Conception et réalisation d'un transducteur acoustique miniature

Alexey Podkovskiy

▶ **To cite this version:**

Alexey Podkovskiy. Conception et réalisation d'un transducteur acoustique miniature. Acoustique [physics.class-ph]. Université du Maine, 2015. Français. NNT : 2015LEMA1003 . tel-02917936

HAL Id: tel-02917936
https://theses.hal.science/tel-02917936

Submitted on 20 Aug 2020

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

Alexey PODKOVSKIY

Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université du Maine
sous le label de L'Université Nantes Angers Le Mans

École doctorale : SPIGA

Discipline : 60
Spécialité : Acoustique
Unité de recherche : Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine — UMR CNRS 6613

Soutenue le 28 avril 2015
Thèse N° :

Conception et réalisation d'un transducteur acoustique miniature

JURY

Rapporteurs :	**Dominique CERTON**, Maitre de conférences (HDR), GREMAN (Tours) **Skandar BASROUR**, Professeur, TIMA (Grenoble)
Examinateurs :	**Thérèse LEBLOIS**, Professeur, FEMTO-ST (Besançon) **Pierrick LOTTON**, DR CNRS, LAUM (Le Mans)
Invité :	**Franck D'ANNUNZIO**, Responsable développement produits, TAGSYS (La Ciotat)
Directeur de Thèse :	**Stéphane DURAND**, Maître de conférences (HDR), LAUM (Le Mans)
Co-directeur de Thèse :	**Nicolas JOLY**, Maître de conférences (HDR), LAUM (Le Mans)

REMERCIEMENTS

Je tiens en premier lieu à remercier mon entreprise, TAGSYS, mon laboratoire d'accueil, le LAUM, ainsi que l'ANRT pour m'avoir offert l'opportunité d'effectuer cette thèse CIFRE.

Je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers mes directeurs de thèse MM. Stéphane Durand et Nicolas Joly qui m'ont fait l'honneur et le plaisir de m'encadrer efficacement pendant ces trois années. Leur expérience, leur pédagogie et leurs conseils avisés m'ont permis d'organiser au mieux mon travail. J'associe également à cet encadrement M. Petr Honzík, que je remercie pour son aide scientifique immense, pour sa disponibilité régulière, pour son expérience riche et surtout pour son envie constante de la partager. Mes remerciements vont également à M. Michel Bruneau sans qui les travaux théoriques n'auraient pu avancer aussi rapidement.

Je remercie, avec une grande sincérité, tous mes collègues à TAGSYS et en particulier à MM. Frank D'Annunzio, Christophe Loussert, Christophe Moutot, Michel Talon et Mikael Antoni pour avoir suivi mon travail et pour m'avoir accueilli au sein de leur entreprise. Leurs compétences dans la RFID m'ont été très utiles pour aborder ce domaine qui, avant le début de cette thèse, m'était très peu familier, tant sur le plan scientifique que technologique.

Je suis très honoré que MM. Dominique Certon et Skandar Basrour aient bien voulu être les rapporteurs de ce manuscrit. Merci également à Mme Thérèse Leblois et M. Pierrick Lotton d'avoir accepté de faire partie du jury en tant qu'examinateurs.

Je remercie tous mes collègues de bureau ainsi que les visiteurs-voisins d'avoir créé une ambiance extraordinaire, conviviale et sans doute non-répétable nulle part ailleurs. Alexandre, merci pour toutes tes nombreuses interventions et ton soutien amical qui m'ont permis de faire aboutir ces travaux de thèse. Daniel, merci pour m'avoir appris à souder et à faire les cartes comme "un grand". Philippe, merci pour ton coup de main dans la salle blanche. Fred, merci pour tes conseils innombrables en électronique et le temps tu m'as accordé pour finir mon prototype. Nataliia, merci pour ton assistance pendant la phase de mesures acoustiques dans la salle anéchoïque.

J'exprime toute ma reconnaissance à l'ensemble des enseignants, des doctorants et des techniciens du LAUM que j'ai eu l'occasion de rencontrer durant mon parcours à l'Université de Maine. Merci également à l'ensemble du personnel de l'ENSIM pour leur accueil et leur contribution au bon déroulement de ma thèse.

Je remercie toute ma famille et particulièrement mes parents, pour m'avoir toujours donné tout ce dont j'ai besoin pour être heureux, pour leur soutien sans limite durant toute ma scolarité et plus particulièrement mes études en France.

Je salue enfin tous mes amis qui ont partagé avec moi cette période de ma vie en France sans citer leurs noms car je risque d'en oublier quelques uns de sympas.

We are like butterflies who flutter for a day and think it's forever.
Carl Sagan

ACRONYMES ET MARQUES

3M™

Groupe d'entreprises américaines spécialisées entre autres dans la production des colles et rubans adhésifs. 67

Altec Lansing

Entreprise américaine spécialisée dans la fabrication de materiel acoustique. 45, 112

ANRT

Association Nationale de la Recherche et de la Technologie. III, 1

APB

Advanced Peripheral Bus. 22

Audiolab

Entreprise anglaise spécialisée dans la fabrication des amplificateurs audio. 80

AutoCAD

Logiciel de CAO. 68

Bell System

Groupe des entreprises américaines qui a fourni des services téléphoniques aux États-Unis et au Canada de 1877 à 1984. 44

BOX

Buried OXyde. 67, 68

Bpifrance

Banque publique d'investissement. 1

Brüel & Kjær

Entreprise danoise spécialisée dans la fabrication des composants d'une chaîne de test et de mesure vibro-acoustique. 39, 46, 74, 75, 80, 91, 97, 112

CAN

Convertisseur Analogique-Numérique. 22, 23

CAO

Conception Assistée par Ordinateur. 66, 68

CE RFID

Coordinating European Efforts for Promoting the European RFID Value Chain. 12

Checkpoint

Entreprise américaine qui, l'une des premières, a commercialisé des systèmes EAS. 7

CIFRE

Convention Industrielle de Formation par la Recherche. III, 1

Clariant

Entrerise suisse spécialisée dans la production des produits chimiques. 70

CMOS

Complementary Metal Oxide Semi-conductor. 8, 15, 35

CMP-GC

Centre de Microélectronique de Provence Georges Charpak. 1

CNA

Convertisseur Numérique-Analogique. 22

CTTM

Centre de Transfert de Technologie du Mans. 20, 80, 91

CVUT

Université technique de Prague. 47

DISCO

Entreprise japonaise spécialisée dans la production des machines de coupe, de meulage et de polissage. 72

DTMF

Dual-Tone Multi-Frequency signaling. 23

EAS

Electronic Article Surveillance. 7

EEPROM

Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory. 21

ELF

Extremely Low Frequency. 11

EM Microelectronic-Marin

Entreprise suisse spécialisée dans la fabrication des circuits intégrés. 21

EMSE

École de Mines de Saint-Etienne. 1

ENSIM

École Nationale Supérieure d'Ingénieurs du Mans. IV

EPC

Electronic Product Code. 10

EPCglobal

Organisation mise en place pour parvenir à l'adoption et la normalisation de la technologie EPC. 10, 21

Ethernet

Protocole de réseau local à commutation de paquets. 20

FAO

Fabrication Assistée par Ordinateur. 68

G.R.A.S.

Gunnar Rasmussen Acoustic Systems, entreprise danoise spécialisée dans la fabrication des composants d'une chaîne de test et de mesure vibro-acoustique. 80, 81, 91, 112

Galaad

Logiciel intégré de FAO pour machine-outil à commande numérique. 68

GREMAN

Groupe de Recherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies. 1

HAMEG Instruments

Entreprise allemande spécialisée dans la production d'équipement de mesures électroniques.. 75, 97

HF

High Frequency. 11, 12

IFF

Identification Friend or Foe. 7

Impinj

Entreprise américaine spécialisée dans la technologie RFID. 20, 111

IPA

IsoPropyl Alcohol : isopropanol en français. 70

Kapton

Marque déposée par DuPont de Nemours pour le film de polyimide. 56

Knowles

Entreprise américaine spécialisée dans la fabrication de materiel acoustique en technologie MEMS. 21, 40, 111

LAUM

Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine. III, IV, 1, 47, 68, 71, 78, 87

LF

Low Frequency. 11

Maxim Integrated

Entreprise américaine spécialisée dans la fabrication de composants électroniques. 76

MEMS

MicroElectroMechanical Systems. 2, 3, 15–17, 20, 26, 30, 32, 34–36, 38–41, 46, 47, 55, 66, 86, 87, 112

MF

Medium Frequency. 11

MISO

Master Input Slave Output. 25

MOSI

Master Output Slave Input. 25

Mylar

Marque commerciale pour le film de polytéréphtalate d'éthylène. 38

Mécanumér ic

Groupe d'entreprises spécialisées dans la production des fraises numériques. 67

National Instruments

Entreprise américaine spécialisée dans la fabrication d'équipements automatiques de tests, mesures et acquisition des données. 80, 91

NFC

Near Field Communication. 10

OrCAD-PSpice

Environnement de simulation des circuits analogiques et de signaux mixtes. 77

PCB

Printed Circuit Board. 66, 67, 78, 97–99, 112

Plassys

Entreprise française spécialisée dans la production des systèmes de dépôt et de gravure de couches minces pour la recherche et l'industrie. 72

Polytec

Entreprise spécialisée dans la production de systèmes de mesures laser. 74, 75, 97

Radar

Radio Detection and Ranging. 7

RF

Radio Frequency. 9, 13–15, 20, 21

RFID

Radio Frequency IDentification. III, XXIII, 1–3, 5–12, 14–18, 20–22, 24–26, 29, 30, 41, 44, 85–87, 91, 111

SüssMicrotec

Entreprise allemande spécialisée dans la production d'équipements pour la microtechnologie. 70

SCCM

Standard Cubic Centimeters per Minute. 72

Sennheiser

Entreprise allemande spécialisée dans la fabrication de materiel acoustique. XXV, 19, 20, 89, 91–96, 111, 112

Sensomatic

Entreprise américaine qui, l'une des premières, a commercialisé des systèmes EAS. 7

SHF

Super High Frequency. 10, 11, 13

SOI

Silicon On Isolator. XXV, 67–70, 73, 74, 89, 97–99, 112, 113

SPI

Serial Peripheral Interface. 21, 24, 25

SPI Supplies

Entreprise américaine spécialisée dans la production des produits chimiques. 98

SPINNAKER

Projet qui vise à développer de nouvelles activités en RFID. 1, 3, 6, 13–15, 18, 26, 29, 30, 37, 41, 44, 85, 87

SPL

Sound Pressure Level. 80

STMicroelectronics

Entreprise franco-italienne spécialisée dans la fabrication de composants électroniques. 22, 77, 111

TAGSYS

Entreprise française spécialisée dans la technologie RFID ; porteur principal du projet SPINNAKER. III, 1, 13, 15, 21, 85

UHF

Ultra High Frequency. 10, 11, 13, 15, 20, 26, 86

ULF

Ultra Low Frequency. 11

VHF

Very High Frequency. 11

Visaton

Entreprise allemande spécialisée dans la fabrication de haut-parleurs. 79, 80

VLF

Very Low Frequency. 11

Wayne Kerr

Entreprise anglaise spécialisée dans la production d'équipement de mesures électroniques. 79

LISTE DES SYMBOLES

Lettres grecques

$\hat{\beta}$ Coefficient d'augmentation de pression à volume constant, première apparition à l'éq. 3.7, p. 50

γ Indice adiabatique du fluide, première apparition à l'éq. 3.7, p. 50

Γ Frontière du domaine Ω, première apparition à l'éq. 3.43, p. 55

Γ_M Partie de la frontière Γ du domaine Ω qui représente la membrane, première apparition à l'éq. 3.43, p. 55

Δ Opérateur de Laplace, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

ε_0 Permittivité diélectrique du vide, première apparition à l'éq. 4.1, p. 78

ζ_c Coefficient associé au terme source de l'équation de propagation dans la cavité périphérique, première apparition à l'éq. 3.10, p. 51

ζ_g Coefficient associé au terme source de l'équation de propagation dans l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.10, p. 51

η Viscosité de volume, première apparition à l'éq. 3.38, p. 54

λ_h Conductivité thermique du fluide, première apparition à l'éq. 3.12, p. 51

μ Coefficient de viscosité dynamique de cisaillement, première apparition à l'éq. 3.12, p. 51

$\xi(r)$ Déplacement de la membrane, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

$\xi^{\boxdot}(x,y)$ Déplacement de la membrane carrée, première apparition à l'éq. 3.47, p. 58

$\bar{\xi}^{\boxdot}_{S_e^{\boxdot}}$ Déplacement de la membrane carrée moyenné sur la surface d'électrode arrière carrée $S_e^{\boxdot}$, première apparition à l'éq. 3.48, p. 58

$\xi^{\circledcirc}(r)$ Déplacement de la membrane circulaire équivalente, première apparition à l'éq. 3.49, p. 59

$\bar{\xi}^{\circledcirc}_{S_e^{\circledcirc}}$ Déplacement de la membrane circulaire équivalente moyenné sur la surface d'électrode arrière circulaire $S_e^{\circledcirc}$, première apparition à l'éq. 3.50, p. 59

ξ_n Coefficient de développement associé au mode n, première apparition à l'éq. 3.2, p. 49

(Ξ) Vecteur colonne des coefficients ξ_n, première apparition à l'éq. 3.27, p. 53

$\bar{\xi}_{S_e}$ Déplacement de la membrane moyenné sur la surface d'électrode arrière S_e, première apparition à l'éq. 3.44, p. 55

ρ_0 Masse volumique du fluide, première apparition à l'éq. 3.6, p. 50

ρ_M Masse volumique du matériau de la membrane, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

σ Sensibilité en pression, première apparition à l'éq. 3.44, p. 55

τ Écart de température, première apparition à l'éq. 3.7, p. 50

$\bar{\tau}_c(r)$ Valeur moyenne du profil d'écart de température dans la cavité, première apparition à l'éq. 3.7, p. 50

$\bar{\tau}_g(r)$ Valeur moyenne du profil d'écart de température dans l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.7, p. 50

χ_c Nombre d'onde complexe dans la cavité périphérique, première apparition à l'éq. 3.10, p. 51

χ_g Nombre d'onde complexe dans l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.10, p. 51

$\Psi_n(r)$ Fonction propre associée au mode n, première apparition à l'éq. 3.2, p. 49

ω Pulsation, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

Ω Domaine bidimensionnel axisymétrique du fluide, première apparition à l'éq. 3.39, p. 54

Lettres latines

$a_e^{\boxdot}$ Arête de l'électrode carrée, première apparition à l'éq. 3.48, p. 58

$a_M^{\boxdot}$ Arête de la membrane carrée, première apparition à l'éq. 3.47, p. 58

A	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.39, p. 54
A_c	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.14, p. 51
A_g	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.13, p. 51
b_n	Coefficient associé au mode n, première apparition à l'éq. 3.25, p. 52
B	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.39, p. 54
B_c	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.14, p. 51
(B)	Vecteur colonne des coefficients b_n, première apparition à l'éq. 3.27, p. 53
c_0	Célérité adiabatique du son dans le fluide, première apparition à l'éq. 3.9, p. 50
C_{nl}	Coefficient associé aux modes n et l, première apparition à l'éq. 3.25, p. 52
C_P	Capacité thermique massique à pression constante du fluide, première apparition à l'éq. 3.12, p. 51
C_{cap}	Capacité statique du capteur, première apparition à l'éq. 4.1, p. 78
$[\mathbb{C}]$	Matrice diagonale avec les éléments C_{nl}, première apparition à l'éq. 3.27, p. 53
$\mathcal{D}$	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.16, p. 52
D	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.39, p. 54
$\mathcal{E}$	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.16, p. 52
f	Fréquence réduite, première apparition à l'éq. 1.2, p. 24
f_0	Fréquence de filtrage du filtre Goertzel, première apparition à l'éq. 1.2, p. 24
f_e	Fréquence d'échantillonage, première apparition à l'éq. 1.2, p. 24
$\mathcal{F}$	Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.16, p. 52
$F_{h(c)}$	Fonction caractéristique thermique dans la cavité périphérique, première apparition à l'éq. 3.7, p. 50
$F_{h(g)}$	Fonction caractéristique thermique dans l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.7, p. 50
$F_{v(c)}$	Fonction caractéristique visqueuse dans la cavité périphérique, première apparition à l'éq. 3.6, p. 50

$F_{v(g)}$ Fonction caractéristique visqueuse dans l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.6, p. 50

$\mathcal{G}$ Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.17, p. 52

$g[n]$ Variable d'état de filtre Goertzel, première apparition à l'éq. 1.1, p. 23

h_c Épaisseur de la cavité péripherique, première apparition à l'éq. 3.8, p. 50

$h_c^{\boxdot}$ Épaisseur de la cavité péripherique du transducteur carré, première apparition à l'éq. 3.55, p. 60

$h_c^{\circledcirc}$ Épaisseur de la cavité péripherique du transducteur circulaire équivalent, première apparition à l'éq. 3.55, p. 60

h_g Épaisseur de l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.8, p. 50

$h_g^{\boxdot}$ Épaisseur de l'espace inter-électrodes du transducteur carré, première apparition à l'éq. 3.53, p. 59

$h_g^{\circledcirc}$ Épaisseur de l'espace inter-électrodes du transducteur circulaire équivalent, première apparition à l'éq. 3.54, p. 59

h_M Épaisseur de la membrane, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

$\mathcal{H}_l$ Coefficient associé au mode l, première apparition à l'éq. 3.16, p. 52

j_0 Première racine de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro $J_0(x)$, première apparition à l'éq. 3.52, p. 59

$\mathcal{J}_l$ Coefficient associé au mode l, première apparition à l'éq. 3.16, p. 52

$J_\nu(x)$ Fonction de Bessel de première espèce d'ordre ν, première apparition à l'éq. 3.3, p. 49

k_0 Nombre d'onde associé au mouvement adiabatique, première apparition à l'éq. 3.9, p. 50

k_h Nombre d'onde associé aux effets thermiques, première apparition à l'éq. 3.8, p. 50

k_v Nombre d'onde associé aux effets visqueux, première apparition à l'éq. 3.8, p. 50

K Nombre d'onde de flexion de la membrane, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

$K^{\boxdot}$ Nombre d'onde de flexion de la membrane carrée, première apparition à l'éq. 3.47, p. 58

$K^{\odot}$ Nombre d'onde de flexion de la membrane circulaire équivalente, première apparition à l'éq. 3.49, p. 59

$K^{\boxdot}_{m,n}$ Valeur propre associée au mode (m,n) de la membrane carrée, première apparition à l'éq. 3.47, p. 58

K_n Solution de l'équation $J_0(K_n R_M) = 0$, première apparition à l'éq. 3.4, p. 49

ℓ_h Longueur caractéristique de diffusion thermique du fluide, première apparition à l'éq. 3.9, p. 50

ℓ_v Longueur caracteristique visqueuse, première apparition à l'éq. 3.36, p. 54

ℓ'_v Longueur caracteristique visqueuse, première apparition à l'éq. 3.9, p. 50

$\mathcal{L}_n$ Coefficient associé au mode n, première apparition à l'éq. 3.28, p. 53

$\mathcal{M}_n$ Coefficient associé au mode n, première apparition à l'éq. 3.29, p. 53

$\mathcal{N}_n$ Coefficient associé au mode n, première apparition à l'éq. 3.29, p. 53

$\mathcal{O}_{nl}$ Coefficient associé aux modes n et l, première apparition à l'éq. 3.28, p. 53

$p(r)$ Pression acoustique à l'intérieur du transducteur, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

$p_c(r)$ Pression acoustique dans la cavité périphérique, première apparition à l'éq. 3.5, p. 50

p_{cl} Coefficient de développement associé au mode l, première apparition à l'éq. 3.14, p. 51

$p_g(r)$ Pression acoustique dans l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.5, p. 50

p_{gl} Coefficient de développement associé au mode l, première apparition à l'éq. 3.13, p. 51

p_{inc} Pression acoustique à l'extérieur du transducteur présentée par une onde acoustique incidente, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49

Q Constante adimensionnelle, première apparition à l'éq. 3.41, p. 54

$\mathcal{Q}_{nl}$ Coefficient associé aux modes n et l, première apparition à l'éq. 3.32, p. 53

r	Coordonnée radiale, dont l'origine est au centre de la membrane, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49
r_{sp}	Résistance spécifique du transducteur due à l'amortissement visqueux, première apparition à l'éq. 3.53, p. 59
R_e	Rayon de l'électrode arrière, première apparition à l'éq. 3.5, p. 50
$R_e^{\circledcirc}$	Rayon de l'électrode arrière circulaire équivalente, première apparition à l'éq. 3.50, p. 59
R_M	Rayon de la membrane, première apparition à l'éq. 3.5, p. 50
$R_M^{\circledcirc}$	Rayon de la membrane circulaire équivalente, première apparition à l'éq. 3.49, p. 59
$\mathcal{R}_n$	Coefficient associé au mode n, première apparition à l'éq. 3.28, p. 53
$s_{in}[n]$	Signal numérique en sortie du CAN et à l'entrée de filtre Goertzel, première apparition à l'éq. 1.1, p. 23
$s_{out}[n]$	Signal numérique en sortie de filtre Goertzel, première apparition à l'éq. 1.3, p. 24
S_e	Surface de l'électrode arrière, première apparition à l'éq. 3.24, p. 52
$S_e^{\boxdot}$	Surface de l'électrode carrée, première apparition à l'éq. 3.48, p. 58
$S_e^{\circledcirc}$	Surface de l'électrode circulaire équivalente, première apparition à l'éq. 3.50, p. 59
S_{eM}	Surface de la section radiale de la cavité périphérique, première apparition à l'éq. 3.24, p. 52
S_M	Surface de la membrane, première apparition à l'éq. 3.4, p. 49
$S_M^{\boxdot}$	Surface de la membrane carrée, première apparition à l'éq. 3.49, p. 59
$S_M^{\circledcirc}$	Surface de la membrane circulaire équivalente, première apparition à l'éq. 3.49, p. 59
t	Temps, première apparition à l'éq. 3.36, p. 54
T	Tension mécanique de la membrane, première apparition à l'éq. 3.1, p. 49
$T^{\boxdot}$	Tension mécanique de la membrane carrée, première apparition à l'éq. 3.47, p. 58

$T^{\circledcirc}$ Tension mécanique de la membrane circulaire équivalente, première apparition à l'éq. 3.49, p. 59

U_0 Tension de polarisation, première apparition à l'éq. 3.44, p. 55

u_{out} Tension en sortie de capteur, première apparition à l'éq. 3.44, p. 55

$[\mathbb{U}]$ Matrice diagonale avec les éléments $T\left(K^2 - K_n^2\right)$, première apparition à l'éq. 3.27, p. 53

$\boldsymbol{v}$ Vitesse particulaire, première apparition à l'éq. 3.36, p. 54

v_r Composante radiale de vitesse particulaire $\boldsymbol{v}$, première apparition à l'éq. 3.6, p. 50

$\bar{v}_c(r)$ Valeur moyenne du profil de vitesse radiale v_r dans la cavité périphérique, première apparition à l'éq. 3.6, p. 50

$\bar{v}_g(r)$ Valeur moyenne du profil de vitesse radiale v_r dans l'espace inter-électrodes, première apparition à l'éq. 3.6, p. 50

$V_c^{\boxdot}$ Volume de la cavité péripherique du transducteur carré, première apparition à l'éq. 3.55, p. 60

w_ξ Fonction-test reliée au déplacement de la membrane ξ, première apparition à l'éq. 3.43, p. 55

w_τ Fonction-test relative à l'écart de température τ, première apparition à l'éq. 3.41, p. 54

w_{vr} Fonction-test relative à la composante radiale v_r de la vitesse particulaire, première apparition à l'éq. 3.39, p. 54

w_{vz} Fonction-test relative à la composante axiale v_z de la vitesse particulaire, première apparition à l'éq. 3.40, p. 54

(x,y) Coordonées cartésiennes, dont l'origine est au centre de la membrane, première apparition à l'éq. 3.47, p. 58

$\mathcal{X}_{nl}$ Coefficient associé aux modes n et l, première apparition à l'éq. 3.28, p. 53

$Y_\nu(x)$ Fonction de Bessel de deuxième espèce d'ordre ν, première apparition à l'éq. 3.14, p. 51

z Coordonée axiale, dont l'origine est le plan de la membrane, première apparition à l'éq. 3.39, p. 54

TABLE DES MATIÈRES

Introduction générale **1**

Chapitre 1 : L'acoustique au service de la RFID 5

1.1 Introduction 6
1.2 Court résumé de la technologie RFID 6
1.2.1 Historique de la RFID 6
1.2.2 Éléments principaux et fonctionnement d'un système RFID . . . 8
1.2.3 Gamme de fréquences de travail 10
1.2.4 La RFID aujourd'hui 12
1.3 Conception d'un système RFID-Acoustique 13
1.3.1 Origine de l'idée : exemple du premier système RFID-Acoustique 13
1.3.2 Description générale du système à développer et domaine d'application envisagé 14
1.3.3 Choix de la configuration du récepteur 15
1.4 Démonstration de la faisabilité d'un système RFID-Acoustique 18
1.4.1 Source sonore directive 18
1.4.2 Lecteur RFID 20
1.4.3 Composants du récepteur RFID-Acoustique 20
1.4.4 Communication entre le microphone MEMS et le microcontrôleur. Traitement du signal 22
1.4.5 Communication entre la puce RFID et le microcontrôleur 24
1.5 Conclusion 26

Chapitre 2 : Capteurs acoustiques : état de l'art et choix du mode de transduction 29

2.1 Introduction 29

2.2 Capteurs à transduction piezorésistive 30
2.3 Capteurs à transduction piézoelectrique 32
2.4 Capteurs à transduction électrodynamique 34
2.5 Capteurs à transduction optique 35
2.6 Capteurs à transduction capacitive 37
2.7 Conclusion 41

Chapitre 3 : Modèles analytique et numérique d'un transducteur acoustique comportant une discontinuité géométrique intérieure 43

3.1 Introduction 44
3.2 Aspects historiques du design des capteurs capacitifs 44
3.3 Description du problème à résoudre 47
3.4 Solution analytique 48
3.4.1 Hypothèses simplificatrices 48
3.4.2 Déplacement de la membrane 49
3.4.3 Variation de la pression dans le fluide à l'intérieur du transducteur 50
3.4.4 Couplage entre le déplacement de la membrane et le champ de pression acoustique sous la membrane 52
3.5 Solution numérique 53
3.6 Comparaison entre deux solutions 55
3.7 Adaptation du modèle analytique vers la géométrie carrée 58
3.8 Conclusion 62

Chapitre 4 : Prototype en technologie hybride 65

4.1 Introduction 65
4.2 Architecture 66
4.3 Méthode détaillée de fabrication 67
4.3.1 Électrode arrière 68
4.3.2 Membrane 68
4.4 Champ du déplacement de la membrane du capteur développé 74
4.5 Électronique de conditionnement du signal 76
4.6 Réponse acoustique du capteur 78
4.7 Conclusion 83

Conclusion générale et perspectives **85**

Annexes **89**
A Caractérisation expérimentale de l'antenne Sennheiser AudioBeam . . . 91
B Étude expérimentale d'une membrane réalisée sur substrat SOI 97

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Cette thèse est financée par l'entreprise TAGSYS et l'Association Nationale de la Recherche et de la Technologie (ANRT) par le biais d'une Convention Industrielle de Formation par la Recherche (CIFRE) dans le cadre d'une collaboration de recherche avec le Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine (LAUM). Le travail vient en appui du projet SPINNAKER qui vise à développer de nouvelles activités en technologie RFID (Radio Frequency IDentification). Ce projet, qui regroupe un consortium de 4 entreprises françaises (dont TAGSYS) et 9 laboratoires de recherche (dont le LAUM), est subventionné par la Banque publique d'investissement (Bpifrance). Les participants du projet SPINNAKER ont l'intention de développer plusieurs produits prêts à être utilisés dans l'industrie de vente au détail pour faciliter le suivi des marchandises et de la gestion des données tout au long de la chaîne d'approvisionnement. Le groupe cherche également à élaborer des applications RFID pour d'autres industries, notamment les soins de santé et la gestion du trafic des autoroutes.

Le projet SPINNAKER inclut aussi le volet acoustique qui implique trois laboratoires de recherche : le Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine (LAUM) au Mans, le Centre de Microélectronique de Provence Georges Charpak (CMP-GC) de l'École de Mines de Saint-Etienne (EMSE) à Gardanne et le Groupe de Recherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies (GREMAN) de l'Université de Tours. L'association de l'acoustique avec la technologie d'identification par radio-fréquences permettra de résoudre les limitations actuelles de cette dernière en termes de localisation des puces. A notre connaissance, il n'existe actuellement aucun système de localisation des étiquettes RFID autre que la détection de présence ou non dans un volume mal délimité. Même les systèmes utilisant des blindages ne permettent pas d'avoir la certitude de ne pas détecter une étiquette à l'extérieur du confinement. Ces inconvénients sont dus au caractère plutôt omnidirectionnel des ondes radio avec les réflexions multiples dans un espace fermé pour les niveaux de puissance utilisés dans la RFID. L'acoustique est appelée à régler ce problème par création d'un faisceau sonore qui possède une forte amplitude, tout en étant en même temps bien focalisé,

ce qui devrait permettre de localiser le récepteur acoustique intégrée sur une étiquette RFID dans une zone de taille réduite. Ainsi, le but des travaux collaboratifs entre ces instituts de recherche consiste à développer

- un système capable d'émettre une onde acoustique directive,
- un système miniature apte à détecter la présence de cette onde.

À son tour, l'ensemble de ces travaux est divisé en 3 étapes, qui sont présentées ici par ordre chronologique :

1. conception et caractérisation des technologies de
   - générateur de son et d'ultrason intégré avec le lecteur RFID,
   - étiquette RFID contenant un capteur acoustique ,
2. étude de la faisabilité d'une étiquette contenant un capteur acoustique pour la géo-localisation ou le zonage,
3. développement de prototype de
   - générateur de son et d'ultrason intégré avec le lecteur RFID,
   - étiquette RFID contenant un capteur acoustique.

L'objet principal des travaux de cette thèse porte sur l'aspect qui vise à développer un détecteur acoustique. Il devra être de très petite taille et devra en outre présenter un coût aussi faible que possible (de l'ordre de la dizaine de centimes d'euro par pièce) pour faciliter sa commercialisation. Pour répondre à ces deux demandes, l'utilisation de technologies MEMS (MicroElectroMechanical Systems) pour la fabrication de produit final devient indispensable. Les techniques MEMS sont aujourd'hui mises en œuvre pour la réalisation de micro-capteurs (accéléromètres, gyromètres, microphones *etc.*) appliqués dans un grand nombre de domaines d'industrie et de la vie quotidienne. Les procédés utilisés lors du micro-usinage des structures mécaniques sont souvent compatibles avec les procédés de fabrication des circuits intégrés qui font partie des étiquettes RFID. Fournie par cette technologie, la capacité de réalisation d'un grand nombre des capteurs qui peuvent être facilement intégrés avec l'électronique du transpondeur RFID constitue également un atout du choix.

L'objectif visé au début du premier chapitre de cette thèse est de familiariser le lecteur avec les bases de la technologie RFID en s'approchant au fur et à mesure de la conception globale du produit développé. Les différentes configurations d'association du capteur acoustique avec le transpondeur radiofréquences au regard de leur future application à ce produit sont également analysées. Ensuite, la faisabilité d'un système

RFID-Acoustique est étudiée, à l'exemple d'un premier prototype d'étiquette "intelligente".

Le second chapitre de thèse introduit, de façon aussi simple et réduite que possible, les principaux modes de transduction électro-acoustique ainsi qu'une analyse de leurs points forts et faibles par rapport à leur implémentation potentielle au récepteur acoustique développé dans le cadre du projet SPINNAKER. Cette présentation récapitule les différents travaux théoriques et les développements technologiques disponibles dans la littérature, qui ont principalement porté sur les microphones micro-usinées.

L'objet du troisième chapitre consiste à modéliser de façon analytique et numérique le transducteur capacitif, de configuration originale, en prenant en compte les effets visco-thermiques complexes ainsi que les couplages forts fluide-structure entre la membrane mobile et l'air contenu dans l'espace inter-électrodes et dans la cavité périphérique qui entoure l'électrode arrière. L'intérêt de cette simulation théorique repose donc sur la nécessité de dimensionner correctement le capteur développé qui doit avoir une réponse spécifique, avec une fonction de filtrage lui permettant d'être sélectif en fréquence et non-perturbé par une contamination sonore aléatoire.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous nous intéressons à la réalisation du capteur en technologie hybride. Cette technologie inclut les étapes qui font appel aux techniques standards MEMS (photolithographie, gravure chimique en milieu aqueux, métallisation par pulvérisation cathodique etc.) ainsi qu'aux méthodes classiques appliquées lors de la fabrication des circuits imprimées. Le capteur réalisé est ensuite caractérisé expérimentalement et son comportement est comparé à celui simulé par le modèle analytique.

CHAPITRE 1

L'ACOUSTIQUE AU SERVICE DE LA RFID

Sommaire

1.1 Introduction 6

1.2 Court résumé de la technologie RFID 6

1.2.1 Historique de la RFID 6

1.2.2 Éléments principaux et fonctionnement d'un système RFID . 8

1.2.3 Gamme de fréquences de travail 10

1.2.4 La RFID aujourd'hui 12

1.3 Conception d'un système RFID-Acoustique 13

1.3.1 Origine de l'idée : exemple du premier système RFID-Acoustique 13

1.3.2 Description générale du système à développer et domaine d'application envisagé 14

1.3.3 Choix de la configuration du récepteur 15

1.3.3.1 Configuration utilisant un filtre actif, un redresseur et un comparateur 16

1.3.3.2 Configuration avec un microcontrôleur 16

1.3.3.3 Configuration avec capteur résonant 17

1.4 Démonstration de la faisabilité d'un système RFID-Acoustique 18

1.4.1 Source sonore directive 18

1.4.2 Lecteur RFID 20

1.4.3 Composants du récepteur RFID-Acoustique 20

1.4.3.1 Capteur acoustique 20

1.4.3.2 Transpondeur RFID 21

1.4.3.3 Microcontrôleur 21

1.4.4 Communication entre le microphone MEMS et le microcontrôleur. Traitement du signal 22

1.4.5 Communication entre la puce RFID et le microcontrôleur . . 24
1.5 Conclusion 26

1.1 Introduction

Les processus et les outils d'identification existent sous de nombreuses formes depuis de nombreuses années. Les progrès réalisés ces dernières décennies dans le domaine de la RFID permettent aujourd'hui de développer à un rythme effréné les applications dans plusieurs secteurs tels que la pharmacie, les soins de santé, le transport, l'industrie légère, le commerce de détail, la logistique etc. En évinçant la technologie du code-barres, jusqu'alors principale technique de traçabilité utilisée, la technologie RFID participe à un accroissement de la productivité dans ces secteurs.

Couramment, un système RFID est composé d'un lecteur et d'une ou plusieurs étiquettes, pouvant être disposées sur les objets. Chaque étiquette possède un numéro unique, ce qui permet au lecteur de l'identifier. L'avantage principal de la RFID repose sur la possibilité de traiter plusieurs étiquettes pendant une courte durée, alors que le lecteur optique de code-barres nécessite une lecture proche, objet par objet. Pourtant, cette technologie comporte un inconvénient important qui limite son développement : l'absence de sélectivité pendant la lecture des étiquettes oblige à utiliser les cabines blindées pour limiter la propagation des ondes radio-fréquences à une zone définie. Autrement dit, aucun lecteur RFID ne possède une directivité comparable à celle d'un simple lecteur de codes-barres.

Le travail qui suit consiste à combler ce déficit de directivité au moyen d'un système acoustique embarqué. Ce chapitre comporte une courte introduction aux bases de la technologie RFID ainsi que la présentation générale d'un système RFID-Acoustique tel qu'il a été envisagé de le développer dans le cadre du projet SPINNAKER.

1.2 Court résumé de la technologie RFID

Le but de cette section est d'éclairer l'histoire du développement de la technologie RFID, de familiariser le lecteur avec les principes de son fonctionnement et de présenter l'état et le rôle actuel de cette méthode d'identification dans différents domaines de l'industrie moderne.

1.2.1 Historique de la RFID

L'origine de l'étude des radio-fréquences peut être située au début de la seconde moitié de dix-neuvième siècle, lorsque James Clerk Maxwell prédit l'existence d'ondes électromagnétiques dont font partie les micro-ondes. En 1888, Heinrich Hertz avait démontré

l'existence d'ondes électromagnétiques en construisant un appareil qui était capable de produire et de détecter les micro-ondes [1].

