

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE  
Faculté de génie  
Département de génie mécanique

Conception et fabrication de  
micro-résonateurs pour la réalisation d'une  
puce neuromorphique

Mémoire de maîtrise  
Spécialité : génie mécanique

Salim MEJAOURI

Sherbrooke (Québec) Canada

Mars 2018



# MEMBRES DU JURY

Julien SYLVESTRE

---

Directeur

Luc FRÉCHETTE

---

Évaluateur

Dominique DROUIN

---

Évaluateur



# RÉSUMÉ

La miniaturisation des transistors ayant atteint ses limites, des technologies alternatives capables de traiter les données sont aujourd'hui beaucoup étudiées. Dans ce contexte, nous développons une architecture de réseau de neurones mécaniques, capable de résoudre efficacement des problèmes non-triviaux comme la classification ou la prédiction de fonctions chaotiques. Cette architecture est inspirée des travaux sur les réseaux de neurones récurrents (RNN), et plus particulièrement du *reservoir computing*. Le dispositif est un réseau d'oscillateurs MEMS anharmoniques, lui permettant ainsi d'être compact et de consommer peu d'énergie. Les poutres en silicium bi-encastées ont été choisies pour réaliser le dispositif, sachant qu'elles ont été largement étudiées et sont simples à implémenter. Nous présentons ici le travail expérimental sur les MEMS non linéaires qui seront utilisés par la suite pour réaliser le dispositif. Des simulations numériques du réseau ont permis, dans un premier temps, d'identifier les requis sur la dynamique des résonateurs. Ceux-ci ont été par la suite conçus de manière à répondre le mieux possible à ces requis. Un couplage mécanique efficace a été élaboré pour relier chacun des oscillateurs. Afin de prédire précisément le comportement des résonateurs couplés dans le régime linéaire et non linéaire, des analyses par éléments finis ont été réalisées. Un procédé de micro fabrication rapide et simple a été développé. Enfin, les structures ont été caractérisées optiquement et électriquement. Les résultats expérimentaux sont en accord avec les simulations ce qui suggère que notre approche convient à la conception et à la fabrication d'un dispositif neuromorphique.

**Mots-clés :** Reservoir Computing, MEMS, non-linéarité, micro fabrication



# TABLE DES MATIÈRES

<b>1</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>1</b>
1.1	Contexte du traitement de l'information	1
1.1.1	Limites de la loi de Moore	1
1.1.2	Origines des réseaux neuronaux	1
1.1.3	Les dispositifs neuromorphiques	2
1.2	Contexte des capteurs	3
1.2.1	Un secteur en expansion	3
1.2.2	Position privilégiée des systèmes micro électromécaniques	3
1.2.3	Vers des capteurs intelligents	4
1.3	Problématique et Objectifs du projet	5
1.3.1	Formulation du problème	5
1.3.2	Objectifs et livrables	5
1.4	Méthodologie	5
1.5	Réalisations	6
<b>2</b>	<b>ÉTAT DE L'ART</b>	<b>9</b>
2.1	Étude des réseaux neuronaux	9
2.1.1	Principe et exemples d'implémentation	9
2.1.2	Présentation du <i>reservoir computing</i>	10
2.1.3	Calcul en réservoir mécanique	13
2.2	Modèle d'un résonateur mécanique	14
2.2.1	Oscillateur mécanique linéaire	15
2.2.2	Non-linéarité	16
2.3	Micro fabrication des MEMS	17
2.3.1	Types de micro résonateurs	18
2.3.2	Types de matériaux et de procédé	19
2.3.3	Méthodes d'excitation	21
2.3.4	Méthodes de détection	22
2.4	Conclusions	23
<b>3</b>	<b>MODÈLES</b>	<b>25</b>
3.1	Géométrie du problème	25
3.1.1	Poutre <i>in-plane</i> micro fabriquée	25
3.1.2	Solution de couplage	25
3.2	Équations mécaniques	26
3.2.1	Équation de mouvement	26
3.2.2	Profils des modes de vibration	26
3.2.3	Fréquence de résonance de la structure	27
3.2.4	Coefficient de non-linéarité	28
3.3	Équations électriques	29
3.3.1	Excitation électrostatique	29

