbond 509

Température : 130 °C

Gravure DRIE :

1) Temps : 10 min , Température : 10 °C, Procédé : STH303_3

Pression de travail : 10 mtorr , Back cooling : 10 torr

Gravure : 3 s, SF_6 : 300 sccm , Générateur : 3000 W, Électrode : 30 W

Passivation : 2 s, C_4F_8 : 67 sccm , Générateur : 1000 W, Électrode : 0 W

2) Temps : 30 s, Température : 10 °C, Procédé : Isotrope

Pression de travail : 10 mtorr , Back cooling : 10 torr

Gravure : 3 s, SF_6 : 450 sccm , O_2 : 45 sccm Générateur : 2200 W, Électrode : 40 W

Nettoyage :

Décollage du support : 130 °C

Nettoyage de résine :

1) Acétone + Isopropanol + séchage

2) RIE : Programme : O2CLE10, Temps : 10 min

Bobine

Dépôt des sous-couches Ti/Cu par la pulvérisation :

Pression résiduelle $< 0,003 \mu\text{bar}$

Ti : Courant : 200 mA , Tension : 270 V , Débit de Ar : 35 sccm , Pression de travail : $8 \mu\text{bar}$,
Décapage + Dépôt : $600 + 250 \text{ s}$

Cu : Courant : 400 mA , Tension : 540 V , Débit de Ar : 9 sccm , Pression de travail : $2 \mu\text{bar}$,
Décapage + Dépôt : $200 + 250 \text{ s}$

Lithographie :

Résine : AZ4562 - $35 \mu\text{m}$

Enrésinement : Accélération : 1000 tr/min/s , Vitesse de rotation : 1000 tr/min , Temps : 5 s

Recuit : Rampe de 20°C à 90°C en 20 s et 40 min à 90°C

Réhydratation : 1/2 jour après avoir retiré la bourrette de résine au bord du substrat

Insolation à travers le masque niveau IV : 600 mJ/cm^2

Développement : AZ400K/EDI : 1/4, Temps : $3 \text{ min } 30 \text{ s} + 3 \text{ min } 30 \text{ s}$

Remettre la résine sur le bord et sur les croix d'alignement, séchage : 3 h à T_{Ambiante}

Dépôt de Cu :

Plasma O_2 : Pression de travail : $0,7 \text{ mbar}$, Temps : pendant 1 min , Puissance : 150 W

Dépôt électrolytique : Densité de courant : -25 mA/cm^2 , Agitation : 200 tr/min , Distance
électrode-contre électrode : 2 cm , Temps : 75 min

Nettoyage : Acétone + Isopropanol + séchage

Gravure des sous-couches Ti/Cu par IBE :

Temps : 4 min , Faisceau : 300 V , Accélération : 400 V , Débit de Ar : 3 sccm , Débit de He : 5 sccm ,
Température : 0°C , Rotation du porte-échantillon : 6 tr/min , Angle d'inclinaison : 0°

Structuration et libération de la membrane

Protection de la bobine :

Résine : AZ4562 - $35 \mu\text{m}$

Enrésinement : Accélération : 1000 tr/min/s , Vitesse de rotation : 1000 tr/min , Temps : 5 s

Recuit : Rampe de 20°C à 90°C en 20 s et 40 min à 90°C

Lithographie :

Résine : AZ4562 - $20 \mu\text{m}$

Enrésinement : Accélération : 2000 tr/min/s , Vitesse de rotation : 2000 tr/min , Temps : 5 s

Recuit : Rampe de 20°C à 90°C en 20 s et 40 min à 90°C

Réhydratation : 1/2 jour

Insolation à travers le masque niveau V : 325 mJ/cm^2

Développement : AZ400K/EDI : 1/4, Temps : $3 \text{ min } 30 \text{ s}$

Gravure profonde par DRIE :

Collage :

- 1) Préparer le support : le substrat en silicium avec une couche de 2 μm de silice déposée, soit 30 *min* de dépôt PECVD
- 2) Cliver l'échantillon, étaler la pâte thermique AIT-CGR7018 à 70 °C sur l'échantillon et le coller sur le support

Gravure :

- 1) Temps : 40 *min*, Température : 10 °C, Procédé : Profonde
Pression de travail : 10 *mtorr*, Back cooling : 10 *torr*
Gravure : 11 *s*, SF₆ : 450 *sccm*, O₂ : 45 *sccm*, Générateur : 2200 *W*, Électrode : 40 *W*
Passivation : 3 *s*, C₄F₈ : 200 *sccm*, Générateur : 2000 *W*, Électrode : 20 *W*
- 2) Temps : 30 *s*, Température : 10 °C, Procédé : Isotrope
Pression de travail : 10 *mtorr*, Back cooling : 10 *torr*
Gravure : 3 *s*, SF₆ : 450 *sccm*, O₂ : 45 *sccm* Générateur : 2200 *W*, Électrode : 40 *W*

Décollage :

- 1) Séparation de l'échantillon du support à 80 °C
- 2) Nettoyage de l'échantillon dans l'acétone et dans l'sopropanol, éventuellement en utilisant le coton tige

Gravure de la slice résiduelle par RIE :

Temps de dépôt : 15 *min*

Programme : NEWSIO

Pression de travail : 20 *mtorr*, Puissance : 200 *W*, CF₄ : 12 *sccm*, CHF₃ : 50 *sccm*

Annexe E

Communications scientifiques

Articles de revues internationales

Microsystem Technologies, Soumis

”Electromagnetic MEMS Microspeaker for Portable Electronic Devices”

I. Shahosseini, E. Lefevre, J. Moulin, M. Woytasik, E. Martincic, G. Pillonnet, and G. Lemarquand

IEEE Sensors, Accepté

”Optimization and microfabrication of high performance silicon-based MEMS microspeaker”

I. Shahosseini, E. Lefevre, J. Moulin, E. Martincic, M. Woytasik, and G. Lemarquand

Microsystem Technologies, DOI : 10.1007/s00542-012-1477-1

”Microstructured silicon membrane with soft suspension beams for a high performance MEMS microspeaker”

I. Shahosseini, E. Lefevre, E. Martincic, M. Woytasik, J. Moulin, S. Megherbi, R. Ravaud, and G. Lemarquand

Applied Acoustics, (2012), 73(4), pp.379-385

”MEMS electrodynamic loudspeaker for mobile phones”

G. Lemarquand, R. Ravaud, I. Shahosseini, V. Lemarquand, J. Moulin, E. Lefevre

Conférences internationales

IEEE INTERMAG 2012, 7-11 Mai, Vancouver, Canada.

”Electrodynamic MEMS : application to mobile phone loudspeakers”

G. Lemarquand, E. Lefevre, I. Shahosseini, V. Lemarquand, J. Moulin, M. Woytasik, E. Martincic, G. Pillonnet

Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP) 2012, 25-27 Avril, Cannes, France. in Proc. pp. 8-12 ISBN : 978-2-35500-020-1

”Silicon-based MEMS microspeaker with large stroke electromagnetic actuation”

I. Shahosseini, E. Lefevre, J. Moulin, E. Martincic, M. Woytasik, B. Belier, G. Lemarquand

Acoustics 2012, 23-27 Avril, Nantes, France. in Proc. pp. 3099-3104

”Efficiency optimization of an electrodynamic MEMS microspeaker”

I. Shahosseini, E. Lefevre, J. Moulin, M. Woytasik, E. Martincic, G. Lemarquand

Acoustics 2012, 23-27 Avril, Nantes, France. in Proc. pp. 3093-3198

”Potential of MEMS technologies for manufacturing of high-fidelity microspeakers”

E. Lefevre, I. Shahosseini, J. Moulin, M. Woytasik, E. Martincic, G. Lemarquand, E. Sturtzer, G. Pillonnet

Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP) 2011, 11-13 Mai, Aix-en-Provence, France. in Proc. pp. 258-262 ISBN : 978-2-35500-013-3

”Design of the silicon membrane of high fidelity and high efficiency MEMS microspeaker”

I. Shahosseini, E. Lefevre, E. Martincic, M. Woytasik, J. Moulin, S. Megherbi, R. Ravaud, G. Lemarquand

IEEE Sensors 2010, 1-4 Novembre, Hawaï, USA. in Proc. pp. 2426-2430 ISBN : 978-1-4244-8168-2/10

”Towards High Fidelity High Efficiency MEMS Microspeakers”

I. Shahosseini, E. Lefevre, M. Woytasik, J. Moulin, X. Leroux, S. Edmond, E. Dufour-Gergam, A. Bosseboeuf, G. Lemarquand, V. Lemarquand

Conférences nationales

Journée Nationale du Réseau Doctoral en Micro nanoélectronique (JNRDM) 2011, 23-25 Mai, Paris, France. in Proc. pp. 263-266 ISSN : 1774-0290

”Conception et optimisation d’un micro-haut-parleur électrodynamique en technologie MEMS”

I. Shahosseini, Elie Lefevre, J. Moulin, E. Martincic, M. Woytasik, E. Dufour-Gergam, G. Lemarquand, R. Ravaud

Journée Nationale du Réseau Doctoral en Micro nanoélectronique (JNRDM) 2010, 7-9 Juillet, Montpellier, France.