En 1935, Robert Watson-Watt a breveté le système Radar (Radio Detection and Ranging) [2]. Le radar envoie les ondes radios pour la détection et la localisation d'un objet par la réception des ondes réfléchies. En raison des applications militaires, les recherches scientifiques sur les radars ont été rapidement rendues secretes.

Les premières applications de la RFID ont été développées en collaboration avec la technologie radar au cours de la Seconde Guerre mondiale et déployées par les forces aériennes britanniques, pour les systèmes IFF (Identification Friend or Foe), dans lesquelles les transpondeurs radiofréquences et les lecteurs ont été conçus pour détecter les avions amis [3].

L'un des premiers travaux scientifiques consacré à la technologie RFID a été écrit par Harry Stockman en 1948. Dans son article "Communication by Means of Reflected Power", l'auteur donne les bases théoriques d'un dispositif passif de communication qui fonctionne, en étant activé par des ondes radios [4].

Dans la deuxième moitié des années 1960, un produit basé sur la technologie de détection électronique a été pour la première fois mis sur le marché. Il s'agissait des systèmes EAS (Electronic Article Surveillance) commercialisés par les entreprises Sensomatic et Checkpoint [5]. Contrairement à la RFID, les systèmes EAS sont capables de détecter, mais pas d'identifier automatiquement une étiquette particulière. En scannant en permanence la présence d'une étiquette, des portiques disposés à la sortie du magasin déclenchent une alarme en cas de détection, ce qui permet aux propriétaires du commerce d'avoir un moyen effectif contre les vols. Le faible coût et la simplicité de la technologie des étiquettes a, par la suite, favorisé la large diffusion des systèmes de surveillance électronique dans le domaine de la vente publique.

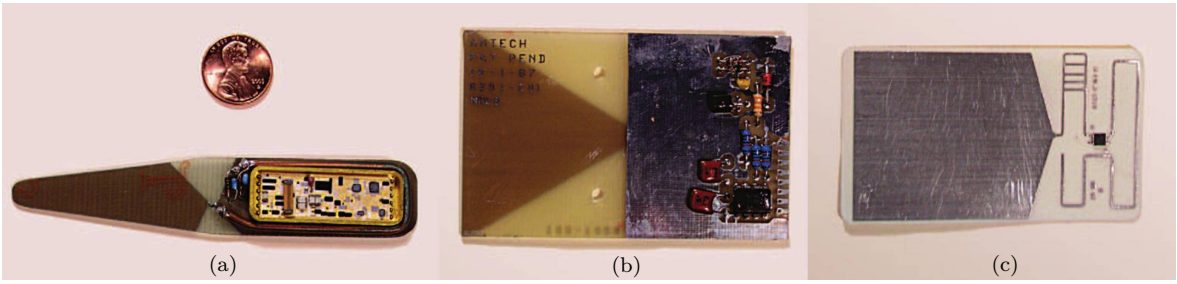
Pendant la décennie suivante, les entreprises et les laboratoires de recherche ont travaillé de manière très active sur la RFID, ce qui a permis de faire un bond technologique. La démonstration du prototype de système RFID moderne a été effectuée pour la première fois au sein du laboratoire de Los Alamos en 1973 [6].

Les années 1980 sont la décennie de l'aboutissement de la technologie d'identification par radiofréquences. La technique des circuits intégrées commence a être particulièrement utilisée dans la fabrication des transpondeurs, ce qui diminue au fur et à mesure la taille des étiquettes et augmente leur fonctionnalité (voir la figure 1.1). C'est notamment à cette époque que le premier brevet associé à l'abréviation RFID a été accordé à Charles Walton [7].

Les activités de recherche et développement n'ont pas diminué dans les années 1990. Les diodes Schottky, capables de fonctionner dans la gamme des micro-ondes, ont été pour la première fois fabriquées sur circuit intégré. Dorénavant, les étiquettes RFID consistent en un seul circuit intégré et possèdent tous les avantages d'un mode de

fonctionnement dans le domaine des hautes fréquences de la RFID.

Au début du vingt-et-unième siècle le nombre d'entreprises impliquées dans les activités utilisant la technologie d'identification par radiofréquences devient presque impossible à dénombrer. Le rythme de l'évolution de la technologie RFID continue à s'accélérer. Aujourd'hui les transpondeurs RFID se présentent même sous la forme d'une étiquette flexible autocollante. Le futur s'annonce très prometteur pour cette technologie. Les récents avancements dans les domaines d'accompagnement permettent ainsi de supporter la cadence des progrès actuels.



(a) (b) (c)

(a) Étiquette constituée de puces logiques réalisées avec la technologie CMOS (Complementary Metal Oxide Semi-conductor) et de couche épaisse hybride, *circa* 1976. Le circuit couvre la moitié de la surface de l'étiquette.

(b) Étiquette constituée d'un circuit CMOS intégré personnalisé et de composants hors puce, *circa* 1987. Le circuit couvre un quart de la surface de l'étiquette.

(c) Étiquette constituée d'un seul circuit intégré CMOS personnalisé, *circa* 1999. Le circuit couvre une partie insignifiante de la zone de l'étiquette.

FIGURE 1.1 – Évolution de la taille des étiquettes RFID [8].

1.2.2 Éléments principaux et fonctionnement d'un système RFID

Un système RFID se compose toujours de deux éléments principaux illustrés sur la figure 1.2

- étiquette (ou transpondeur), qui est située sur l'objet à identifier,
- lecteur, interrogateur ou encore station de base, qui selon sa conception peut être un dispositif capable soit juste lire l'information contenue dans la mémoire interne de l'étiquette, soit d'y lire et d'y écrire [9].

Une onde électromagnétique émise dans l'espace rencontre une multitude d'objets. Une partie de l'énergie est absorbée par les objets, le reste est dispersé dans plusieurs directions avec une intensité variable. Tous les objets reflètent des ondes radios et une

petite quantité de l'énergie réfléchie revient vers l'émetteur. Le transpondeur RFID peut changer son impédance d'entrée, en modifiant les paramètres de la connexion entre la puce et l'antenne, ce qui permet de moduler l'onde réfléchie. Dans les systèmes RFID, cette réflexion est utilisée pour transmettre les données de l'étiquette au lecteur.

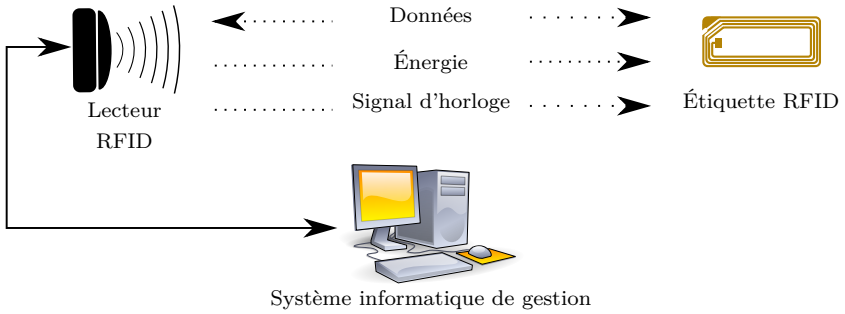


FIGURE 1.2 – Principaux composants du système RFID.

Un lecteur contient généralement un module RF (Radio Frequency) qui est constitué d'un émetteur et d'un récepteur, une unité de commande et un élément de couplage au transpondeur (antenne). Il fournit le champ électromagnétique utile pour scanner des étiquettes. L'antenne du lecteur peut avoir différentes polarisations (linéaire, circulaire) suivant l'orientation des étiquettes à lire. L'électronique embarquée permet de lire les étiquettes suivant différentes normes. Ces normes encadrent la puissance du champ électromagnétique maximal qu'il est possible de délivrer à partir de la station de base. Ces normes varient d'un pays à l'autre, mais restent proches d'une puissance maximale rayonnée de 4 W. Habituellement un lecteur RFID doit effectuer les fonctions suivantes

- lire/écrire les données d'/dans une étiquette,
- transmettre/recevoir les données à/de l'échelon supérieur du système informatique,
- alimenter l'étiquette passive par l'énergie RF,
- mettre en œuvre des mesures d'anticollision pour assurer la communication simultanée en lecture/écriture avec de nombreuses étiquettes,
- authentifier des étiquettes pour prévenir l'accès non autorisé au système,
- chiffrer les données.

Selon la disposition de l'antenne et le type de son emballage, on distingue les formes différentes sous lesquelles un lecteur du système d'identification par radio-fréquences peut être présenté

- lecteur-porte (l'antenne du lecteur est attachée à une arche à travers laquelle les palettes peuvent être passés),

- lecteur compact (le lecteur et l'antenne sont emballés dans un boîtier commun),
- lecteur monté sur véhicule (sur un chariot par exemple),
- lecteur portable (les appareils de poche pour utilisation *in situ*),
- lecteur intégré dans le téléphone portable (pour différentes applications commerciales, notamment la technologie NFC - Near Field Communication) [10].

Évidement, le fonctionnement pratique du système RFID est impossible en l'absence d'un outil informatique adapté (souvent un ordinateur équipé d'un logiciel spécifique) permettant de recueillir les données contenues dans la mémoire des étiquettes et d'y écrire de l'information.

Le transpondeur se compose normalement d'un élément de couplage (antenne) et d'une puce électronique encapsulée dans un boitier pour former une étiquette robuste. En général, la puce contient une mémoire où les données peuvent être stockées, lues et écrites. Selon EPCglobal, organisation mise en place pour parvenir à l'adoption et la normalisation de la technologie EPC (Electronic Product Code), l'ensemble des étiquettes RFID peut être subdivisé en quatre classes [11]. Les étiquettes de Classe 1 et 2 sont des étiquettes purement passives, c'est-à-dire que le transpondeur est activé seulement quand il est à l'intérieur de la zone d'interrogation d'un lecteur. La puissance nécessaire pour l'activer est fournie par l'unité de couplage, en même temps que le signal d'horloge et les données. La présence d'une mémoire supplémentaire ou le support des commandes spécifiques du protocole fait la différence entre les étiquettes des Classes 1 et 2. La Classe 3 concerne des étiquettes semi-passives qui ont une source d'alimentation embarquée. Les transpondeurs de Classe 4 sont des transpondeurs actifs qui peuvent communiquer l'un avec l'autre, en formant un réseau entre les étiquettes.

1.2.3 Gamme de fréquences de travail

Une onde est identifiée par sa fréquence et sa longueur d'onde. Le Tableau 1.1 résume la classification internationale des ondes radios.

Néanmoins, la technologie RFID n'utilise pas la totalité des fréquences radios (voir tableau 1.2). En effet, le choix de la fréquence de travail affecte plusieurs caractéristiques du système RFID : dans les basses fréquences, la distance de lecture d'étiquettes passives est de quelques mètres. Ce fait s'explique principalement par le mauvais gain de l'antenne qui est directement proportionnel au rapport entre la taille de l'antenne et la longueur d'onde. Pour avoir un gain comparable avec celui fourni par les systèmes UHF et SHF, les fabricants sont obligés d'agrandir la taille des antennes des étiquettes basses fréquences, ce qui va à l'encontre de l'objectif principal de créer un système d'identification compact et efficace.

Nom de la bande	Fréquences	Longueurs d'onde
Extremely Low Frequency (ELF)	0,03–300 Hz	10^6–10^{10} m
Ultra Low Frequency (ULF)	300–3000 Hz	10^5–10^6 m
Very Low Frequency (VLF)	3–30 kHz	10^4–10^5 m
Low Frequency (LF)	30–300 kHz	10^3–10^4 m
Medium Frequency (MF)	300–3000 kHz	10^2–10^3 m
High Frequency (HF)	3–30 MHz	10–10^2 m
Very High Frequency (VHF)	30–300 MHz	1–10 m
Ultra High Frequency (UHF)	300–3000 MHz	10^{-1}–1 m
Super High Frequency (SHF)	3–30 GHz	10^{-2}–10^{-1} m

TABLEAU 1.1 – Classification internationale des ondes radios [12].

Bande RFID	Nom de la bande	Fréquences
Basses fréquences RFID	LF	<135 kHz
	HF	13,56 MHz
Hautes fréquences RFID	UHF	433 et 860–960 MHz
	UHF	2,45 GHz
	SHF	5,8 GHz

TABLEAU 1.2 – Fréquences conditionnées pour les applications RFID [12].

D'autre part, la fréquence de travail impose le type de couplage lecteur-étiquette utilisé dans le système RFID (voir la figure 1.3). En règle générale, le couplage inductif trouve sa place dans les dispositifs LF et HF. Pour cette gamme de fréquences, le signal est principalement transporté par le champ magnétique et donc l'antenne de l'étiquette se présente sous la forme d'une bobine, comme dans un transformateur. Dans les bandes UHF et SHF le lecteur et l'étiquette sont couplés par le champ électrique (couplage capacitif). Une antenne miniature de type dipôle est *a priori* suffisante pour effectuer la fonction de couplage. Cependant, ses caractéristiques d'impédance sont défavorables et elle est difficile à accorder avec l'électronique de la puce. Pour cette raison, ces antennes sont souvent enroulées en serpentin ou de formes fractales, ce qui permet d'avoir une très grande longueur développée et donc un meilleur rendement du système [13].

Les premiers systèmes RFID utilisaient principalement la bande LF car avec les technologies de l'époque les étiquettes basses fréquences présentaient une moindre difficulté du point de vue de la réalisation. Cependant, ils possèdent de nombreux inconvénients, particulièrement leur grande taille, qui augmente le coût de fabrication. Actuellement les systèmes HF sont les plus répandus. Les progrès récents dans la technologie des semi-conducteurs ont fait baisser les prix des étiquettes UHF et aujourd'hui

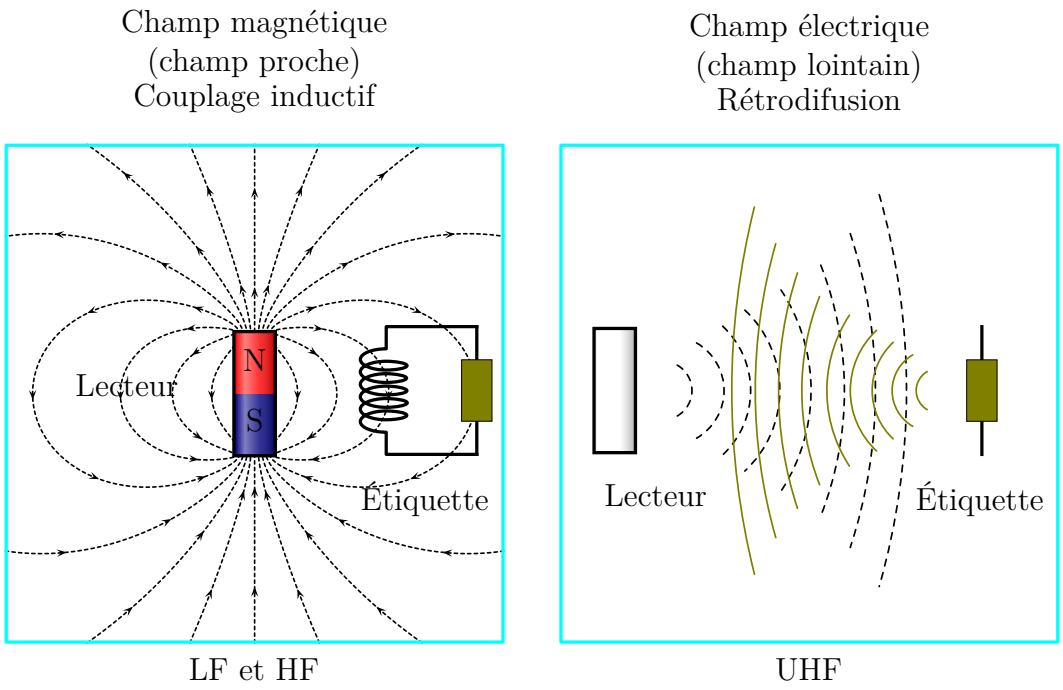


FIGURE 1.3 – Deux types de couplage entre l'antenne et l'étiquette RFID.

elles commencent même à évincer du marché les transpondeurs HF.

1.2.4 La RFID aujourd'hui

Dans l'histoire, il existe peu d'exemples de nouvelles technologies qui, comme la RFID, ont été identifiées dès le début comme présentant une forte capacité économique pour un large éventail d'industries et ont en même temps déclenché autant d'intérêt de la part des utilisateurs potentiels. Actuellement, sous la forme de différentes applications, les dispositifs RFID parcourent très rapidement le chemin entre le laboratoire de recherche et le déploiement de masse.

Pour investiguer de manière efficace et mieux comprendre les champs d'application modernes des systèmes RFID, une classification a été développée dans le cadre du projet européen Coordinating European Efforts for Promoting the European RFID Value Chain (CE RFID) [14]. Selon ce modèle, on peut distinguer huit domaines principaux où la technologie d'identification par radiofréquences trouve son emploi :

1. Suivi logistique/Traçage des objets
2. Production, Moniteur et Maintenance.
3. Sécurité et Qualité des produits.
4. Contrôle d'accès et Suivi/Traçage des personnes.
5. Paiement et Adhésion.

6. Suivi médical.

7. Sport, Loisirs et Domotique.

8. Services publics.

L'identification par radio-fréquences est une technologie innovante et largement utilisée qui pénètre de plus en plus chaque jour, non seulement dans les différents domaines de l'industrie, mais aussi dans notre vie quotidienne.

1.3 Conception d'un système RFID-Acoustique

Comme nous l'avons vu au début de ce chapitre, il existe encore certains inconvénients dans la technologie RFID limitant son champ d'application, dont le plus important est la faible sélectivité de lecture des étiquettes. Ce fait s'explique par la directivité insuffisante des ondes radios émies par l'interrogateur, même dans les bandes de fréquences UHF et SHF (les sources basses fréquences sont quasiment omnidirectionnelles). La solution pour créer une onde qui se propage dans un canal étroit est connue chez les acousticiens depuis les années soixante et consiste à utiliser des antennes paramétriques. Cette connaissance a poussé les spécialistes de TAGSYS à développer un système mixte RFID-Acoustique. La suite de ce chapitre présente la description générale de ce système couplé RFID-Acoustique développé au cours du projet SPINNAKER.

1.3.1 Origine de l'idée : exemple du premier système RFID-Acoustique

En prévision de la guerre froide, en 1945 le scientifique russe Léon Theremin a inventé un outil d'espionnage pour l'Union soviétique, qui est devenu largement connu sous le nom de Great Seal Bug (Mouchard du Grand Sceau des Etats-Unis). A l'occasion d'une visite amicale, les jeunes écoliers russes ont offert à l'ambassadeur américain à Moscou la réplique en bois du Grand Sceau des Etats-Unis. Ce cadeau d'un demi-mètre de diamètre cachait un dispositif d'écoute passif et miniature qui est resté pendant de nombreuses années accroché au mur dans le bureau du diplomate avant sa découverte tardive et fortuite en 1952 [15].

Ce mouchard illustré sur la figure 1.4 se compose d'une antenne monopôlaire reliée à un cylindre en cuivre argenté couvert par une membrane mince et suffisamment tendue pour être sensible aux variations sonores. Les ondes radio captées par l'antenne RF, isolée du bord du cylindre par un joint de polytetrafluoroethylene, pénètrent dans la cavité qui est accordée par un pivot de réglage ("champignon") pour résonner à une fréquence radio sélectionnée [16]. En étant immergée dans le champ acoustique, la

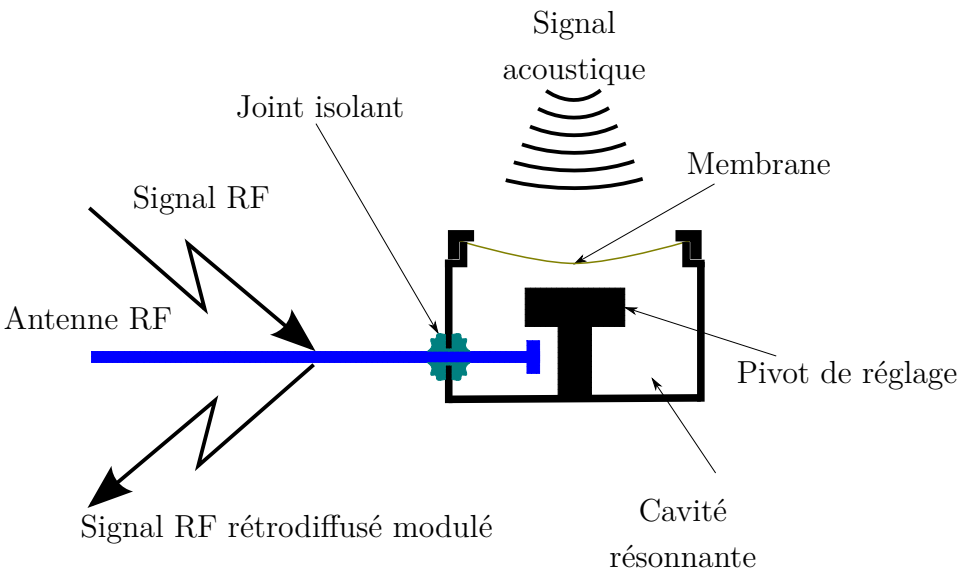


FIGURE 1.4 – Mouchard du Grand Sceau : le principe de fonctionnement.

membrane vibre, ce qui provoque le changement de la fréquence propre de la cavité et donc de la charge d'antenne. En conséquence, le dispositif rétrodiffuse l'onde incidente RF (provenant d'un émetteur-récepteur dans une camionnette garée près de l'ambassade), modulée en amplitude par les voix des personnes présentes dans le bureau. Ainsi le signal retransmis contient l'information sonore qui peut être ensuite démodulée et reproduite par un simple récepteur radio [17].

La difficulté de détection de cet outil s'explique par le fait que le transpondeur reste inactif la plupart du temps, jusqu'au moment où il reçoit un signal RF de fréquence déterminée envoyé de l'extérieur de l'ambassade. Ainsi, on peut dire que ce dispositif était le premier transpondeur RFID complètement passif. Même les étiquettes modernes passives utilisent des principes de fonctionnement similaires [18].

L'anecdote historique du Grand Sceau de Theremin est emblématique pour les spécialistes travaillant dans le cadre du projet SPINNAKER. La possibilité de fabriquer un dispositif d'une conception si simple et en même temps performant, en utilisant les techniques modernes, ouvre de nouveaux horizons d'applications et de fonctionnalités pour les systèmes RFID.

1.3.2 Description générale du système à développer et domaine d'application envisagé

Le système développé, comme tous les systèmes d'identification par radio-fréquences, consiste en un interrogateur et un ensemble d'étiquettes. En plus d'un transpondeur RF classique, l'étiquette RFID-Acoustique doit comporter un capteur sonore embarqué. Le lecteur RFID de ce système à développer peut ou non être dans le même boîtier que la source sonore directive (antenne paramétrique), en fonction de l'application envisagée.

L'étiquette ne peut être lue par l'interrogateur RFID que dans le cas où elle est exposée à un champ acoustique particulier émis par la source acoustique directive.

Pour réduire au minimum la probabilité des fausses détections, ce signal sonore spécifique sous-entend d'avoir une forme distincte de celle du bruit ambiant ou industriel. Pour certaines applications il doit être non-perceptible par l'oreille humaine. Dans d'autres cas, il doit posséder de fortes propriétés pénétrantes, ce qui limite finalement le choix de fréquence et d'amplitude du signal acoustique.

Le capteur acoustique embarqué doit être fabriqué en utilisant de préference la technologie MEMS. Ce choix technologique s'explique principalement par le fait que le produit final doit avoir un faible coût pour une production en masse. En règle générale, les techniques MEMS disposent également d'une compatibilité convenable avec les procédés CMOS, largement utilisés pour la réalisation des étiquettes RFID modernes.

L'entreprise TAGSYS, porteur principal du projet SPINNAKER, a des clients dans différents secteurs d'activité, notamment les bibliothèques, l'industrie du luxe, les établissements de santé, les lignes de production etc. Quand il s'agit de détecter, par exemple, les produits sur une telle ligne, il est nécessaire de protéger la zone de travail et de respecter les normes sanitaires en émission pour les ondes électromagnétiques. Dans ce cas particulier, l'application du système RFID-Acoustique permettra d'économiser de l'espace et de baisser la puissance des interrogateurs RF utilisés. Autre exemple d'usage : un tel système peut permettre de déterminer avec une précision beaucoup plus grande par rapport au système RFID UHF la localisation d'une étiquette à l'intérieur d'une salle.

En conséquence, l'intégration du nouveau système d'identification pourrait apporter des nombreux avantages dans les domaines où la technologie RFID a déjà trouvé sa place, mais aussi d'élargir le champ des applications existantes.

Dans le cadre du travail de cette thèse, le récepteur (et même essentiellement le capteur acoustique) représente l'objet principal d'étude. C'est pourquoi, dans la suite du manuscrit, nous accordons plus d'attention à cet élément du système RFID-Acoustique.

1.3.3 Choix de la configuration du récepteur

Pour le système RFID-acoustique envisagé, la réalisation du récepteur présente un défi important car le produit final doit correspondre à certains critères figurant dans le cahier des charges du projet SPINNAKER. Couramment, ce dispositif doit être de suffisamment petite taille, d'un coût de fabrication modeste (inférieure à 10 centimes d'euro) et doit avoir une très faible consommation électrique. La problématique liée à l'adjonction d'un capteur sonore à une étiquette RFID consiste à traiter et à transmettre le signal capté par ce transducteur acoustique en le combinant avec l'in-

formation contenue dans la puce RFID. Dans ce paragraphe nous décrivons brièvement trois configurations aptes à répondre à ce problème.

1.3.3.1 Configuration utilisant un filtre actif, un redresseur et un comparateur

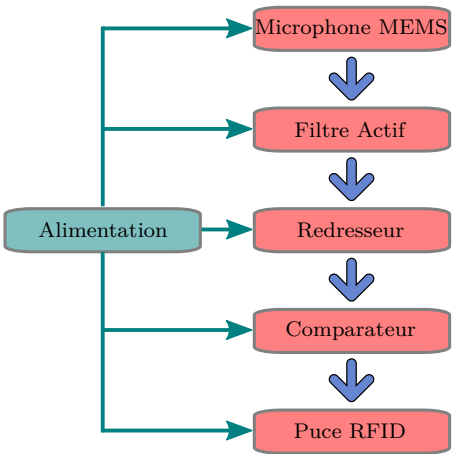


FIGURE 1.5 – Configuration utilisant un filtre actif, un redresseur et un comparateur.

Exceptés certains modèles équipés d'un amplificateur opérationnel intégré, les microphones MEMS du commerce, utilisés dans ce montage (voir la figure 1.5) à titre de capteur acoustique, délivrent souvent une faible tension en sortie. Ce signal doit ensuite être amplifié et filtré pour ne laisser passer qu'une bande, la plus étroite possible, dont la fréquence centrale correspond à la fréquence de travail du système. En passant par le redresseur, la réponse du filtre actif est ensuite comparée avec un seuil de détection déterminé pendant les tests. Si l'amplitude du signal filtré est supérieure au seuil, un "1" logique sera envoyé en entrée de la puce RFID et l'étiquette deviendra visible par le lecteur.

Cette configuration ne présente pas de grands obstacles techniques pour sa mise en place . Pourtant, le nombre important de composants, dont la plupart doivent être alimentés, représente un inconvénient sérieux du point de vue de la consommation électrique et de l'encombrement.

1.3.3.2 Configuration avec un microcontrôleur

Un microcontrôleur est un circuit intégré qui contient des éléments typiques d'un ordinateur : processeur, mémoire, unités périphériques et interfaces d'entrées-sorties. Des progrès récents dans le développement des microcontrôleurs ont permis d'élaborer et de commercialiser une diversité de produits, pilotés par des systèmes embarqués, qui trouvent des applications dans les différents domaines de l'industrie [19]. Les micro-

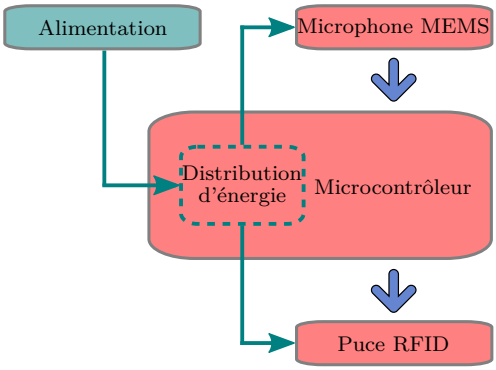


FIGURE 1.6 – Configuration avec un microcontrôleur.

contrôleurs se caractérisent par un haut degré d'intégration, une faible consommation électrique, une vitesse de fonctionnement importante et un coût modeste.

Dans la configuration illustrée sur la figure 1.6, un microcontrôleur accomplit les fonctions de filtrage, de distribution d'énergie et de communication avec la puce RFID. Le signal acoustique capté par le microphone MEMS est communiqué au convertisseur analogique-numérique du microcontrôleur. Un filtre numérique, programmé dans le firmware, permet de couper le contenu fréquentiel indésirable. Si le niveau du signal filtré apparait supérieur à la valeur du seuil de détection, le microcontrôleur envoie la commande d'activation vers la puce RFID.

1.3.3.3 Configuration avec capteur résonant

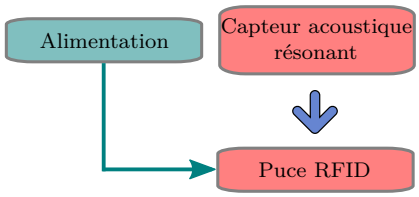


FIGURE 1.7 – Configuration du récepteur avec capteur résonant.

Cette configuration représente la solution la plus souhaitable pour la simplicité de sa topologie (voir la figure 1.7) et l'innovation technologique qu'elle apporte. Le principe de fonctionnement ressemble beaucoup à celui du mouchard de Theremin (voir le § 1.3.1). En étant lié avec le circuit électrique de l'étiquette RFID, le capteur acoustique peut changer son impédance, dans le cas de sa résonance sous la condition d'une excitation harmonique contenant la fréquence à laquelle il est accordé. Autrement dit, le capteur résonant joue le rôle d'un filtre complètement passif dont la réponse

est plate pour toutes les fréquences à l'exception du celle du travail du système. Le signal radio rétrodiffusé par l'étiquette RFID va être modulé par le signal acoustique et reconnu par le lecteur.

Comme on a pu voir, chacune de ces trois conceptions possède des avantages et peut être mise en œuvre avec succès par les intervenants du projet SPINNAKER. En raison de sa simplicité et de la rapidité de sa réalisation, la variante avec microcontrôleur a été choisie pour réaliser un dispositif de démonstration permettant d'effectuer la "preuve de concept" du système RFID-Acoustique. La description détaillée de développement du prototype de cette étiquette "intelligente" fait l'objectif principal du paragraphe suivant de ce chapitre.

1.4 Démonstration de la faisabilité d'un système RFID-Acoustique

Un exemple de prototype du système complet RFID-Acoustique, constitué d'un lecteur RFID, d'une antenne paramétrique et d'une maquette du récepteur qui comprend l'étiquette RFID, un capteur acoustique et un microcôntroleur, est présenté dans la suite.

1.4.1 Source sonore directive

Les systèmes de rayonnement acoustique directif se basent sur le phénomène d'auto-démodulation d'amplitude. Pour la première fois cet effet, illustré sur la figure 1.8, a été décrit par Peter Westerveld : "Deux ondes planes de différentes fréquences se propageant dans le même sens génèrent deux nouvelles ondes, l'une avec la fréquence égale à la somme des deux fréquences d'origine et l'autre de fréquence égale à leur différence" [20]. Il est important de noter, que les ondes primaires sont des ondes de fort niveau et de fréquences relativement proches. Les nouvelles composantes fréquentielles (ondes secondaires) apparaissent en raison de la non-linéarité du milieu de propagation. Étant donné que les ondes de hautes fréquences (les deux ondes primaires, leurs harmoniques et la somme des deux fréquences d'émission) s'atténuent très vite, seule une onde de fréquence basse (différence des deux fréquences d'émission) représente un intérêt pratique (voir la figure 1.8). En fait, tout se déroule comme si l'onde de fréquence différence était émise par une série de sources virtuelles distribuées sur une distance égale approximativement à la longueur d'atténuation des ondes primaires. Pour cette raison, un système d'émission acoustique directif est dénommé par le terme "d'antenne paramétrique", comme un ensemble des sources virtuelles [21].

Il existe deux zones importantes du point de vue de la caractérisation d'une antenne paramétrique, à savoir la distance de Rayleigh et la longueur d'absorption. La distance

FIGURE 1.8 – Mécanisme d'interaction non-linéaire des ondes générées par l'antenne paramétrique.

de Rayleigh est définie comme la longueur entre l'émetteur des ondes et la zone où se passe la transition de la région de champ proche à la région de champ lointain. Dans la zone de Rayleigh, le front d'onde est approximativement plan. Au-delà de cette région, la surface d'onde devient plus sphérique et l'atténuation est plus forte avec une décroissance de -6 dB par doublement de distance. La longueur d'absorption (ou la longueur effective de l'antenne) est définie comme la distance au-delà de laquelle l'interaction non-linéaire ne s'effectue plus. Comme il a été mentionné plus haut, l'intermodulation à l'intérieur du faisceau des ondes primaires excite l'oscillation des particules d'air à la fréquence audio, et ces oscillations sont considérées comme un ensemble de sources virtuelles. La longueur d'absorption correspond à la distance parcourue par les porteuses ultrasonores, jusqu'au point où elles s'arrêtent de "générer" des sources sonores virtuelles [22].

Ainsi l'antenne paramétrique est une source audio qui permet d'obtenir une directivité importante, tout en étant raisonnablement petite (contrairement au haut-parleur classique, qui émet des ondes sonores de façon omnidirectionnelle et qui nécessite d'avoir une grande taille pour générer un son focalisé).

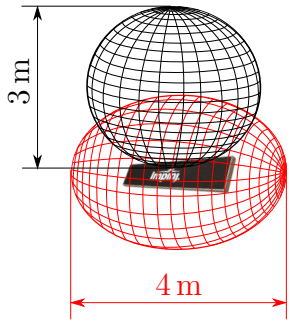
FIGURE 1.9 – Antenne paramétrique AudioBeam de Sennheiser.

Une antenne paramétrique Sennheiser AudioBeam, présentée sur la figure 1.9, est utilisée dans ce prototype du système RFID-Acoustique comme une source sonore directive. Ce dispositif performant est capable de générer un signal acoustique de fort

niveau dans la bande audible. Les résultats de la caractérisation expérimentale de la directivité de l'antenne Sennheiser AudioBeam, effectuée dans la chambre anéchoïque du Centre de Transfert de Technologie du Mans (CTTM), pourront être trouvés dans l'annexe A.

1.4.2 Lecteur RFID

La station de base utilisée pour ce prototype consiste de Speedway Revolution UHF RFID Reader et Threshold-FS Antenna, développés et commercialisés par la société américaine Impinj.



(a) Zone de couverture d'antenne RF Impinj Threshold-FS.

(b) Lecteur RFID Impinj Speedway Revolution.

FIGURE 1.10 – Station de base Impinj.

Initialement conçue pour les systèmes de détection de fin de la course (dans le domaine sportif), l'antenne Threshold-FS possède un faisceau large et évasée, ce qui permet de maximiser la zone de couverture visualisée sur la figure 1.10a.

D'encombrement faible et compact, le lecteur Speedway Revolution (voir la figure 1.10b) détient de nombreuses fonctionnalités avancées, tels que la possibilité d'être alimenté par son port Ethernet et communication sans fil avec le système informatique. Ce dispositif est capable de délivrer jusqu'au 30 dBm de puissance et présente une haute performance de lecture tout en ayant une basse consommation électrique.

1.4.3 Composants du récepteur RFID-Acoustique

1.4.3.1 Capteur acoustique

L'acquisition du signal sonore ne peut s'effectuer qu'à l'aide d'un capteur acoustique qui, dans notre cas, sera un microphone du commerce. Le problème du choix d'un tel composant est de satisfaire à des contraintes en termes de bande passante, de consommation d'énergie et de taille du capteur. Ainsi, un microphone MEMS se présente comme la solution la plus pertinente.