3.3.2	Méthode de mesure piézo-résistive avec jauges . . . . .	30
<b>4</b>	<b>CONCEPTION</b>	<b>33</b>
4.1	Conception du micro résonateur et du couplage mécanique . . . . .	33
4.1.1	Concept du réservoir . . . . .	33
4.1.2	Simulation du réservoir et détermination de ses paramètres . . . . .	34
4.1.3	Souplesse des paramètres des oscillateurs . . . . .	35
4.1.4	Limites des outils de micro fabrication . . . . .	35
4.1.5	Définition des paramètres de la poutre . . . . .	36
4.2	Analyses élément finis de la dynamique . . . . .	36
4.2.1	Étude de la non-linéarité . . . . .	36
4.2.2	Analyse du couplage . . . . .	41
4.2.3	Géométrie des jauges de contraintes . . . . .	45
<b>5</b>	<b>RÉALISATION</b>	<b>47</b>
5.1	Fabrication . . . . .	47
5.1.1	Substrat . . . . .	47
5.1.2	Masques . . . . .	47
5.1.3	Procédé . . . . .	48
5.2	Résultats . . . . .	51
<b>6</b>	<b>CARACTÉRISATION ET RÉSULTATS</b>	<b>53</b>
6.1	Méthode de détection dynamique . . . . .	53
6.1.1	Mesures électriques . . . . .	53
6.1.2	Mesures Optiques . . . . .	55
6.2	Résultats . . . . .	56
6.2.1	Poutre Simple . . . . .	56
6.2.2	Poutres couplées . . . . .	59
<b>7</b>	<b>DISCUSSION</b>	<b>63</b>
7.1	Procédé de micro fabrication . . . . .	63
7.2	Analyse de la dynamique des résonateurs . . . . .	65
7.2.1	Divergence théorie - expérimental . . . . .	65
7.2.2	Effet de l'amortissement . . . . .	65
7.2.3	Non-linéarité - Comparaison éléments finis - expérimental . . . . .	66
7.3	Efficacité du couplage . . . . .	67
7.4	Retour sur les méthodes de mesures . . . . .	67
7.4.1	Électrique . . . . .	67
7.4.2	Optique . . . . .	68
7.4.3	Tension d'excitation . . . . .	68
7.4.4	Comparaison des deux méthodes . . . . .	69
7.5	Pertinence du micro système pour le réservoir . . . . .	70
<b>8</b>	<b>CONCLUSION</b>	<b>71</b>
8.1	Sommaire . . . . .	71
8.2	Contributions . . . . .	72

---

---

8.3 Travaux futurs . . . . .	73
<b>A Fonctionnement d'un <i>lock-in</i> amplififier</b>	<b>77</b>
<b>B Simulation du réservoir</b>	<b>79</b>
B.1 Réseau à une dimension . . . . .	79
B.2 Réseau à deux dimensions . . . . .	80
B.3 Souplesses des paramètres . . . . .	80
<b>C Procédé de micro fabrication détaillé</b>	<b>83</b>
<b>D Piézo résistivité</b>	<b>85</b>
<b>LISTE DES RÉFÉRENCES</b>	<b>89</b>