”Analyse préliminaire à la conception d’un haut-parleur MEMS électrodynamique”

E. Lefevre, I. Shahosseini, M. Woytasik, J. Moulin, X. Leroux, S. Edmond, E. Martincic, E. Dufour-Gergam, G. Lemarquand

Autres

MEMS 2012, 29 Janvier - 2 Février, Paris, France : "Hi-Fi MEMS electromagnetic microspeaker for portable audio systems"

GDR MNS 2011 : Groupe De Recherche en Micro et Nano Systèmes, 14-15 Décembre, Marseille, France : "Micro-haut-parleur MEMS qualité hifi"

Séminaire Doctorant 2011, 7 Décembre, Institut d'Electronique Fondamentale, Orsay, France : "Conception et élaboration d'un micro-haut-parleur MEMS"

Journées Acoustique et Microsystèmes (JAM) 2011, 14-15 Novembre, Le Mans, France : "Micro-haut-parleurs en technologie MEMS"

NAMIS 2011 - l'école d'été, 12-16 September, Neuchâtel (Switzerland) and Besancon (France) : "MEMS electrodynamics microspeaker for mobile electronic devices"

Bibliographie

- [1] K. Lee, Y. Cho, and N. Chang. High-level power management of audio power amplifiers for portable multimedia applications. *ESTI Media*, 2006.
- [2] A. Fischetti. *Initiation a acoustique*. 2004.
- [3] R. Lehmann. *Les transducteurs electro et mecano-acoustiques, haut-parleurs et microphones*. 1963.
- [4] D. R. Raichel. *The science and applications of acoustics*. Springer, 2006.
- [5] Elliott Sound Products. Frequency, amplitude and db, Mai 2012. <http://sound.westhost.com/articles/fadb.htm>.
- [6] T. D. Rossing. *Handbook of Acoustics*. Springer, 2007.
- [7] R. Besson. *Construire ses enceintes acoustiques*. 1995.
- [8] W. Klippel. Sound quality of audio systems. *Lecture 26-28 March*, 2012.
- [9] AllBusiness. Mems microphones and microspeakers reaching \$1.1 billion in 2006 says the information network, March 2012. <http://www.allbusiness.com/marketing-advertising/marketing-advertising-measures/5833172-1.html>.
- [10] Knowles. Dynamic speakers, March 2012. <http://www.knowles.com/search/product.htm>.
- [11] NXP. 15x11x3.5 mm ra speaker specification finished product, order number 2403 260 00001. Novembre 2006.
- [12] S. M. Hwang, K. S. Hong, H. J. Lee, J. H. Kim, and S. K. Jeung. New development of combined permanent-magnet type microspeakers used for cellular phones. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(5) :2000–2003, 2005.
- [13] K. S. Kim, J. H. Kwon, S. M. Hwang, and G. Y. Hwang. Performance comparison of various magnetic circuits of integrated microspeakers and dynamic receivers used for mobile phones. *Journal of Applied Physics*, 103, 2008.
- [14] W. Kim, G. W. Jang, and Y. Y. Kim. Microspeaker diaphragm optimization for widening the operating frequency band and increasing sound pressure level. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(1) :59–66, 2010.
- [15] P. C. P. Chao and I. T. Wang. Dynamical modeling and experimental validation of a micro-speaker with corrugated diaphragm for mobile phones. *Microsystem Technologies*, 13 :1241–1252, 2007.

- [16] C. M. Lee, J. H. Kwon, K. S. Kim, J. H. Park, and S. M. Hwang. Design and analysis of microspeakers to improve sound characteristics in a low frequency range. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(6) :2048–2051, 2010.
- [17] M. R. Bai, C. Y. Liu, and R. L. Chen. Optimization of microspeaker diaphragm pattern using combined finiteelement $i_{\frac{1}{2}}i_{\frac{1}{2}}$ lumped parameter models. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(8) :2049–2057, 2008.
- [18] NXP. Ra 11x15x3,5mm in different closed back volumes. *APN 24.1*, 2006.
- [19] E. Sturtzer, G. Pillonnet, N. Abouchi, and F. Goutti. System approach to avoid audio amplifier oversizing in mobile phone application. *Audio Engineering Society Conference - Audio for Wirelessly Networked Personal Devices*, 2011.
- [20] K. Lee, Youngjin Cho, and N. Chang. High-level power management of audio power amplifiers for portable multimedia applications. *IEEE/ACM/IFIP Workshop on Embedded Systems for Real Time Multimedia*, pages 41–46, 2006.
- [21] C. W. Lin, B. S. Hsieh, and Y. C. Lin. Enhanced design of filterless class-d audio amplifier. *EDAA*, 2009.
- [22] D. Self. *Class-D Amplifiers*. Focal Press, 2009.
- [23] W.H. Groeneweg. Analog signal processing for a class d audio amplifier in 65 nm cmos technology. *ESSCIRC 34th European Solid-State Circuits Conference*, pages 322–325, 2008.
- [24] S. M. Hwang, K. S. Hong, H. J. Lee, J. H. Kim, and S. K. Jeung. Development of hi-fi microspeakers with a woofer and a tweeter used for mobile phones. *Journal of Applied Physics*, 97-10R512, 2005.
- [25] Semico Research Corporation. Mems sales by applications, March 2012. <http://www.semi.org/en/node/39781>.
- [26] Micronews. Mems & sensors for smartphones report, July 2010. <http://www.i-micronews.com/lectureArticle.asp?id=5147>.
- [27] Yole Development. Mems microphone apps design considerations, Avril 2012. <http://www.digikey.com/us/en/techzone/sensors/resources/articles/mems-microphone-apps.html>.
- [28] S. S. Je and J. Chae. An electromagnetically actuated micromachined loudspeaker for hearingaids applications. *IEEE SENSORS Conference*, pages 1024–1027, 2007.
- [29] S. Chowdhury, M. Ahmadi, G. A. Jullien, and W. C. Miller. A modular mems electromagnetic actuator for use in a hearing instrument. *IEEE 43rd Midwest Symp. on Circuits and Systems*, pages 240–243, 2000.
- [30] M. C. Cheng, W. S. Huang, and S. R. S. Huang. A silicon microspeaker for hearing instruments. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 14 :859–866, 2004.
- [31] J. J. Neumann and G. Kaigham. Cmos-mems membrane for audio-frequency acoustic actuation. *Sensors and Actuators A : Physical*, 95 :175–182, 2002.