Le premier choix s'est arrêté sur le microphone SPU0414HR5H-SB (voir la figure 1.11), développé et commercialisé par la société Knowles. Ce microphone dispose d'une réponse plate dans la bande de fréquences de 100 Hz à 10 kHz. Il s'agit d'un capteur capacitif de sortie analogique avec un circuit d'amplification intégré (gain maximal délivré par un amplificateur opérationnel incorporé ≈20 dB). Sa consommation totale est de 220 µA sous une tension continue de 3,6 V. Les dimensions de microphone dans son boîtier sont de 3,76 mm × 2,95 mm × 1,10 mm.

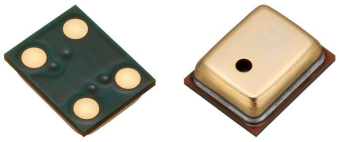


FIGURE 1.11 – Microphone SPU0414HR5H-SB de Knowles.

1.4.3.2 Transpondeur RFID

La longue coopération entre TAGSYS et EM Microelectronic-Marin a prédéterminé le choix du transpondeur RFID : c'est la puce EM4325, représentée sur la figure 1.12, qui a été sélectionnée pour ce prototype d'étiquette "intelligente".

Il s'agit d'un transpondeur RFID de Classe 3 qui peut être alimenté soit par l'énergie RF soit par une batterie. La puce EM4325 comprend 4096 bit de mémoire EEPROM (Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory), organisé en 64 pages avec 4 mots par page. Elle peut communiquer par l'intermédiaire d'un protocole de communication série SPI (Serial Peripheral Interface) avec un dispositif de contrôle et dispose ainsi d'un port d'entrée/sortie digital pour les fonctions auxiliaires. Il convient aussi de noter que cette puce est compatible avec les standards d'EPCglobal [23, 24].

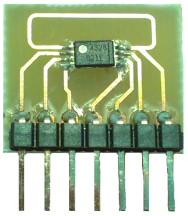


FIGURE 1.12 – Puce RFID EM4325 avec une antenne gravée sur une plaque de circuit imprimé.

1.4.3.3 Microcontrôleur

Comme vu précédemment, pour cette configuration du récepteur RFID-Acoustique, le microcontrôleur joue le rôle de trait d'union entre la puce RFID et le capteur acous-

tique. Aujourd'hui le marché des microcontrôleurs foisonne de sociétés qui proposent des produits modernes, fonctionnels à des prix attractifs. Notre choix s'est arrêté sur le modèle STM32L152RBT6 fabriqué par un des leaders mondial du domaine : ST-Microelectronics. Le rapport entre la consommation d'énergie et la performance de ce microcontrôleur reste acceptable pour le développement d'une étiquette RFID embarquant un capteur acoustique.

Ce microcontrôleur est construit sur la base du processeur 32 bit ARM Cortex^{TM}-M3 fonctionnant à 32 MHz. Il dispose d'une mémoire flash de 128 kbit, de nombreuses entrées/sorties et périphériques connectées à deux bus APB (Advanced Peripheral Bus). Ce dispositif a également un CAN (Convertisseur Analogique-Numérique) 12 bit, deux CNA (Convertisseur Numérique-Analogique) 12 bit, deux comparateurs de puissance, six horloges 16 bit à usage général et deux horloges de base. Le microcontrôleur STM32L152RBT6 fonctionne pour des tensions d'alimentation comprises entre 1,8 et 3,6 V.

Pour accélérer le développement du firmware et faciliter la connexion avec les autres éléments du système, il a été décidé d'utiliser la carte d'évaluation STM32L-Discovery presentée sur la figure 1.13.

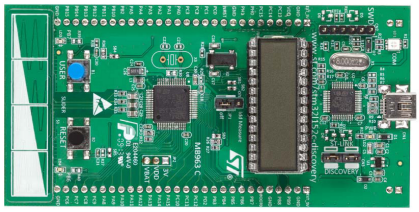


FIGURE 1.13 – Carte d'évaluation STM32L-Discovery de STMicroelectronics contenant le microcontrôleur STM32L152RBT6.

1.4.4 Communication entre le microphone MEMS et le microcontrôleur. Traitement du signal

Un point important, en terme d'acquisition des données issues d'un capteur, est la conversion analogique-numérique. Le signal analogique est continu dans le temps et il est nécessaire de le convertir en une série de valeurs numériques. La vitesse à laquelle ce signal continu est échantillonné porte le nom de fréquence d'échantillonnage du convertisseur ou fréquence d'horloge. Selon la documentation technique la fréquence maximale d'échantillonnage du CAN de STM32L152RBT6 est de 16 MHz. Un flux de données si dense n'étant pas nécessaire, nous configurons l'une des minuteries de base du microcontrôleur comme la source du signal d'horloge pour le CAN.

Il serait utile de rappeler que le dispositif développé doit avoir une sélectivité en fréquence. Pour cette raison, un algorithme permettant de traiter le signal numérisé

par le CAN doit être intégré dans le firmware du microcontrôleur. Dans un premier temps, le but pour l'étiquette est de se rendre "visible" en présence d'une excitation sonore de 1 kHz. Cette sélectivité peut être atteinte en utilisant un filtrage numérique. Or cette solution requiert d'avoir un tableau de coefficients stocké dans la mémoire du microcontrôleur. Le nombre de ces coefficients détermine l'ordre et donc la sélectivité du filtre numérique. Un tel tableau est unique pour une fréquence à détecter et il doit être recalculé à chaque fois pendant le changement de la fréquence de travail, ce qui provoque une charge excessive du processeur et augmente par conséquent la consommation électrique.

Une alternative efficace à l'utilisation d'un filtre numérique classique a été trouvée dans l'application de l'algorithme de Goertzel. Par sa structure simple (voir la figure 1.14) il est bien adapté pour les petits processeurs, car cette méthode n'utilise pas de nombreux coefficients, ce qui permet d'économiser de l'espace mémoire. Il s'agit d'une technique connue dès la deuxième moitié des années cinquantes et largement utilisée dans la reconnaissance de code DTMF (Dual-Tone Multi-Frequency signaling). Comme la transformée de Fourier discrète, l'algorithme, décrit en 1958 par Gerald Goertzel [25], analyse une composante de fréquence sélectionnée à partir d'un signal discret.

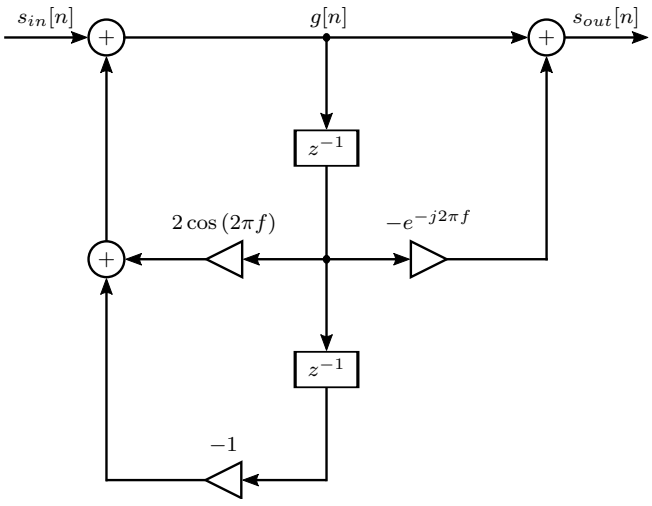


FIGURE 1.14 – Organigramme de filtre Goertzel.

Les calculs s'effectuent sous la forme d'un filtre numérique de deuxième ordre (voir la figure 1.14). Supposons que $s_{in}[n]$ est un signal numérique en sortie du CAN et à l'entrée de filtre Goertzel, avec le numéro d'échantillon $n = 0,1,\ldots,N-1$, où le nombre d'échantillons est noté N. La première cascade du filtre de Goertzel calcule la variable d'état $g[n]$

$$g[n] = s_{in}[n] + 2\cos(2\pi f)\, g[n-1] - g[n-2] \tag{1.1}$$

avec la fréquence réduite f définie comme

$$f = \frac{f_0}{f_e} , \tag{1.2}$$

où f_s et f_0 représentent respectivement la fréquence d'échantillonnage et la fréquence de filtrage du filtre Goertzel. Finalement, à la sortie nous avons une séquence de valeurs complexes

$$s_{out}[n] = g[n] - e^{-j2\pi f} g[n-1] . \tag{1.3}$$

Par conséquence, la quantité de calculs pourrait être réduite en sélectionnant de manière optimale la fréquence réduite f. Autrement dit, si la fréquence d'échantillonnage f_e est quatre fois plus grande que la fréquence de détection f_0, dans les expressions 1.1 et 1.3 les termes contenant le cosinus s'annulent

$$g[n] = s_{in}[n] - g[n-2] , \tag{1.4}$$

$$s_{out}[n] = g[n] + jg[n-1] . \tag{1.5}$$

La partie imaginaire du signal de sortie ne représente pas d'intérêt physique. Ainsi les valeurs de séquence $g[n]$ peuvent être comparées directement avec la valeur de seuil de détection déterminée expérimentalement.

Un exemple de ce type de filtrage est illustré sur la figure 1.15. Un signal numérique $s_{in}[n]$ d'amplitude unitaire contient les composantes fréquentielles à 100 Hz, 500 Hz, 1000 Hz et 1250 Hz. Cette séquence est contaminée par le bruit aléatoire. La fréquence de filtrage f_0 est 1000 Hz ; la fréquence d'échantillonnage est 4 fois plus grande et vaut $f_e = 4000$ Hz. Comme on peut voir sur la figure ci-dessous, cette technique de filtrage numérique représente le résultat qui satisfait entièrement aux exigences de sélectivité fréquentielle.

1.4.5 Communication entre la puce RFID et le microcontrôleur

Dans le cas où la valeur absolue $|g[n]|$ devient plus importante que le seuil de détection, les variables d'état $g[n]$ et $g[n-2]$ s'annulent dans la boucle de calcul du filtre et le microcontrôleur peut envoyer un signal d'activation vers la puce RFID à partir de l'interface SPI. La communication SPI se fait entre un master (maître) et un slave (esclave) et nécessite les connections suivantes :

- alimentation de la puce,
- mise à la masse,
- détermination du sens de la communication (esclave vers maître ou maître vers esclave),

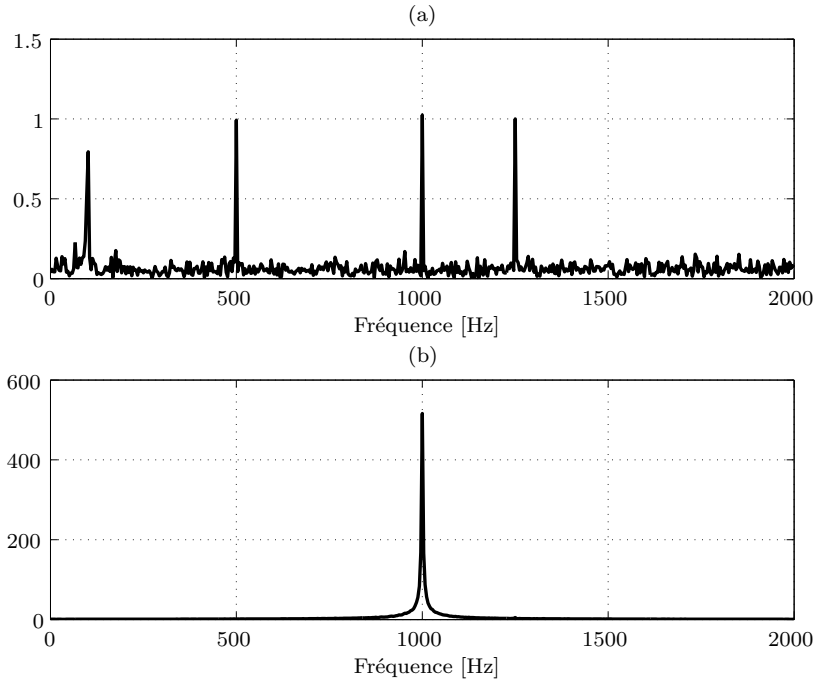


FIGURE 1.15 – Spectres des signaux d'entrée (a) et de sortie (b) du filtre de Goertzel.

- un bus MOSI (Master Output Slave Input) régissant le transfert des données en sortie du maître et la destination d'esclave,
- un bus MISO (Master Input Slave Output) régissant le transfert des données d'esclave vers le maître,
- un signal d'horloge.

Dans le système développé, la puce RFID fonctionne en mode SPI esclave. Pour éviter d'envoyer la commande d'activation vers la puce à chaque dépassement du seuil acoustique et de ne pas la saturer de cette manière, il a été décidé de mettre en service une deuxième minuterie de base du microcontrôleur. Après la première détection d'une onde acoustique à la fréquence souhaitée une commande de démarrage est transmise vers la puce et en même temps la deuxième minuterie de base lance son compteur. Le compteur s'annule après chaque dépassement de valeur de seuil. En absence du champ acoustique l'interruption de minuterie s'exécute à la fin de compteur et une commande est envoyée vers la puce, pour qu'elle devienne invisible par le lecteur RFID.

1.5 Conclusion

Nous avons présenté les bases de la technologie d'identification par radio-fréquences, puis une description détaillée du système RFID-Acoustique envisagé et développé dans le cadre du projet SPINNAKER.

La réalisation de la maquette initiale a prouvé la possibilité de réaliser un système RFID-Acoustique "intelligent". Les résultats obtenus pendant ces premiers tests ont montré que la directivité atteinte avec ce prototype émetteur-récepteur, et donc la sélectivité recherchée est beaucoup plus importante que celle des systèmes UHF RFID existants. Un bas taux de fausses détections pour une bande extrêmement étroite (au maximum à 5 Hz de la fréquence de travail choisie) a confirmé l'efficacité de la méthode de sélectivité en fréquence implémentée .

Un microphone MEMS du commerce est utilisé dans ce premier prototype de récepteur. Malgré une tendance générale à la baisse des prix pour l'achat de grandes volumes de microphones MEMS, ils restent encore assez chers, ce qui limite l'utilisation d'une telle solution pour la production industrielle d'étiquettes RFID de ce type. Le but principal de ce travail de thèse est le développement d'un capteur acoustique MEMS qui peut être ensuite intégré dans la version commercialisée des étiquettes "intelligentes". Une première question importante est le choix du mode de transduction acousto-électrique ; cette problématique est abordée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 2

CAPTEURS ACOUSTIQUES : ÉTAT DE L'ART ET CHOIX DU MODE DE TRANSDUCTION

Sommaire

2.1 Introduction 29

2.2 Capteurs à transduction piezorésistive 30

2.3 Capteurs à transduction piézoelectrique 32

2.4 Capteurs à transduction électrodynamique 34

2.5 Capteurs à transduction optique 35

2.6 Capteurs à transduction capacitive 37

2.7 Conclusion 41

2.1 Introduction

L'opération de transduction consiste à convertir une grandeur physique en une autre. Le microphone est un capteur de pression acoustique qui transforme la variation de pression sonore en un signal électrique. En général, cette conversion s'opère en deux étapes : la première est la transduction acousto-mécanique qui est suivie d'une seconde, mécano-électrique. L'énergie acoustique est apportée par une onde se propageant dans un milieu fluide. Elle excite alors la membrane du microphone : la force transversale créée par cette onde, et appliquée à la surface de la membrane, la fait vibrer, assurant ainsi la transduction acousto-mécanique. La principale différence entre les microphones se cache dans la seconde étape : la conversion mécano-électrique.

Le projet SPINNAKER vise (entre autres) à développer une solution de localisation acoustique des puces RFID fournissant une meilleure précision de position que celle qui peut être obtenue par les systèmes RFID actuels. Idéalement, le système développé doit être alimenté à l'aide de l'énergie récupérée par une puce RFID à partir du champ électromagnétique. Cette puce est capable de fournir 100 µA sous 2 V à une faible

distance (1 m) de l'antenne RFID. Le capteur cherché doit répondre aux exigences suivantes :

- forte sensibilité,
- faible coût,
- faible consommation,
- possibilité d'être intégré sur une étiquette RFID,
- robustesse.

Ce chapitre se présente sous la forme d'une courte revue sur les principaux types de capteurs acoustiques proposés par l'industrie ou développés dans les laboratoires de recherche. Leurs structures, les principes de fonctionnement et les avantages/inconvénients du point de vue de leur implémentation envisagée dans le cadre du projet SPINNAKER sont également étudiés dans la suite.

2.2 Capteurs à transduction piezorésistive

Alors que la résistance électrique de tous les objets varie principalement du fait de leur déformation, certains matériaux présentent un changement beaucoup plus élevé sous l'effet d'une modification de l'état de contrainte auquel ils sont soumis [26]. Les premiers travaux théoriques et expérimentaux sur ce phénomène, connu sous le nom d'effet piézorésistif, menés par Percy Bridgman, datent de la deuxième décade du vingtième siècle [27, 28]. Avec l'avènement de l'ère du semi-conducteur, l'étude de ce phénomène dans des monocristaux semi-conducteurs a été effectué par Julius Taylor [29] et plus tard par Charles Smith [30] qui a déterminé le premier les tenseurs des coefficients piézorésistifs pour le silicium et le germanium. Par la suite, l'effet piézorésistif a été mis en évidence pour un grand nombre de matériaux semi-conducteurs.

La déformation de la membrane du capteur est détectée par un ensemble de plusieurs jauges piézorésistives déposées dessus ou directement intégrées dedans. Il y a plusieurs façons d'arranger les piézorésistances. La plus courante consiste à utiliser quatre jauges connectées en pont de Wheatstone (voir la figure 2.1). Deux résistances sont placées au centre et deux sont placées sur les bords de la membrane. Sous l'effet d'une contrainte mécanique les résistances électriques R des jauges changent de $\pm\Delta R$. En étant alimenté par une tension V_{in}, le pont subit alors un déséquilibre proportionnel à cette contrainte, ce qui provoque un changement de la tension électrique en sortie $V_{out} = V_{in}\frac{\Delta R}{R}$ [31].

En 1992, les chercheurs allemands Schellin et Hess ont présenté le premier microphone piézorésistif MEMS (voir la figure 2.2) [32]. Ce microphone avait une très fine

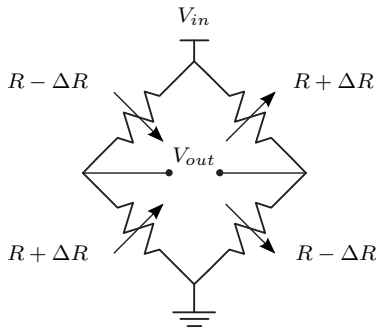


FIGURE 2.1 – Connexion des jauges en pont de Wheatstone [31].

membrane de 1 µm d'épaisseur, fabriqué en silicium hautement dopé au bore, qui porte des éléments piézorésistifs en silicium polycristallin , d'épaisseur égale à 250 nm, isolées électriquement de la membrane par une couche de dioxyde de silicium d'épaisseur 60 nm. Pour une tension d'alimentation du pont égale à 6 V, ce transducteur a montré une sensibilité voisine de 25 µV/Pa dans une bande passante 100 Hz - 5 kHz. Pourtant, cette sensibilité mesurée était 10 fois plus faible que prévu, ce qui a été expliqué par les importantes contraintes statiques initiales dans la membrane.

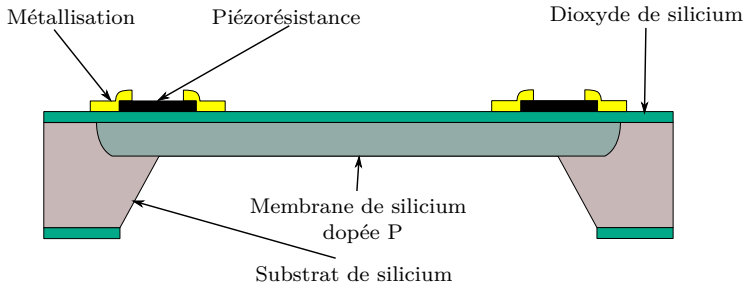


FIGURE 2.2 – Vue en coupe du microphone piézorésistif à jauges polycristallines déposées sur la membrane en silicium, d'après Schellin et Hess [32].

Afin d'obtenir une meilleure performance en termes de bande passante équivalente et de sensibilité du capteur, les résistances en silicium polycristallin sont remplacées par des résistances piézoélectriques en silicium monocristalin dopées P et implantées dans une membrane dopée N (voir la figure 2.3) [33]. Pour une tension d'alimentation du pont égale à 8 V, la sensibilité mesurée de ce capteur, dans la zone plate de réponse en fréquence entre 50 Hz et 10 kHz, a été autour de 30 µV/Pa, ce qui correspond bien aux objectifs initiaux.

Ainsi, les capteurs piézorésistifs présentent certains avantages, tels que la robustesse, la facilité de microfabrication et la faible impédance de sortie. Toutefois, les inconvénients inhérents, comme la consommation d'énergie importante, une sensibilité basse et

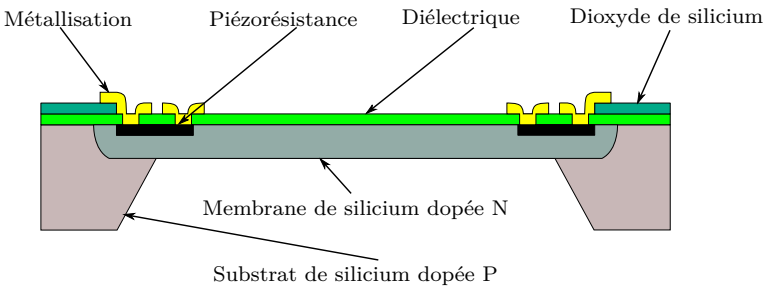


FIGURE 2.3 – Vue en coupe du microphone piézorésistif à jauges monocristallines réalisées dans la membrane en silicium, d'après Schellin *et coll.* [33].

qui évolue avec la température ainsi que la dégradation thermique des piézorésistances due à l'effet Joule, limitent leur application [34].

2.3 Capteurs à transduction piézoelectrique

Les matériaux dits piézoélectriques ont la propriété de générer des charges électriques sous l'action d'une contrainte mécanique. Parmi ces matériaux, les plus répandus dans la fabrication des transducteurs MEMS sont l'oxyde de zinc, le titano-zirconate de plomb et le nitrure d'aluminium.

Les grandeurs électriques (induction électrique et champ électrique) et mécaniques (déformation et contrainte) sont liées, généralement de façon linéaire, par un ensemble de coefficients piézoélectriques. Le couplage piézoélectrique permet la transduction d'une variation acoustique en un signal électrique sans avoir besoin d'alimentation externe. Les avantages potentiels de ce mécanisme de transduction ont suscité le développement de plusieurs microphones miniatures piézoélectriques après l'apparition du premier dispositif micro-usiné, réalisé par Royer *et coll.* en 1983 (voir la figure 2.4) [35].

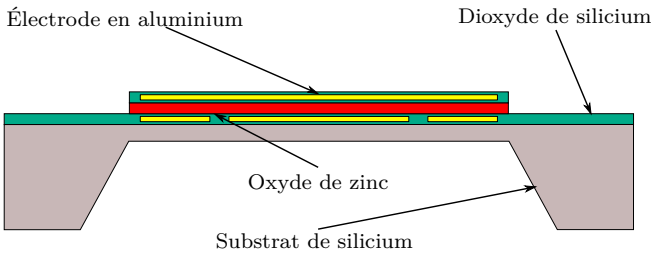


FIGURE 2.4 – Vue en coupe du microphone piézoelectrique réalisé par Royer *et coll.* [35].

Ce capteur se compose d'une membrane en silicium d'une épaisseur de 30 µm et d'une couche de d'oxyde de zinc d'épaisseur maximale 5 µm. Cette couche piézoélectrique a été déposée sur la membrane entre deux couches d'oxyde de silicium contenant les électrodes supérieure et inférieure en aluminium. Le capteur dispose d'un préamplificateur intégré sur le même substrat de silicium. En termes de performances, ce transducteur est capable d'avoir une sensibilité de 250 µV/Pa et une réponse en fréquence plate sur la gamme 10 Hz - 10 kHz, tout en consommant 40 µW.

Afin d'augmenter la souplesse de la partie mobile et donc améliorer la sensibilité du microphone, une autre configuration du capteur piézoélectrique a été proposée. Il s'agit d'un microphone avec une membrane de type cantilever (voir la figure 2.5), développée par Lee et White en 1998 [36]. En dehors de cette souplesse supplémentaire, les membranes-cantilevers sont moins exposées aux contraintes résiduelles en comparaison avec les membranes appuies sur toute leur périphérie.

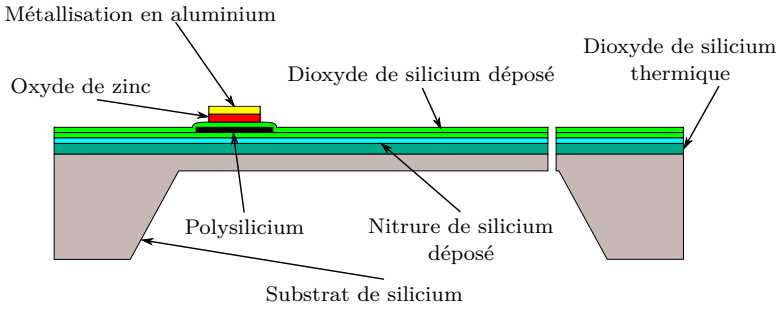


FIGURE 2.5 – Vue en coupe du microphone piézoelectrique à cantilever développé par Lee et White [36].

Ce transducteur, dont l'épaisseur totale est de 10 µm, a trois bords libres. Les couches d'aluminium, d'oxyde de zinc, de dioxyde de silicium déposé, du polysilicium et du nitrure de silicium à faible contrainte sont utilisées respectivement comme électrode supérieure, film piézoélectrique, diélectrique, électrode arrière et support pour la membrane. Le microphone à cantilever est capable d'atteindre une (grande) sensibilité de 30 mV/Pa, mais la réponse en fréquence n'est plate que dans une bande passante très étroite de 50 Hz à 1,8 kHz qui correspond à la fréquence de la première résonance de la poutre. Il convient de noter que ce transducteur est réciproque et multitâche : il peut être aussi bien utilisé comme haut-parleur que comme convertisseur tension-fréquence.

Ainsi les microphones piézoélectriques se caractérisent par une faible consommation d'énergie et une simplicité de réalisation. En revanche des inconvénients de ce type de capteur sont leur faible sensibilité, la difficulté de réaliser des couches piézoélectriques de paramètre choisis et répétables, et leur niveau de bruit de fond important. Entre outre, les matériaux piézoélectriques ont tendance à vieillir, ce qui restreint leur appli-

cation dans la fabrication des capteurs acoustiques.

2.4 Capteurs à transduction électrodynamique

Le fonctionnement du microphone électrodynamique est réciproque de celui d'un haut-parleur classique. Une membrane suspendue sur sa périphérie est liée solidement à une bobine constituée d'un certain nombre de spires. Cet ensemble bobine-membrane forme un équipage mobile placé dans le champ d'induction magnétique, radial et constant, d'un aimant permanent. Sous l'excitation acoustique, l'équipage mobile se déplace dans la direction perpendiculaire à ce champ magnétique. Il en résulte la création d'une force électromotrice induite, proportionnelle à l'intensité du champ magnétique, à la vitesse du mouvement de l'équipage mobile et à la longueur du conducteur traversant le champ magnétique.

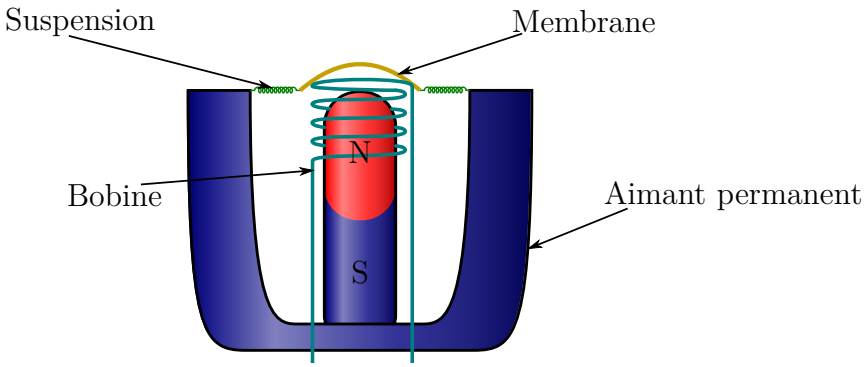


FIGURE 2.6 – Structure d'un microphone électrodynamique.

Les microphones électrodynamiques ont une construction relativement simple visualisée sur la figure 2.6 et sont donc économiques et robustes. Ils peuvent gérer des niveaux sonores très élevés : il est presque impossible de saturer un microphone électrodynamique. En outre, les microphones électrodynamiques sont relativement peu affectés par des conditions extrêmes de température ou d'humidité. Néanmoins, à notre connaissance, il n'existe actuellement aucune version commercialisée de microphone électrodynamique micro-usiné sur silicium. Cela s'explique en partie par les difficultés dans la production d'aimants puissants par la technologie MEMS [37]. Actuellement, les laboratoires de recherche et les centrales de microfabrication commencent seulement à développer les premiers prototypes de microphones électrodynamique micro-usinés. Un tel transducteur a été développé au cours de la thèse de Farès Tounsi [38].

Dans ce microphone, deux bobines spirales planaires et concentriques en aluminium sont utilisées. La bobine externe, fixée sur le substrat, sert à créer le champ magnétique au sein de la bobine interne. Celle dernière est solidaire d'une membrane flexible suspendue au-dessus d'une microcavité (voir la figure 2.7). La tension induite, récupérée

aux bornes de la bobine interne lors de son mouvement dans le champ magnétique, est ensuite amplifiée et traitée par la microélectronique intégrée sur la même puce.

Ces travaux constituent l'une des premières tentatives d'utiliser la technologie CMOS compatible avec le procédé du micro-usinage en volume pour réaliser le microphone électrodynamique MEMS. Après la gravure de la structure microphonique, la présence de deux problèmes importants a été remarquée. Le premier consiste en la non-libération des bras d'attachement et le second est que le centre de la membrane était trop fragile. Ces deux obstacles importants ne permettent pas au transducteur de fonctionner et devront être éliminés par des changements majeurs dans le procédé de fabrication.

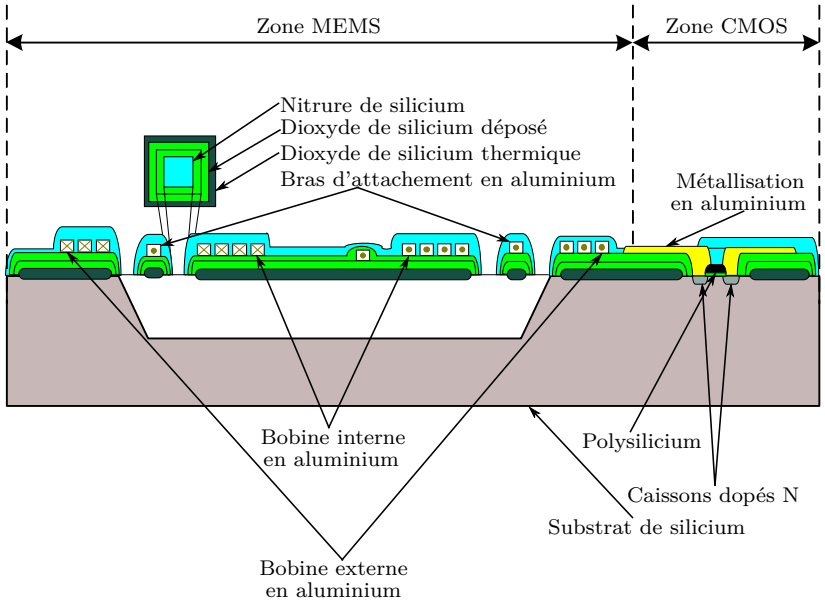


FIGURE 2.7 – Vue en coupe du prototype de microphone électrodynamique MEMS développé par Tounsi *et coll.* [38].

Par conséquent, la transduction électrodynamique représente une voie intéressante pour la fabrication du capteur miniatures, mais actuellement insuffisamment développée pour réaliser un dispositif appelé à être commercialisé à court terme.

2.5 Capteurs à transduction optique

Dans les dernières décennies, les technologies de capteurs optiques ont progressé de telle manière que certains de ces dispositifs sont déjà très largement utilisés. Même si ce n'est pas encore le cas pour les microphones optiques, le volume de recherche actuel à l'échelle mondiale suggère que l'idée est prometteuse.

Couramment, le microphone optique module un signal lumineux par la variation d'une onde acoustique incidente puis le convertit en un signal électrique au moyen

d'un photodétecteur (photodiode, photomultiplicateur etc.). Bilaniuk [39] distingue trois types de microphones optiques selon le principe utilisé pour la modulation de la lumière, à savoir la modulation d'intensité [40, 41], la modulation de phase [42, 43, 44] et plus rarement la modulation de polarisation [45]. Etant donné que les photodiodes ne réagissent qu'au changement d'intensité optique, toutes les stratégies de modulation requièrent d'obtenir une variation de l'intensité reçue par le photodétecteur pour transformer correctement le signal lumineux en signal électrique.

Un des premiers microphones optiques réalisé en technologie MEMS a été décrit par Kardivel *et coll.* en 2004 [46]. La structure de ce microphone optique présenté sur la figure 2.8 est constituée d'une membrane mince en nitrure de silicium déposée sur le substrat de silicium et un faisceau de fibres optiques placé au-dessous de la membrane, dans la cavité gravée sur le substrat. (voir la figure 2.8). La membrane est couverte par une couche mince d'aluminium qui permet d'augmenter la réflectivité de la membrane. Ce dispositif a montré une sensibilité de 0,5 mV/Pa et la réponse plate dans la bande fréquentielle entre 1 kHz et 6,4 kHz pour une puissance optique appliquée de 250 µW.

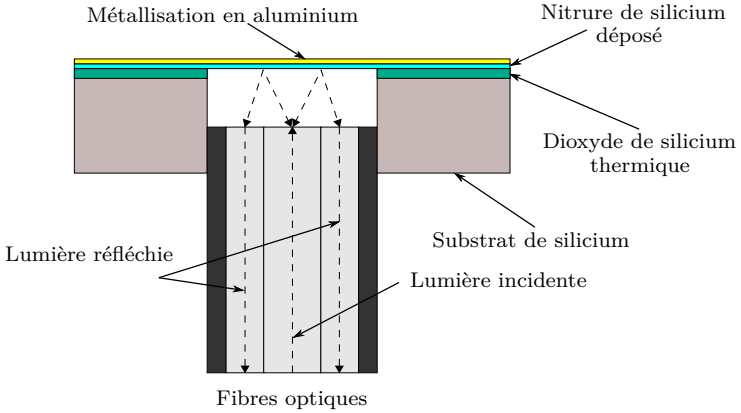


FIGURE 2.8 – Vue en coupe du microphone otique développé par Kadirvel *et coll.* [46].

En 2005, Bucaro *et coll.* [41] ont développé un microphone amélioré, dont la structure est similaire à celle du capteur Kardivel. Pour une puissance optique appliquée de 150 µW, ce transducteur se caractérise par une sensibilité élevée de 25 mV/Pa et par une large bande passante de 300 Hz à 20 kHz.

Il convient de noter qu'il existe aussi les microphones optiques avec les membranes de type cantilever. Ils possèdent une sensibilité importante et trouvent souvent leur application dans le domaine de la spectroscopie photoacoustique [47].

Les capteurs à transduction optique ont certains avantages : par exemple les microphones optiques sont quasi-insensibles aux perturbations électromagnétiques. Ils n'émettent pas non plus du rayonnement électromagnétique. La sensibilité démontrée par certains dispositifs reste comparable avec celle des microphones capacitifs. Cependant, les inconvénients inhérents à ce type de microphones sont aussi importants. Les

petites fluctuations au niveau de la source lumineuse sont capables de contaminer le signal en sortie de dispositif. Il est donc nécessaire d'utiliser soit des sources optiques stabilisées de référence, soit une électronique de compensation integrée [31]. L'application de cette technologie pour le produit développé au cours du projet SPINNAKER semble peu probable, en raison de la complexité de la structure et de la présence d'une étape supplémentaire dans le mécanisme de transduction des capteurs de ce genre (trois étapes de transduction : acousto-mécanique, mécano-optique et opto-électrique).