---



# LISTE DES FIGURES

2.1	Comparaison des types d'entraînement. A. Réseau de neurones récurrent traditionnel, où l'entraînement adapte tous les poids de connexions. B. Cas du <i>Reservoir Computing</i> où seulement les poids de sorties sont adaptés. Source : [34] . . . . .	11
2.2	Schéma du réservoir composé d'une suite d'oscillateurs mécaniques linéaires et non linéaires ( $\beta = 0$ et $\beta > 0$ ) couplés par des ressorts linéaires. Source : [15] . . . . .	13
2.3	Matrice de confusion pour la reconnaissance de chiffres parlés. Le code couleur représente pour chaque chiffre soumis au dispositif (en abscisse) la probabilité qu'il soit reconnu par le réseau d'oscillateurs comme tel chiffre (en ordonnée). Les nombres en haut de chaque colonne correspondent aux taux de succès pour chaque chiffre, soit lorsque le réseau le classe bien. Source : [15] . . . . .	14
2.4	Système masse - ressort - amortisseur. Source : [1] . . . . .	15
2.5	Réponse en fréquence d'un oscillateur mécanique non linéaire de Duffing. Source : [26] . . . . .	18
2.6	A. Poutre cantilever. B. Disques. C. Poutre doublement encastrée. Sources : [32, 61, 62] . . . . .	19
2.7	Procédé de micro fabrication en surface. Source : [18] . . . . .	20
2.8	Procédé de micro fabrication en volume ( <i>bulk</i> ). Source : [60] . . . . .	20
3.1	Schéma d'une poutre bi encastrée de longueur $L$ , de largeur $b$ et de hauteur $h$ séparée du substrat par l'oxyde, d'épaisseur $e_{ox}$ . La poutre se déplace suivant la flèche rouge, soit dans le plan. . . . .	25
3.2	Schéma de deux poutres couplées par une poutre de largeur $w_c$ , dont les extrémités (en noir) sont ancrées. . . . .	25
3.3	Profils normalisés des 4 premiers modes de vibrations d'une poutre de $300 \mu\text{m}$ . . . . .	28
3.4	Poutre doublement encastrée avec jauges (en bleu). Les zones hachurées sont fixées au substrat. La variation de résistance des jauges est de même amplitude $\delta R$ , mais opposée. Source : [47] . . . . .	31
4.1	Schéma du fonctionnement du dispositif à réaliser. . . . .	33
4.2	Maillage d'une poutre bi encastrée. La force latérale appliquée au centre de la poutre sur toute sa hauteur est représentée par les flèches rouges. . . . .	37
4.3	Déformée d'une poutre bi encastrée obtenue via l'analyse <i>modal</i> du logiciel ANSYS. Le déplacement dans la direction ( $Oy$ ) de chaque élément est représenté par un code couleur allant du bleu foncé pour les valeurs quasi nulles au rouge pour les plus grands déplacements de la structure. . . . .	38

4.4	Modélisation numérique d'un oscillateur de Duffing. Les paramètres utilisés correspondent à une poutre de $300 \times 4 \times 10 \mu\text{m}^3$ . Dans l'encart, les points noirs sont les couples $(x_{max}^2; f_{saut}^2)$ pour chaque valeur de force appliquée. La linéarisation, en rouge, nous permet d'extraire les coefficients de la fonction $f_{saut}^2 A \times x_{max}^2 + B$ où $A = 3\beta/16\pi^2$ et $B = f_0^2$ . . . . .	40
4.5	Résultat de l'analyse <i>transient</i> par éléments finis sur la poutre. . . . .	41
4.6	Maillage du couplage entre deux poutres. Sa largeur $w_c$ et sa longueur $L_c$ sont respectivement égal à 2 et 4 $\mu\text{m}$ . . . . .	42
4.7	Déformée de deux poutres couplées obtenues via l'analyse <i>modal</i> de ANSYS. Les poutres sont ici en phases. Le mode correspondant à l'opposition de phase devrait être à la même fréquence, mais l'erreur numérique du logiciel l'a décalé de quelques Hz. . . . .	42
4.8	Balayage sur la largeur du couplage $w_c$ de deux poutres. . . . .	43
4.9	A. Couplage $w_c = 2\mu\text{m} - \Delta\phi = 0.25\mu\text{s}$ B. Couplage $w_c = 4\mu\text{m} - \Delta\phi = 3\mu\text{s}$ .	44
4.10	Évolution du ratio d'amplitude $\chi$ lors d'un balayage sur la largeur des poutres $b$ pour une largeur de couplage fixée à 3 $\mu\text{m}$ . . . . .	44
5.1	Motif de deux poutres couplées du masque de photolithographie. En jaune la première étape (définition des structures dans le silicium), en bleu la seconde (métallisation des pads). . . . .	48
5.2	Principales étapes du procédé. A. Substrat de SOI - en bleu le <i>device</i> , silicium dopé p, en rouge le <i>box</i> ou couche sacrificielle, oxyde de silicium, en gris le <i>handle</i> , silicium peu dopé p. B. Définition des motifs par photolithographie et gravure plasma. C. Métallisation par <i>lift-off</i> . D. Libération de la structure à l'aide d'un procédé HF vapeur <i>home made</i> . . . . .	50
5.3	Échantillon collé sur un PCB et micro soudé. . . . .	50
5.4	Images des structures réalisées au MEB . . . . .	51
6.1	Schéma électrique du montage. L'appareil de mesure schématisé par $V$ , le potentiel $V_{read}$ et la composante AC de $V_{drive}$ sont contenus dans le <i>lock-in amplifier</i> . La poutre est schématisée par les deux résistances $R_P$ et les jauges de mesures par $R_J + \Delta R$ et $R_J - \Delta R$ . La capacité $C_D$ modélise le condensateur formé par la poutre et l'électrode d'excitation. . . . .	53
6.2	Image 3D obtenue à l'aide du profilomètre optique Fogale. . . . .	55
6.3	Signal obtenu lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ . $BW_{3dB} = 500$ mHz. En noir, l'échantillon est dans l'air (pression atmosphérique) et en rouge dans le vide ( $P = 0.4$ atm). . . . .	56
6.4	Signal obtenu au <i>lock-in</i> lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ . $BW_{3dB} = 500$ mHz. . . . .	57
6.5	Signal obtenu au <i>lock-in</i> lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ . $BW_{3dB} = 500$ mHz. . . . .	58