- [32] W. Affane and T.S. Birch. A microminiature electromagnetic middle-ear implant hearing device. *Sensors and Actuators*, 46 :584, 1995.
- [33] C. Shearwood, M.A. Harradine, T.S. Birch, and J.C. Stevens. Applications of polyimide membranes to mems technology. *Microelectronic Engineering*, 30 :547–550, 1996.
- [34] M. A. Harradine, T. S . Birch, J. C. Stevens, and C. Shearwood. A micro-machined loudspeaker for the hearing impaired. *International Conference on Solid State Sensors and Actuators - TRANSDUCERS*, 1 :429–432, 1997.
- [35] Y. C. Chen and Y. T. Cheng. A low-power milliwatt electromagnetic microspeaker using a pdms membrane for hearing aids application. *IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pages 1213–1216, 2011.
- [36] Y. C. Chen, W. T. Liu, T. Y. Chao, and Y. T. Cheng. An optimized cu-ni nanocomposite coil for low-power electromagnetic microspeaker fabrication. *International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference - TRANSDUCERS*, pages 25–28, 2009.
- [37] S. S. Je and J. Chae. A compact, low-power, and electromagnetically actuated micro-speaker for hearing aids. *IEEE Electron Device Letters*, 29(8) :856–858, 2008.
- [38] S. Colin D. Briand, A. Gangadharaiah, E. Vela, P. Dubois, L. Thiery, and N.F. Rooij. Micro-hotplates on polyimide for sensors and actuators. *Physical Sensors and Actuators*, 132 :317–324, 2006.
- [39] F. Neri, F. Di Fazio, R. Crescenzi, and M. Balucani. A novel micromachined loudspeaker topology. *IEEE 61st Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pages 1221–1227, 2011.
- [40] I. Shahosseini, E. Lefeuvre, M. Woytasik, J. Moulin, X. Leroux, S. Edmond, E. Dufour-Gergam, A. Bosseboeuf, G. Lemarquand, and V. Lemarquand. Towards high fidelity high efficiency mems microspeakers. *IEEE International conference on sensors*, pages 2426–2430, 2010.
- [41] S. S. Je, N. Wang, H. C. Brown, D. P. Arnold, and J. Chae. An electromagnetically actuated microspeaker with fully-integrated wax-bonded nd-fe-b micromagnets for hearing aid applications. *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS)*, pages 885–888, 2009.
- [42] S. S. Je, F. Rivas, R. E. Diaz, J. Kwon, and J. Kim. A compact and low-cost mems loudspeaker for digital hearing aids. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 3(5) :348–358, 2009.
- [43] R. Kalberer and J. J.Meister. Improvements in the lateral resolution of electrostatic ultrasonic transducers. *Ultrasonics*, 25(6) :357–357, 1987.
- [44] K. Suzuki, K. Higuchi, and H. Tanigawa. A silicon electrostatic ultrasonic transducer. *IEEE Transactions on ultrasonics ferroelectrics and frequency control*, 36(6) :620–627, 1989.
- [45] J. Hietanen, J. Stor Pellinen, and M. Luukkala. A model for an electrostatic ultrasonic transducer with a grooved backplate. *Measurement Science and Technology*, 3(11) :1095–1097, 1992.

- [46] P. Rangsten, L. Smith, L. Rosengren, and B. Hok. Electrostatically excited diaphragm driven as a loudspeaker. *Sensors and Actuators A*, 52 :211–215, 1996.
- [47] B. M. Diamond, J. J. Neumann, and K. J. Gabriel. Digital sound reconstruction using arrays of cmos-mems microspeakers. *IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pages 292–295, 2002.
- [48] H. Kim, A. A. Astle, K. Najafi, L. P. Bernal, P. D. Washabaugh, and F. Cheng. Bi-directional electrostatic microspeaker with two large-deflection flexible membranes actuated by single dual electrodes. *IEEE Conference on Sensors*, pages 89–92, 2005.
- [49] R. C. Roberts, J. Du, A. O. Ong, D. Li, C. A. Zorman, and N. C. Tien. Electrostatically driven touch-mode poly-sic microspeaker. *IEEE Sensors*, pages 284–287, 2007.
- [50] O. Cugat, J. Delamare, and G. Reyne. Magnetic micro-actuator and systems magmas. *IEEE Transaction on Magnetics*, 39(6) :3608–3612, 2003.
- [51] S. S. Lee and R. M. White. Piezoelectric cantilever voltage-to-frequency converter. *Sensors and Actuators A : Physical*, 71 :153–157, 1998.
- [52] C. C. Lee, Q. Guo, G.Z. Cao, and I.Y. Shen. Effect of electrode size and silicon residue on piezoelectric thin-film membrane actuators. *Sensors and Actuators A : Physical*, 147 :279–285, 2008.
- [53] G. H. Feng and M. Y. Tsai. Acoustic emission sensor with structure-enhanced sensing mechanism based on micro-embossed piezoelectric polymer. *Sensors and Actuators A : Physical*, 162 :100–106, 2010.
- [54] E. S. Kim and R. S. Muller. Ic-processed piezoelectric microphone. *IEEE Electron Device Letters*, EDL-8 :467–468, 1987.
- [55] S.H. Kim, J.H. Kim, G.W. Yoon, and H.D. Park. Tow-step deposition process of piezoelectric zno film and its application for film acoustic resonators. *Journal of Vacuum Science and Technology*, 18 :2432–2436, 2000.
- [56] S. H. Yi and E. S. Kim. Piezoelectric microspeaker with compressive nitride diaphragm. *IEEE 5th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pages 260–263, 2002.
- [57] H. C. Cho, S. C. Ur, M. S. Yoon, and S. Yi. Dependence of material properties on piezoelectric microspeakers with aln thin film. *IEEE 3rd International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, pages 637–640, 2008.
- [58] S. C. Ko, Y. C. Kim, S. S. Lee, S. H. Choi, and S. R. Kim. Micromachined piezoelectric membrane acoustic device. *Sensors and Actuators A : Physical*, 103 :130–134, 2003.
- [59] S. H. Yi, S. C. Ur, and E. S. Kim. Performance of packaged piezoelectric microspeakers depending on the material properties. *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pages 765–768, 2009.
- [60] H. J. Kim, S. Q. Lee, S. K. Lee, and K. H. Park. A piezoelectric microspeaker with a high-quality pmn-pt single-crystal membrane. *Journal of the Korean Physical Society*, 54(2) :930–933, 2009.

- [61] S. H. Yi and E. S. Kim. Micromachined piezoelectric microspeaker. *Japanese Journal of Applied Physics*, 44(6A) :3836–3841, 2005.
- [62] H. J. Kim, K. Koo, S. Q. Lee, K. H. Park, and J. Kim. High performance piezoelectric microspeakers and thin speaker array system. *ETRI Journal*, 31(6) :680–687, 2009.
- [63] S. H. Yi, M. S. Yoon, and S. C. Ur. Piezoelectric microspeakers with high compressive zno film and floating electrode. *Journal of Electroceram*, 23 :295–300, 2009.
- [64] W. S. Lee and S. S. Lee. Piezoelectric microphone built on circular diaphragm. *Sensors and Actuators A : Physical*, 144 :367–373, 2008.
- [65] L. Xiao, Z. Chen, C. Feng, L. Liu, Z. Q. Bai, Y. Wang, L. Qian, Y. Zhang, Q. Li, K. Jiang, and S. Fan. Flexible, stretchable, transparent carbon nanotube thin film loudspeakers. *Nano Letters*, 8 (12) :4539–4545, 2008.
- [66] P. Lee and S. S. Lee. Patternable pyrolyzed carbon microspeaker. *IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pages 1135–1138, 2010.
- [67] Y. Lu and A. Lal. Acoustic speaker based on high-efficiency broadband nano-pillar photonic crystal opto-thermo-mechanical mems excitation. *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS)*, pages 2678–2681, 2011.
- [68] R. Heydt, R. Kornbluh, R. Pelrine, and V. Mason. Design and performance of an electrostrictive-polymer-film acoustic actuator. *Journal of Sound and Vibration*, 215 :297–311, 1998.
- [69] Audiopixels. New digital speaker technology, March 2012. <http://www.audiopixels.com.au/index.cfm/technology/>.
- [70] J. Rehder, P. Rombach, and O. Hansen. Balanced membrane micromachined loudspeaker for hearing instrument application. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 11 :334–338, 2001.
- [71] F. Ayatollahi and B. Y. Majlis. Materials design and analysis of low-power mems microspeaker using magnetic actuation technology. *Advanced Materials Research*, 74 :243–246, 2009.
- [72] R. Rashedin, T. Meydan, and F. Borza. Electromagnetic micro-actuator array for loudspeaker application. *Sensors and Actuators A : Physical*, 129 :118–120, 2006.
- [73] A. D. Pierce. *Acoustics*. Acoustical Society of America, 1989.
- [74] J.S. Rao. *Dynamics of plates*. Narosa Publishing House, 1999.
- [75] E. Worner, C. Wild, W. Muller Sebert, P. Koidl, and A. Bankewitz. Diamond loudspeaker cones for high-end audio components.
- [76] M. Madou. *Fundamentals of Microfabrication*. CRC Press, 1997.
- [77] G. Fragiaco, T. Ansbak, T. Pedersen, O. Hansen, and E. V. Thomsen. Analysis of small deflection touch mode behavior in capacitive pressure sensors. *Sensors and Actuators A : Physical*, 161 :114–119, 2010.