2.6 Capteurs à transduction capacitive

Les microphones dits capacitifs ont une longue histoire. La détection d'une oscillation acoustique au moyen d'une transduction capacitive a été proposée pour la première fois par Edward Wente en 1917 [48] et depuis cette époque l'architecture des microphones capacitifs a peu changé. Ce système (voir la figure 2.9) permettait non-seulement de mesurer l'intensité acoustique dans large bande de fréquences mais aussi de fonctionner réciproquement en tant que source sonore. Dans son travail, Wente a donné une définition, devenue classique, de la réponse acoustique du microphone comme la variation de sa sensibilité en fonction de la fréquence [49]. Une approche analytique permettant de prédire cette réponse du transducteur a été également établie. Cependant, la faible instrumentation de l'époque et la théorie simplifiée sur laquelle reposent les calculs, qui n'a pas complètement pris en compte les effets viscothermiques, ont été des obstacles pour l'investigation de ce dispositif d'une manière correcte et approfondie.

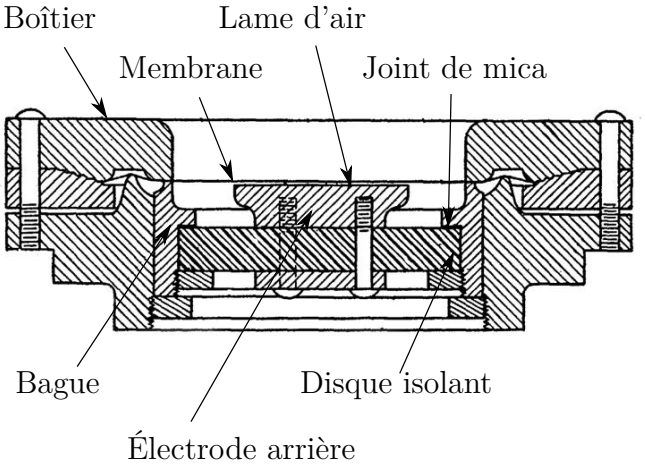


FIGURE 2.9 – Vue en coupe du microphone capacitif de Wente [48].

Un transducteur acoustique capacitif se comporte comme un condensateur dont la capacité varie en fonction de la pression sonore. La membrane, immergée dans le champ sonore, bouge par rapport à l'électrode arrière fixe, ce qui provoque le changement de capacité. L'espace inter-électrode est rempli du même fluide (en général l'air, à

pression atmosphérique) que celui dans lequel s'opèrent les mesures acoustiques. Un canal d'égalisation de pression statique assure la communication entre l'entrefer et le fluide extérieur. Le rôle de ce conduit est d'éviter toute flexion de la membrane due aux lentes variations de pression atmosphérique. En ce qui concerne la variation de capacité, elle peut être détectée à l'aide de différents types de circuits électroniques d'interfaces.

Il existe deux types de microphones capacitifs qui se distinguent par leur mode de polarisation. Les microphones dits à électret contiennent une couche de matériau pré-polarisée par une charge permanente. Le second type de microphones électrostatiques est représenté par les capteurs capacitifs à polarisation externe. Cependant, le principe de fonctionnement reste le même pour ces deux types de microphones.

En 1984, Hohm *et coll.* ont développé le premier microphone à transduction capacitive sur puce silicium [50]. Dans ce dispositif (voir la figure 2.10), les chercheurs ont utilisé une couche de dioxyde de silicium thermique d'une épaisseur de 2 µm qui a gardé un potentiel permanent de 400 V environ. La membrane métalisée en aluminium, d'épaisseur de 13 µm, ainsi que sa bague de support, ont été réalisées en film Mylar. Le transducteur a montré une sensibilité d'environ 3 mV/Pa avec une réponse plate dans une bande fréquentielle de 100 Hz à 3 kHz.

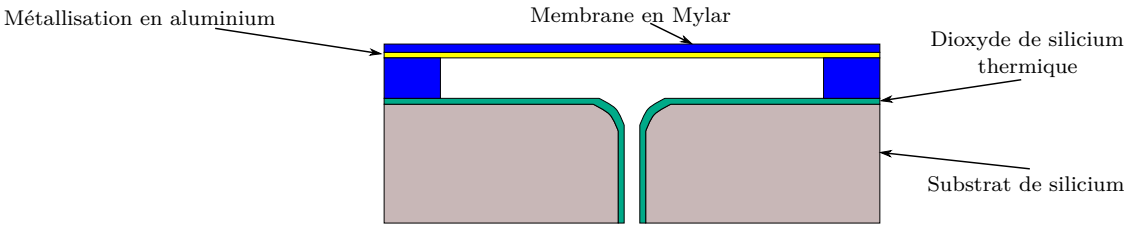


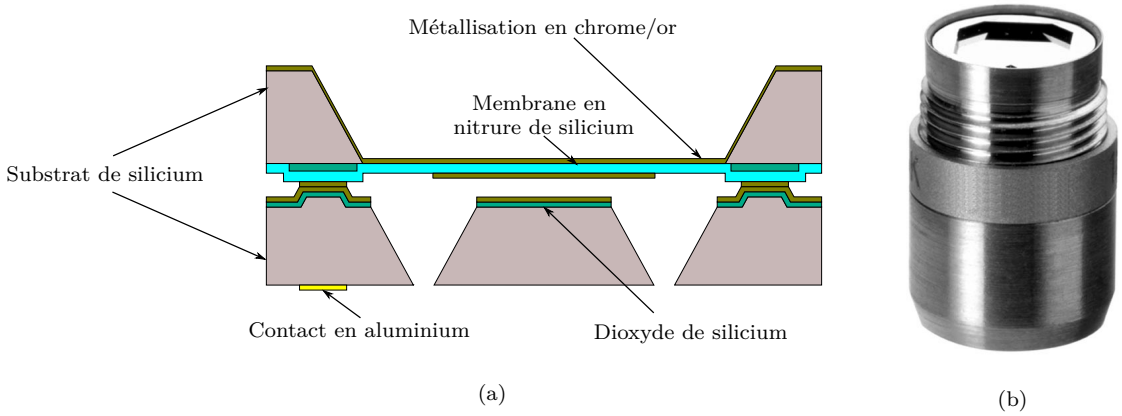
FIGURE 2.10 – Vue en coupe du microphone à électret développé par Hohm *et coll.* [50].

Le succès de ce transducteur partiellement micro-usiné a donné une forte impulsion pour l'utilisation de la technologie MEMS dans le domaine des capteurs acoustiques et de nombreux microphones à électret ont été réalisés pendant la décennie suivante [51, 52, 53, 54]. L'avantage essentiel des microphones à électret consiste en l'absence d'une alimentation externe qui constitue la principale source de bruit dans les transducteurs capacitifs [55]. Ce type de transducteurs est largement présent sur le marché des microphones miniatures. Souvent l'électronique de pré-conditionnement est intégrée dans le boitier du microphone afin de simplifier le circuit de mesure. Cependant, ces capteurs souffrent de la mauvaise qualité des électrets en couches minces et de la perte de charge due à l'humidité ambiante [56].

En raison de leur grande sensibilité, de leur faible bruit et de la meilleure stabilité dans le temps de ces performances, les microphones capacitifs à polarisation externe se sont très vite imposés face aux autres types de transducteurs, en particulier dans

le domaine de la métrologie. Les microphones conventionnels fabriqués par l'entreprise danoise Brüel & Kjær ont toujours été et restent encore une référence dans le monde des microphones de mesure. La qualité de ces instruments délicats, assemblés manuellement, a atteint un degré élevé de perfection.

Pour des mesures acoustiques de précision, il est indispensable d'utiliser un microphone miniature, pour que son influence sur le champ sonore invistigué reste négligeable. Cependant, cette réduction des gabarits entraîne une altération de la performance des transducteurs conventionnels, notamment, une baisse de la sensibilité et une augmentation du bruit de fond. Le microphone Brüel & Kjær 4939, dont le diamètre de la membrane est égale à 1/4 de pouce, présente un compromis entre la performance et la taille du capteur du point de vue métrologique.



(a) Vue en coupe du microphone

(b) Dispositif monté dans le boitier du microphone Brüel & Kjær 4939

FIGURE 2.11 – Microphone développé par Scheeper *et coll.* [57].

Une tentative de réalisation d'un premier transducteur pour les mesures acoustiques, fabriqué par la technologie MEMS et dont les caractéristiques le rendent capable de remplacer ce microphone conventionnel, a été faite par Patrick Scheeper *et coll.* [57]. Ce dispositif illustré en figure 2.11a consiste en deux puces de silicium, scellées par la technique de thermocompression. Le substrat de dessus porte la membrane réalisée en nitrure de silicium, dont l'épaisseur est de 1,5 µm et le diamètre octogonal vaut 3,8 mm environ. Lors de la fabrication de ce transducteur, une étape délicate, la gravure pour la formation de l'espace inter-électrodes de 20 µm, a été achevée avec succès. Scheeper et *coll* ont conçu leur microphone de telle sorte qu'il soit compatible avec l'électronique de conditionnement de Brüel & Kjær et qu'il puisse supporter la tension de polarisation de 200 V. Pour sa caractérisation, le transducteur micro-usiné a été monté dans le boitier standard du microphone Brüel & Kjær 4939 (voir la figure 2.11b). Ce microphone a montré des caractéristiques qui satisfaisaient totalement les exigences du cahier des

charges, c'est-à-dire des performances proches ou supérieures à celles d'un microphone d'un quart de pouce, à savoir, une sensibilité de 22 mV dans une bande de la réponse fréquentielle plate jusqu'à 20 kHz et un bruit de fond de 23 dBA.

Comme nous l'avons vu, les capteurs à transduction capacitive présentent de nombreux avantages, comme une sensibilité importante, une large bande passante, une faible consommation électrique et un bas bruit de fond. Cependant, les microphones capacitifs présentent certains problèmes qui apparaissent lors leur application pratique. Il existe notamment la possibilité de collage électrostatique entre la membrane et l'électrode arrière et par conséquent de court circuit. Le signal de sortie peut aussi être affaibli par l'influence de capacités parasites [34].

A ce jour, ce type de transduction reste cependant le plus répandu parmi les capteurs acoustiques micro-usinés présents sur le marché mondial. Il n'apparait certainement pas fortuit que le premier microphone MEMS commercialisé ait été notamment un transducteur capacitif (microphone SiSonic de Knowles, rendu accessible au grand public en 2003) [58].

2.7 Conclusion

Comme il l'a été montré dans le premier chapitre, l'utilisation d'un microphone MEMS est tout à fait envisageable pour le développement d'un système de localisation acoustique des étiquettes RFID. La revue bibliographique présentée dans cette partie du manuscrit a exposé au lecteur les différents types de transduction utilisés dans les capteurs acoustiques existants.

Après avoir effectué cette étude bibliographique, nous pouvons conclure que la technologie capacitive est la mieux adaptée pour répondre aux cahier de charge du projet SPINNAKER, pour un capteur acoustique intégré dans le récepteur du système RFID-Acoustique.

Il est clair que pour certaines applications l'utilisation de fréquences acoustiques situées hors du spectre audible (afin de minimiser l'impact négatif du système sur les personnes) nécessitera un choix particulier de capteur avec une fréquence acoustique située plutôt en hautes fréquences. Ces fréquences correspondent à de faibles longueurs d'onde et nécessitent un dispositif acoustique de grande sensibilité. La conception et la modélisation d'un capteur acoustique capable d'assurer une discrimination robuste des fréquences acoustiques au sein d'un environnement sonore bruité fait l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 3

MODÈLES ANALYTIQUE ET NUMÉRIQUE D'UN TRANSDUCTEUR ACOUSTIQUE COMPORTANT UNE DISCONTINUITÉ GÉOMÉTRIQUE INTÉRIEURE

Sommaire

3.1 Introduction 44

3.2 Aspects historiques du design des capteurs capacitifs . . . 44

3.3 Description du problème à résoudre 47

3.4 Solution analytique 48

3.4.1 Hypothèses simplificatrices 48

3.4.2 Déplacement de la membrane 49

3.4.3 Variation de la pression dans le fluide à l'intérieur du transducteur 50

3.4.3.1 Comportement du fluide dans l'espace inter-électrodes et dans la cavité 50

3.4.3.2 Équation de propagation à l'intérieur du transducteur 50

3.4.3.3 Solution de l'équation de propagation 51

3.4.4 Couplage entre le déplacement de la membrane et le champ de pression acoustique sous la membrane 52

3.5 Solution numérique 53

3.6 Comparaison entre deux solutions 55

3.7 Adaptation du modèle analytique vers la géométrie carrée 58

3.8 Conclusion 62

3.1 Introduction

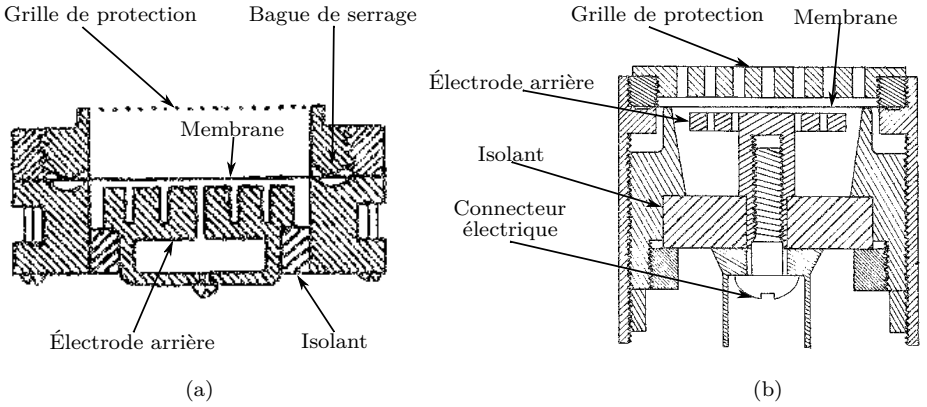
Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'idée d'utiliser un transducteur acoustique assemblé avec l'étiquette RFID et le prototype réalisé pour la faisabilité d'un tel système. Après avoir vu différents types de transduction utilisés dans les microphones, nous nous sommes convaincus de la pertinence du choix du mode capacitif pour une implémentation dans ce capteur acoustique. L'étape suivante, présentée dans le présent chapitre, est de développer la conception et la modélisation d'un tel récepteur acoustique. Les modèles analytique et numérique apparaissant dans la suite de ce document ont servi de base à une publication dans le Journal of the Acoustical Society of America [59].

3.2 Aspects historiques du design des capteurs capacitifs

Dès l'invention du premier microphone capacitif, des transducteurs électrostatiques de formes très variées ont été élaborés. En général, l'évolution du design a poursuivi deux objectifs principaux qui sont : l'augmentation des performances du microphone et la simplification de sa structure pour l'usinage. Une courte étude bibliographique sur la diversité des architectures de transducteurs capacitifs, expliquant d'où vient l'idée de la conception du capteur acoustique développé au cours de projet SPINNAKER, est décrite ci-dessous.

Comme il a déjà été mentionné dans le chapitre précédent, dans son travail [48] Wente s'est intéressé aux aspects théoriques de la réponse du microphone et plus précisément aux effets de l'amortissement visqueux dans la couche inter-électrodes. En 1918, Crandall a proposé deux solutions permettant de maîtriser cet effet dans les transducteurs capacitifs [60]. Il s'agit de l'usinage de rainures annulaires ou de la perforation de trous dans l'électrode arrière du microphone. Cette idée a été réalisée avec succès par les ingénieurs de Bell System, ce qui a conduit à la production dans les années vingt du microphone Western Electric 394, illustré en figure 3.1a. Découverte plus tard, l'influence indésirable de la diffraction pour les microphones de grande taille dans la bande de fréquences au-delà de 2 kHz a stimulé l'étude et le développement des microphones miniaturisés [61]. Pour répondre à cet inconvénient, le microphone Western Electric 640 A, dont la membrane avait le diamètre d'un pouce, a été développé et présenté au public en 1932 (voir la figure 3.1b). Une version modifiée de ce dernier, connue sous la référence Western Electric 640 AA, est resté largement utilisée comme microphone de mesure pendant une longue période de temps [49, 62]. L'électronique d'amplification de cette époque était généralement réalisée au moyen de grands tubes à vide et donc la capsule microphonique miniature se montait sur un préamplificateur,

dont la taille était comparable à celle d'une bouteille de limonade. Ce fait a présenté un gros obstacle pour la réalisation de mesures précises dans les espaces limités.



(a) Vue en coupe du modèle 394

(b) Vue en coupe du modèle 640 A

FIGURE 3.1 – Microphones capacitif Western Elecric [63].

Après la deuxième guerre mondiale, dans les conditions favorables à des progrès majeurs dans le domaine de l'électronique des semi-conducteurs, la recherche a continué à suivre sa route vers la réduction des gabarits du transducteur capacitif. L'apparition du microphone "lipstick" 1/2 de pouce fabriqué par la société Altec Lansing est une étape logique dans ce chemin de développement des microphones. A l'inverse des modèles Western Electric, où les cannelures sont usinées directement dans la plaque de l'électrode arrière, ce capteur présenté sur la figure 3.2 dispose d'une contre-électrode plate. Par contre, le fond de la cavité périphérique contient des rainures. Un diaphragme mince en plaque de verre métallisée, au lieu d'une membrane tendue classique, constitue une solution originale [64].

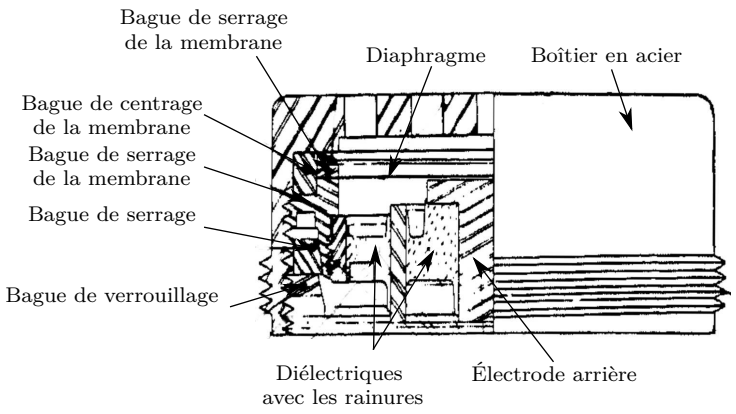


FIGURE 3.2 – Vue en coupe du microphone "lipstick" de Altec Lansing [65].

Dans les années cinquante et soixante, les microphones danois Brüel & Kjær deviennent les étalons de la métrologie acoustique. Le modèle 4131 d'un pouce de diamètre a été le premier microphone de mesure produit en masse, au point que le design du microphone 4134 1/2 pouce (voir la figure 3.3) a fini par être aussi le plus utilisé par les autres fabricants [66]. En 1961, les ingénieurs de cette société ont développé un nouveau capteur acoustique réduisant considérablement son encombrement : il s'agit du premier microphone 1/4 pouce, le modèle 4135 [67]. Finalement, l'avènement en 1967 du microphone Brüel & Kjær 4138 d'un huitième de pouce a marqué la limite en miniaturisation pour la technologie de fabrication conventionnelle [68].

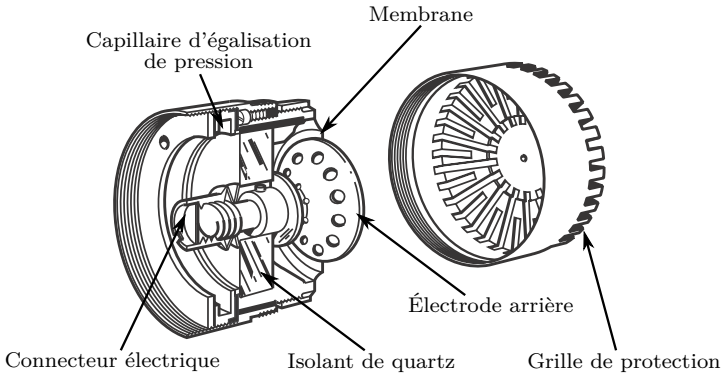


FIGURE 3.3 – Vue éclatée du microphone Brüel & Kjær 1/2 de pouce [69].

En parallèle avec le développement des nouveaux modèles de transducteurs acoustiques capacitifs, différentes études théoriques et expérimentales importantes ont été publiées pendant la deuxième moitié du vingtième siècle, du point de vue de la compréhension de l'influence de l'architecture du microphone sur son fonctionnement. Par exemple, l'impédance acoustique de l'espace inter-électrodes et l'effet de la résistance visqueuse des trous ont été étudiées par Irina Petritskaya [70] et plus tard par Zdeněk Škvor [71]. L'approche analytique par des circuits équivalents à constantes localisées est devenue une méthode classique et très courante dans la littérature, elle s'applique souvent à la modélisation des microphones [72, 73, 74].

A l'époque des MEMS, le design avec une contre-électrode perforée reste également le plus répandu parmi les microphones micro-usinés, qu'ils soient des prototypes fabriqués dans les laboratoires de recherche [75, 76, 77, 78] ou des versions commercialisées développées par les industriels [58, 79]. En 1994, Bruneau *et coll.* ont proposé un modèle analytique complet pour un design simplifié du point de vue de la réalisation des microphones MEMS [80]. Dans ce capteur, l'électrode arrière a les mêmes dimensions que la membrane et elle est entourée par un réservoir périphérique. Au cours de la première décennie du vingt-et-unième siècle, de nouvelles conceptions ont été proposées, pour lesquelles l'électrode arrière a un profil non-planaire. D'après Fletcher et Thwaites, la forme concave de la contre-électrode permet d'augmenter la sensibilité et

de réduire la distorsion harmonique [81]. À son tour, le microphone avec une électrode convexe possède une sensibilité supérieure à celle du microphone à électrode concave, comme cela a été montré par Škvor [82]. La modélisation et la réalisation de capteurs acoustiques MEMS avec une électrode arrière convexe ont fait l'objet de travaux collaboratifs entre le LAUM et l'Université technique de Prague (CVUT) au travers des thèses doctorales de Thierry Le Van Suu [83] et de Petr Honzík [84].

La création d'un nouveau design de capteur capacitif a essentiellement été inspirée par ces travaux pluriannuels menés au sein du LAUM. La géométrie présentée sur la figure 3.4 du paragraphe suivant semble avoir des avantages en comparaison des précédentes. D'une part, l'absence de perforation de l'électrode arrière simplifie sa réalisation ; d'autre part, la cavité périphérique située sous la membrane permet de réduire la taille totale du transducteur sans avoir d'impact négatif sur les performances de ce dernier. Les aspects de la modélisation du capteur pour ce design sont présentés dans la suite de ce chapitre.

3.3 Description du problème à résoudre

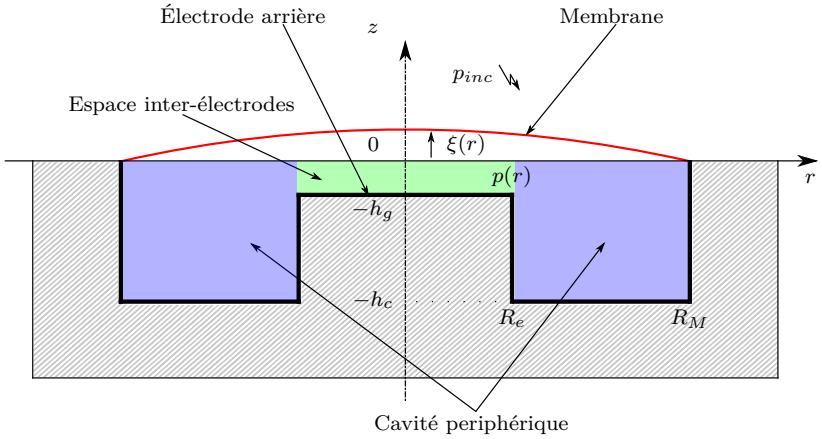


FIGURE 3.4 – Géométrie du système étudié.

Le système étudié comporte les quatre sous-domaines qui constituent généralement un capteur capacitif : la membrane, l'espace inter-électrodes, l'électrode arrière et la cavité périphérique. Comme cette géométrie possède une symétrie de révolution autour de l'axe z, nous ne nous focaliserons dans la suite que sur l'intervalle $r \in (0, R_M)$ (voir la figure 3.4).

La membrane est en appui sur sa périphérie $r = R_M$. La lame d'air contenue entre la membrane et l'électrode arrière joue le rôle de diélectrique. Ce domaine d'épaisseur h_g est limité à l'intervalle $r \in (0, R_e)$ qui correspond à la taille de la contre-électrode. La cavité périphérique représente un tore de hauteur h_c et d'épaisseur $R_M - R_e$. Ce réservoir est principalement conçu pour réduire la raideur globale du système.

La complexité du modèle réside essentiellement dans la prise en compte du couplage fluide-structure. En effet, le déplacement de la membrane ξ dépend à la fois du champ de pression extérieure p_{inc}, créé par une onde acoustique incidente et du champ de pression $p(r)$ à l'intérieur du transducteur. Il convient de noter aussi que la prise en compte des effets visco-thermiques, qui ont lieu principalement à l'intérieur de la couche mince du fluide entre les deux électrodes, est indispensable pour une modélisation précise du système étudié.

3.4 Solution analytique

Le problème présenté ci-dessus est ici résolu par une méthode purement analytique. Cette méthode se base sur la technique du développement modal des fonctions propres du déplacement de la membrane, accompagné de la solution générale de l'équation de propagation acoustique dans le fluide à l'intérieur du transducteur, sous certaines hypothèses simplificatrices. Il est également important de remarquer que cette approche a été aussi validée par les résultats expérimentaux obtenus pour des transducteurs capacitifs d'une autre géométrie [85, 86].

3.4.1 Hypothèses simplificatrices

Comme il a été mentionné précédemment, afin de résoudre ce problème par la méthode analytique, nous sommes obligés d'utiliser un certain nombre d'hypothèses et d'approximations, dont les plus importantes sont listées ci-dessous et illustrées, avec les conditions aux limites appropriées, en figure 3.5 (voir [80, 87, 88] pour plus de détails) :

- petites perturbations acoustiques sinusoïdales,
- approximation d'onde quasi-plane,
- hypothèse d'une pression p, à l'intérieur du transducteur, constante le long de l'axe z et qui ne dépend que de la coordonnée radiale r,
- composante axiale de la vitesse particulaire v_z négligeable devant sa composante radiale v_r,
- dérivées partielles par rapport à la coordonnée radiale r de la variation de température τ et de la vitesse particulaire v_r négligeables devant leur dérivées par rapport à la coordonnée axiale z,
- hypothèse des surfaces isothermes.

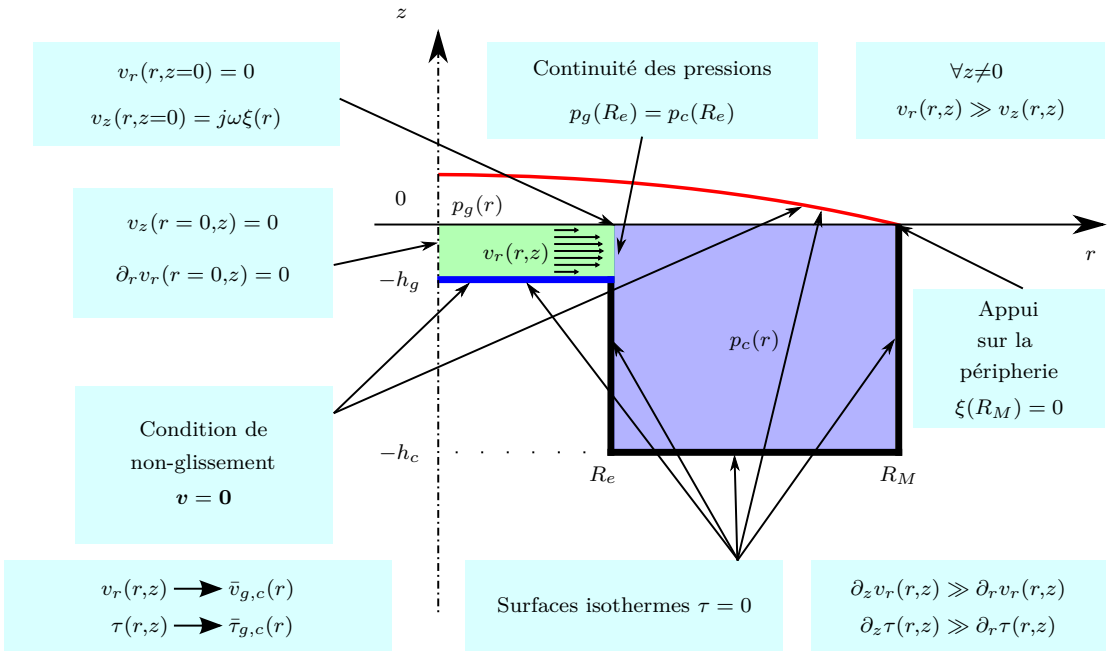


FIGURE 3.5 – Hypothèses simplificatrices et conditions aux limites.

3.4.2 Déplacement de la membrane

Le déplacement $\xi(r)$ de la membrane circulaire vérifie l'équation

$$T\left(\Delta + K^2\right)\xi(r) = p_{inc} - p(r)\ , \tag{3.1}$$

où $K^2 = \omega^2 h_M \rho_M / T$ est le carré du nombre d'onde de flexion de la membrane ; Δ, ω, T, h_M et ρ_M étant respectivement l'opérateur de Laplace, la pulsation, la tension mécanique, l'épaisseur de la membrane et la masse volumique du matériau dont elle est faite. Cette équation est complétée par la condition à la limite de type Dirichlet exprimant l'appui de la membrane sur son périmètre $\xi(R_M) = 0$.

La solution de l'équation 3.1 prend la forme suivante

$$\xi(r) = \sum_n \xi_n \Psi_n(r) \tag{3.2}$$

avec

$$\Psi_n(r) = \frac{1}{\sqrt{\pi} R_M J_1(K_n R_M)} J_0(K_n r) \tag{3.3}$$

et

$$\xi_n = \frac{1}{T(K^2 - K_n^2)} \iint_{S_M} \left(p_{inc} - p\left(r\right)\right) \Psi_n \mathrm{d}S_M\ , \tag{3.4}$$

où ξ_n et $\Psi_n(r)$ sont respectivement le coefficient de développement et la fonction propre associés au mode n ; $J_\nu(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre ν et K_n est une solution de l'équation $J_0(K_n R_M) = 0$; $S_M = \pi R_M^2$ représente la surface de la membrane.

3.4.3 Variation de la pression dans le fluide à l'intérieur du transducteur

3.4.3.1 Comportement du fluide dans l'espace inter-électrodes et dans la cavité

La pression acoustique $p(r)$ à l'intérieur du transducteur peut être considérée comme un ensemble de deux pressions indépendantes : la pression $p_g(r)$ dans l'espace inter-électrodes et la pression $p_c(r)$ dans la cavité périphérique

$$p(r) = \begin{cases} p_g(r), & r \in (0,R_e) \\ p_c(r), & r \in (R_e,R_M) \end{cases} . \tag{3.5}$$

Une méthode souvent utilisée afin de décrire le champ de pression dans la cavité périphérique (la variable d'intérêt ici) représente un compromis entre la résolution numérique des équations de base (à savoir, l'équation de Navier-Stokes pour les fluides compressibles, l'équation de Fourier pour la conduction de chaleur et loi de comportement du fluide) soumis aux conditions aux limites appropriées et hypothèse de "petite cavité" [89, 90, 91]. Selon cette l'hypothèse, la pression acoustique est supposée être uniforme dans la cavité, alors que dans la méthode analytique présentée ici, nous considérons un écart de pression p_c qui dépend de la coordonnée radiale r sur le volume périphérique, même si ce domaine n'est pas très mince.

3.4.3.2 Équation de propagation à l'intérieur du transducteur

L'application des approximations mentionnées dans la partie 3.4.1 permet de résoudre les équations linéarisées de base et d'obtenir le profil de vitesse radiale particulaire v_r et de l'écart de température τ. En introduisant les valeurs moyennes de ces profils dans l'équation de conservation de la masse

$$\bar{v}_{g,c}(r) = -\frac{1}{j\omega\rho_0}\partial_r p_{g,c}(r) F_{v(g,c)} , \tag{3.6}$$

$$\bar{\tau}_{g,c}(r) = \frac{\gamma-1}{\gamma\hat{\beta}} p_{g,c}(r) F_{h(g,c)} \tag{3.7}$$

avec

$$F_{(h,v)(g,c)} = 1 - \frac{\tan(k_{h,v}\frac{h_{g,c}}{2})}{k_{h,v}\frac{h_{g,c}}{2}} , \tag{3.8}$$

où

$$k_v = \sqrt{-\frac{jk_0}{\ell'_v}} , k_h = \sqrt{-\frac{jk_0}{\ell_h}} , k_0 = \frac{\omega}{c_0} , \hat{\beta} = \left(\frac{\partial P}{\partial T}\right)_{\rho_0} \tag{3.9}$$

(les indices v et h désignant respectivement les effets visqueux et thermiques et les indices g et c étant respectivement liés à l'espace inter-électrodes et à la cavité), nous

obtenons l'équation de propagation de Helmholtz :

$$\left(\Delta + \chi_{g,c}^2\right)\, p_{g,c}(r) = \zeta_{g,c}\, \xi(r)\ . \tag{3.10}$$

Le nombre d'onde complexe $\chi_{g,c}$ et le coefficient de terme source $\zeta_{g,c}$ s'écrivent alors :

$$\chi_{g,c} = k_0 \sqrt{\frac{\gamma - (\gamma-1)F_{h(g,c)}}{F_{v(g,c)}}} \quad \text{et} \quad \zeta_{g,c} = -\frac{\rho_0 \omega^2}{h_{g,c} F_{v(g,c)}}\ . \tag{3.11}$$

Les propriétés physiques du fluide sont exprimées par sa masse volumique ρ_0, la célérité adiabatique du son c_0, l'indice adiabatique γ, les longueurs caractéristiques visqueuse ℓ'_v et thermique ℓ_h

$$\ell'_v = \frac{\mu}{\rho_0 c_0} \quad \text{et} \quad \ell_h = \frac{\lambda_h}{\rho_0 c_0 C_P}\ , \tag{3.12}$$

où μ, λ_h et C_P sont respectivement le coefficient de viscosité dynamique de cisaillement, la conductivité thermique et la capacité thermique massique à pression constante du fluide.

3.4.3.3 Solution de l'équation de propagation

La solution de l'équation de propagation acoustique (3.10) dans l'espace inter-électrodes est exprimée comme la somme de la solution générale (sous la condition de rester finie en r=0) et de la solution particulière, qui prend la forme d'un développement sur la base modale des fonctions propres utilisées lors de la résolution de l'équation de déplacement de la membrane (3.1)

$$p_g(r) = A_g J_0(\chi_g r) + \sum_l p_{gl} \Psi_l(r) \quad \text{avec} \quad p_{gl} = \frac{\zeta_g \xi_l}{\chi_g^2 - K_l^2}\ . \tag{3.13}$$

La pression acoustique dans la cavité est définie comme

$$p_c(r) = A_c J_0(\chi_c r) + B_c Y_0(\chi_c r) + \sum_l p_{cl} \Psi_l(r) \quad \text{avec} \quad p_{cl} = \frac{\zeta_c \xi_l}{\chi_c^2 - K_l^2}\ , \tag{3.14}$$

où $Y_\nu(x)$ est la fonction de Bessel de deuxième espèce d'ordre ν.

La condition de vitesse radiale nulle sur la surface rigide en r=R_M mène à une condition à la limite de type Neumann pour la pression dans la cavité $\partial_r p_c(R_M) = 0$, d'où est obtenue la constante d'intégration B_c de l'expression (3.14) qui s'écrit

$$B_c = \frac{-\chi_c A_c J_1(\chi_c R_M) - \sum_l p_{cl} \frac{K_l}{\sqrt{\pi} R_M}}{\chi_c Y_1(\chi_c R_M)}\ . \tag{3.15}$$

Les constantes A_g (expression (3.13)) et A_c (expression (3.14)) sont données par les conditions de continuité à la périphérie de l'espace inter-électrodes r=R_e :

- continuité de la pression acoustique $p_g(R_e) = p_c(R_e)$,

- continuité du débit acoustique qui mène à $F_{vg}h_g\,\partial_r p_g(R_e) = F_{vc}h_c\,\partial_r p_c(R_e)$.