- [78] W. Cui, R. N. Miles, and Q. Su. A robust miniature silicon microphone diaphragm. *Sensors and Transducers Journal*, 7 :63–77, 2009.
- [79] M. A. Hopcroft, W. D. Nix, and T. W. Kenny. What is the young modulus of silicon? *Journal of Microelectromechanical Systems*, 19(2) :229–238, 2010.
- [80] Z. Yang, G. Ding, W. Chen, S. Fu, X. Sun, and X. Zhao. Design simulation and characterization of an inertia microswitch fabricated by nonsilicon surface micromachining. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 17 :1598–1604, 2007.
- [81] J. Chiou, C. Hung, and C. Lin. Design fabrication and actuation of a mems based image stabilizer for photographic cell phone applications. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 20-075025 :(11pp), 2010.
- [82] Y. Suzuki and Y. C. Tai. Micromachined high-aspect-ratio parylene spring and its application to low-frequency accelerometers. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 15(5) :1364–1370, 2006.
- [83] H. T. Hsieh and G. D. J. Su. Reliability of a mems actuator improved by spring corner designs and reshaped driving waveforms. *Sensors*, 7 :1720–1730, 2007.
- [84] R. Liu, H. Wang, X. Li, J. Tang, S. Mao, and G. Ding. Analysis simulation and fabrication of mems springs for a micro-tensile system. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 19-015027, 2008.
- [85] A. M. Elshurafa and E. I. El-Masry. Finite-element modeling of low-stress suspension structures and applications in rf mems parallel-plate variable capacitors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(5) :2211–2219, 2006.
- [86] R.P. Kampen and R.F. Wolffenbuttel. Modeling the mechanical behavior of bulk-micromachined silicon accelerometers. *Sensors and Actuators A : Physical*, 64 :137–150, 1998.
- [87] D. Bachmann, B. Schoberle, S. Kuhne, Y. Leiner, and C. Hierold. Fabrication and characterization of folded su-8 suspensions for mems applications. *Sensors and Actuators A Physical*, 130 :379–386, 2006.
- [88] J. S. Milne, J. M. Dell, A. J. Keating, and L. Faraone. Widely tunable mems-based fabry perot filter. *Journal of Microelectromechanical Systems*, pages 905–913, 2009.
- [89] H. Kahn, M.J. Troye, V. R. Prabhu, C. L. Shih, S. M. Phillips, M. A. Huff, and A. H. Heuer. Single crystal silicon as a micromechanical material. *Transactions*, 86 :119–124, 1998.
- [90] A. R. Sankar, S. K. Lahiri, and S. Das. Performance enhancement of a silicon mems piezoresistive single axis accelerometer with electroplated gold on a proof mass. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 19-025008, 2009.
- [91] S. H. Lim, R. Horowitz, and A. Majumdar. Modeling and performance of two types of piston-like out-of-plane motion micromechanical structures. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 16 :1258–1266, 2006.

- [92] T. Namazu and Y. Isono. Fatigue life prediction criterion for micro-nanoscale single-crystal silicon structures. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 18(1) :129–137, 2009.
- [93] M. Legros, O. Ferry, F. Houdellier, A. Jacques, and A. George. Fatigue of single crystalline silicon : Mechanical behaviour and tem observations. *Materials Science and Engineering : A*, 483 :353–364, 2008.
- [94] S. Kamiya, Y. Ikeda, M. Ishikawa, H. Izumi, J. Gaspar, and O. Paul. Finite fatigue lifetime of silicon under inert environment. *IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pages 432–435, 2011.
- [95] Y. Chida, H. Katsumata, T. Fujjya, S. Kaihatsu, T. Morita, D. Hoshino, and Y. Nishioka. Silicon linear actuator driven by electrochemomechanical strain of polypyrrole film. *Sensors and Actuators A : Physical*, 169 :367–372, 2011.
- [96] X. Li, B. Bhushan, K. Takashima, C. W. Baek, and Y. K. Kim. Mechanical characterization of micro/nanoscale structures for mems/nems applications using nanoindentation techniques. *Ultramicroscopy*, 97 :481–494, 2003.
- [97] J. M. Gere and S. Timoshenko. *Mechanics of materials*. Pws Pub Co, 1997.
- [98] E. K. Baumert, P. o. Theillet, and O. N. Pierron. Investigation of low-cycle fatigue mechanism for micron-scale monocrystalline silicon films. *Acta Materialia*, 58 :2854–2863, 2010.
- [99] S. Franssila. *Introduction to microfabrication*. John Wiley & Sons, 2004.
- [100] F. M. Kamm, A. Ehrmann, H. Schafer, W. Pamler, R. Kasmaier, J. Butschke, R. Springer, E. Haugeneder, and H. Loschner. Influence of silicon on insulator wafer stress properties on placement accuracy of stencil masks. *Japanese Journal of Applied Physics*, 41 :4146–4149, 2002.
- [101] A. Tiberj, B. Fraisse, C. Blanc, S. Contreras, and J. Camassel. Process-induced strain in silicon-on-insulator materials. *Journal of Physics : Condensed Matter*, 14 :13411–13416, 2002.
- [102] C. T. Lynch. *Practical handbook of materials science*. CRC Press, 1990.
- [103] J. H. Kwon, S. M. Hwang, and K. S. K. School. Development of slim rectangular micro-speaker used for minimultimedia phones. *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(6) :2704–2706, 2007.
- [104] W. Klippel and J. Schlechter. Distributed mechanical parameters describing vibration and sound radiation of loudspeaker drive units. In *Audio Engineering Society Convention 125*, 10 2008.
- [105] *Magnetisme II Materiaux et Applications*. EDP Sciences, 2000.
- [106] A. L. Coutrot. Etude du procede de fabrication de microbobines par micromoulage pour des applications en irm et cnd. Master’s thesis, University of Paris 6, 2003.

- [107] N. V. Myung, D.Y. Park, B. Y. Yoo, and P. T.A. Sumodjo. Development of electroplated magnetic materials for mems. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 265 :189–198, 2003.
- [108] Y. W. Huang, T. Y. Chao, C. C. Chen, and Y. T. Cheng. Power consumption reduction scheme of magnetic microactuation using electroplated cu-ni nanocomposite. *Applied Physics Letters*, 90-244105, 2007.
- [109] A.C. Hartley, R.E. Miles, J. Corda, and N. Dimitrakopoulos. Large throw magnetic microactuator. *Mechatronics*, 18 :459–465, 2008.
- [110] M. De Labachellerie. *Technique de fabrication des microsystemes*. Lavoisier, 2004.
- [111] X. Feng, Y. Huang, and A. J. Rosakis. On the stoney formula for a thin film substrate system with nonuniform substrate thickness. *Transactions of the ASME*, 74 :1276–1281, 2007.
- [112] M. Zecchino and T. Cunningham. Thin film stress measurement using dektak stylus profilers. *Veeco Instruments Inc.*, 2004.
- [113] K. R. Williams, K. Gupta, and M. Wasilik. Etch rates for micromachining processing part ii. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 12(6) :761–778, 2003.
- [114] M. K. Hooda, M. Wadhwa, S. Verma, M.M. Nayak, P.J. George, and A.K. Paulc. A systematic study of drier process for high aspect ratio microstructuring. *Vacuum*, 84 :1142–1148, 2010.
- [115] J. Yeom, Y. Wu, J. C. Selby, and M. A. Shannon. Maximum achievable aspect ratio in deep reactive ion etching of silicon due to aspect ratio dependent transport and the microloading effect. *Journal of Vacuum Science and Technology*, 23(6) :2319–2329, 2005.
- [116] K. R. Williams and R. S. Muller. Etch rates for micromachining processing. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 5(4) :256–269, 1996.
- [117] J. F. M. van de Berg, T. E. G. Daenen, G. Krijl, and R.E. van de Leest. La deposition galvanique de l'aluminium. *Surfaces*, 176 :6–10.
- [118] B. Nayak and M. M. Misra. The electrodeposition of aluminium on brass from a molten aluminium chloride-sodium chloride bath. *Journal of Applied Electrochemistry*, 7 :45–50, 1977.
- [119] Y. Zhao and T. J. VanderNoot. Electrodeposition of aluminium from room temperature alk-tmpac molten salts. *Electrochimica Acta*, 42(11) :1639–1643, 1997.
- [120] Q. X. Liu, S. Z. El Abedin, and F. Endres. Electroplating of mild steel by aluminium in a first generation ionic liquid : A green alternative to commercial al-plating in organic solvents. *Surface and Coatings Technology*, 201 :1352–1356, 2006.
- [121] P. Lepetit. Les depot electrolytique d'aluminium. *Galvano organo traitement de surface*, 570 :695–696, 1986.

- [122] M. Woytasik. Etude des procedes de fabrication de microdispositifs electromagnetiques sur supports souples pour l'imagerie medicale (irm) et le controle non-destructif de materiaux. Master's thesis, Universite Paris 6, 2005.
- [123] W. Menz, J. Mohr, and O. Paul. *Microsystem technology*. WILEY-VCH, 2001.
- [124] L. Haobing and F. Chollet. Layout controlled one-step dry etch and release of mems using deep rie on soi wafer. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 15(3) :541–547, 2006.
- [125] H. Jansen, M. Boer, R. Wiegerink, N. Tas, E. Smulders, C. Neagu, and M. Elwenspoe. Rie lag in high aspect ratio trench etching of silicon. *Mieroelectronie Engineering*, 35 :45–50, 1997.
- [126] P. T. Docker, P. K. Kinnell, and M. C. L. Ward. Development of the one-step drie dry process for unconstrained fabrication of released mems devices. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 14 :941–944, 2004.
- [127] T. Ando, M. Shikida, and K. Sato. Tensile-mode fatigue testing of silicon films as structural materials for mems. *Physical Sensors and Actuators*, 93 :70–75, 2001.
- [128] NXP Speakers. Product over view. www.megatron.ch, March 2011.

Table des figures

1.1	Répartition de la consommation d'appareils électroniques portables : (a) lecteur de DVD portable avec écran 7", (b) lecteur mp3 - IPAQ360 PDA	2
1.2	Domaines d'audition définis par le standard ISO 226 [5]	3
1.3	Schéma en coupe d'un haut-parleur électrodynamique	6
1.4	Représentation schématique de la chaîne de reproduction sonore [8]	7
1.5	(a) Différents micro-haut-parleurs du fabricant Knowles dédiés aux systèmes audio embarqués grand public [10], (b) détail des dimensions d'un micro-haut-parleur rectangulaire pour smart phone [11]	8
1.6	Vue en coupe de la structure d'un micro-haut-parleur classique	8
1.7	Deux types de diaphragme (a) avec ondulations d'assouplissement périphérique [16, 17], (b) avec variation d'épaisseur [16]	9
1.8	Courbes de réponse SPL et de THD pour deux micro-haut-parleurs avec une cavité arrière de 1 cm^3 , (a) NXP-RA 11x15x3.5 [18], (b) Knowles-Donau pour 350 mW [10]	10
1.9	Courbes de réponse en fréquence du micro-haut-parleur NXP RA 11x15x3.5 sans cavité arrière : (a) selon le fabricant pour 50 mW en entrée, (b) selon les mesures faites au cours du projet SAIPON avec 100 mW en entrée [19]	11
1.10	Mesures des harmoniques et des intermodulations réalisées au cours du projet SAIPON sur le micro-haut-parleur NXP RA 11x15x3.5 : (a) harmoniques, (b) intermodulations	12
1.11	Évolution et prédiction du marché et domaines d'applications des MEMS [25]	14
1.12	Fonctions réalisées à l'aide de MEMS dans les smart phones [26]	15
1.13	Évolution du marché des microphones MEMS [27]	15
1.14	Deux structures de micro-haut-parleurs MEMS électrodynamiques : (a) avec aimant fixe et bobine mobile [36], (b) avec aimant mobile et bobine fixe [34]	16
1.15	Topologie d'un micro-haut-parleur électrodynamique avec face émissive en silicium et suspension élastomère [39]	17
1.16	(a) Schéma d'un micro-haut-parleur électrodynamique MEMS avec une bobine à deux niveaux, un diaphragme souple, un aimant permanent annulaire et un noyau magnétique doux, (b) dispositif après microfabrication [42]	18
1.17	Schéma d'un micro-haut-parleur électrostatique en technologie MEMS[49]	19

1.18	(a) Schéma en coupe d'un micro-haut-parleur piézoélectrique en technologie MEMS [60], (b) dispositif après la microfabrication, (c) zoom sur le diaphragme déformé par les contraintes mécaniques résiduelles [59]	20
1.19	Autres principes d'actionnement (a) transducteur thermoacoustique [65, 66], (b) transducteur opto-thermo-mécano-acoustique [67] (c) transducteur à base de films électrostrictifs [68]	21
1.20	(a) Reconstruction analogique du son, (b) reconstruction numérique 4 bits avec 15 haut-parleurs élémentaires [47]	22
1.21	Micro-haut-parleur numérique, (a) puce à 7 micro-haut-parleurs élémentaires (3 bits) [47], (b) puce à Audiopixels à 1024 micro-haut-parleurs élémentaires (10 bits), (c) modularité des matrices de pixels [69]	23
2.1	Structures de micro-haut-parleurs électrodynamiques MEMS : (a) avec surface émissive souple, (b) avec surface émissive rigide	28
2.2	Modes de vibration d'une plaque circulaire encastrée à sa périphérie, avec le déplacement des zones rouges et jaunes en opposition de phase [3]	28
2.3	Détails de la bobine planaire et des pistes d'alimentation reliant partie fixe et partie mobile	29
2.4	Disposition schématique d'une surface émissive de type piston circulaire, entourée d'un écran acoustique infini	30
2.5	Volume d'air déplacé en fonction de la fréquence : (a) pour 80 dB SPL à 10 cm, (b) fréquence du coupure basse des micro-haut-parleurs classiques, (c) performances typiques des micro-haut-parleurs MEMS	31
2.6	Déplacement crête de la face parlante en fonction de son diamètre pour obtenir 12,6 μW à 300 Hz	32
2.7	Différentes microstructures utilisées dans les dispositifs MEMS pour augmenter la raideur : (a) structure en nid d'abeille [77], (b) structure à nervures croisées [78]	35
2.8	Première microstructure à nervures radiales étudiée	36
2.9	(a) Volume élémentaire avec des nervures radiales de largeur réduite vers le centre, (b) volume élémentaire avec des nervures radiales de largeur constante, (c) élément Solid45 à 8 nœuds utilisé pour la modélisation 3D	37
2.10	Première structure étudiée avec un maillage large (à gauche) et un maillage affiné (à droite)	37
2.11	Effet de la finesse du maillage : variation de la fréquence du mode tambour en fonction du nombre de division radiales (les deux barres pointillées indiquent un écart de 1%)	37
2.12	Fréquences du mode tambour de la face parlante (première microstructure étudiée)	39
2.13	Masse de la face parlante (première microstructure étudiée)	40
2.14	Test de gravure profonde sur un substrat silicium, vue en coupe au microscope électronique à balayage (MEB)	41