Ces constantes peuvent être calculées comme

$$A_g = -\frac{1}{\mathcal{D}}\left(\mathcal{E}\sum_l \xi_l\mathcal{H}_l + \mathcal{F}\sum_l \xi_l\mathcal{J}_l\right) , \tag{3.16}$$

$$A_c = \frac{1}{\mathcal{D}}\left(\mathcal{G}\sum_l \xi_l\mathcal{H}_l - J_0(\chi_g R_e)\sum_l \xi_l\mathcal{J}_l\right) , \tag{3.17}$$

où

$$\mathcal{D} = \mathcal{E}J_0(\chi_g R_e) + \mathcal{F}\mathcal{G} , \tag{3.18}$$

$$\mathcal{E} = F_{vc}h_c\chi_c\left(\frac{Y_1(\chi_c R_e)J_1(\chi_c R_M)}{Y_1(\chi_c R_M)} - J_1(\chi_c R_e)\right) , \tag{3.19}$$

$$\mathcal{F} = J_0(\chi_c R_e) - \frac{Y_0(\chi_c R_e)J_1(\chi_c R_M)}{Y_1(\chi_c R_M)} , \tag{3.20}$$

$$\mathcal{G} = F_{vg}h_g\chi_g J_1(\chi_g R_e) , \tag{3.21}$$

$$\begin{aligned}\mathcal{H}_l = {} & \frac{J_0(K_l R_e)}{\sqrt{\pi}R_M J_1(K_l R_M)}\left(\frac{\zeta_g}{\chi_g^2 - K_l^2} - \frac{\zeta_c}{\chi_c^2 - K_l^2}\right) \\ & + \frac{Y_0(\chi_c R_e)}{\chi_c Y_1(\chi_c R_M)}\frac{\zeta_c K_l}{\sqrt{\pi}R_M(\chi_c^2 - K_l^2)} ,\end{aligned} \tag{3.22}$$

$$\begin{aligned}\mathcal{J}_l = {} & \frac{K_l J_1(K_l R_e)}{\sqrt{\pi}R_M J_1(K_l R_M)}\left(\frac{F_{vg}h_g\zeta_g}{\chi_g^2 - K_l^2} - \frac{F_{vc}h_c\zeta_c}{\chi_c^2 - K_l^2}\right) \\ & + \frac{Y_1(\chi_c R_e)}{Y_1(\chi_c R_M)}\frac{\zeta_c K_l F_{vc}h_c}{\sqrt{\pi}R_M(\chi_c^2 - K_l^2)} .\end{aligned} \tag{3.23}$$

3.4.4 Couplage entre le déplacement de la membrane et le champ de pression acoustique sous la membrane

L'expression (3.4) peut être présentée sous la forme suivante

$$\begin{aligned}T\left(K^2 - K_n^2\right)\xi_n = {} & p_{inc}\iint_{S_M}\Psi_n(r)\mathrm{d}S_M - \iint_{S_e} p_g(r)\Psi_n(r)\mathrm{d}S_e \\ & - \iint_{S_{eM}} p_c(r)\Psi_n(r)\mathrm{d}S_{eM}\end{aligned} \tag{3.24}$$

avec une surface d'électrode $S_e = \pi R_e^2$ et une surface de la section radiale de la cavité périphérique $S_{eM} = \pi(R_M^2 - R_e^2)$. Après intégration, on obtient

$$T\left(K^2 - K_n^2\right)\xi_n = b_n + \sum_l \xi_l C_{nl} , \tag{3.25}$$

où

$$b_n = \frac{2\sqrt{\pi}p_{inc}}{K_n} . \tag{3.26}$$

Sous forme matricielle, l'expression (3.25) s'écrit comme

$$\{[\mathbb{U}] - [\mathbb{C}]\}(\Xi) = (B) \ , \tag{3.27}$$

où (Ξ) et (B) sont respectivement les vecteurs colonnes des coefficients ξ_n et b_n ; $[\mathbb{U}]$ et $[\mathbb{C}]$ sont les matrices diagonales avec les éléments $T\,(K^2 - K_n^2)$ et C_{nl} respectivement. Ces derniers sont obtenus après le développement des expressions (3.13),(3.14) et (3.24) et se présentent sous la forme suivante

$$C_{nl} = \frac{\mathcal{R}_n}{\mathcal{D}}\left(\mathcal{E}\mathcal{H}_l + \mathcal{F}\mathcal{J}_l\right) - \frac{\mathcal{L}_n}{\mathcal{D}}\left(\mathcal{G}\mathcal{H}_l - J_0(\chi_g R_e)\mathcal{J}_l\right) - \mathcal{O}_{nl} - \mathcal{X}_{nl} \ , \tag{3.28}$$

avec

$$\mathcal{L}_n = \frac{2\sqrt{\pi}}{R_M J_1(K_n R_M)}\left(\mathcal{M}_n - \frac{J_1(\chi_c R_M)}{Y_1(\chi_c R_M)}\mathcal{N}_n\right) \ , \tag{3.29}$$

$$\begin{aligned}\mathcal{M}_n = {} & \frac{R_e}{\chi_c^2 - K_n^2}\left[K_n J_0(\chi_c R_e) J_1(K_n R_e) - \chi_c J_1(\chi_c R_e) J_0(K_n R_e)\right] \\ & - \frac{R_M}{\chi_c^2 - K_n^2} K_n J_0(\chi_c R_M) J_1(K_n R_M) \ ,\end{aligned} \tag{3.30}$$

$$\begin{aligned}\mathcal{N}_n = {} & \frac{R_e}{\chi_c^2 - K_n^2}\left[K_n Y_0(\chi_c R_e) J_1(K_n R_e) - \chi_c Y_1(\chi_c R_e) J_0(K_n R_e)\right] \\ & - \frac{R_M}{\chi_c^2 - K_n^2} K_n Y_0(\chi_c R_M) J_1(K_n R_M) \ ,\end{aligned} \tag{3.31}$$

$$\mathcal{O}_{nl} = \frac{2\zeta_c}{(\chi_c^2 - K_l^2) R_M^2 J_1(K_n R_M)}\left(\frac{\mathcal{Q}_{nl}}{J_1(K_l R_M)} - \frac{K_l \mathcal{N}_n}{\chi_c Y_1(\chi_c R_M)}\right), \tag{3.32}$$

$$\mathcal{Q}_{nl} = \begin{cases} \frac{R_M^2}{2} J_1^2(K_l R_M) - \frac{R_e^2}{2}\left[(J_0^2(K_l R_e) + J_1^2(K_l R_e)\right] & \text{pour } l{=}n \ , \\ \frac{R_e}{K_l^2 - K_n^2}\left[K_n J_0(K_l R_e) J_1(K_n R_e)\right. & \\ \left. - K_l J_1(K_l R_e) J_0(K_n R_e)\right] & \text{pour } l{\neq}n \ , \end{cases} \tag{3.33}$$

$$\begin{aligned}\mathcal{R}_n = {} & \frac{2\sqrt{\pi}}{R_M J_1(K_n R_M)} \frac{R_e}{(\chi_g^2 - K_n^2)}\left[\chi_g J_1(\chi_g R_e) J_0(K_n R_e)\right. \\ & \left. - K_n J_0(\chi_g R_e) J_1(K_n R_e)\right] \ ,\end{aligned} \tag{3.34}$$

$$\mathcal{X}_{nl} = \begin{cases} \frac{\zeta_g R_e^2}{R_M^2} \frac{J_0^2(K_l R_e) + J_1^2(K_l R_e)}{J_1^2(K_l R_M)(\chi_g^2 - K_l^2)} & \text{pour } l{=}n \ , \\ \frac{2\zeta_g R_e}{R_M^2} \frac{K_l J_1(K_l R_e) J_0(K_n R_e) - K_n J_0(K_l R_e) J_1(K_n R_e)}{J_1(K_n R_M) J_1(K_l R_M)(\chi_g^2 - K_l^2)(K_l^2 - K_n^2)} & \text{pour } l{\neq}n \ . \end{cases} \tag{3.35}$$

3.5 Solution numérique

Le transducteur est aussi modélisé, dans sa présente géometrie, par une méthode numérique originale [92], basée sur la combinaison des équations classiques de l'acoustique linéaire (équation de Navier-Stokes pour les fluides compressibles, équation de conservation de la masse, équation de Fourier et loi de comportement du fluide) sous la forme

d'un système de deux équations couplées ayant la vitesse particulaire $\boldsymbol{v}$ et la variation de la température τ comme inconnues (avec la convention temporelle $e^{j\omega t}$)

$$\begin{aligned} -\omega^2\boldsymbol{v} - \left(\frac{c_0^2}{\gamma} + j\omega c_0 \ell_v\right) \mathbf{grad}\,\mathrm{div}\,\boldsymbol{v} & \\ +j\omega c_0 \ell'_v\, \mathbf{rot}\,\mathbf{rot}\,\boldsymbol{v} + j\omega\frac{\hat{\beta}}{\rho_0}\,\mathbf{grad}\,\tau &= \mathbf{0}\,, \qquad (3.36) \\ j\omega\tau - \gamma\,\ell_h\, c_0\,\mathrm{div}\,\mathbf{grad}\,\tau + \frac{\gamma-1}{\gamma\hat{\beta}}\,\rho_0 c_0^2\,\mathrm{div}\,\boldsymbol{v} &= 0\,, \qquad (3.37) \end{aligned}$$

où la longueur caractéristique visqueuse est notée

$$\ell_v = \frac{1}{\rho_0 c_0}\left(\frac{4}{3}\mu + \eta\right)\,, \qquad (3.38)$$

η étant la viscosité de volume.

La modélisation numérique est basée sur cette formulation linéaire discrétisée par éléments finis de type Galerkin. Sur le maillage, les mêmes interpolations sont utilisées pour la vitesse particulaire $\boldsymbol{v}$ et pour l'écart de température τ [93]. La forme faible sur le domaine bidimensionnel axisymétrique du fluide Ω, correspondant au système d'équations (3.36) et (3.37), prend la forme suivante

$$\begin{aligned} \iint_\Omega \quad & \big[\omega^2 v_r w_{vr} - D\,\partial_r\tau\, w_{vr} - \partial_r w_{vr}\,(B\,\partial_r v_r + (2A+B)(v_r/r + \partial_z v_z)) \\ & -w_{vr}\,(B v_r/r + (2A+B)(\partial_r v_r + \partial_z v_z))\,/r \\ & +\partial_z w_{vr} A(\partial_r v_r + \partial_z v_z)]\,\mathrm{d}\Omega = 0\,, \qquad (3.39) \\ \iint_\Omega \quad & \big[\omega^2 v_z w_{vz} - D\,\partial_z\tau\, w_{vz} - \partial_z w_{vz}\,(B\,\partial_z v_z + (2A+B)(v_r/r + \partial_r v_r)) \\ & +\partial_r w_{vz} A(\partial_r v_r + \partial_z v_z)]\,\mathrm{d}\Omega = 0\,, \qquad (3.40) \\ \iint_\Omega \quad & [j\omega\tau w_\tau - R w_\tau(\partial_r v_r + \partial_z v_z + v_r/r) \\ & -Q(\partial_r\tau\,\partial_r w_\tau + \partial_z\tau\,\partial_z w_\tau)]\,\mathrm{d}\Omega = 0\,, \qquad (3.41) \end{aligned}$$

où $\mathrm{d}\Omega = 2\pi r\,\mathrm{d}r\,\mathrm{d}z$, $A = -j\omega c_0\ell'_v$, $B = c_0^2/\gamma + j\omega c_0\ell_v$, $D = j\omega\hat{\beta}/\rho_0$, $Q = -\gamma\ell_h c_0$, $R = -\rho_0 c_0^2(\gamma-1)/(\gamma\hat{\beta})$; w_{vr}, w_{vz} et w_τ sont respectivement les fonctions-test relatives à la composante radiale v_r, axiale v_z de la vitesse particulaire et à l'écart de température τ. Il convient de noter que seules les intégrales sur le domaine du fluide Ω apparaissent dans le système des équations (3.39)-(3.41). Les intégrales sur les frontières Γ du domaine Ω s'annulent, soit en raison de la condition à la limite homogène de type Neumann, soit en raison de fonctions-test nulles pour la condition à la limite homogène de type Dirichlet.

En utilisant cette formulation en (τ, $\boldsymbol{v}$), le champ de pression acoustique s'exprime comme

$$p = \hat{\beta}\,\tau - \frac{\rho_0\, c_0^2}{j\omega\gamma}\,\mathrm{div}\,\boldsymbol{v}\,. \qquad (3.42)$$

La pression acoustique sur la membrane $p(r,\, z{=}0)$ est considérée comme le terme de source dans l'équation (3.1), dont la forme faible s'écrit

$$\int_{\Gamma_M} \left[-\partial_r \xi\, \partial_r w_\xi + K^2 \xi w_\xi + w_\xi (p(r,\, z{=}0) - p_{inc})/T\right] \mathrm{d}\Gamma_M = 0\ , \tag{3.43}$$

où Γ_M est la partie de la frontière Γ qui représente la membrane, $\mathrm{d}\Gamma_M = 2\pi r\, \mathrm{d}r$ et w_ξ est la fonction-test reliée au déplacement de la membrane ξ. Cet ensemble d'équations (3.39)-(3.41) et (3.43) est complété par les conditions aux limites pour les composantes de la vitesse particulaire sur la membrane (frontière Γ_M) selon l'axe z et dans le plan radial normal à cet axe : $v_z{=}j\omega\xi$ et $v_r{=}0$. Egalement, on suppose que la membrane du transducteur modélisé est une paroi isotherme ($\tau{=}0$ sur Γ_M) [94]. Pour les autres parties de la frontière Γ du domaine Ω, les conditions aux limites habituelles de non-glissement et d'isothermicité ($\boldsymbol{v}{=}\mathbf{0}$, $\tau{=}0$) sur les surfaces rigides et les conditions de symétrie ($\partial_r v_z{=}0$, $v_r{=}0$ et $\partial_r \tau{=}0$) sur l'axe de révolution z sont appliquées [93, 95].

3.6 Comparaison entre deux solutions

Nous présentons ici, pour une configuration du capteur résonant, les résultats obtenus par les modèles analytique et numérique décrits ci-dessus. Les propriétés physiques du fluide utilisé pour la modélisation et les paramètres du transducteur circulaire sont listés dans les tableaux 3.1 et 3.2 respectivement. Les dimensions du capteur modélisé ici correspondent à celles d'un microphone fabriqué en technologie MEMS. Les courbes de la phase et du module de la sensibilité en pression calculées par l'approche analytique (en utilisant les cinq premiers modes) sont comparées avec les courbes tracées grâce au modèle numérique (figures 3.6 et 3.7).

La sensibilité en pression σ, pour une tension de polarisation U_0 est donnée par l'expression suivante

$$\sigma = \frac{u}{p_{inc}} = -U_0 \frac{\bar{\xi}_{S_e}}{p_{inc} h_g} \tag{3.44}$$

avec le déplacement de la membrane, moyenné sur la surface d'électrode arrière,

$$\bar{\xi}_{S_e} = \frac{1}{S_e} \iint_{S_e} \xi(r) \mathrm{d}S_e\ . \tag{3.45}$$

TABLEAU 3.1 – Propriétés du fluide thermovisqueux.

Paramètre	**Valeur**
Pression statique P_0	$101\,325\,\mathrm{Pa}$
Temperature ambiante T_0	$296{,}15\,\mathrm{K}$
Masse volumique ρ_0	$1{,}180\,\mathrm{kg/m^3}$
Célérité adiabatique c_0	$345{,}9\,\mathrm{m/s}$
Viscosité de cisaillement μ	$1{,}830 \times 10^{-5}\,\mathrm{Pa\,s}$
Viscosité de volume η	$1{,}098 \times 10^{-5}\,\mathrm{Pa\,s}$
Conductivité thermique λ_h	$24{,}4 \times 10^{-3}\,\mathrm{W/(m\,K)}$
Indice adiabatique γ	1,4
Capacité thermique massique à pression constante C_P	$1{,}01 \times 10^{3}\,\mathrm{J/(kg\,K)}$
Permittivité diélectrique du vide ε_0	$8{,}854 \times 10^{-12}\,\mathrm{F/m}$

TABLEAU 3.2 – Paramètres du transducteur.

Paramètre	**Valeur**
Épaisseur de l'espace inter-électrodes h_g	10×10^{-6} m
Épaisseur de la cavité h_c	$0{,}5 \times 10^{-3}$ m
Rayon de la membrane R_M	4×10^{-3} m
Rayon de l'électrode R_e	$0{,}6 \times 10^{-3}$ m
Épaisseur de la membrane en kapton h_M	25×10^{-6} m
Masse volumique du Kapton ρ_M	$1420\,\mathrm{kg/m^3}$
Tension mécanique de la membrane en kapton T	$992{,}615\,\mathrm{N/m}$
Tension de polarisation U_0	$2\,\mathrm{V}$

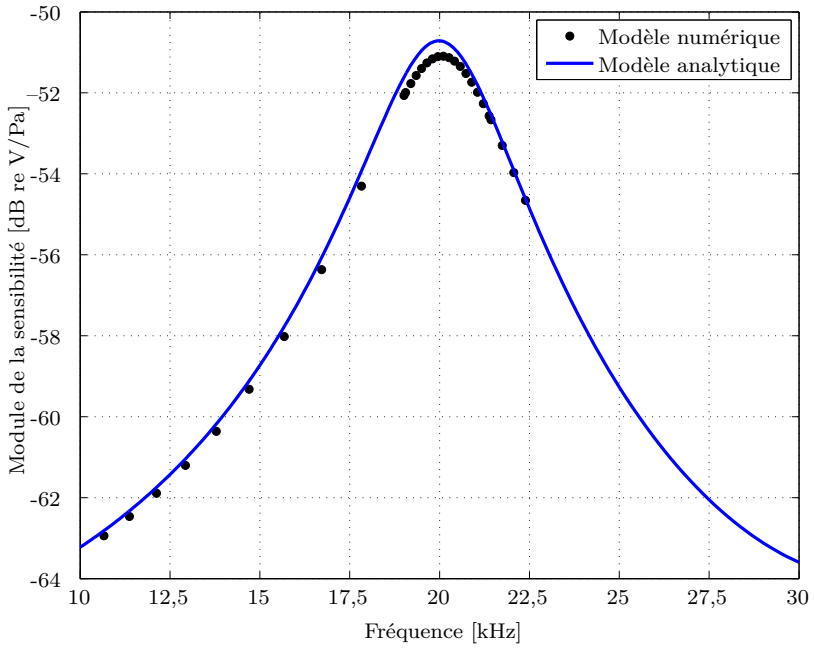


FIGURE 3.6 – Solutions des modèles de transducteur, analytique et numérique : module de la sensibilité.

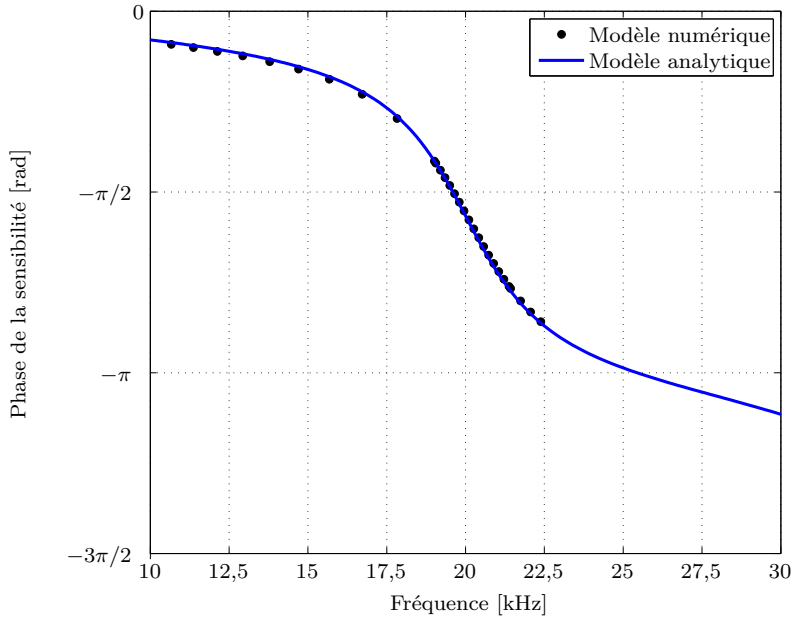


FIGURE 3.7 – Solutions des modèles de transducteur, analytique et numérique : phase de la sensibilité.

Au vu ces deux graphiques, nous pouvons conclure qu'il existe un bon accord entre les solutions analytique et numérique. La différence de niveau entre les courbes représentant la valeur absolue du module n'excède pas 0,4 dB. Il convient également de noter que le modèle par éléments finis n'utilise aucune hypothèse simplificatrice à part l'ap-

proximation de surfaces isothermes et rigides. Ce bon accord entre les deux modélisations valide complètement les hypothèses simplificatrices retenues au paragraphe 3.4.1 pour le modèle analytique.

3.7 Adaptation du modèle analytique vers la géométrie carrée

Du point de vue de la micro-fabrication, la structure du capteur acoustique présentée dans ce chapitre peut être réalisée avec les techniques classiques de gravure chimique humide anisotrope de silicium. Ce type de gravure sous-entend que la géométrie du transducteur usiné soit différente de celle modélisée par l'approche analytique décrite ci-dessus, a savoir, une électrode arrière et une membrane de forme carrée. Un modèle approché du transducteur à membrane carrée et électrode arrière carrée de petite taille peut être recherché sur la base du modèle du transducteur circulaire avec des paramètres équivalents.

La recherche des paramètres du transducteur circulaire équivalent est basée sur l'égalité des déplacements des membranes carrées et circulaires, moyennés sur les surfaces d'électrode arrière. Pour simplifier les démarches mathématiques, ces deux déplacements sont calculés en négligeant l'influence de la pression sous la membrane p. Dans ce cas l'équation 3.1 prend la forme suivante

$$T\left(\Delta + K^2\right)\xi = p_{inc}\ . \tag{3.46}$$

La solution de cette équation pour la membrane carrée, localisée préférentiellement dans le plan (x,y) et fixée sur sa périphérie $x,y = \pm a_M^{\boxdot}/2$, s'écrit comme une série trigonométrique de produits de cosinus[74, 84]

$$\xi^{\boxdot}(x,y) = \sum_{\substack{m=1,3,5,\dots \\ n=1,3,5,\dots}} \frac{p_{inc}}{T^{\boxdot}} \frac{-16}{\pi^2 mn} \frac{1}{K_{m,n}^{\boxdot 2} - K^{\boxdot 2}} \cos\left(\frac{m\pi x}{a_M^{\boxdot}}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{a_M^{\boxdot}}\right)\ , \tag{3.47}$$

où $T^{\boxdot}$, $K^{\boxdot 2} = \frac{\omega^2 \rho_M h_M}{T^{\boxdot}}$ et $a_M^{\boxdot}$ sont respectivement la tension mécanique, le nombre d'onde de flexion au carré et l'arête de la membrane carrée ; $K_{m,n}^{\boxdot 2} = \left(\frac{m\pi}{a_M^{\boxdot}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a_M^{\boxdot}}\right)^2$ représente le carré de la valeur propre associée au mode (m,n). Compte tenu de ce déplacement $\xi^{\boxdot}(x,y)$ que le premier mode $\xi_{1,1}^{\boxdot}(x,y)$, on calcule le déplacement de la membrane carrée moyenné sur la surface de l'électrode arrière carrée $S_e^{\boxdot} = a_e^{\boxdot 2}$ comme [96]

$$\begin{aligned} \bar{\xi}_{S_e^{\boxdot}}^{\boxdot} &= \frac{1}{S_e^{\boxdot}} \iint_{S_e^{\boxdot}} \xi_{1,1}^{\boxdot}(x,y)\mathrm{d}S_e^{\boxdot} \\ &= \frac{p_{inc}}{T^{\boxdot}} \frac{-16}{\pi^4} \frac{a_M^{\boxdot 2}}{a_e^{\boxdot 2}} \frac{2}{K_{1,1}^{\boxdot 2} - K^{\boxdot 2}} \left(1 - \cos\left(\pi \frac{a_e^{\boxdot}}{a_M^{\boxdot}}\right)\right)\ , \end{aligned} \tag{3.48}$$

où $a_e^{\boxdot}$ est l'arête de l'électrode carrée et $K_{1,1}^{\boxdot 2} = \frac{2\pi^2}{a_M^{\boxdot 2}}$.

Pour la membrane circulaire, l'équation 3.46 peut être résolue comme suit

$$\xi^{\odot}(r) = \frac{p_{inc}}{K^{\odot 2} T^{\odot}} \left(1 - \frac{J_0(K^{\odot} r)}{J_0(K^{\odot} R_M^{\odot})}\right) , \tag{3.49}$$

où $T^{\odot}$, $K^{\odot 2} = \frac{\omega^2 \rho_M h_M}{T^{\boxdot}}$ et $R_M^{\odot}$ sont respectivement la tension mécanique, le nombre d'onde de flexion au carré et le rayon de la membrane circulaire équivalente. Il convient de noter qu'ici on prend $R_M^{\odot} = a_M^{\boxdot}/\sqrt{\pi}$ car les surfaces des membranes des deux transducteurs sont identiques ($S_M^{\odot} = S_M^{\boxdot}$). Le déplacement moyen de la membrane circulaire équivalente s'exprime alors sous cette forme

$$\bar{\xi}_{S_e^{\odot}}^{\odot} = \frac{1}{S_e^{\odot}} \iint_{S_e^{\odot}} \xi^{\odot}(r) \mathrm{d}S_e^{\odot} = \frac{p_{inc}}{K^{\odot 2} T^{\odot}} \left(1 - \frac{2}{K^{\odot} R_e^{\odot}} \frac{J_1(K^{\odot} R_e^{\odot})}{J_0(K^{\odot} R_M^{\odot})}\right) , \tag{3.50}$$

où $S_e^{\odot} = \pi R_e^{\odot 2}$ représente la surface d'électrode arrière équivalente.

En utilisant un développement limité pour les fonctions de Bessel et en prenant en compte le comportement aux très basses fréquences ($\omega \to 0$), l'égalité de ces deux déplacements moyens donne l'expression du rayon de l'électrode circulaire équivalente

$$R_e^{\odot 2} = 2R_M^{\odot 2} - \frac{T^{\odot}}{T^{\boxdot}} \frac{128}{\pi^6} \frac{a_M^{\boxdot 4}}{a_e^{\boxdot 2}} \left(1 - \cos \pi \frac{a_e^{\boxdot}}{a_M^{\boxdot}}\right) . \tag{3.51}$$

La relation entre les tensions des membranes carrée $T^{\boxdot}$ et circulaire équivalente $T^{\odot}$ est donnée par l'égalité de leurs fréquences du premier mode dans le vide [97], soit

$$\frac{1}{a_M^{\boxdot}} \sqrt{\frac{T^{\boxdot}}{\rho_M h_M}} = \frac{j_0}{2\pi R_M^{\odot}} \sqrt{\frac{T^{\odot}}{\rho_M h_M}} , \tag{3.52}$$

où $j_0 \approx 2{,}405$ est la première racine de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro $J_0(x)$.

Comme la surface de l'électrode équivalente avec le rayon $R_e^{\odot}$ est plus petite que la surface de l'électrode carrée $S_e^{\boxdot}$, le transducteur circulaire équivalent ne présente pas le même amortissement pour le premier mode que le transducteur carré si l'épaisseur de l'espace inter-électrodes du transducteur carrée $h_g^{\boxdot}$ reste le même que pour le transducteur circulaire. Pour garder le même amortissement, l'épaisseur de l'espace inter-électrodes équivalent $h_g^{\odot}$ doit être adaptée pour atteindre la même résistance spécifique [74]

$$r_{sp} = \frac{3}{2} \frac{\mu}{\pi} \frac{S_e^{\boxdot}}{h_g^{\boxdot 3}} . \tag{3.53}$$

L'épaisseur de l'espace inter-électrodes équivalent peut alors être exprimée comme suit

$$h_g^{\odot} = \left(\frac{3}{2} \mu \frac{R_e^{\odot 2}}{r_{sp}}\right)^{\frac{1}{3}} . \tag{3.54}$$

Si l'épaisseur de la cavité du transducteur carré $h_c^{\boxdot}$ reste identique à celle du transducteur circulaire équivalent, le volume de la cavité autour de l'électrode change dans le rapport des surfaces d'électrodes carrée et circulaire. Afin de garder le même volume de la cavité périphérique, on calcule l'épaisseur équivalente de la manière suivante

$$h_c^{\circledcirc} = \frac{V_c^{\boxdot}}{\pi \left(R_M^{\circledcirc 2} - R_e^{\circledcirc} \right)} , \tag{3.55}$$

où $V_c^{\boxdot} = \left(a_M^{\boxdot 2} - a_e^{\boxdot 2} \right) h_c^{\boxdot}$ est le volume de la cavité du transducteur carré.

La comparaison entre les résultats numériques et analytiques est présentée sur la figure 3.8. Deux courbes de sensibilité en pression calculées analytiquement, l'une (courbe bleue) pour la membrane et électrode circulaires de mêmes surfaces que dans le cas du transducteur carré ($S_M^{\circledcirc} = S_M^{\boxdot}$ et $S_e^{\circledcirc} = S_e^{\boxdot}$) et l'autre (courbe rouge) obtenue par la méthode des déplacements équivalents ($\bar{\xi}_{S_e^{\circledcirc}}^{\circledcirc} = \bar{\xi}_{S_e^{\boxdot}}^{\boxdot}$) décrite ci-dessus, sont comparées à la courbe de sensibilité du transducteur carré calculée numériquement (symboles "+"). Les paramètres physiques du fluide utilisé pour la modélisation et les dimensions géométriques des transducteurs carré et circulaire équivalent sont présentés respectivement dans les tableaux 3.1 et 3.3 . Il convient de noter que cet ensemble de paramètres géométriques correspond plutôt à la configuration microphonique du capteur (le module de la sensibilité en pression n'évolue presque pas dans une large bande passante, le pic de résonance est bien amorti) contrairement au cas présenté sur la figure 3.6 (configuration résonante).

TABLEAU 3.3 – Paramètres des transducteurs carré et circulaire équivalent calculés par la méthode de déplacements moyens équivalents.

Paramètre	**Valeur**
Épaisseur de l'espace inter-électrodes $h_g^{\boxdot}$ || $h_g^{\circledcirc}$	14 || 13,837 $\times 10^{-6}$ m
Épaisseur de la cavité $h_c^{\boxdot}$ || $h_c^{\circledcirc}$	150 || 147,15 $\times 10^{-6}$ m
Arrête || Rayon de la membrane $a_M^{\boxdot}$ || $R_M^{\circledcirc}$	2,659 || 1,5 $\times 10^{-3}$ m
Arrête || Rayon de l'éléctrode $a_e^{\boxdot}$ || $R_e^{\circledcirc}$	1,595 || 0,9 $\times 10^{-3}$ m
Tension de la membrane $T^{\boxdot}$ || $T^{\circledcirc}$	552,24 || 600 N/m
Tension de polarisation U_0	30 V
Épaisseur de la membrane en silicium h_M	10×10^{-6} m
Masse volumique du silicium ρ_M	2329 kg/m^3

Aux très basses fréquences, il s'avère que l'approche par les mêmes surfaces fonctionne mieux. Entre 2 kHz environ et la première fréquence de résonance, le transducteur circulaire avec les paramètres équivalents présents dans le tableau 3.3 modélise mieux le comportement du transducteur carré. Au-delà de la fréquence du premier mode, les équations 3.48 et 3.53 ne sont plus valables.

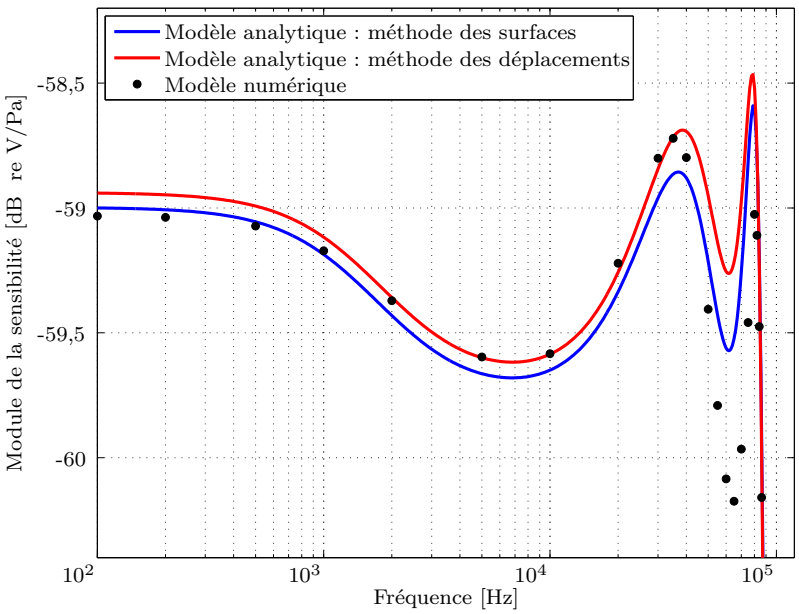


FIGURE 3.8 – Module de la sensibilité en pression pour un transducteur carré, obtenue par la méthode analytique des surfaces équivalentes, par la méthode analytique de déplacements moyens équivalents et par le modèle numérique.

Ainsi, on peut conclure que les deux méthodes d'adaptation de la modèle analytique du transducteur circulaire vers la géométrie carré ont montré une bonne convergence avec le modèle numérique. Vu sa simplicité, la méthode des surfaces équivalentes a été choisie pour dimensionner des capteurs carrés. La réalisation des prototypes de ce capteur en technologie hybride avec les membranes usinées par gravure chimique humide anisotrope, fait l'objet du chapitre suivant de cette thèse.

3.8 Conclusion

Une géométrie améliorée et deux modèles mathématiques permettant de simuler le comportement du transducteur avec cette architecture ont été décrits en détail dans ce chapitre. Les résultats de simulations ont montré que ce capteur peut être dimensionné afin de bénéficier du comportement résonant et donc les propriétés de la sélectivité en fréquences.

Le fait d'une très bonne convergence entre les solutions numériques et analytiques est très important du point de vue de l'optimisation du dimensionnement du capteur développé. Le temps de calcul du modèle analytique ne dépasse pas quelques secondes tandis que pour le modèle numérique, en fonction de la capacité de l'ordinateur utilisé et du niveau de raffinement de maillage, il peut atteindre plusieurs heures ou même quelques jours. En fait, ici, le modèle analytique sert d'outil de test pour un paramétrage rapide de la géométrie en fonction d'un cahier de charge. L'optimisation fine des paramètres peut alors, si nécessaire, être simulée en détail au moyen d'un modèle complet en éléments finis.

CHAPITRE 4

PROTOTYPE EN TECHNOLOGIE HYBRIDE

Sommaire

4.1 Introduction 65

4.2 Architecture 66

4.3 Méthode détaillée de fabrication 67

4.3.1 Électrode arrière 68

4.3.2 Membrane 68

4.3.2.1 Oxydation thermique 69

4.3.2.2 Photolithographie 70

4.3.2.3 Gravure chimique 71

4.3.2.4 Métallisation par pulvérisation cathodique 71

4.3.2.5 Découpe 72

4.4 Champ du déplacement de la membrane du capteur développé 74

4.5 Électronique de conditionnement du signal 76

4.6 Réponse acoustique du capteur 78

4.7 Conclusion 83

4.1 Introduction

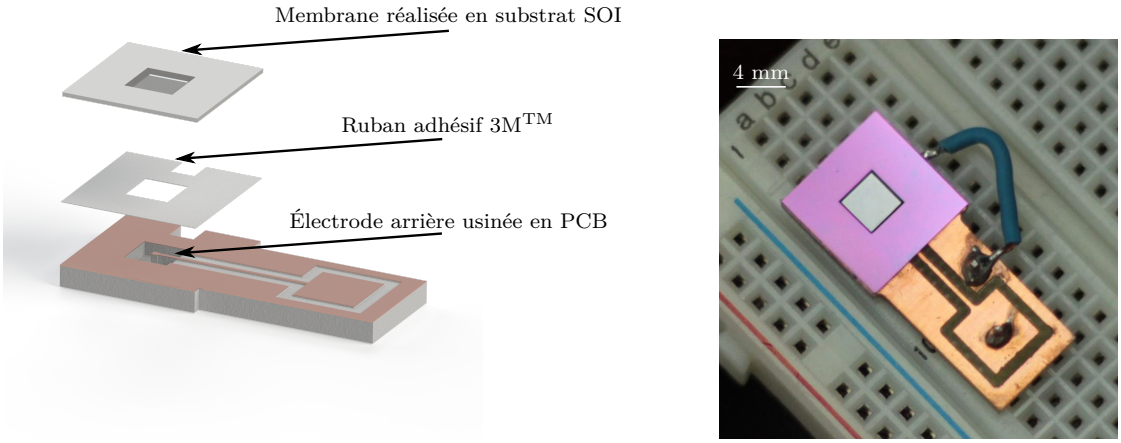
Nous venons de découvrir dans le troisième chapitre un modèle analytique permettant de décrire rapidement le comportement du transducteur électrostatique à architecture améliorée. Ce modèle a été ensuite validé par un modèle numérique basé sur la méthode des éléments finis. Il a également été montré que ce modèle analytique, bien que conçu pour un transducteur circulaire, peut être utilisé pour dimensionner des capteurs de géométrie carrée.

Les capteurs sub-centimétriques micro-usinés en silicium de forme rectangulaire se rencontrent assez souvent parmi les transducteurs MEMS car le moyen de leur fabrication représente des avantages importants, à savoir, une bonne répétabilité dimensionnelle, la possibilité de réalisation simultanée de plusieurs dispositifs et un faible coût en comparaison des autres techniques appliquées dans le domaine de la micro-fabrication. Il s'agit de la méthode de la photolithogravure chimique anisotrope par voie humide. La membrane en silicium fabriquée par cette technique de micro-usinage représente une partie du capteur acoustique dont la réalisation et la caractérisation font l'objet de ce chapitre.

Le mot "hybride" sous-entend ici que l'autre partie du capteur, à savoir l'électrode arrière, est fabriquée par une technologie distincte. Cet élément du transducteur a été réalisé par une voie conventionnelle, notamment au moyen d'une gravure mécanique dite "anglaise", sur une plaque de circuit imprimé (PCB).

Nous allons aborder dans ce qui suit la problématique de la conception du prototype en technologie hybride du capteur acoustique, comportant une discontinuité géométrique intérieure, en détaillant chaque étape de sa réalisation. Nous poursuivrons par la présentation des aspects de caractérisation de ce dispositif par vibrométrie laser. Après avoir décrit l'étape de réalisation de l'électronique de conditionnement du signal, nous terminerons par la présentation des mesures acoustiques qui ont permis la caractérisation du prototype réalisé.

4.2 Architecture



(a) CAO (b) Photo

FIGURE 4.1 – Capteur acoustique en technologie hybride.

Le capteur en technologie hybride, illustré sur la figure 4.1, présente une structure de

Grille de protection

type sandwich avec trois éléments constitutifs : la membrane, l'espace inter-électrodes et l'électrode arrière. La membrane fine, d'épaisseur de 20 µm, est gravée chimiquement sur un substrat de silicium sur isolant (SOI). Le SOI est un empilement d'une couche de silicium dite "device", de 20 µm d'épaisseur sur une couche isolante de dioxyde de silicium enterrée dite "BOX" de 500 nm d'épaisseur qui repose elle-même sur la couche porteuse de silicium dite "handle" de 300 µm d'épaisseur.

L'électrode arrière de ce transducteur est usinée sur un PCB simple face au moyen d'une fraiseuse à commande numérique de type CharlyRobot, dévéloppée et commercialisée par le groupe d'entreprises françaises Mécanuméric. Le circuit imprimé est généralement constitué de résine époxy et de fibres de verre, doublée d'une fine couche de cuivre sur un côté (PCB simple face) ou des deux côtés (PCB double face). L'épaisseur de la plaque de circuit imprimée est de 1,57 mm (y compris les 35 µm de couche de cuivre).

Dans ce prototype, le film adhésif 3M^{TM} 82603 joue un double rôle : d'une part il scelle la membrane à l'électrode arrière, ce qui permet d'éviter le court circuit acoustique, d'autre part il forme l'espace inter-électrodes, d'épaisseur déterminée, nécessaire pour le fonctionnement du capteur. Ce film est constitué d'une couche porteuse à la base de polyester de 6 µm d'épaisseur et de deux couches d'adhésif acrylique de 12 µm déposées sur les deux faces de la porteuse. Il possède une excellente adhérence initiale, une forte résistance à l'insolation et de bonnes propriétés en termes d'isolation électrique (la tension de claquage est de 3 kV). Même une forte humidité n'affecte que peu sa performance adhésive.

Comme on peut le voir sur la photo 4.1b, le montage de test contient aussi des pattes de contact pour le point chaud (électrode arrière) et pour la masse (membrane et plan de masse sur le PCB) grâce auxquels le capteur peut être fixé sur une platine d'essais. La présence de ces éléments est conditionnée pour simplifier la connexion électrique du capteur avec l'électronique associée. La liaison électrique entre la membrane et le plan de masse s'effectue au moyen d'un fil souple.

4.3 Méthode détaillée de fabrication

La fabrication d'un tel prototype de capteur dépend de la réussite de nombreuses étapes successives (chacune ayant une influence sur la suivante). L'architecture choisie exige la mise en œuvre de plusieurs techniques de micro-fabrication qui sont décrites dans ce paragraphe.

4.3.1 Électrode arrière

Dans la plupart des procédés de fabrication modernes, tout commence par la phase de conception de l'objet à usiner à partir d'un logiciel de CAO. Le plan d'usinage de l'électrode arrière a été développé sur AutoCAD dont l'avantage principal, qui a conditionné notre choix, est la comptabilité des fichiers du modèle CAO avec le logiciel FAO Galaad qui pilote la fraiseuse.

L'étape suivante consiste en la sélection de l'outil et des paramètres d'usinage. Le défi principal lors la gravure anglaise d'une plaque de circuit imprimé réside dans sa structure composite. La fraise utilisée doit être capable de réaliser d'une part une gravure profonde (par rapport à l'épaississeur totale du matériau) avec un fond plat dans la couche d'époxy, d'autre part une élimination délicate de la couche de cuivre afin d'éviter l'apparition des bavures aux bords de l'électrode arrière ou de sa piste conductrice. Le rapport entre les vitesses de rotation et d'avancement de la fraise jouent également un rôle important pendant l'étape de fraisage. L'application d'un lubrifiant liquide est aussi souvent indispensable. Après avoir effectué une série de tests, nous avons arrêté notre choix sur une fraise carbure avec une dent de 1 mm de diamètre, utilisée avec le rapport des vitesses prédéfini par le logiciel Galaad et qui correspond à l'usinage des métaux durs.

Ensuite, au moyen de l'interface de logiciel FAO nous déterminons un repère en trois axes pour l'outil et configurons les chemins de passage de fraise, ainsi que les profondeurs de ces chemins. Une fois le paramétrage est fait, le programme automatique peut être lancé et un jeu d'électrodes fabriqué.

4.3.2 Membrane

La réalisation de cette partie du transducteur constitue la phase la plus compliquée et la plus longue à faire. Pour cette raison, nous nous focalisons ici sur les détails de chaque étape de réalisation des membranes effectuées au sein de la centrale de micro-technologies du LAUM.

Les substrats SOI sont largement utilisés dans l'industrie et donc aisément disponibles sur le marché. Les membranes réalisées en silicium monocristallin sont fragiles et minces (dans notre cas 20 µm) mais présentent un faible niveau de contraintes internes résiduelles (en comparaison avec des membranes réalisés, par exemple en nitrure de silicium[78]), la tension de la membrane sera assurée par les étapes suivantes du procédé de fabrication. Comme il a déjà été mentionné ci-dessus, l'étape de mise en forme de la tranche de SOI est réalisée principalement par gravure chimique anisotrope en milieux aqueux. L'intérêt majeur de l'utilisation de substrats SOI consiste en la présence d'une couche enterrée de dioxyde de silicium (BOX) qui sert de barrière naturelle et arrête la gravure au bon moment, sans risque d'avoir des trous indésirables dans les

membranes.

Les membranes sont ainsi réalisées dans le volume d'une tranche de SOI d'orientation (100). Le substrat utilisé mesure 4 pouces de diamètre et son épaisseur est de l'ordre de 320 µm.

4.3.2.1 Oxydation thermique

Le procédé de photolithogravure nécessite l'utilisation d'un masque de gravure qui doit protéger certaines parties du substrat du bain d'attaque chimique pendant que les parties insolées seront gravées. La résine photosensible utilisée pour la photolithographie ne résiste pas aux agents chimiques qui attaquent le silicium. Afin de créer une couche protectrice qui servira ultérieurement de masque pour la gravure chimique anisotrope du silicium, les tranches SOI sont collectivement placées au four puis oxydées en milieu humide (voir la figure 4.2).

Cette procédure consiste à faire croître une couche de dioxyde de silicium en surface des tranches en plaçant celles-ci dans un four à haute température, en atmosphère oxydante de vapeur d'eau. L'oxyde croît donc en surface par diffusion de l'agent oxydant jusqu'à l'interface entre le dioxyde et le substrat. La porosité aux molécules d'eau de la couche de dioxyde permet cette croissance vers l'intérieur du substrat. Le modèle développé en 1965 par Bruce Deal et Andrew Grove décrit les mécanismes de croissance du dioxyde en surface et permet d'en estimer la vitesse [98]. Il convient aussi de noter qu'au cours de cette réaction la quantité totale de silicium diminue : le volume de silicium "consommé" est égal à 40 % du volume du dioxyde formé [99].

L'oxydation des plaques de silicium est réalisée dans un four automatique piloté par ordinateur, à 1100 °C pendant environ 12 heures. L'épaisseur de la couche mince obtenue est de 1,2 µm.

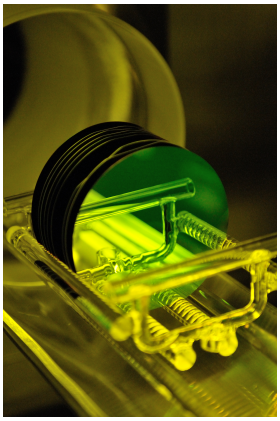


FIGURE 4.2 – Substrats SOI oxydés en sortie de four d'oxydation thermique.

4.3.2.2 Photolithographie

La photolithographie désigne l'ensemble des opérations qui permettent de reporter des motifs à la surface d'un substrat à partir d'un masque comportant ces motifs. Il s'agit traditionnellement d'un masque sur une plaque de verre recouverte d'une couche de chrome ou d'un masque sur une feuille plastique transparente réalisé au moyen d'une imprimante laser industrielle haute résolution. Lors de la fabrication des membranes pour le prototype, nous avons utilisé cette dernière solution car le caractère des motifs employés n'impose pas d'appliquer les masques en verre-chrome.

La procédure commence par le nettoyage du substrat SOI oxydé, dans des bains d'acétone pour supprimer les contaminants organiques, puis d'isopropanol (IPA) pour enlever les traces d'acétone sur l'échantillon. Après être sorti d'un bécher rempli par l'agent nettoyant, le substrat est séché par un jet d'azote qui permet d'évaporer l'IPA. Le séchage final s'effectue sur plaque chauffante. Il convient de noter que pour les substrats neufs, l'étape de nettoyage est optionnelle car on risque plutôt de contaminer le substrat n'ayant encore jamais servi.

Le substrat est ensuite placé sur le plateau de la tournette SüssMicrotec RC 5 à commande numérique afin de réaliser la procédure d'enduction de résine photosensible sous l'effet de la force centrifuge. L'emploi d'un promoteur de surface est souvent nécessaire (surtout si le taux d'humidité est au-delà de 50 %) avant le dépôt de la résine car celle dernière est très sensible aux espèces adsorbées en surface, ce qui est bien plus le cas sur un oxyde (hydrophile) que sur du silicium nu (hydrophobe). Après avoir déposé cette couche de promoteur, nous changeons le programme de la tournette : la résine positive AZ5214E (produite par la société Clariant) concentrée au centre du substrat s'étale alors sur sa surface au cours de la rotation contrôlée du plateau tournant. Une fois le substrat enrésiné, on le sèche pendant une minute sur la plaque chauffante à 95 °C, puis on répète la même suite d'opérations afin d'enrésiner sa face arrière.

Le substrat enduit sur deux faces de résine photosensible doit être aligné sur un masque sur lequel figurent les motifs à reproduire, puis exposé à une lumière ultra-violette au travers de ce masque. Ces opérations sont réalisées sur une machine d'alignement et d'insolation SüssMicrotec MA6/BA6. L'étape de l'alignement entre le substrat et le masque joue un rôle crucial car dans notre procédé on utilise une exposition double face. Les marques d'alignement, qui apparaissent donc sur le substrat après la première exposition et le développement, serviront pour l'alignement ultérieur, effectué au moyen du microscope de face arrière. La résine est exposée aux ultra-violets avec une puissance de 15 $\mathrm{mW/cm^2}$ pendant 6 s. Le substrat insolé est ensuite plongé dans un bain de développeur pendant 40 s, puis rincé avec de l'eau purifiée. Puis, cette procédure est répétée pour la face arrière.

4.3.2.3 Gravure chimique

Afin de reproduire le motif de la résine dans la couche de dioxyde de silicium, nous avons gravé ce matériau à l'aide d'une solution d'acide fluorhydrique tamponnée composée de 7 volumes de fluorure d'ammonium à 40% et d'un volume d'acide fluorhydrique à 50%. Le substrat est placé dans le bécher de téflon contenant cette solution pour 10 minutes et ensuite rincé avec de l'eau purifiée. L'effet d'ouverture se voit bien pendant le séchage par un jet d'azote car la surface de silicium est hydrophobe et les goutes d'eau partent instantanément des zones libres d'oxyde. La profondeur des motifs est également contrôlée avec un profilomètre à stylet. Une fois que la qualité d'ouverture est confirmée, nous éliminons le masque de résine à l'acétone.

La gravure chimique anisotrope du silicium monocristallin en milieu aqueux par l'hydroxyde de potassium est une technique aujourd'hui bien connue qui a déjà été mise en place au LAUM [84, 83]. Le choix de ce type de gravure est conditionné par une très bonne répétabilité des formes usinées, une rugosité minimale des surfaces gravées, une basse toxicité et son faible coût au regard par exemple des techniques de gravure profonde réactive qui nécessitent l'utilisation d'un équipement spécial.

Ce processus dépend très fortement de l'orientation de la maille cristalline car la vitesse d'attaque du silicium dépend de la direction dans laquelle elle se produit. Pour les substrats d'orientation (100) utilisés pour fabriquer les membranes l'attaque est limitée par les plans cristallins (111). Ainsi, la gravure s'effectue de telle sorte qu'une ouverture carrée mène à formation d'une pyramide tronquée à base carrée. Ce phénomène doit être pris en compte lors de l'étape de la conception des masques de photolithographie. D'autre part, la profondeur de gravure et donc l'épaisseur des membranes est contrôlée par le temps de gravure ainsi que la couche de dioxyde enterrée qui arrête la réaction en indiquant que 300 µm de couche "handle" sont gravés avec succès.

Le bain de potasse à 30 % est préparé par dissolution des cristaux dans de l'eau purifiée. La gravure s'effectue à la température de 60 °C dans un bécher du verre borosilicate avec un traitement de surface spécifique (pour éviter la gravure du verre par l'hydroxyde de potassium) en présence d'un agitateur magnétique. La vitesse de gravure est de l'ordre de 25 µm/h.

4.3.2.4 Métallisation par pulvérisation cathodique

La pulvérisation cathodique sur un substrat est une technique qui se base sur l'utilisation d'un plasma de gaz inerte dont les ions sont accélérés vers une cible par différence de potentiel créée entre deux électrodes ; ces ions bombardent des atomes de la cible qui se décollent et s'élancent, accélérés par le champ électrique, vers le substrat à métalliser où ils se condensent.

La métallisation des dispositifs est réalisée à l'aide d'un bâti de pulvérisation ca-

thodique Plassys MP450S. Celui-ci est constitué d'un réacteur principal contenant les cibles métalliques (3 au total), et d'un sas d'accès. Le réacteur est placé sous un vide poussé (typiquement $1{,}7 \times 10^{-6}$ Torr), tandis que chaque cible dispose un des deux générateurs. Le dispositif est positionné sur un porte substrat, lequel est placé dans le sas. Ce dernier est mis sous vide et le porte substrat introduit dans le réacteur. Un plateau rotatif permet alors d'amener le dispositif face à la cible désirée.

La phase de dépôt proprement dite commence par l'introduction contrôlée d'argon dans le réacteur (typiquement un débit de 35 SCCM), ramenant la pression dans ce dernier à une valeur de l'ordre de 15 à 20 mTorr. L'épaisseur du dépôt est contrôlée par chronométrage, la vitesse de dépôt étant connue et un masque amovible permet de déterminer précisément le début de la pulvérisation.

Lors de ces manipulations, deux métaux ont été déposés : du chrome (environ 40 nm en 4 minutes) et de l'or (environ 300 nm en 3 minutes). L'or permet d'assurer une bonne conduction du signal, le chrome permet d'accrocher l'or, ce dernier n'adhérant pas directement sur le dioxyde de silicium.

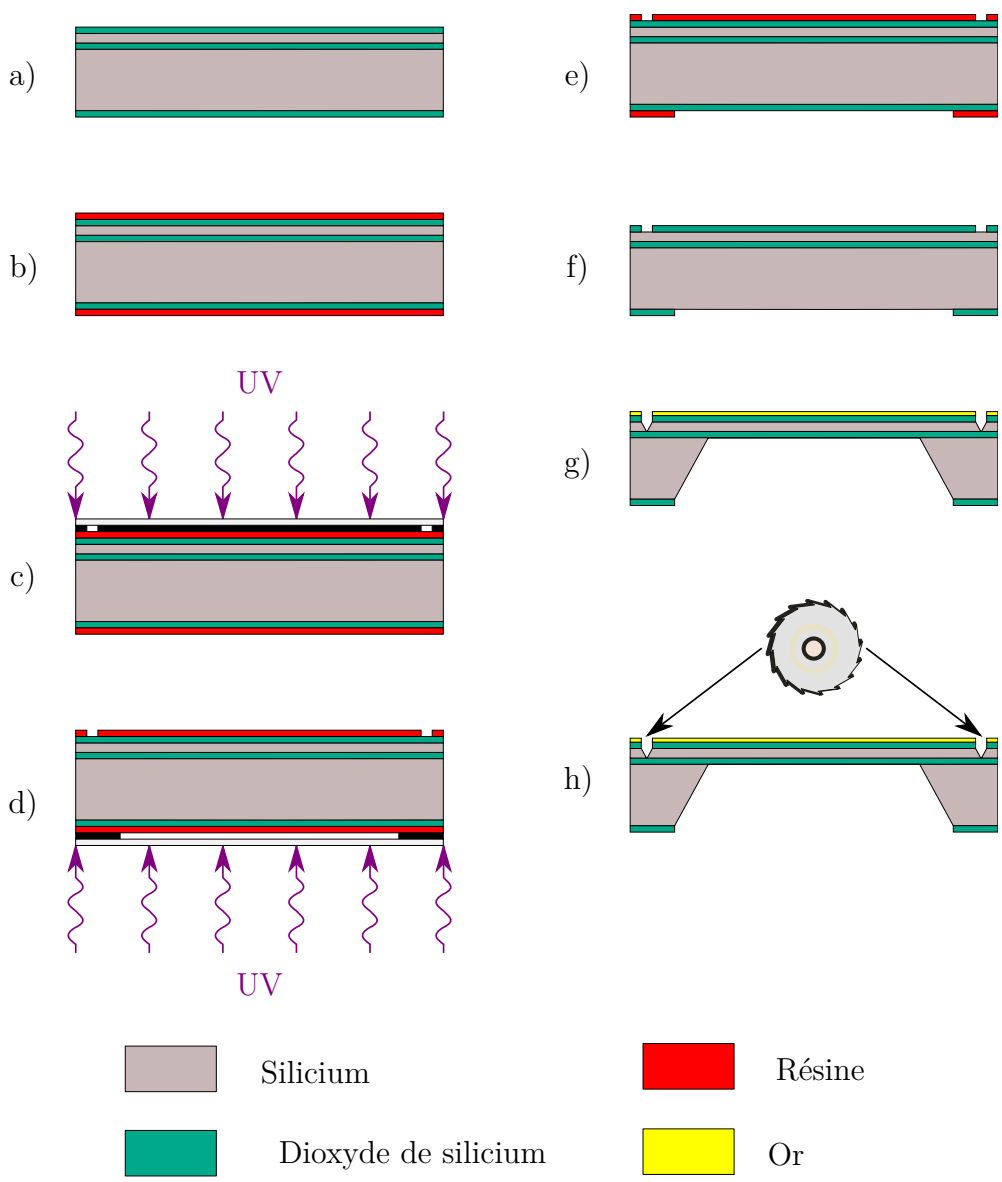
4.3.2.5 Découpe

Dans un premier temps, le substrat est placé sur un film plastique autocollant fixé sur une bague en aluminium. Ce film permet de ne pas perdre les différents dispositifs une fois la découpe terminée.

La découpe s'effectue au moyen d'une scie à commande numérique de modèle DAD 321 développée par l'entreprise japonaise DISCO. Cette machine fonctionne avec une lame diamantée circulaire qui tourne à grande vitesse (de l'ordre de 30000 tours par minute), refroidie par jet d'eau. Le débit du jet doit être réglé de manière judicieuse afin d'assurer un bon refroidissement, sans pour autant détruire les membranes minces.

Après avoir réglé les paramètres de la scie, le substrat à découper est placé sur un plateau rotatif, afin d'aligner la lame sur les motifs de découpe prévus à cet effet et réalisés lors du procédé de photolithogravure. L'alignement se fait avec précision à l'aide d'un microscope intégré au bâti de la scie. Le processus complet demande une découpe suivant deux axes perpendiculaires. Selon la régularité des dispositifs sur le substrat, la découpe peut être entièrement automatisée ou demander un deuxième alignement sur le second axe. A la fin de procédure, les dispositifs découpés peuvent être aisément enlevés du film-porteur.

Le synopsis de la procédure de fabrication des membranes est illustré sur la figure 4.3.



(a) Oxydation thermique

(b) Enduction : deux faces

(c) Exposition aux ultraviolets face avant et developpement

(d) Alignement sur les motifs apparus et exposition face arrière

(e) Développement

(f) Ouverture du dioxyde de silicium

(g) Gravure du silicium et métallisation des membranes réalisées

(h) Découpe

FIGURE 4.3 – Synopsis de la procédure de fabrication des membranes sur le substrat SOI.

4.4 Champ du déplacement de la membrane du capteur développé

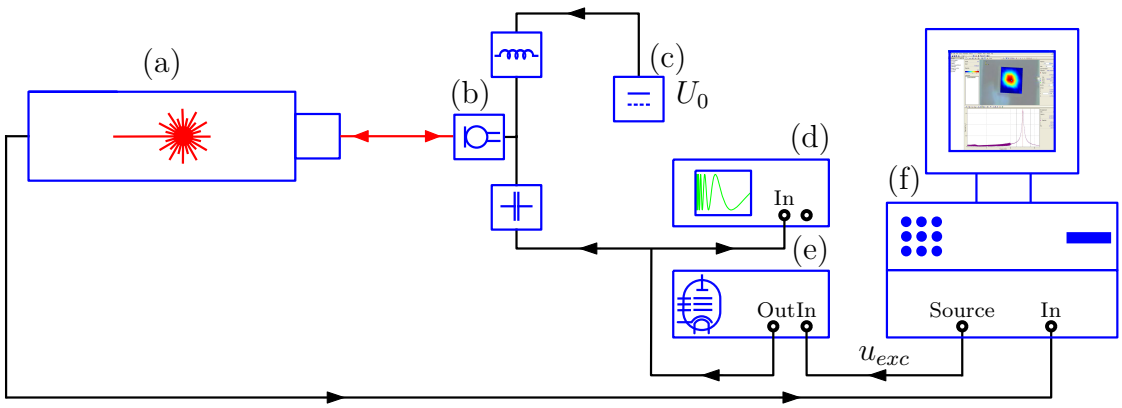
L'investigation expérimentale, par technique de vibrométrie laser, du champ de déplacement de la membrane du capteur est ici presentée. Afin d'obtenir un comportement de réponse en fréquences avec un pic de résonance bien marqué, le dispositif à caractériser a été dimensionné en utilisant le modèle analytique du transducteur circulaire, adapté vers la géométrie carrée, comme présenté au chapitre précédent. Le paramètre le plus important pour ce dimensionnement est la tension de la membrane. Cette valeur a été déterminée expérimentalement par des mesures de fréquences de résonance de membrane SOI sous différentes pressions statiques, dont les résultats sont disponibles en annexe B. Les paramètres du capteur en configuration résonante sont listés dans le tableau 4.1.

TABLEAU 4.1 – Paramètres de transducteur réalisé en technologie hybride.

Paramètre	**Valeur**
Épaisseur de l'espace inter-électrodes $h_g^{\boxdot}$	30×10^{-6} m
Épaisseur de la cavité $h_c^{\boxdot}$	1×10^{-3} m
Arrête de la membrane $a_M^{\boxdot}$	$4{,}575 \times 10^{-3}$ m
Arrête de l'électrode $a_e^{\boxdot}$	$0{,}5 \times 10^{-3}$ m
Tension de la membrane $T^{\boxdot}$	100,64 N/m
Épaisseur de la membrane en silicium h_M	20×10^{-6} m
Masse volumique du silicium ρ_M	$2329\,\mathrm{kg/m^3}$

Le schéma du dispositif expérimental illustré sur la figure 4.4 a été inspiré par celui présenté dans la thèse de Thomas Lavergne [100]. Dans cette expérience, l'électrode arrière joue le rôle d'émetteur du signal : il sert de point chaud, qui collecte la tension continue U_0 de 15 V issue d'une source d'alimentation stabilisée et l'excitation électrique de type chirp u_{exc} délivrée par le générateur intégré au système Polytec PSV-300-H. Il convient de noter qu'un découplage, réalisé par une bobine d'inductance 1 H et par le condensateur de capacité 2,2 mF, doit absolument être appliqué afin de diminuer l'influence de l'alimentation stabilisée sur la sortie sensible de l'amplificateur de puissance Brüel & Kjær. Après avoir été amplifié, le signal d'excitation d'amplitude crête de 50 V est visualisé sur un oscilloscope. La surface de la membrane est scannée suivant un maillage carré de 7×7 points et les valeurs du déplacement sont obtenues à partir de la moyenne sur dix mesures.

La figure 4.5 illustre la variation du déplacement de la membrane en fonction de la fréquence du signal d'excitation pour le point au centre de la membrane où l'amplitude de déplacement est maximal pour le premier mode. La fréquence de résonance mesurée



(a) Tête de vibromètre laser à balayage Polytec OFV 056

(b) Capteur acoustique à caractériser

(c) Source de tension continue

(d) Oscilloscope analogique HAMEG Instruments HM-303-6

(e) Amplificateur de puissance Brüel & Kjær type 2713

(f) Système de pilotage du vibromètre laser et de traitement des données Polytec PSV-300-H géré à partir du logiciel PSV 9.0

FIGURE 4.4 – Schéma du dispositif expérimental.

est de 12,59 kHz et l'amplitude de déplacement est voisine de 1,6 nm. Le champ de déplacement mesuré à cette fréquence pour la totalité des points de maillage est présenté sur la figure 4.6.

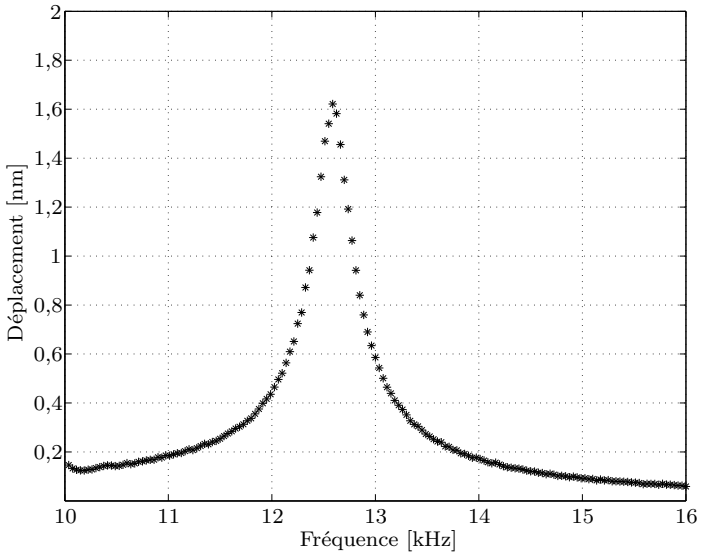


FIGURE 4.5 – Déplacement au centre de la membrane du capteur réalisé en technologie hybride.

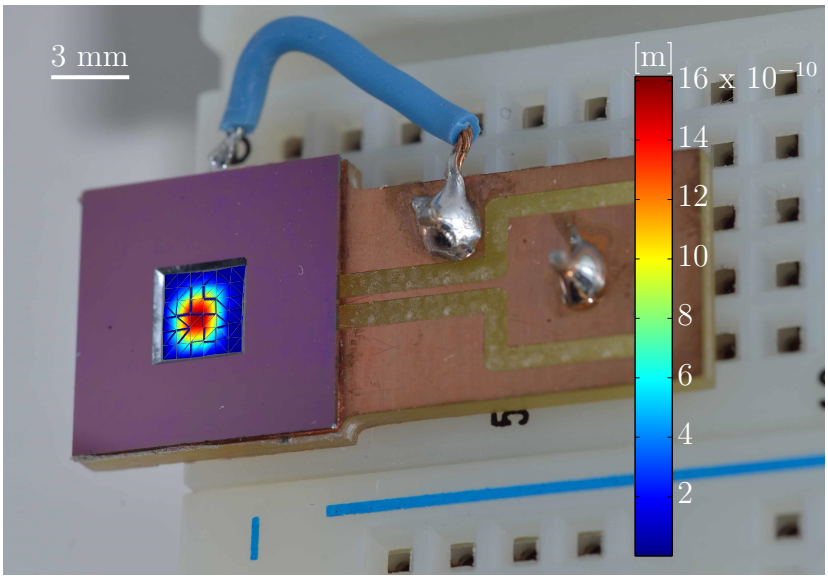


FIGURE 4.6 – Champ de déplacement de la membrane du capteur réalisé en technologie hybride à la fréquence de résonance.

4.5 Électronique de conditionnement du signal

Afin de vérifier la qualité de la transduction acousto-électrique par le capteur, un système électronique de conditionnement du signal a été mis au point. La nécessité de ce système porte sur deux aspects principaux : la génération d'une haute tension de polarisation à partir d'une source autonome et l'amplification du signal émis par le capteur.

Comme vu dans au paragraphe précédent, l'amplitude du déplacement de la membrane du capteur acoustique à transduction capacitive n'excède pas quelques nanomètres (quelques dizaines de nanomètres dans le cas d'une excitation importante), ce qui conduit à une faible variation de capacité dynamique, de l'ordre du dixième de femtoFarad à de quelques femtoFarads. Si on applique une différence de potentiel U_0 entre le point chaud et la masse du capteur, cette faible variation de capacité engendre un signal électrique u_{out} qui a besoin d'être amplifié pour le distinguer du bruit électromagnétique. À son tour, la tension de polarisation U_0 influence aussi proportionnellement l'amplitude de u_{out} et donc, afin d'assurer un fonctionnent stable du transducteur, sa valeur doit être de l'ordre de quelques dizaines de Volts. Il convient de noter que le conditionneur développé doit de préférence présenter une taille comparable à celle du capteur à caractériser, pour minimiser son influence sur le champ acoustique.

Le schéma fonctionnel de ce système est présenté en figure 4.7. La pile de 9 V est utilisée pour alimenter le circuit de pompage de tension et l'amplificateur. La pompe de charge consiste en un convertisseur de tension continue 4,5–11 V à 36 V, MAX5025, développé par Maxim Integrated et de deux cascades de pompage réalisés sur les diodes

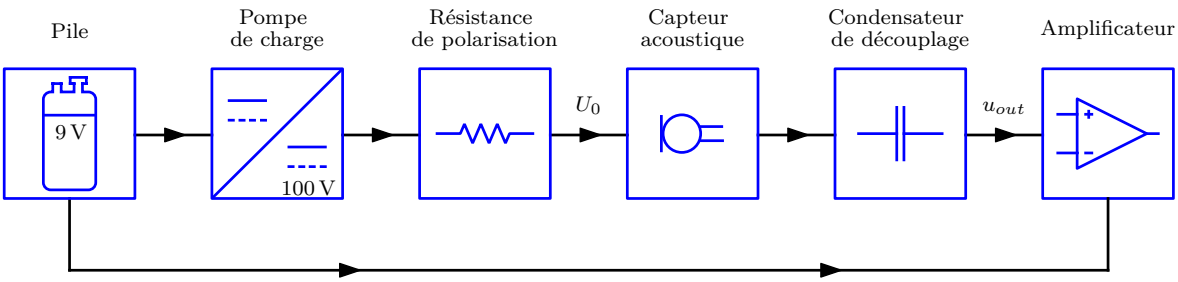


FIGURE 4.7 – Schéma-bloc du conditionneur développé.

et les condensateurs. Ce montage permet d'atteindre en sa sortie une tension haute de l'ordre de 100 V. Ainsi, une différence de potentiel U_0 s'installe entre l'électrode arrière et la membrane connectée à la masse. La résistance de polarisation permet à la charge électrostatique stockée sur le point chaud du capteur de rester relativement constante au cours du temps. Le condensateur de découplage sert de barrière (dans le régime stationnaire) qui empêche la haute tension continue U_0 de parvenir à l'entrée de circuit amplification en l'endommageant. Cette dernière est constituée d'un amplificateur opérationnel pour les applications audio, TS971, développé par STMicroelectronics.

Il est à noter que le choix des valeurs de la résistance de polarisation et du condensateur de découplage résulte de deux considérations. Premièrement, l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel n'est pas infinie et souvent sa valeur est du même ordre de grandeur que la résistance de polarisation. De ce point de vue, le système étudié représente un pont diviseur entre la tension d'entrée 100 V et la tension de sortie U_0. Donc le choix de la résistance de polarisation représente un compromis entre la possibilité d'appliquer une haute tension U_0 (petite résistance, donc) aux bornes du capteur et la nécessité de garder une charge électrique constante (grande résistance). Dans le montage final, nous avons choisi une valeur de résistance de polarisation identique à la valeur d'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel, ce qui correspond à une tension de polarisation $U_0 = 50$ V. Deuxièmement, la valeur de cette résistance impose le choix de la capacité de découplage, car ces deux éléments constituent un filtre passif de type passe-haut. La valeur de la capacité de ce condensateur est de 1 µF.

Avant d'être réalisé dans sa version miniature (photo 4.8), le conditionneur développé nécessite des étapes de simulation dans l'environnement OrCAD-PSpice (en modélisant le capteur acoustique comme une capacité variable [101]), des tests de configuration sur la platine d'essais et des réalisations de prototypes sur les plaques de circuit imprimé.

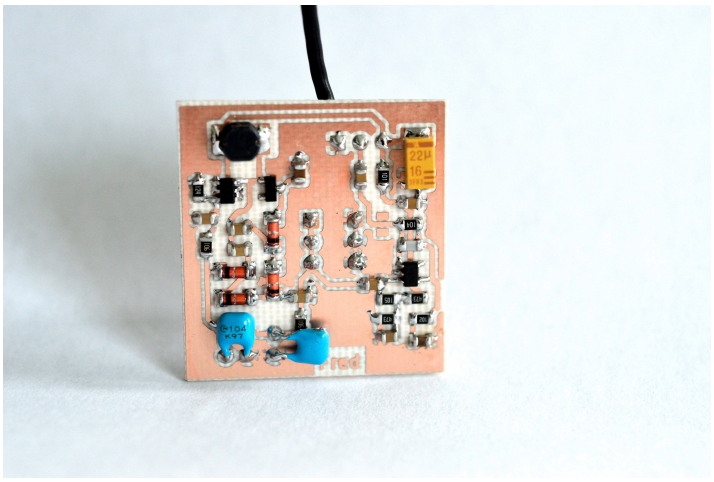


FIGURE 4.8 – Prototype de conditionneur utilisé lors des mesures acoustiques.

4.6 Réponse acoustique du capteur

Dans ce paragraphe, les résultats théoriques pour la tension électrique u_{out} en sortie de capteur réalisé en technologie hybride sont comparés aux résultats expérimentaux obtenus pendant les mesures dans une salle semi-anéchoïque (avec un sol dur) du LAUM. Les paramètres utilisés sont ceux listés dans le tableau 4.1.

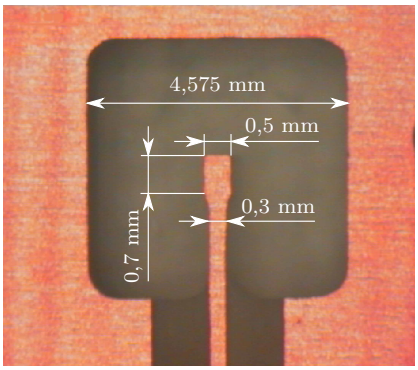


FIGURE 4.9 – Photo de l'électrode arrière et de la cavité périphérique usinées sur PCB.