2.15	Modes apparaissant dans la gamme 0-20 kHz pour une face parlante structurée, composée d'une plaque de 20 μm d'épaisseur et d'une microstructure de 300 μm d'épaisseur, avec 16 nervures de 100 μm de largeur : (a) premier mode radial avec 2 diamètre nodaux et 1 cercle nodal (selle de cheval) à 7 kHz , (b) premier mode circulaire avec 1 cercle nodal (mode tambour) à 13 kHz , (c) deuxième mode radial avec 3 diamètres nodaux et 1 cercle nodal à 17 kHz . . .	42
2.16	Deuxième microstructure à nervures radiales étudiée	42
2.17	Optimisation de la deuxième microstructure : (a) fréquence du mode tambour et masse en fonction du diamètre de l'anneau intermédiaire, (b) fréquence du mode tambour pour différentes combinaisons de nervures	43
2.18	Trois premiers modes propres de la deuxième microstructure, dans le cas d'une plaque de 20 μm d'épaisseur et d'une microstructure de 300 μm d'épaisseur avec 12 nervures extérieures et 8 nervures intérieures	43
2.19	Répartition de la force motrice au tour de l'axe central de la surface émissive . . .	44
2.20	Différents types de ressort (a) en parylène, autorisant 300 μm de déplacement dans le plan [82], (b) en silicium, permettant plus de 200 μm de déplacement dans le plan [83], (c) en nickel, avec 300 μm de déplacement dans le plan [84], (d) en silicium, pour un déplacement hors-plan [90, 85, 91], (e) en SU-8, pour 60 μm de déplacement hors-plan [87], (f) en Si_xN_y , 1 μm de déplacement hors-plan [88], (g) en silicium, avec de 400 μm à 1,2 mm de déplacement hors-plan [89]	46
2.21	Poutre encastree d'un côté et guidée de l'autre	47
2.22	Premier type de bras de suspension : (a) quatre poutres courbes encastrees dans la partie mobile et dans le substrat, zoom sur la zone avec concentration de contrainte (maximum 400 MPa pour 300 μm de déplacement hors-plan), (b) membrane réalisée et zoom sur l'encastrement montrant la propagation d'une fissure dans l'axe cristallin du silicium et la défaillance finale	48
2.23	Effet du maillage sur la distribution des contraintes, (a) problème de densité et de discontinuité des nœuds, (b) bonne répartition et continuité des nœuds	48
2.24	Distribution de la contrainte principale calculée par FEM dans le cas de différents ressorts, pour un déplacement statique hors-plan de 300 μm	50
2.25	Déplacement et répartition de la contrainte principale pour les deux types de ressorts choisis, dans le cas de suspensions à quatre (a) et (b), et six ressorts (c) et (d)	51
2.26	Exemple de modes propres des ressorts dans la bande passante du micro-haut-parleur	52
2.27	Variation de la fonction f en fonction du rapport $M_{Bobine}/M_{Membrane}$	55
2.28	Diagramme de calcul du rendement	57
2.29	(a) Vue en coupe du dispositif, (b) deux orientations considérées de l'aimantation	58
2.30	Axisymétrie de la structure magnétique	58

2.31	Modélisation magnétique FEM : (a) représentation schématique du modèle axi-symétrique, (b) élément Plane53 d'ANSYS à 8 nœuds utilisé pour l'aimant, la bobine et l'air, (c) élément Infin110 d'ANSYS à 4 ou à 8 nœuds utilisé pour le milieu infini	59
2.32	Composante radiale du champ magnétique B_r en fonction de z : (a) aimantation axiale, (b) aimantation radiale	59
2.33	Autres configurations magnétiques : (a) un aimant annulaire en face arrière du substrat, (b) avec aimantation axiale ou radiale, (c) deux aimants annulaires disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine, (d) avec aimantation axiale ou radiale	60
2.34	Composante radiale de l'induction magnétique B_r en fonction de la distance z pour des aimantations radiales et axiales : (a) un aimant en face arrière, (b) deux aimants disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine	61
2.35	Point d'origine "0" pour la cartographie de B_r en fonction de la distance z et du déplacement hors-plan x (ce système d'axes est lié à la partie fixe) : (a) aimant en face avant, (b) aimant en face arrière, (c) deux aimants disposés symétriquement	61
2.36	Cartographie de B_r au voisinage des aimants dans le cas de la configuration symétrique avec aimantation axiale	62
2.37	Composante radiale de l'induction magnétique B_r en fonction du déplacement de la face émissive x , pour différentes distances z : (a) un aimant en face avant avec aimantation radiale, (b) un aimant en face avant avec aimantation axiale, (c) un aimant en face arrière avec aimantation radiale, (d) un aimant en face arrière avec aimantation axiale, (e) deux aimants disposés symétriquement avec aimantation radiale, (f) deux aimants disposés symétriquement avec aimantation axiale	63
2.38	Vue en coupe des aimants et des spires de la bobine, environnés par les vecteurs d'induction magnétique, avec la définition des paramètres suivants : (a) inter-spire, (b) largeur des spires, (c) épaisseur des spires	65
2.39	Déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence, pour générer : (a) 80 dB SPL à 10 cm, (b) 70 dB SPL à 10 cm	65
2.40	Rendement électroacoustique en fonction de la largeur des spires de la bobine, pour une structure à deux aimants à aimantation axiale, disposés symétriquement	66
2.41	Facteur de force en fonction du déplacement de la surface émissive, avec bobines optimisées suivant la Table 2.7	67
2.42	Variation du rendement en fonction de la largeur inter-spire pour une bobine de 30 μm d'épaisseur et d'une résistance de 10 Ω	68
2.43	Variation du rendement en fonction de l'épaisseur des spires	69
2.44	Variation du rendement en fonction de la résistance électrique de la bobine	70
2.45	Variation du rendement et de la masse de la bobine optimisée en fonction de la masse de la partie mobile en silicium	70

2.46	Rendement et valeur minimale de la fréquence à partir de laquelle il est possible d'obtenir 80 dB SPL à 10 cm, en fonction du diamètre de la face parlante	72
2.47	Configuration d'aimants disposés symétriquement : (a) espacement de 600 μm en recouvrant les ressort de suspension, (b) espacement de 800 μm en recouvrant les ressort de suspension, (c) espacement de 600 μm sans recouvrement des ressort de suspension	73
2.48	Variation de B_r en fonction de la distance du bord de la surface émissive z , pour deux aimants annulaires espacés de 600 μm , de section : (a) 3×3 , (b) $1,5 \times 3$, (c) $3 \times 1,5$, (d) $1,5 \times 1,5$	74
2.49	Effet de l'induction magnétique asymétrique : (a) déplacement b de la surface émissive dans le plan, (b) basculement de la surface émissive de l'angle θ	75
2.50	Variation de la composante axiale de l'induction magnétique en fonction de la distance du bord de la surface émissive, pour deux aimants à aimantation axiale de 1,5 T disposés symétriquement	76
2.51	Modes de basculement de la surface émissive à 116 et à 145 Hz	76
2.52	(a) Structure d'un micro-haut-parleur classique avec détail du circuit magnétique [103], (b) fonctionnement normal du dispositif, (c) phénomène de "Rub and Buzz" avec frottement entre les parties fixe et mobile dû à un mode de basculement	77
2.53	Micro-haut-parleurs MEMS avec matériau magnétique doux : (a) anneau en NiFe sur la partie fixe au voisinage de la bobine [30], (b) noyau en NiFe au centre de la bobine [42]	78
2.54	Anneau en matériau magnétique doux déposé sur la surface émissive, au centre de la bobine	78
2.55	Courbe B(H) utilisée dans les simulations FEM pour modéliser le permalloy	79
2.56	Cartographie de la composante radiale de l'induction magnétique (a) en l'absence d'anneau magnétique doux (b) avec un anneau magnétique doux	79
2.57	Induction magnétique radiale B_r normalisée, avec anneau en permalloy : (a) anneau d'épaisseur 30 μm et de largeur variable, (b) anneau de largeur 1 mm et d'épaisseur variable	80
2.58	Bobine composite en cuivre/permalloy	81
2.59	Distribution des lignes de champ magnétique au voisinage des spires de la bobine : (a) Cu, (b) Cu/NiFe, (c) Ni/Fe	83
3.1	Vue schématique du dispositif MEMS réalisé	87
3.2	Étapes principales de microfabrication du dispositif (a) dépôt des pistes conductrices, (b) dépôt de la couche isolante, (c) structuration des ressorts de suspension, (d) réalisation de la bobine planaire, (e) structuration de la partie mobile en silicium, (f) libération de la partie mobile	88
3.3	(a) Substrat SOI, (b) substrat SOI après avoir déposé les pistes conductrices par pulvérisation cathodique	89