Les résultats théoriques sont ici obtenus en tenant compte d'une augmentation de la surface de l'électrode arrière induite par la présence d'une piste conductrice dont la taille n'est pas négligeable (voir la figure 4.9). Cette correction de surface change aussi la valeur de la capacité statique du capteur C_{cap}. Le calcul de cette valeur est complexe et il a fait l'objet de certains travaux dont les résultats sont parfois contradictoires [102, 103, 104]. Ici, afin de simplifier les démarches mathématiques, la capacité statique est déterminée comme suit

$$C_{cap} = \varepsilon_0 \frac{S_e^{\boxdot}}{h_g^{\boxdot}} , \tag{4.1}$$

où ε_0 est la permittivité diélectrique du vide. La variation de capacité due au déplacement de la membrane sous une excitation acoustique s'écrit alors :

$$dC_{cap} = -\varepsilon_0 \frac{S_e^{\boxdot}}{h_g^{\boxdot 2}} dh_g^{\boxdot} \approx -\varepsilon_0 \frac{S_e^{\boxdot}}{h_g^{\boxdot 2}} \bar{\xi}_{S_e^{\boxdot}}^{\boxdot} \ . \tag{4.2}$$

En comparant ces deux expressions avec l'expression 3.44, on peut déterminer la tension en sortie u_{out} de la manière suivante

$$u_{out} = U_0 \frac{dC_{cap}}{C_{cap}} \ . \tag{4.3}$$

Comme il a été démontré par Honzík et *coll.*, la capacité parasite qui est toujours présente dans les traducteurs réels représente un élément non-négligeable et doit obligatoirement être prise en compte [105]. Pour estimer cette valeur, nous avons mesuré la capacité statique du capteur étudié à l'aide d'un RLC-mèter Wayne Kerr 3255B. Les mesures ont été effectuées en accord avec la documentation technique de l'appareil pour les faibles valeurs de capacité, en mode parallèle et dans une bande de fréquences supérieurs à 1 kHz. Les résultats sont illustrés sur la figure 4.10, la valeur moyenne de capacité mesurée est de 1,923 pF.

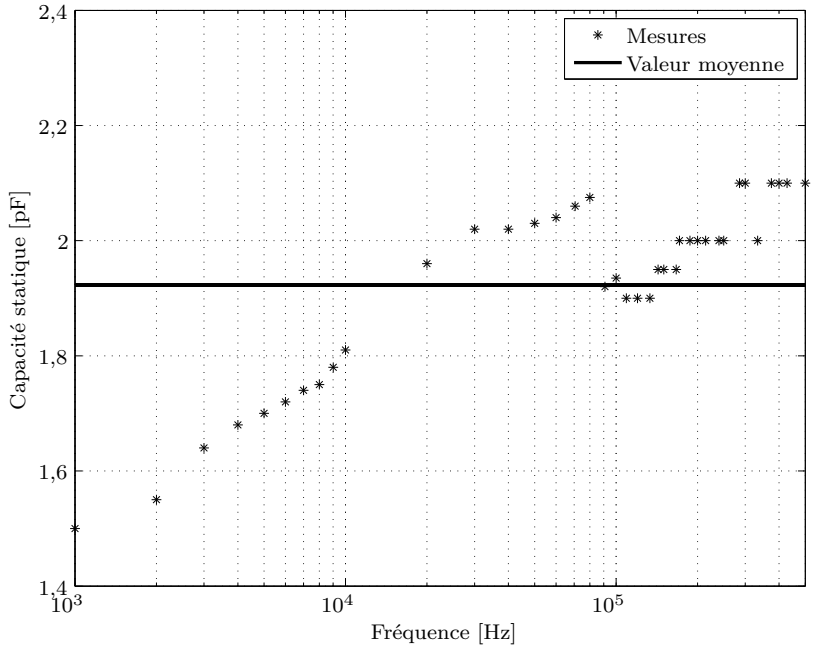
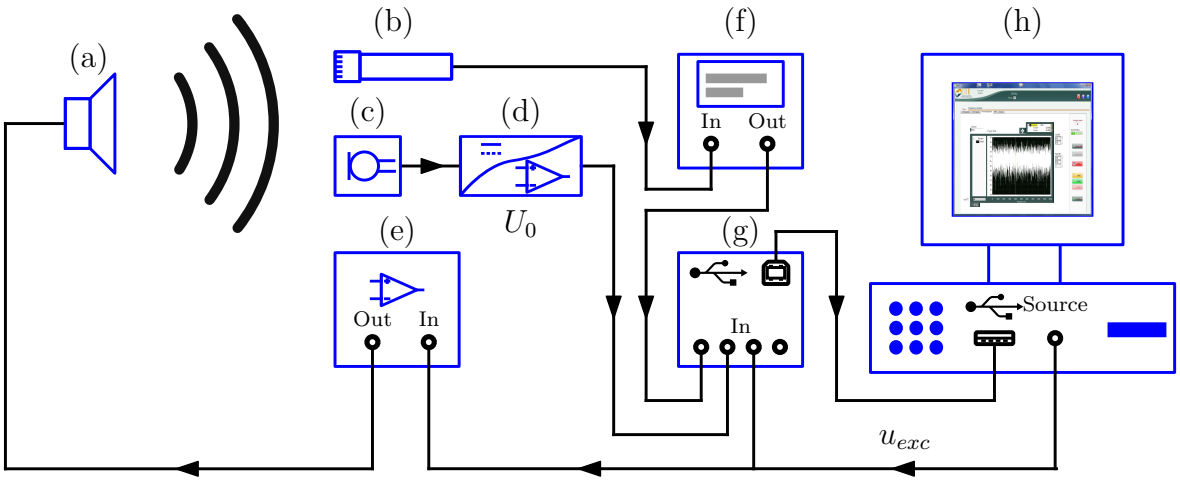


FIGURE 4.10 – Capacité statique mesurée pour le capteur réalisé en technologie hybride.

Le schéma du dispositif expérimental présenté en figure 4.11 est classique pour l'étude de la réponse en pression d'un transducteur électroacoustique. A son arrivée aux bornes du haut-parleur de type tweeter Visaton SC 10N, le signal électrique de type chirp généré par la carte son de l'ordinateur et amplifié par un amplificateur

audio Audiolab engendre une excitation acoustique d'amplitude moyenne p_{inc}. L'onde acoustique créée est captée par le transducteur à caractériser et le microphone de référence 1/4 de pouce G.R.A.S. 40BP, situées à une distance de 20 cm de la source sonore. Ensuite, en passant par les conditionneurs, les signaux analogiques des deux capteurs sont numérisés avec une fréquence d'échantillonnage de 51,2 kHz et moyennées sur dix mesures, à l'aide d'une carte d'acquisition National Instruments NI9234. Le pilotage de la carte et l'analyse spectrale des données s'opère par le logiciel CTTM INTAC 4.5.



(a) Haut-parleur Visaton SC 10N

(b) Microphone 1/4 de pouce G.R.A.S. 40BP avec son pré-amplificateur

(c) Capteur acoustique à caractériser

(d) Conditionneur pour le capteur à caractériser

(e) Amplificateur pour haut-parleur Audiolab

(f) Conditionneur Brüel & Kjær Nexus type 2692-A

(g) Carte d'aqcuisition National Instruments NI9234

(h) Ordinateur avec le logiciel CTTM INTAC 4.5

FIGURE 4.11 – Schéma du dispositif expérimental.

Le niveau sonore mesuré à partir d'un microphone de référence 1/4 de pouce est presenté en fonction de la fréquence sur la figure 4.12. Selon la documentation technique la fréquence de résonance du tweeter utilisé est autour de 1700 Hz. La chute significative dans la bande 5–8 kHz est essentiellement due aux perturbations du champ mesuré par la plaque du circuit imprimé contenant le conditionneur et supportant le capteur à caractériser. Ainsi, la valeur moyenne mesurée pour la pression d'excitation p_{inc} utilisée pour simuler la tension en sortie par le modèle analytique est de 92,31 dB SPL.

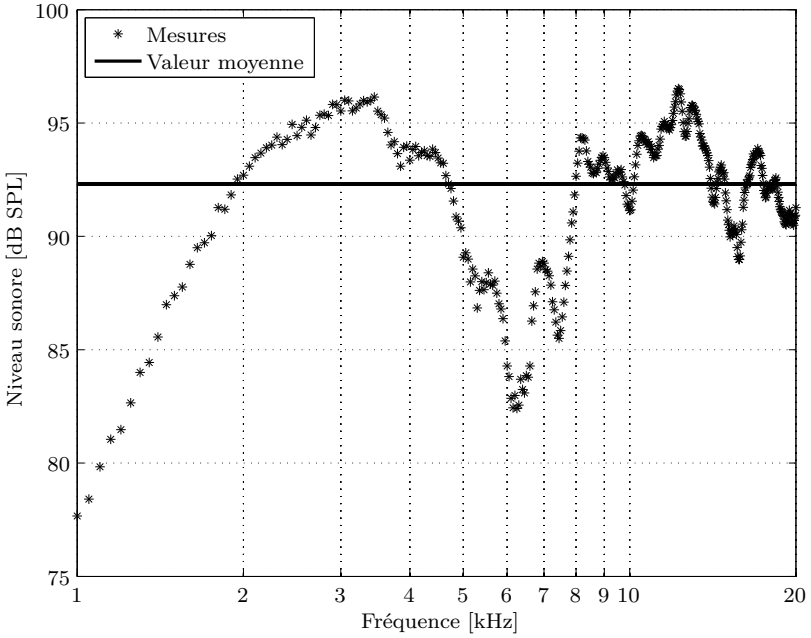


FIGURE 4.12 – Niveau sonore mesuré par le microphone de référence G.R.A.S. 40BP.

La comparaison entre les résultats simulés par le modèle analytique et les mesures est illustrée en figure 4.13. En observant ces deux courbes, on constate un léger écart des fréquences de résonance d'environ 200 Hz. Ce phénomène peut être expliqué par la modification de la tension mécanique de la membrane pendant la procédure de collage sur le film adhésif ainsi que par l'effet de la force électrostatique due à la tension de polarisation. La différence en amplitude ($\approx$0,03 V) est probablement due à l'effet de capacité parasite ajoutée par les câbles et connecteurs utilisés lors des mesures. La non-uniformité du champ électrique peut aussi expliquer ce petit désaccord. Il convient toutefois de noter que le modèle analytique est capable de simuler avec un fort degré de certitude le comportement du transducteur électrostatique développé.

Il est également intéressant d'étudier la sensibilité en pression théorique et expérimentale. Les courbes tracées sur la figure 4.14 sont obtenues comme le rapport en échelle logarithmique entre la tension en sortie et la pression acoustique moyenne mesurée. Les points hors de la zone de résonance représentent le bruit du capteur et sont décorrélés du signal acoustique.

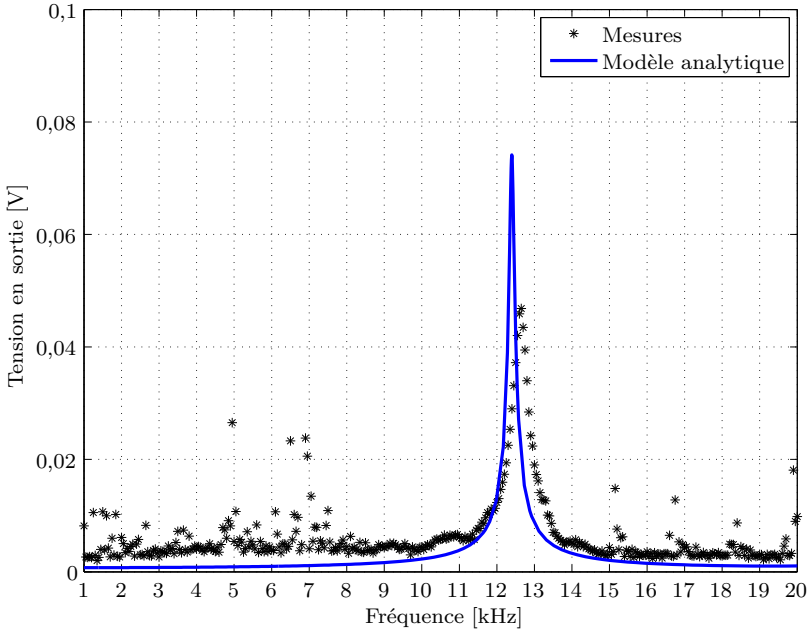


FIGURE 4.13 – Tension en sortie du capteur réalisé en technologie hybride.

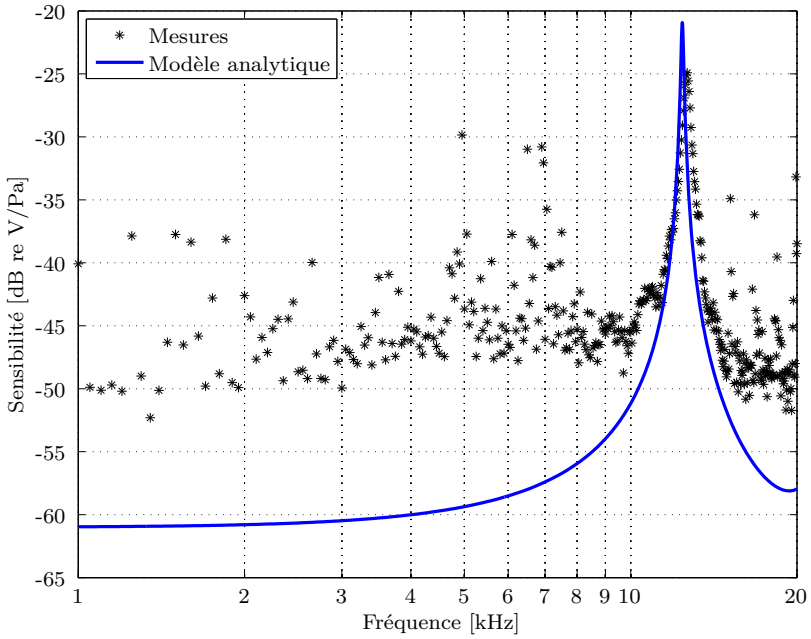


FIGURE 4.14 – Sensibilité du capteur réalisé en technologie hybride.

4.7 Conclusion

Ce dernier chapitre présente la méthode de fabrication et la technique de caractérisation des capteurs miniatures réalisés en technologie hybride.

Les résultats expérimentaux mesurés sur le transducteur électrostatique de membrane carrée et de la contre-électrode, dont la taille est inférieure à celle de la membrane, entourée par une cavité périphérique ont montré un bon accord avec la simulation par le modèle analytique. En particulier, l'influence de la capacité parasite, qui ne peut pas être négligée dans les applications pratiques, sur la précision de la modélisation analytique a été mise en évidence. La poursuite de la recherche sur la modélisation devrait être concentrée sur l'effet de la force électrostatique non-uniforme entre la membrane et l'électrode arrière de forme complexe qui comprend la piste conductrice, afin d'améliorer l'accord entre les résultats théoriques et expérimentaux au voisinage de la résonance du transducteur. Le modèle numérique est adapté à la résolution de ce problème créé par l'ensemble des effets couplés acoustiques et électriques.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le projet SPINNAKER, auquel cette thèse vient en appui, présente un caractère innovant. Il regroupe des industriels et des scientifiques spécialisés dans les différents secteurs d'activité (RFID, électronique, informatique, acoustique etc.) réunis afin de développer des produits originaux et capables de satisfaire à la large gamme des clients de TAGSYS. Les travaux effectués dans son cadre ont déjà donné lieu à plusieurs publications scientifiques ainsi qu'au dépôt de plusieurs brevets. En outre, un certain nombre des brevets sont actuellement soit en phase de préparation, soit en phase d'étude par le cabinet d'experts, comme c'est le cas pour celui décrivant le dispositif étudié dans ce mémoire.

L'aspect multidisciplinaire et assez vaste du projet SPINNAKER influence particulièrement le travail de cette thèse en faisant appel à plusieurs domaines de compétences. En résumant l'activité de ces 3 ans, nous pouvons relever les tâches principales qui ont été accomplies :

- l'étude de différentes configurations d'association "capteur acoustique - transpondeur RFID" et la démonstration de la faisabilité et de l'efficacité d'un système RFID-Acoustique sur l'exemple de son premier prototype,
- l'analyse des différents types de transduction et des technologies récentes de micro-usinage de capteurs acoustiques disponibles au regard de leur application dans le cadre du projet,
- le développement d'une architecture améliorée en termes de performances, de faisabilité du micro-usinage pour le capteur acoustique à transduction capacitive, puis son étude théorique approfondie,
- les conception, réalisation et caractérisation d'un prototype de capteur acoustique en technologie hybride.

L'étude de trois configurations différentes pour le récepteur contenant un capteur acoustique et un transpondeur RFID nous a permis de définir les points forts et faibles

de chacune. L'architecture avec le capteur résonant a été choisie comme prioritaire. Cependant, au vu de la nécessité de prouver la faisabilité de conception d'un système RFID-Acoustique "intelligent" dès l'étape initiale du projet, la première maquette de test a été réalisée avec un microcontrôleur qui sert d'élément de filtrage pour le signal acoustique capté par le microphone MEMS du commerce et de gestion de la puce RFID. Ce prototype primitif a montré qu'un tel système possède une directivité importante, supérieure à celle des systèmes RFID UHF existants, même dans les espaces clos présentant un nombre de réflexions secondaires élevé. Grâce aux progrès récents dans le domaine des microcontrôleurs, il peut être aisément envisagé de miniaturiser le récepteur avant son industrialisation. Cependant, le coût d'une telle étiquette devient important (sans doute supérieur à 1-2 euros). En plus, elle doit disposer d'une source d'alimentation intégrée. Ces deux inconvénients réduisent considérablement le domaine d'application d'une telle étiquette, limitant par exemple son utilisation à l'industrie de luxe. Pour les étiquettes "intelligentes" à bas coût la configuration basée sur un capteur résonant n'a pour l'instant pas d'alternative.

D'après l'analyse des différents types de transduction acousto-électrique, décrits dans ce manuscrit sous la forme d'une courte revue bibliographique, il s'est avéré que le mode capacitif représente le choix le plus pertinent pour être utilisé dans un capteur acoustique associé à un transpondeur RFID. Les avantages d'un capteur capacitif (principe de fonctionnement simple, sensibilité importante, large bande passante, faible consommation électrique et bas bruit de fond), une longue expérience de son utilisation dans une large gamme d'applications différentes et un succès commercial majeur des microphones miniatures électrostatiques ne laissent que peu de chances aux autres types de transduction.

Une géométrie originale, capable de fournir les meilleures performances pour les transducteurs capacitifs a été proposée. Afin de simuler le comportement de capteurs adoptant cette architecture, deux modèles théoriques (analytique et numérique) prenant en compte un ensemble des phénomènes physiques complexes ont été développés. Les résultats des simulations obtenus par ces deux modèles indépendants ont montré une très bonne convergence, ce qui autorise leur utilisation comme moyen de dimensionnement du capteur, qu'il soit de forme circulaire ou carrée.

En ayant besoin d'éprouver expérimentalement les modèles théoriques et d'élaborer un capteur miniature, nous avons décidé de développer un prototype de taille réduite par une technologie hybride. Le transducteur réalisé a été caractérisé au moyen de techniques classiques d'excitation électrostatique et de réponse en pression. Les résultats expérimentaux obtenus sur ce prototype ont montré un bon accord avec le modèle analytique. Le comportement résonant et donc les propriétés de sélectivité en fréquences ont également été mis en évidence.

Les perspectives pour la suite de ce travail consistent principalement à réaliser en-

tièrement un capteur par des technologies MEMS. On dispose actuellement de tous les outils nécessaires afin d'accomplir cette tâche (modèles pour le dimensionnement et procédés de fabrication) ainsi que pour effectuer une caractérisation expérimentale du prototype après sa fabrication (technique de vibrométrie, électronique de conditionnement pour la réponse acoustique). La réalisation du capteur MEMS au sein de la centrale de micro-technologie du LAUM constitue la dernière étape pour l'étude acoustique dans le cadre du projet SPINNAKER et constitue également le début de la phase de pré-industrialisation d'étiquette RFID-Acoustique "intelligente".

ANNEXES

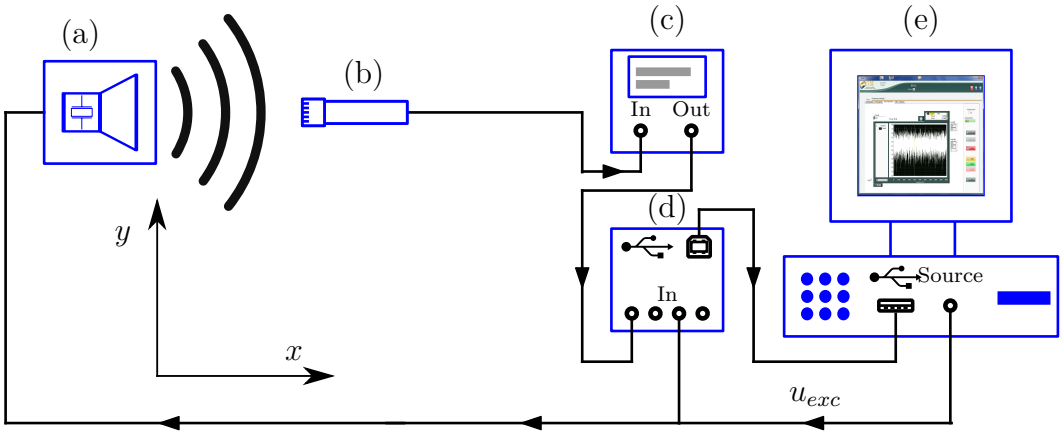
Tables des annexes

A Caractérisation expérimentale de l'antenne Sennheiser AudioBeam 91

B Étude expérimentale d'une membrane réalisée sur substrat SOI 97

A Caractérisation expérimentale de l'antenne Sennheiser AudioBeam

Cette annexe concerne la caractérisation du rayonnement de l'antenne paramétrique Sennheiser AudioBeam qui a été utilisée comme une source sonore directive dans les tests du premier prototype de système RFID-Acoustique. Les mesures présentées ci-dessous ont été effectuées dans la salle semi-anéchoïque du CTTM. Le schéma du dispositif expérimental est illustré sur la figure A.1. Le signal électrique de type chirp u_{exc}, généré par la carte son de l'ordinateur, d'amplitude 1,55 V, est directement envoyé à l'entrée de l'antenne Sennheiser AudioBeam. L'onde acoustique créée est captée par le microphone 1/4 de pouce G.R.A.S. 40BP, monté sur le robot qui permet de déplacer le capteur acoustique le long de direction de propagation (l'axe x) et dans sens perpendiculaire (l'axe y). Ensuite, le signal capté est numérisé à la fréquence d'échantillonnage de 25,6 kHz et moyenné sur dix mesures, au moyen d'une carte d'acquisition National Instruments NI9234. Le pilotage de la carte et l'analyse spectrale des données s'opère avec le logiciel CTTM INTAC 4.5.



(a) Antenne parametrique Sennheiser AudioBeam

(b) Microphone 1/4 de pouce G.R.A.S. 40BP avec son pré-amplificateur

(c) Conditionneur Brüel & Kjær Nexus type 2692-A

(d) Carte d'aqcuisition National Instruments NI9234

(e) Ordinateur avec le logiciel CTTM INTAC 4.5

FIGURE A.1 – Schéma du dispositif expérimental pour la caractérisation de l'antenne Sennheiser AudioBeam.

La courbe du niveau sonore mesuré à la distance $x = 50$ cm est présentée en figure A.2 pour différentes fréquences . A partir de cette courbe, on peut relever la fréquence de coupure haute de l'antenne caractérisée qui est autour de 10 kHz.

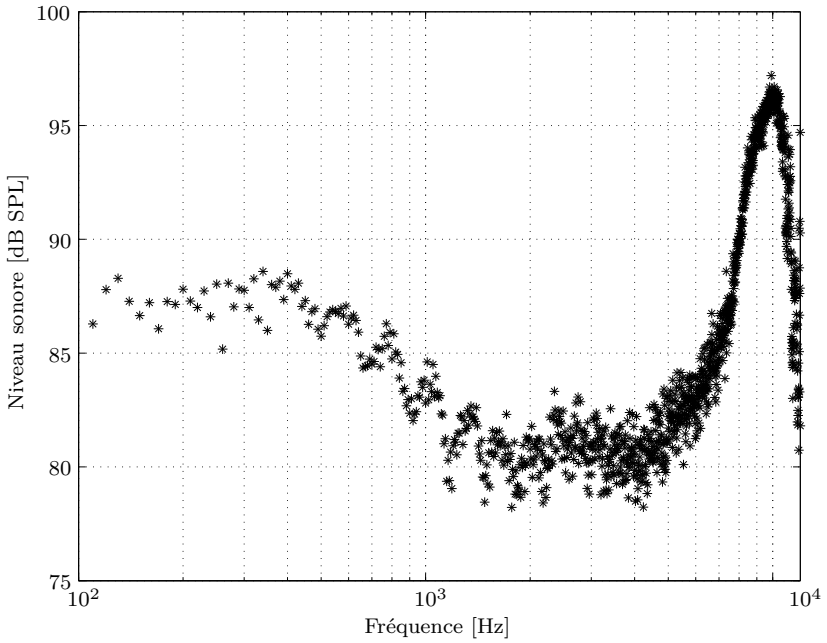


FIGURE A.2 – Niveau sonore mesuré à la distance $x = 50\,\text{cm}$ en fonction de la fréquence.

La figure A.3 illustre l'évolution du niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe x pour certaines fréquences. Nous constatons qu'au délà de 1 m, les hautes fréquences présentent un niveau plus important que celui généré pour les basses fréquences. La décroissance géométrique est également plus importante pour les ondes de fréquences graves.

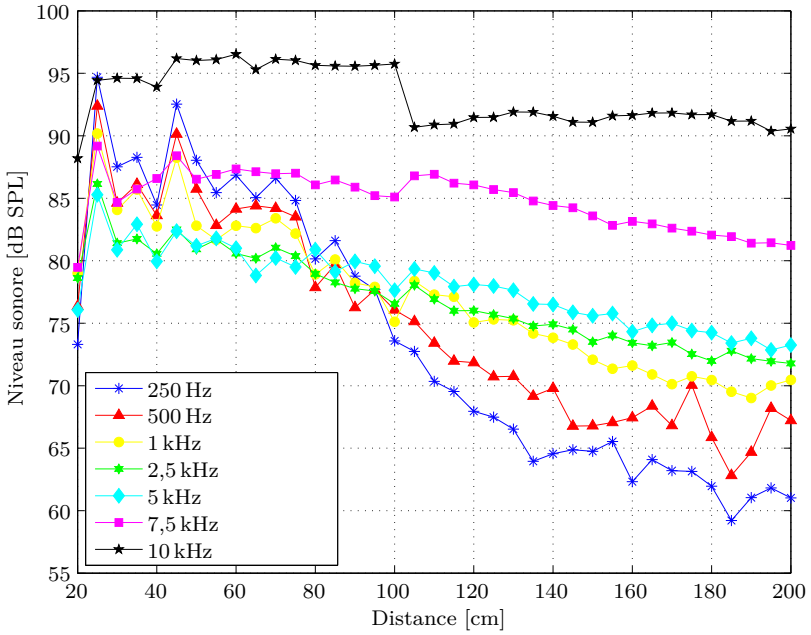


FIGURE A.3 – Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe x.

Sur les figures A.4-A.7 suivantes, nous présentons les résultats de mesure qui per-

mettent d'estimer la directivité du faisceau sonore crée par l'antenne étudiée. Ces mesures ont été prises le long de l'axe y, pour quatre différentes distances selon axe x (35, 70, 105 et 140 cm).

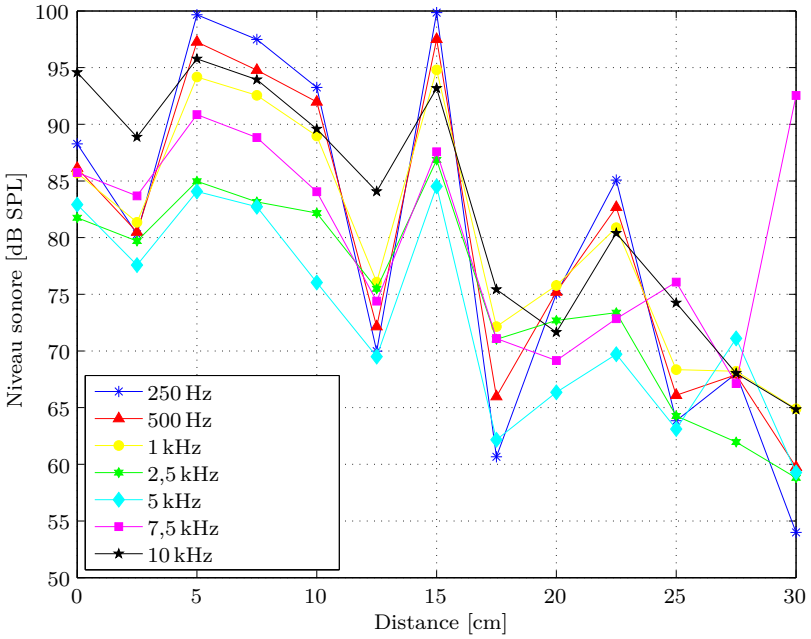


FIGURE A.4 – Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 35$ cm.

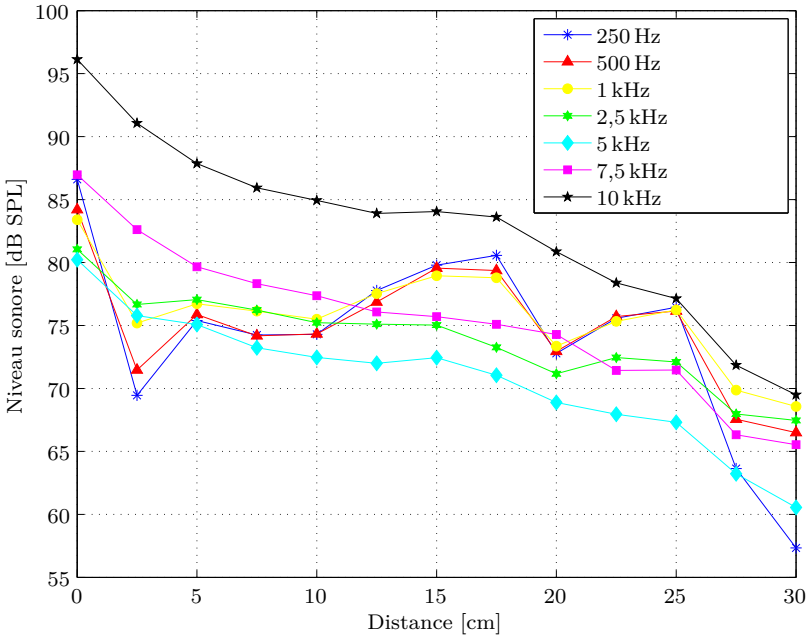


FIGURE A.5 – Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 70$ cm.

Sur ces courbes on peut remarquer la chute considérable de niveau (de l'ordre de 10–20 dB) pour les fréquences aiguës, supérieures à 1 kHz, détectée par le microphone

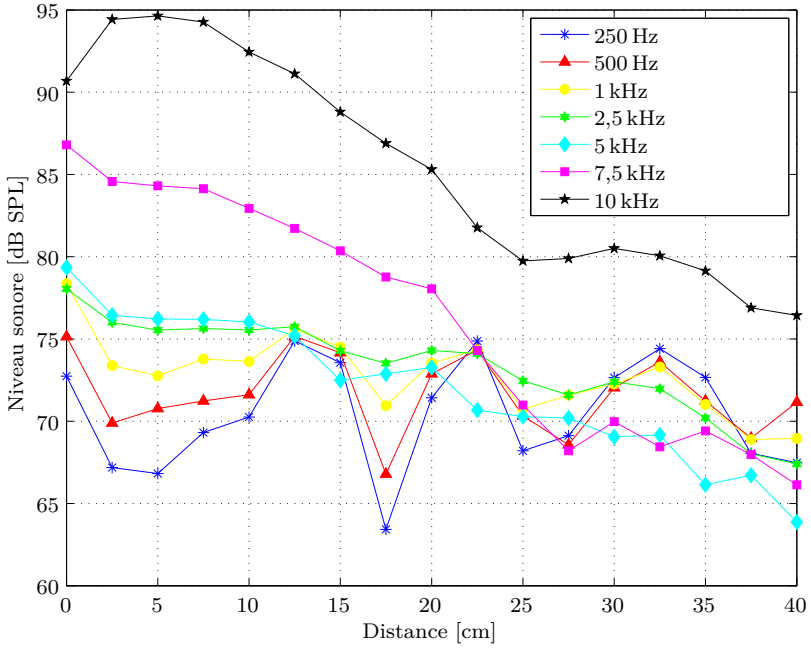


FIGURE A.6 – Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 105\,\text{cm}$.

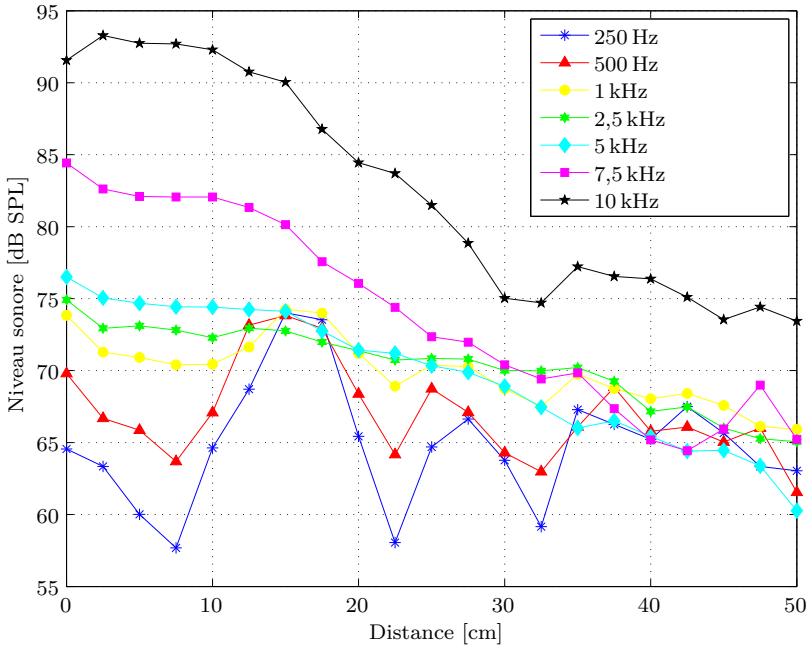
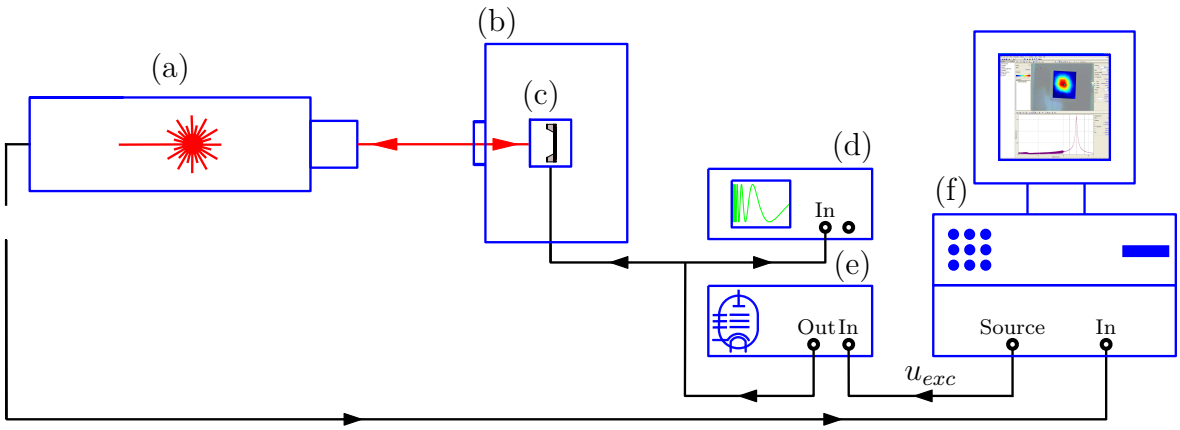


FIGURE A.7 – Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 140\,\text{cm}$.

situé à 20° de la source sonore. Les fluctuations de niveaux sonores sont présentes aux basses fréquences, ce qui s'explique par les interférences développées suite aux réflexions sur un sol dur.