3.4	(a) Schéma du principe d'un bâti de pulvérisation cathodique, (b) pulvérisation magnétron	90
3.5	Courbure de la surface de l'échantillon avant et après le dépôt de cuivre	91
3.6	Deux méthodes pour la microstructuration de motifs sur le film de cuivre : (a) méthode classique, (b) méthode lift-off, (c) flanc incliné de 45 degrés obtenu avec la résine TI-X lift	92
3.7	Images réalisées par profilomètre optique interférométrique des pistes conductrices microstructurées : (a) par lift-off avec la résine TI-X lift, (b) après gravure chimique des effets de bord du cuivre dus au lift-off, (c) par la méthode classique	93
3.8	(a) Substrat avec des pistes conductrices, (b) substrat après avoir déposé une couche isolante (la silice par PECVD)	93
3.9	Schéma d'un bâti PECVD	94
3.10	Couche de silice structurée par gravure RIE, disposée entre la piste de cuivre et la bobine	95
3.11	Schéma d'un bâti de gravure ionique réactive (RIE)	95
3.12	(a) Substrat avant gravure du silicium en face avant, (b) substrat après gravure, avec structuration des six ressorts de suspension en face avant	96
3.13	(a) Ressort de suspension après lithographie, (b) partie non-gravée du silicium	96
3.14	Vue schématique du bâti de gravure DRIE (ICP RIE STS) [114]	97
3.15	Étapes du procédé Bosch utilisé pour la gravure profonde anisotrope du silicium : (a) gravure, (b) passivation [115]	97
3.16	Schéma du dispositif expérimental de dépôt électrolytique	98
3.17	Sous-étapes de réalisation de la bobine : (a) substrat au départ, (b) dépôt des sous-couches Ti/Cu, (c) micromoulage épais, (d) dépôt électrolytique du cuivre, (e) nettoyage de la résine, (f) gravure des sous-couches Ti/Cu	100
3.18	Profil des flancs de résine AZ4562 en fonction de la dose d'insolation et du temps de développement : (a) 1300 mJ/cm^2 et $2 \times 2 \text{ min}$, (b) 1000 mJ/cm^2 et $2 \times 2 \text{ min}$ 30 s, (c) 600 mJ/cm^2 et $2 \times 3 \text{ min}$ 30 s	101
3.19	Micromoule en résine pour la bobine : (a) quelques heures après développement, (b) fluage du micromoule 24 heures après développement	102
3.20	(a) Espacement entre le masque de lithographie et la résine dû à la sur-épaisseur de résine, (b) élimination de l'espacement après avoir retiré la sur-épaisseur	102
3.21	(a) Image tridimensionnelle de la bobine obtenue au profilomètre optique interférométrique, (b) profil des spires	103
3.22	(a) Disposition des bobines et du point de connexion électrique sur le substrat, et région d'agitation de l'électrolyte, (b) position des quatre zones de contrôle d'épaisseur sur chaque bobine	104
3.23	Spires de la bobine vues en coupe, avec sous-couche de Ti/Cu : (a) avant gravure, (b) après gravure humide, (c) après gravure sèche	105
3.24	Schéma d'un bâti de gravure par faisceau d'ions (IBE)	105
3.25	Échantillon avant structuration et libération de la partie mobile	106

3.26	Images MEB : (a) spires de la bobine, (b) détail du contact entre la spire intérieure de la bobine et la piste conductrice, (c) débordement du cuivre du micromoule	106
3.27	Étapes de microstructuration en face arrière et libération de la partie mobile : (a) substrat après réalisation de la bobine, (b) protection de la bobine avec de la résine en face avant et réalisation du masque de gravure en face arrière, (c) collage sur le support avec de la pâte thermique, (d) gravure DRIE en face arrière du substrat, (e) décollage et nettoyage du substrat, (f) gravure de la silice enterrée	107
3.28	(a) Représentation schématique des pinces de maintien du substrat dans le bâti DRIE, (b) collage du substrat entier, avec bobines au dessous, (c) collage du substrat clivé avec bobine au dessous	109
3.29	(a) Endommagement de la microstructure due à la surchauffe de l'échantillon au cours du procédé, (b) Débordement de la pâte thermique à travers les ouvertures	109
3.30	(a) Vue schématique du phénomène de sous-gravure [124], (b) nervures détachées du dispositif par une sous-gravure excessive	110
3.31	(a) Effet du facteur d'aspect sur le temps de gravure [115], (b) facteur d'aspect de 23 à 41 [115], (c) partie non-gravée entre le substrat et la partie mobile pour le substrat de 500 μm d'épais, (c) même partie quasiment gravée pour le substrat de 400 μm d'épais, (d) même partie entièrement gravée pour le substrat de 300 μm d'épais	111
3.32	(a) Microstructures permettant d'homogénéiser la largeur des ouvertures, (b) microstructures détachées du substrat par sous-gravure [124]	111
3.33	(a) Exemple de profil négatif des flancs d'une nervure, (b) "herbe" de silicium au fond des motifs gravés	112
3.34	Représentation schématique du dispositif en fin de microfabrication : (a) avant l'assemblage des aimants, (b) après assemblage des aimants intégrés	113
3.35	Micro-haut-parleur MEMS en fin de fabrication : (a) face avant avant assemblage de l'aimant, (b) face avant avec aimant d'un diamètre interne de 16 mm et une section de $3 \times 3 \text{ mm}^2$, (c) face arrière avant assemblage de l'aimant, (d) la face arrière avec aimant, (e) image MEB des spires de la bobine électrodéposée, (f) ressort avec piste conductrice connectée à la spire intérieure de la bobine, (g) ressort opposé avec piste conductrice connectée à la spire extérieure de la bobine	114
4.1	Différentes structures testées des ressorts de suspension	118
4.2	Déplacement hors-plan des suspensions : (a) suspension à quatre ressorts, (b) suspension à six ressorts	118
4.3	Mesure statique du déplacement hors plan des surfaces émissives de la Figure 4.1	119
4.4	Dispositif réalisé pour tester la tenue mécanique des pistes en cuivre sur silicium	120

4.5	Encastrement de la poutre avec passage de la piste conductrice en cuivre : (a) après microfabrication, (b) après 110×10^6 cycles, (c) après 20×10^9 cycles de contrainte de 140 MPa d'amplitude	121
4.6	Profil de la surface émissive analysé par balayage laser : (a) en l'absence de déformation, (b) à la fréquence du mode tambour (13 kHz)	122
4.7	Impédance électrique de la bobine en fonction de la fréquence	123
4.8	(a) Disposition de l'aimant par rapport à la bobine, (b) déplacement hors-plan de la surface émissive en fonction du courant	124
4.9	Facteur de force en fonction du déplacement de la partie mobile	125
4.10	Assemblage des aimants : (a) aimant cylindrique, (b) aimants annulaires, (c) vue de dessus de l'assemblage de deux aimants annulaires, (d) vue de dessous de l'assemblage de deux aimants annulaires	126
4.11	Facteur de force en fonction de la position de la surface émissive pour différents aimants cylindriques de la Table 5.1, (a) aimant $n^\circ 1$, (b) aimant $n^\circ 2$, (c) aimant $n^\circ 3$, (d) aimant $n^\circ 4$, (e) aimant $n^\circ 5$	127
4.12	Facteur de force en fonction de la position de la partie mobile pour différents aimants annulaires de la Table 5.1, (a) un aimant $n^\circ 6$, (b) deux aimants $n^\circ 6$ espacés de $600 \mu\text{m}$ et disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine, (c) un aimant $n^\circ 7$, (d) deux aimants $n^\circ 7$ espacés de $600 \mu\text{m}$ et disposés symétriquement par rapport au plan de la bobine	128
4.13	Déplacement en valeur crête de la surface émissive en fonction de la fréquence : (a) pour une puissance électrique de 12 mW , (b) pour une puissance électrique de 3 mW	129
4.14	Valeur efficace de l'accélération de la surface émissive en fonction de la fréquence : (a) pour une puissance électrique de 12 mW , (b) pour une puissance électrique de 3 mW	129
4.15	Zone de contact bobine-piste : (a) à puissance nulle, (b) pour une puissance de $0,4 \text{ W}$, (c) pour une puissance de 1 W , (d) profil thermique sur la droite OO' pour des puissances de $0,4$ et 1 W	130
4.16	Destruction des conducteurs en cuivre pour les puissances électriques supérieure à 8 W , (a) discontinuité dans les spires de la bobine, (b) partie fondue de la piste conductrice, (c) perte du contact entre la bobine et la piste conductrice	131
4.17	Chambre anéchoïque avec disposition du microphone et du micro-haut-parleur	132
4.18	Simulation FEM du niveau sonore généré dans l'air, (a) micro-haut-parleur sans fuite, (b) micro-haut-parleur avec une ouverture de $200 \mu\text{m}$ de large tout autour de la surface émissive	133
4.19	Étanchéité du micro-haut-parleur : (a) film de latex collé en face arrière du dispositif, (b) joint élastomère collé en face avant du dispositif	133
4.20	Caractéristiques statiques force-déplacement mesurés sur des transducteurs équipés du film de latex et du joint élastomère	134

4.21	Déplacement de la surface émissive en fonction de la fréquence pour une puissance électrique de 12 mW , (a) sans film de latex, (b) avec film de latex	134
4.22	Réponse en fréquence du micro-haut-parleur pour une puissance électrique de $0,5\text{ W}$	135
4.23	FFT du signal du microphone pour deux fréquences du fondamental : f , (a) $f = 700\text{ Hz}$, (b) $f = 2,4\text{ kHz}$	136
4.24	Intermodulation pour deux fréquences d'excitation f_1 et f_2 avec 12 dB de différence d'amplitude, (a) $f_1 = 600\text{ Hz}$ et $f_2=1700\text{ Hz}$, (b) $f_1 = 400\text{ Hz}$ et $f_2=1950\text{ Hz}$	137
4.25	Module de l'impédance électrique Z_e typique d'un haut-parleur en fonction de la fréquence	138
4.26	Module de l'impédance électrique du micro-haut-parleur en fonction de la fréquence pour différentes tensions efficaces d'alimentation : (a) 2 V , (b) 1 V , (c) $0,4\text{ V}$, (d) $0,1\text{ V}$	138
4.27	Phase de l'impédance électrique du micro-haut-parleur en fonction de la fréquence pour différentes tensions d'alimentation : (a) 2 V , (b) 1 V , (c) $0,1\text{ V}$	139
5.1	Micro-haut-parleurs : (a) technologie conventionnelle, (b) MEMS élaboré au cours de ce travail	143

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques des micro-haut-parleurs NXP RA 11x15x3.5 et Knowles Donau [10, 11, 18]	10
1.2	Caractéristiques de différents micro-haut-parleurs MEMS	24
2.1	Figure de mérite de matériaux utilisés dans les technologies MEMS [76, 75] . .	34
2.2	Résumé des meilleures configurations de la première microstructure proposée .	38
2.3	Comparaison de différentes faces parlantes en silicium massif et microstructuré	44
2.4	Caractéristiques des suspensions représentées sur la Figure 2.25	51
2.5	Figure de mérite de différents métaux [102]	54
2.6	Rendement électroacoustique maximal dans le cas d'une induction magnétique uniforme et d'une membrane de masse 25 mg	55
2.7	Caractéristiques de la bobine optimisée pour chaque configuration d'aimant, en considérant un diamètre de 15 mm et une masse de 25 mg pour la partie mobile en silicium, ainsi qu'une résistance de 10 Ω et une largeur inter-spire de 20 μm pour la bobine	66
2.8	Caractéristiques des bobines optimisées pour différentes épaisseurs des spires, et rendements électroacoustiques correspondants	68
2.9	Caractéristiques des bobines optimisées pour différentes valeurs de la résistance, et rendements électroacoustiques correspondants	69
2.10	Rendement du transducteur en fonction de l'espacement entre les deux aimants	72
2.11	Facteur de force, rendement et dimensions externes pour différentes sections des aimants annulaires	74
2.12	Rendement normalisé obtenu pour différents anneaux de permalloy	81
2.13	Facteur de force et rendement normalisés, pour différents diamètres des aimants et différentes proportions Cu/NiFe de la bobine	82
3.1	Paramètres utilisés lors du dépôt de pulvérisation cathodique pour les pistes conductrices	91
3.2	Procédé Bosch utilisé pour la structuration des ressort de suspension	97
3.3	Paramètres de pulvérisation cathodique pour la sous-couche Ti/Cu	101
3.4	Épaisseurs de cuivre de chaque bobine, suivant la Figure 3.22	104

4.1	Raideur des ressorts de suspension obtenues par simulation FEM et expérimentalement	120
4.2	Propriétés géométriques et magnétiques des différents aimants utilisés dans le micro-haut-parleur	125
5.1	Caractéristiques typiques d'un micro-haut-parleur classique et celles du micro-haut-parleur MEMS réalisé	144

« Vers des micro-haut-parleurs à hautes performances électroacoustiques en technologie silicium »

Résumé : Ce mémoire présente la conception, la réalisation et la caractérisation d'un micro-haut-parleur en silicium destiné à des applications électroniques portables, telles que les tablettes et les téléphones cellulaires. L'objectif est d'évaluer le potentiel des microtechnologies pour améliorer la qualité sonore et le rendement électroacoustique, qui sont deux points faibles majeurs des micro-haut-parleurs actuels.

En analysant les paramètres dont dépendent le rendement et la qualité sonore, nous montrons que le silicium monocristallin présente des propriétés particulièrement intéressantes pour réaliser la surface émissive et la suspension du transducteur. Une microstructure de la partie mobile est proposée pour satisfaire la double exigence d'une surface émissive très rigide, nécessaire à la qualité sonore, et d'une masse très faible, permettant d'augmenter le rendement. Les aimants et la bobine, qui constituent le moteur électrodynamique, sont également optimisés en utilisant conjointement des modèles analytiques et à éléments finis.

La microfabrication du transducteur MEMS est étudiée, étape par étape. Elle repose sur l'utilisation d'un substrat SOI (silicium sur isolant), qui sert de base à la structuration des différents composants, et sur lequel sont rapportés des aimants massifs.

La caractérisation électroacoustique des échantillons réalisés montre une très bonne qualité de reproduction sonore. Un niveau sonore de 80 dB à 10 cm est obtenu pour une puissance électrique de 0,5 W, ce qui place le rendement au niveau des micro-haut-parleurs du marché. Ces travaux montrent en outre que les technologies MEMS offrent des possibilités d'augmenter très largement le rendement.

Mots-clés : Micro-haut-parleur, Electrodynamique, Acoustique, Microsystème, MEMS, Rendement, Distorsion harmonique, Intermodulation, Silicium.

“Towards MEMS technology based microspeakers with high electroacoustic performance”

Summary: This research work presents the conception, the development, and the characterization of a silicon-based microspeaker for portable electronic device applications, such as tablets and cellular phones. The objective is to investigate the potential of microsystem technologies with the goal of improving the sound quality and the electroacoustic efficiency, which are two main drawbacks of the today's microspeakers.

By analyzing various parameters which influence the efficiency and the sound quality, we show that the monocrystalline silicon has very interesting mechanical properties which make it the proper choice to be deployed for the membrane as well as the suspension of the transducer.

A stiffening structure is proposed to satisfy both the rigidity and the lightness of the membrane, for the sake of sound quality and high efficiency respectively. The magnets and the coil, which compose the electromagnetic motor of the device, are also optimized with the help of analytical and finite element models.

Afterwards, the microfabrication of the MEMS microspeaker is studied step by step. It is indeed based on a SOI (silicon on insulator) substrate which makes possible the micromachining of the different parts and the assembly of bulk permanent magnets.

The electroacoustic characterization of the MEMS microspeaker samples shows a very high sound quality. A sound pressure level of 80 dB at 10 cm is measured for an electrical power of 0.5 W. This classifies the MEMS microspeaker's efficiency among that of today's non-MEMS microspeakers.

This work presents, moreover, the possibility of increasing even more the efficiency thanks to the MEMS technology.

Key words: Microspeaker, Electrodynamical, Acoustic, Microsystem, MEMS, Efficiency, Harmonic distortion, Intermodulation, Silicon