B Étude expérimentale d'une membrane réalisée sur substrat SOI

La valeur de la tension mécanique des membranes minces est difficilement estimable avec précision sans avoir fait les mesures sur les structures réalisées. Comme il a été montré dans le chapitre 3, ce paramètre est proportionnel à la fréquence de résonance de la membrane dans le vide. Pour les mesures à l'air, l'influence de l'amortissement visqueux est non-négligeable ce qui conduit souvent à une valeur de tension mécanique sous-estimée (la fréquence de résonance se trouve décalée vers les basses fréquences). Afin de déterminer précisément la tension mécanique des membranes réalisées en substrats SOI d'épaisseur 20 µm, une série de mesures pour différents niveaux de pression ambiante a été réalisée.



(a) Tête de vibromètre laser à balayage Polytec OFV 056

(b) Cuve à vide

(c) Membrane à caractériser

(d) Oscilloscope analogique HAMEG Instruments HM-303-6

(e) Amplificateur de puissance Brüel & Kjær type 2713

(f) Système de pilotage du vibromètre laser et de traitement des données Polytec PSV-300-H géré à partir du logiciel PSV 9.0

FIGURE B.1 – Schéma du dispositif expérimental de mesure sous pression partielle des modes des membranes SOI.

Le schéma du dispositif expérimental, presque identique à celui montré dans le chapitre 4, est illustré sur la figure B.1. Le substrat SOI entier avec les membranes à caractériser est collé sur les lamelles de verres d'épaisseur 300 µm qui sont à leur tour collées sur la plaque PCB. La procédure de collage s'opère au moyen de la colle

Crystalbond 509 developée par l'entreprise américaine SPI Supplies. Ce produit est à l'état solide à température ambiante et se liquéfie à 121 °C. La colle Crystalbond 509 est adaptée pour les manipulations sous vide et peut être facilement dissoute à l'acétone sans laisser de trace sur les structures où elle a été déposée. La couche de cuivre de la plaque PCB représente le point chaud et la surface métallisée des membranes est connectée à la masse. Le signal d'excitation électrique de type chirp u_{exc} délivré par le générateur est amplifié afin d'avoir une amplitude crête de 100 V. Cette tension alternative engendre une force électrostatique entre deux électrodes (point chaud et masse) qui fait vibrer la membrane avec une fréquence deux fois plus grande que celle du signal d'excitation. Ce phénomène est dû au fait que la force électrostatique créée est proportionnelle au carré de la tension alternative appliquée. Les mesures s'effectuent dans une cuve a vide équipée d'une pompe, d'un manomètre et disposant de fenêtres transparentes nécessaires au passage du faisceau laser.

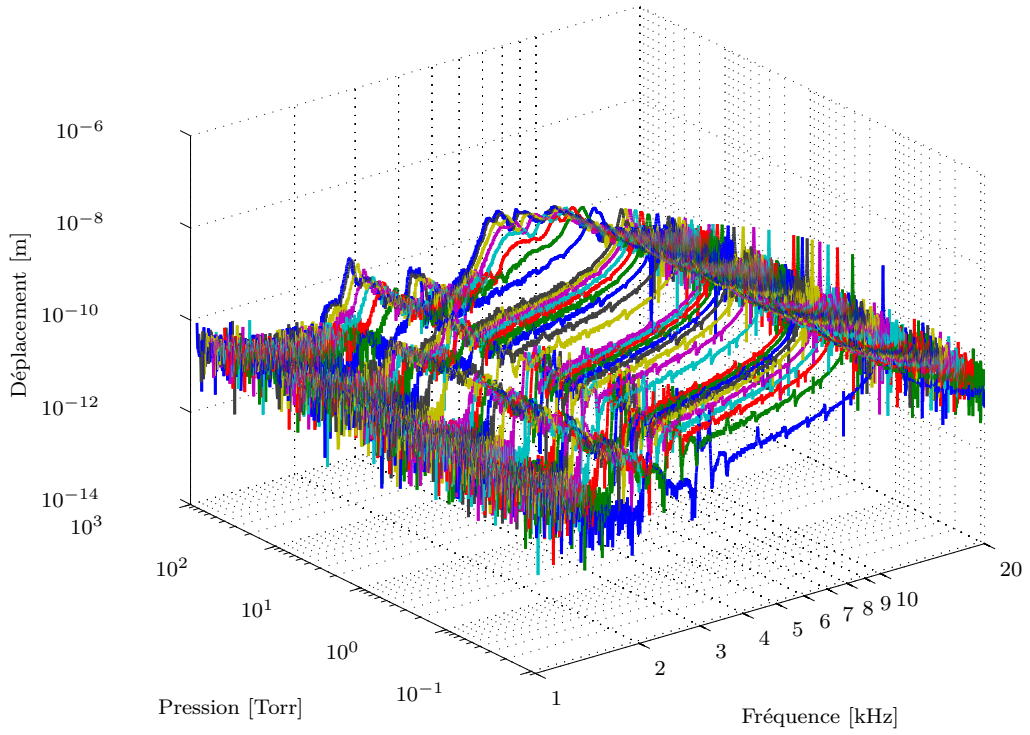


FIGURE B.2 – Réponse des membranes SOI pour différents niveaux de pression.

Les résultats des mesures de la réponse d'une membrane carrée d'arête 4,575 mm par vibromètretrie laser sont illustrés sur la figure B.2. La figure B.3 représente la coupe transversale de la figure B.2 le long des maxima de déplacement. La figure B.4 montre les valeurs des amplitudes de ces maxima en fonction de différentes pressions ambiantes. En analysant ces données expérimentales, on peut constater (figure B.3) qu'à partir d'une pression statique de 30 Torr, la fréquence de résonance varie très peu. On peut alors conclure que les effets d'amortissement dûs à la présence d'une lame du

fluide entre la membrane et la plaque PCB ne sont plus importants. L'augmentation de la fréquence dans la zone de pressions importantes (200–300 Torr) est probablement due au fait que dans cette zone le déplacement maximal ne correspond pas au premier pic de résonance et donc au premier mode de vibration. La fréquence de résonance moyenne mesurée sur la zone des faibles niveau de pression est de 10,16 kHz.

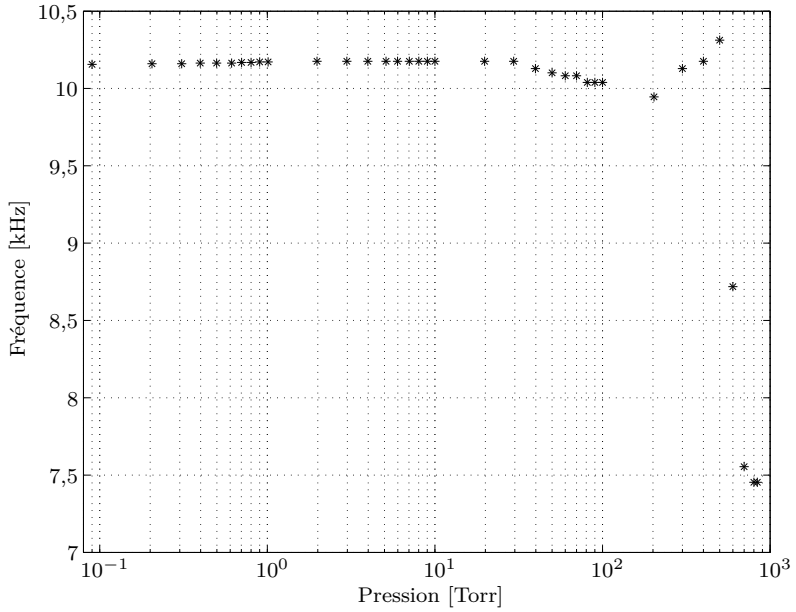


FIGURE B.3 – Fréquences de résonance pour différents niveaux de pression.

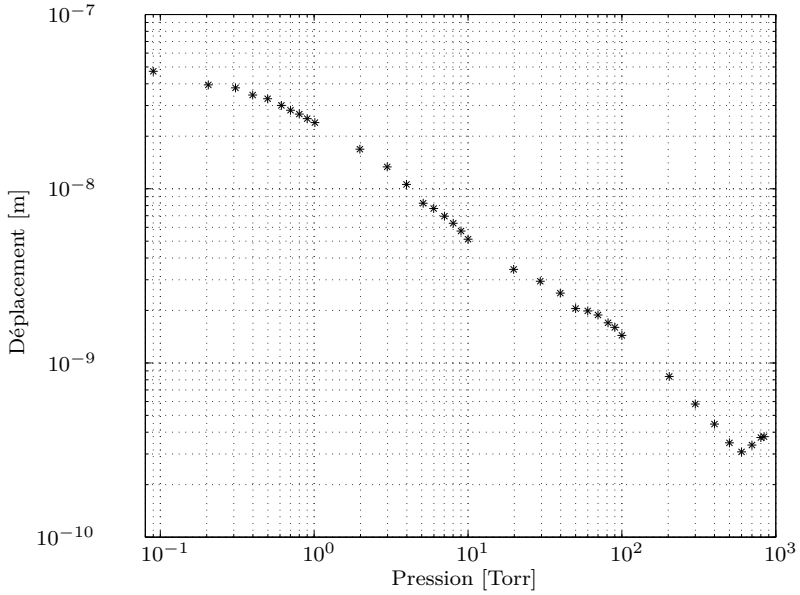


FIGURE B.4 – Déplacements en résonance pour différents niveaux de pression.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] S. B. Miles, S. E. Sarma, and J. R. Williams, *RFID Technology and Applications*. Cambridge University Press, 2008.

[2] R. A. Watson-Watt, "Improvement in wireless detection and position finding," 1935. GB Patent 426,328.

[3] M. Bhuptani and S. Moradpour, *RFID field guide : deploying radio frequency identification systems*. Sun Microsystems/Prentice Hall PTR, 2005.

[4] H. Stockman, "Communication by means of reflected power," *Proceedings of the IRE*, vol. 36, no. 10, pp. 1196–1204, 1948.

[5] S. A. Weis, "RFID (Radio Frequency Identification) : Principles and Applications," *http://www.eecs.harvard.edu/cs199r/readings/rfid-article.pdf*, 2011.

[6] A. R. Koelle, S. W. Depp, and R. W. Freyman, "Short-range radio-telemetry for electronic identification, using modulated RF backscatter," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 8, pp. 1260–1261, 1975.

[7] C. Walton, "Portable radio frequency emitting identifier," 1983. US Patent 4,384,288.

[8] J. Landt, "The history of RFID," *Potentials, IEEE*, vol. 24, no. 4, pp. 8–11, 2005.

[9] K. Finkenzeller and D. Müller, *RFID Handbook : Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication*. Wiley, 2010.

[10] W. R. Hansen and F. Gillert, *RFID for the Optimization of Business Processes*. Wiley, 2008.

[11] S. A. Ahson and M. Ilyas, *RFID Handbook : Applications, Technology, Security, and Privacy*. Taylor & Francis, 2010.

[12] D. Paret, *RFID at Ultra and Super High Frequencies : Theory and application*. Wiley, 2009.

[13] V. D. Hunt, A. Puglia, and M. Puglia, *RFID : A Guide to Radio Frequency Identification*. Wiley, 2007.

[14] B. Gampl, M. Robeck, and M. Clasen, "Das RFID reference model.," in *GIL Jahrestagung*, pp. 55–58, 2008.

[15] K. D. Murray, "The great seal bug story," *http://www.spybusters.com/Great_Seal_Bug.html*, 2002.

[16] G. Brooker and J. Gomez, "Lev Termen's Great Seal Bug analyzed," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 28, no. 11, pp. 4–11, 2013.

[17] C. L. Stong, "Little radio transmitters for short-range telemetry," *Scientific American*, vol. 219, no. 4, pp. 128–134, 1968.

[18] P. V. Nikitin, "Leon Theremin (Lev Termen)," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 54, no. 5, pp. 252–257, 2012.

[19] G. Gridling and B. Weiss, "Introduction to microcontrollers," *Course Material, Vienna University of Technology, Institute of Computer Engineering, Embedded Computing Systems Group, Version*, 2006.

[20] P. J. Westervelt, "Parametric acoustic array," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 35, no. 4, pp. 535–537, 1963.

[21] A. Ritty, *Conception, réalisation et caractérisation d'un haut-parleur ultra-directif basé sur l'auto-démodulation non linéaire*. PhD thesis, Université du Maine, 2007.

[22] C. Shi and W.-S. Gan, "Development of parametric loudspeaker," *Potentials, IEEE*, vol. 29, no. 6, pp. 20–24, 2010.

[23] "EPCglobal Tag data standards, version 1.5."

[24] "EPC Radio-Frequency Identity protocols, Class-1 Generation-2 UHF RFID, Protocol for communications at 860-960MHz, version 1.2."

[25] G. Goertzel, "An algorithm for the evaluation of finite trigonometric series," *The American Mathematical Monthly*, vol. 65, no. 1, pp. 34–35, 1958.

[26] S. Durand, *Éléments sensibles piézo-résistifs sur substrats silicium d'orientation non conventionnelle : Optimisation de la détection piézo-résistive et réalisation de corps d'épreuve par attaque chimique anisotrope.* PhD thesis, Université de Franche-Comté, 1995.

[27] P. W. Bridgman, "The effect of tension on the electrical resistance of certain abnormal metals," in *Proceedings of the American Academy of Arts and Sciences*, pp. 41–66, JSTOR, 1922.

[28] P. Bridgman, "The effect of tension on the transverse and longitudinal resistance of metals," in *Proceedings of the American Academy of Arts and Sciences*, pp. 423–449, JSTOR, 1925.

[29] J. Taylor, "Pressure dependence of resistance of germanium," *Phys. Rev.*, vol. 80, pp. 919–920, Dec 1950.

[30] C. S. Smith, "Piezoresistance effect in germanium and silicon," *Physical review*, vol. 94, no. 1, pp. 42–, 1954.

[31] D. T. Martin, *Design, Fabrication, and Characterization of a* MEMS *Dual-backplate Capacitive Microphone.* PhD thesis, University of Florida, 2007.

[32] R. Schellin and G. Hess, "A silicon subminiature microphone based on piezoresistive polysilicon strain gauges," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 32, no. 1, pp. 555–559, 1992.

[33] R. Schellin, M. Strecker, U. Nothelfer, and G. Schuster, "Low pressure acoustic sensors for airborne sound with piezoresistive monocrystalline silicon and electrochemically etched diaphragms," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 46, no. 1, pp. 156–160, 1995.

[34] J. Liu, *Nonlinear dynamics of a dual-backplate capacitive* MEMS *microphone.* PhD thesis, University of Florida, 2007.

[35] M. Royer, J. Holmen, M. Wurm, O. Aadland, and M. Glenn, "ZnO on Si integrated acoustic sensor," *Sensors and Actuators*, vol. 4, no. 0, pp. 357 – 362, 1983.

[36] S. S. Lee and R. M. White, "Piezoelectric cantilever acoustic transducer," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 8, no. 3, pp. 230–, 1998.

[37] P. McGuiness, D. Jezeršek, S. Kobe, B. Markoli, S. Spaić, and B. Saje, "100µm-thick Nd−Fe−B magnets for MEMS applications produced via a low-temperature sintering route," *Journal of magnetism and magnetic materials*, vol. 305, no. 1, pp. 177–181, 2006.

[38] F. Tounsi, *Microphone électrodynamique* MEMS *en technologie* CMOS *: étude, modélisation et réalisation.* PhD thesis, Institut Polytechnique de Grenoble, 2010.

[39] N. Bilaniuk, "Optical microphone transduction techniques," *Applied Acoustics*, vol. 50, no. 1, pp. 35–63, 1997.

[40] A. Hu, F. W. Cuomo, and A. J. Zuckerwar, "Theoretical and experimental study of a fiber optic microphone," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 91, no. 5, pp. 3049–3056, 1992.

[41] J. A. Bucaro, N. Lagakos, B. H. Houston, J. Jarzynski, and M. Zalalutdinov, "Miniature, high performance, low-cost fiber optic microphone," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 118, no. 3, pp. 1406–1413, 2005.

[42] N. A. Hall, B. Bicen, M. K. Jeelani, W. Lee, S. Qureshi, F. L. Degertekin, and M. Okandan, "Micromachined microphones with diffraction-based optical displacement detection," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 118, no. 5, pp. 3000–3009, 2005.

[43] N. A. Hall, M. Okandan, R. Littrell, B. Bicen, and F. L. Degertekin, "Micromachined optical microphone structures with low thermal-mechanical noise levels," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 122, no. 4, pp. 2031–2037, 2007.

[44] D. Kim and N. A. Hall, "Towards a sub 15-dBA optical micromachined microphone," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 135, no. 5, pp. 2664–2673, 2014.

[45] E. L. Vinogradova, . A. Kapustina, V. N. Reshetov, V. D. Svet, and G. N. Yakovenko, "Characteristics of an optical microphone using a nematic liquid crystal.," *Soviet Physics. Acoustics*, vol. 31, pp. 10–12, 1985.

[46] K. Kadirvel, R. Taylor, S. Horowitz, L. Hunt, and M. Sheplak, "Design and characterization of MEMS optical microphone for aeroacoustic measurement," tech. rep., 2004.

[47] P. Sievilä, N. Chekurov, J. Raittila, and I. Tittonen, "Sensitivity-improved silicon cantilever microphone for acousto-optical detection," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 190, pp. 90–95, 2013.

[48] E. C. Wente, "A condenser transmitter as a uniformly sensitive instrument for the absolute measurement of sound intensity," *Physical Review*, vol. 10, no. 1, pp. 39–69, 1917.

[49] G. S. Wong and T. F. Embleton, *AIP Handbook of Condenser Microphones : Theory, Calibration and Measurements*. American Inst. of Physics, 1994.

[50] D. Hohm and R. Gerhard-Multhaupt, "Silicon-dioxide electret transducer," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 75, no. 4, pp. 1297–1298, 1984.

[51] P. Murphy, K. Hubschi, N. De Rooij, and C. Racine, "Subminiature silicon integrated electret capacitor microphone," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 495–498, 1989.

[52] J. Voorthuyzen, P. Bergveld, and A. Sprenkels, "Semiconductor-based electret sensors for sound and pressure," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 2, pp. 267–276, 1989.

[53] D. Hohm and G. Hess, "A subminiature condenser microphone with silicon nitride membrane and silicon back plate," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 85, no. 1, pp. 476–480, 1989.

[54] A. Sprenkels, R. Groothengel, A. Verloop, and P. Bergveld, "Development of an electret microphone in silicon," *Sensors and Actuators*, vol. 17, no. 3, pp. 509–512, 1989.

[55] A. J. Zuckerwar, T. R. Kuhn, and R. M. Serbyn, "Background noise in piezoresistive, electret condenser, and ceramic microphones," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 113, pp. 3179–3187, 2003.

[56] S. Bouwstra, T. Storgaard-Larsen, P. Scheeper, J. O. Gulløv, J. Bay, M. Müllenborg, and P. Rombach, "Silicon microphones - a danish perspective," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 8, no. 2, pp. 64–, 1998.

[57] P. R. Scheeper, B. Nordstrand, J. O. Gulløv, B. Liu, T. Clausen, L. Midjord, and T. Storgaard-Larsen, "A new measurement microphone based on mems technology," *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 12, no. 6, pp. 880–891, 2003.

[58] P. V. Loeppert and S. B. Lee, "Sisonic^{TM}-the first commercialized MEMS microphone," in *Proceedings of the Solid-State Sensors, Actuators, and Microsystems Workshop*, pp. 27–30, 2006.

[59] P. Honzík, A. Podkovskiy, S. Durand, N. Joly, and M. Bruneau, "Analytical and numerical modeling of an axisymmetrical electrostatic transducer with interior geometrical discontinuity," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 134, no. 5, pp. 3573–3579, 2013.

[60] I. Crandall, "The air-damped vibrating system : Theoretical calibration of the condenser transmitter," *Physical Review*, vol. 11, no. 6, pp. 449–460, 1918.

[61] H. Harrison and P. Flanders, "An efficient miniature condenser microphone system," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 4, no. 1B, pp. 451–461, 1932.

[62] Bruel & Kjær, ed., *Microphone Handbook Vol. 1 : Theory*. 1996.

[63] H. F. Olson, "A history of high quality studio microphones," in *Microphones. An anthology of articles on microphones from the pages of the Audio Engineering Society, Vol. 1–Vol. 27 (1953–1979)*, pp. 219–227, Audio Engineering Society, 1979.

[64] J. Eargle, *The Microphone Book*. Focal Press, 2004.

[65] J. Hilliard and J. Noble, "The" lipstik" condenser microphone system," *Audio, Transactions of the IRE Professional Group on*, no. 6, pp. 168–175, 1954.

[66] G. Rasmussen, "Measurement microphone history," *Sound & Vibration*, vol. 42, no. 8, pp. 31–32, 2008.

[67] "News from the factory," *Brüel & Kjær Technical Review*, vol. 3, p. 35, 1961.

[68] "News from the factory," *Brüel & Kjær Technical Review*, vol. 1, p. 37, 1967.

[69] P. V. Brüel and H. K. Zaveri, "Of acoustics and instruments memoirs of a danish pioneer - part 2," *Sound & Vibration*, vol. 42, no. 8, pp. 14–31, 2008.

[70] I. G. Petritskaya, "Impedance of a thin layer of air in the harmonic vibrations of a membrane," *Soviet Physics. Acoustics*, vol. 12, no. 2, pp. 193–198, 1966.

[71] Z. Škvor, "On the acoustical resistance due to viscous losses in the air gap of electrostatic transducers," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 19, no. 5, pp. 295–299, 1967.

[72] A. J. Zuckerwar, "Theoretical response of condenser microphones," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 64, pp. 1278–1285, 1978.

[73] M. Rossi, *Electroacoustique. Volume XXI de Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique*. Dunod, 1986.

[74] Z. Škvor, *Vibrating systems and their equivalent circuits*. Elsevier, 1991.

[75] J. Bergqvist and F. Rudolf, "A new condenser microphone in silicon," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 21, no. 1, pp. 123–125, 1990.

[76] P. R. Scheeper, A. G. H. Van der Donk, W. Olthuis, and P. Bergveld, "A review of silicon microphones," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 44, no. 1, pp. 1–11, 1994.

[77] P.-C. Hsu, C. Mastrangelo, and K. Wise, "A high sensitivity polysilicon diaphragm condenser microphone," in *Eleventh Annual International Workshop on Micro Electro Mechanical Systems 1998*, pp. 580–585, IEEE, 1998.

[78] H.-S. Kwon and K.-C. Lee, "Double-chip condenser microphone for rigid backplate using DRIE and wafer bonding technology," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 138, no. 1, pp. 81–86, 2007.

[79] A. Dehé, "Silicon microphone development and application," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 133, no. 2, pp. 283–287, 2007.

[80] M. Bruneau, A.-M. Bruneau, Z. Škvor, and P. Lotton, "An equivalent network modelling the strong coupling between a vibrating membrane and a fluid film," *Acta Acustica*, vol. 2, no. 1994, pp. 223–232, 1994.

[81] N. Fletcher and S. Thwaites, "Electrode surface profile and the performance of condenser microphones," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 112, no. 6, pp. 2779–2785, 2002.

[82] J. Škvor and Z. Škvor, "Electrostatic transducer with non-planar back plate," in *Eurosensors XVI, The 16th European Conf. on Solid-State Transducers, Prague*, pp. 634–637, 2002.

[83] T. Le Van Suu, *Etude analytique, conception et microfabrication de microphones capacitifs miniatures.* PhD thesis, Université du Maine, 2008.

[84] P. Honzík, *Microphones sur puces silicium.* PhD thesis, Université du Maine, 2007.

[85] T. Le Van Suu, S. Durand, and M. Bruneau, "On the modelling of clamped plates loaded by a squeeze fluid film : application to miniaturised sensors," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 96, no. 5, pp. 923–935, 2010.

[86] T. Lavergne, S. Durand, M. Bruneau, N. Joly, and D. Rodrigues, "Dynamic behavior of the circular membrane of an electrostatic microphone : Effect of holes in the backing electrode," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 128, pp. 3459–3477, 2010.

[87] M. Bruneau and T. Scelo, *Fundamentals of Acoustics.* Wiley, 2010.

[88] D. Rodrigues, C. Guianvarc'h, J.-N. Durocher, M. Bruneau, and A.-M. Bruneau, "A method to measure and interpret input impedance of small acoustic components," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 315, no. 4, pp. 890–910, 2008.

[89] D. H. Robey, "Theory of the effect of a thin air film on the vibrations of a stretched circular membrane," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 26, no. 5, pp. 740–745, 1954.

[90] I. G. Petritskaya, "Vibrations of a membrane loaded with a thin layer of air," *Soviet Physics. Acoustics*, vol. 14, pp. 105–106, 1968.

[91] J. Warren, A. Brzezinski, and J. Hamilton, "Capacitance microphone dynamic membrane deflections," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 54, no. 5, pp. 1201–1213, 1973.

[92] N. Joly, M. Bruneau, and R. Bossart, "Coupled equations for particle velocity and temperature variation as the fundamental formulation of linear acoustics in thermo-viscous fluids at rest," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 92, no. 2, pp. 202–209, 2006.

[93] N. Joly, "Finite element modeling of thermoviscous acoustics on adapted anisotropic meshes : Implementation of the particle velocity and temperature variation formulation," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 96, no. 1, pp. 102–114, 2010.

[94] T. Lavergne, N. Joly, and S. Durand, "Acoustic thermal boundary condition on thin bodies : Application to membranes and fibres," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 99, no. 4, pp. 524–536, 2013.

[95] P. Honzík, N. Joly, S. Durand, D. Rodrigues, J.-N. Durocher, and M. Bruneau, "Finite element modelling of acoustic field inside small components : application to an annular slit terminated by an aperture in an infinite screen," *Metrologia*, vol. 49, no. 1, pp. 32–40, 2012.

[96] P. Honzík, Z. Škvor, S. Durand, and M. Bruneau, "Electrostatic transducer with square membrane and non-planar back plate : Simplified model," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 95, no. 5, pp. 866–873, 2009.

[97] L. Meirovitch, *Principles and Techniques of Vibrations*. Prentice Hall, 1997.

[98] B. E. Deal and A. S. Grove, "General relationship for the thermal oxidation of silicon," *Journal of Applied Physics*, vol. 36, no. 12, pp. 3770–3778, 1965.

[99] S. Durand, "Les capteurs intégrés sur silicium." Notes de cours 3ème année d'ENSIM, 2005.

[100] T. Lavergne, *Modélisation analytique et caractérisation expérimentale de microphones capacitifs en hautes fréquences : étude des couches limites thermiques, effets des perforations de l'électrode arrière sur la déformée de membrane.* PhD thesis, Université du Maine, 2011.

[101] D. Biolek, Z. Kolka, and V. Biolkova, "Modeling time-varying storage components in PSpice," in *Proceedings of the Electronic Devices and Systems IMAPS CS International Conference EDS 2007, 2007*, Citeseer, 2007.

[102] A. Love, "Some electrostatic distributions in two dimensions," *Proceedings of the London Mathematical Society*, vol. 2, no. 1, pp. 337–369, 1924.

[103] N. Langton, "The parallel-plate capacitor with symmetrically placed unequal plates," *Journal of Electrostatics*, vol. 9, no. 4, pp. 289–305, 1981.

[104] W. Lin, "Computation of the parallel-plate capacitor with symmetrically placed unequal plates," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 9, pp. 800–807, 1985.

[105] P. Honzík, A. Podkovskiy, S. Durand, N. Joly, and M. Bruneau, "Experimental investigation on the electrostatic receiver with small-sized backing electrode," in *Proceedings, 7th Forum Acusticum 2014 in Kraków*, European Acoustics Association, 2014.

TABLE DES FIGURES

1.1 Évolution de la taille des étiquettes RFID [8]. 8
1.2 Principaux composants du système RFID. 9
1.3 Deux types de couplage entre l'antenne et l'étiquette RFID. 12
1.4 Mouchard du Grand Sceau : le principe de fonctionnement. 14
1.5 Configuration utilisant un filtre actif, un redresseur et un comparateur. 16
1.6 Configuration avec un microcontrôleur. 17
1.7 Configuration du récepteur avec capteur résonant. 17
1.8 Mécanisme d'interaction non-linéaire des ondes générées par l'antenne paramétrique. 19
1.9 Antenne paramétrique AudioBeam de Sennheiser. 19
1.10 Station de base Impinj. 20
1.11 Microphone SPU0414HR5H-SB de Knowles. 21
1.12 Puce RFID EM4325 avec une antenne gravée sur une plaque de circuit imprimé. 21
1.13 Carte d'évaluation STM32L-Discovery de STMicroelectronics contenant le microcontrôleur STM32L152RBT6. 22
1.14 Organigramme de filtre Goertzel. 23
1.15 Spectres des signaux d'entrée (a) et de sortie (b) du filtre de Goertzel. . 25

2.1 Connexion des jauges en pont de Wheatstone [31]. 31
2.2 Vue en coupe du microphone piézorésistif à jauges polycristallines déposées sur la membrane en silicium, d'après Schellin et Hess [32]. 31
2.3 Vue en coupe du microphone piézorésistif à jauges monocristallines réalisées dans la membrane en silicium, d'après Schellin *et coll.* [33]. 32
2.4 Vue en coupe du microphone piézoelectrique réalisé par Royer *et coll.* [35]. 32
2.5 Vue en coupe du microphone piézoelectrique à cantilever développé par Lee et White [36]. 33
2.6 Structure d'un microphone électrodynamique. 34

2.7 Vue en coupe du prototype de microphone électrodynamique MEMS développé par Tounsi *et coll.* [38]. 35
2.8 Vue en coupe du microphone otique développé par Kadirvel *et coll.* [46]. 36
2.9 Vue en coupe du microphone capacitif de Wente [48]. 37
2.10 Vue en coupe du microphone à électret développé par Hohm *et coll.* [50]. 38
2.11 Microphone développé par Scheeper *et coll.* [57]. 39

3.1 Microphones capacitif Western Elecric [63]. 45
3.2 Vue en coupe du microphone "lipstick" de Altec Lansing [65]. 45
3.3 Vue éclatée du microphone Brüel & Kjær 1/2 de pouce [69]. 46
3.4 Géométrie du système étudié. 47
3.5 Hypothèses simplificatrices et conditions aux limites. 49
3.6 Solutions des modèles de transducteur, analytique et numérique : module de la sensibilité. 57
3.7 Solutions des modèles de transducteur, analytique et numérique : phase de la sensibilité. 57
3.8 Module de la sensibilité en pression pour un transducteur carré, obtenue par la méthode analytique des surfaces équivalentes, par la méthode analytique de déplacements moyens équivalents et par le modèle numérique. 61

4.1 Capteur acoustique en technologie hybride. 66
4.2 Substrats SOI oxydés en sortie de four d'oxydation thermique. 69
4.3 Synopsis de la procédure de fabrication des membranes sur le substrat SOI. 73
4.4 Schéma du dispositif expérimental. 75
4.5 Déplacement au centre de la membrane du capteur réalisé en technologie hybride. 75
4.6 Champ de déplacement de la membrane du capteur réalisé en technologie hybride à la fréquence de résonance. 76
4.7 Schéma-bloc du conditionneur développé. 77
4.8 Prototype de conditionneur utilisé lors des mesures acoustiques. 78
4.9 Photo de l'électrode arrière et de la cavité périphérique usinées sur PCB. 78
4.10 Capacité statique mesurée pour le capteur réalisé en technologie hybride. 79
4.11 Schéma du dispositif expérimental. 80
4.12 Niveau sonore mesuré par le microphone de référence G.R.A.S. 40BP. . 81
4.13 Tension en sortie du capteur réalisé en technologie hybride. 82
4.14 Sensibilité du capteur réalisé en technologie hybride. 82
A.1 Schéma du dispositif expérimental pour la caractérisation de l'antenne Sennheiser AudioBeam. 91

A.2 Niveau sonore mesuré à la distance $x = 50\,\text{cm}$ en fonction de la fréquence. 92
A.3 Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe x. 92
A.4 Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 35\,\text{cm}$. 93
A.5 Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 70\,\text{cm}$. 93
A.6 Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 105\,\text{cm}$. 94
A.7 Niveau sonore en fonction de la distance suivant l'axe y pour $x = 140\,\text{cm}$. 94
B.1 Schéma du dispositif expérimental de mesure sous pression partielle des modes des membranes SOI. 97
B.2 Réponse des membranes SOI pour différents niveaux de pression. 98
B.3 Fréquences de résonance pour différents niveaux de pression. 99
B.4 Déplacements en résonance pour différents niveaux de pression. 99

LISTE DES TABLEAUX

1.1 Classification internationale des ondes radios [12]. 11
1.2 Fréquences conditionnées pour les applications RFID [12]. 11

3.1 Propriétés du fluide thermovisqueux. 56
3.2 Paramètres du transducteur. 56
3.3 Paramètres des transducteurs carré et circulaire équivalent calculés par la méthode de déplacements moyens équivalents. 60

4.1 Paramètres de transducteur réalisé en technologie hybride. 74

l'université nantes angers le mans
PÔLE DE RECHERCHE ET D'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR

Université du Maine

Thèse de Doctorat

Alexey PODKOVSKIY

Conception et réalisation d'un transducteur acoustique miniature

Conception and realization of miniature acoustic sensor

Résumé

Ce travail est consacré au développement d'un capteur acoustique miniature à transduction capacitive destiné à être intégré dans un système RFID afin de l'améliorer, en dépassant les limitations actuelles de ce dernier, à savoir la faible sélectivité de détection des transpondeurs dans une zone bien définie ainsi que leur mauvaise localisation. La description d'un système Acoustique-RFID, dont le capteur développé fait partie ainsi que l'analyse de sa faisabilité, à l'exemple du premier prototype réalisé sont exposés en détails dans ce manuscrit.

La configuration du capteur étudié lui offre les avantages d'avoir une bonne performance tout en gardant une forme simple qui peut être aisément réalisée avec les techniques MEMS pour une production à grande échelle. Ce transducteur est constitué d'une membrane circulaire ou carrée et une électrode arrière centrée, de même forme mais de dimensions plus petites, séparées par une très fine couche de fluide, ainsi qu'une petite cavité située à la périphérie de l'électrode, de dimensions extérieures très proches de celles de la membrane. Le comportement de ce capteur est analysé en détail. Cette étude se base sur deux approches mathématiques originales (analytique et numérique), dont les résultats convergent malgré un niveau différent des hypothèses-simplificatrices sur lesquelles reposent ces deux modèles. Finalement, une méthode de réalisation du transducteur en technologie hybride, qui associe le procédé MEMS avec les techniques classiques des circuits imprimé, est présentée. Le prototype développé est aussi caractérisé expérimentalement et les résultats obtenus correspondent bien aux caractéristiques fournies par les modèles théoriques.

Mots clés

Acoustique, RFID, transducteur capacitif, modélisation analytique, modélisation numérique, MEMS

Abstract

This work is devoted to the development of capacitive miniature acoustic sensor to be integrated in an RFID system in order to exceed some of its current limitations, i.e. the low selectivity of detection of transponders in a well-defined area and their bad localisation. The description of an acoustic-RFID system including sensor development and the analysis of its feasibility on the example of the first prototype realization are detailed in this manuscript.

The unusual configuration of the studied sensor offers the benefits of having a significant performance while keeping a simple form that can be easily achieved with standard MEMS techniques and thus successively marketed in perspective. This transducer consists of a circular or square membrane, a centered backing electrode with the same shape, but with smaller dimensions which define a thin fluid layer between them, and a small cavity at the periphery of the backing electrode whose external dimensions are very close to the ones of the membrane. The architecture of the developed sensor is the subject of a deep theoretical study of its behavior. This investigation is based upon two original mathematical approaches (analytical and numerical ones) whose results show a high convergence despite the different-levels of simplifying assumptions on which these models are based. Finally, the transducer is made with the use of a hybrid technology, that includes the MEMS process associated with conventional printed circuit manufacturing techniques, which is presented step by step. The developed prototype is characterized experimentally and the measured results correspond to the ones predicted by theoretical models.

Key Words

Acoustics, RFID, capacitive transducer, analytical modeling, numerical modeling, MEMS

L'Université Nantes Angers Le Mans