6.6	Signal obtenu au profilomètre lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ . On augmente à chaque balayage la tension d'excitation $V_{AC}$ . Dans l'encart, les ronds rouges correspondent aux couples $(x_{max}^2; f_{saut}^2)$ et la ligne en tirets à la linéarisation des données. On extrait de cette façon le coefficient directeur de la fonction. . . . .	58
6.7	Signal obtenu lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre $(b, h, L) = (6, 10, 300)\mu\text{m}$ . On augmente à chaque balayage la tension d'excitation $V_{AC}$ . . . . .	59
6.8	Réponse en fréquence d'une poutre non excitée. . . . .	60
6.9	Comparaison des réponses en fréquences de la poutre excitée et non-excitée. . . . .	60
7.1	Mesure des dimensions d'une poutre au MEB. La gravure plasma a été trop longue c'est pourquoi les jauges n'ont pas tenu et des résidus de silicium sont sur l'échantillon. . . . .	63
7.2	Observation de la résine après exposition et développement. On voit qu'elle n'est pas bien formée au niveau des jauges de contraintes. . . . .	64
7.3	Comparaison des résultats de caractérisation électrique et optique d'une poutre $(b, h, L) = (7, 10, 500)$ . . . . .	69
A.1	Schéma block du <i>lock-in amplifier</i> MFLI Zurich Instruments. [24] . . . . .	77
A.2	Graphique représentant le signal mesuré en noir. On s'intéresse à la composante du signal à $f_i$ . Après mixage avec un signal de fréquence $f_i$ (porteuse), l'ensemble de la réponse se décale (en rouge). Le filtre passe-bas représenté (en bleu) permet de s'affranchir des signaux aux autres fréquences que la porteuse. . . . .	78
B.1	Prédiction de la fonction de parité à différents ordre. Source : [15] . . . . .	79
B.2	Prédiction de la fonction de Mackey-Glass. Le réseau est entraîné sur 500 période (courbe verte). À partir de 0, la consigne n'est plus appliquée et le réseau se comporte comme un oscillateur de Mackey-Glass. La courbe rouge correspond à la réponse du réseau et la bleu celle de la consigne. Source : [15]. . . . .	80
B.3	Taux de succès du réservoir en fonction du facteur de Qualité. Source : [15]	81
B.4	Taux de succès du réservoir en fonction de la pulsation d'excitation. Source : [15] . . . . .	81

---



# LISTE DES TABLEAUX

4.1	Paramètres géométriques des poutres modélisées . . . . .	36
4.2	Paramètres du matériau utilisé dans l'analyse éléments finis. . . . .	37
4.3	Paramètres géométriques des jauges. . . . .	45
5.1	Caractéristiques du SOI utilisé . . . . .	47
5.2	Comparaison des dimensions des structures prévues et mesurées après fabrication. . . . .	51
7.1	Résultats de la caractérisation des poutres. . . . .	65
C.1	Procédé de micro fabrication détaillé . . . . .	83
D.1	Composantes du tenseur de coefficient piézo-résistif du silicium (en $10^{-11}\text{Pa}^{-1}$ ). Source : [10] . . . . .	86



# LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Définition
$L$	Longueur de la poutre
$b$	Largeur de la poutre
$h$	Épaisseur de la poutre
$d$	Distance entre la poutre et l'électrode d'excitation
$e_{ox}$	Épaisseur de l'oxyde
$M_{eff}$	Masse effective de la poutre
$K_{eff}$	Rigidité effective de la poutre
$\zeta_{eff}$	Masse effective de la poutre
$F$	Force appliquée à la poutre
$x$	Déplacement du centre de la poutre
$\ddot{x}$	Accélération du centre de la poutre
$\dot{x}$	Vitesse du centre de la poutre
$t$	Variable temporelle
$\omega_0$	Pulsation fondamentale de la poutre
$f_0$	Fréquence de résonance fondamentale de la poutre
$f_r$	Fréquence de résonance réelle de la poutre
$Q$	Facteur de qualité de la poutre
$\beta$	Coefficient de Duffing
$F_e$	Force électrostatique appliquée au centre de la poutre
$V$	Différence de potentiel
$V_{DC}$	Offset du signal $V$
$V_{AC}$	Composante alternative du signal $V$
$C$	Capacité formée par la poutre et l'électrode d'excitation
$R$	Résistance électrique
$\epsilon$	Déformation
$\sigma$	Contrainte
$G$	Facteur de jauge du silicium
$\rho$	Masse volumique du silicium
$\rho$	Module d'Young du silicium
$\epsilon_0$	Permittivité du vide
$\epsilon_r$	Permittivité relative du matériau
$E_i$	Champ électrique dans une direction $i$
$J_i$	Densité de courant dans une direction $i$
$\pi_{ij}$	Coefficient piézo-résistifs du matériau dans la direction $i, j$
$E_i$	Champ électrique dans une direction $i$
$F_g$	Force appliquée aux extrémités des jauges
$s_g$	Section des jauges
$P_n$	Fonction Parité
$\gamma_s$	Énergie de surface du silicium

Continue sur la page suivante

$w_c$	Largeur de la poutre de couplage
$u_1$	Déplacement de la poutre excitée
$u_2$	Déplacement de la poutre non-excitée
$\chi$	rapport $u_2/u_1$
$\omega_d$	pulsation de la force d'excitation
$\omega_{read}$	pulsation de lecture du signal (fréquence du <i>lock-in</i> )
$BW_{3dB}$	Bande passante à -3dB du filtre passe-bas du <i>lock-in amplifier</i>
$k_B$	Constante de Boltzmann
$\epsilon_{th}$	Déformation thermique
$\alpha$	Coefficient d'expansion thermique du silicium

---

---

# LISTE DES ACRONYMES

---

<b>Acronyme</b>	<b>Définition</b>
MEMS	Micro Electro Mechanic System
RNN	Recursive Neural Network
RC	Reservoir Computing
FPGA	Field Programmable Gate Array
SNN	Spiking Neural Network
PCB	Printed Circuit Board
RC	Reservoir Computing

---



# CHAPITRE 1

## INTRODUCTION

### 1.1 Contexte du traitement de l'information

#### 1.1.1 Limites de la loi de Moore

Le développement des processeurs depuis les années 60 a permis d'améliorer considérablement les capacités des ordinateurs tout en réduisant leur taille. La loi de Moore énoncée en 1965 par Gordon E. Moore, ingénieur et fondateur d'Intel, prédit qu'avec les années, les progrès au niveau des méthodes de micro fabrication permettraient de réaliser des transistors de plus en plus petits, à coût constant. Cette prédiction s'est vérifiée jusqu'à l'apparition d'effets quantiques indésirables à très petite échelle [36].

La tendance consistant à réduire la taille des transistors, pour augmenter les performances des ordinateurs, est donc révolue. Ceci est à l'origine de l'augmentation, depuis quelques années, du nombre d'études sur d'autres moyens de traitement de l'information et de calcul. Un certain nombre de candidats semblent être prometteurs dans ce cadre. Nous nous intéressons ici à l'un d'entre eux, les réseaux neuronaux artificiels.

#### 1.1.2 Origines des réseaux neuronaux

En parallèle de l'essoufflement de la prévision de Moore, les recherches sur le cerveau, animal et humain, ont beaucoup avancé. Les biologistes ont pu, tout d'abord, identifier sa composition et son organisation, pour ensuite étudier son fonctionnement. Cette étape a nécessité la théorisation des phénomènes chimiques et physiques qui s'y produisent. Les simulations informatiques du cerveau se sont alors révélées très utiles afin de répliquer son fonctionnement [30]. En incluant les phénomènes moléculaires identifiés par les biologistes dans ces simulations, les chercheurs ont pu en apprendre plus sur le fonctionnement du système complet. Ces programmes sont ce que l'on peut appeler des réseaux neuronaux artificiels.

Plus généralement, on parle de réseau neuronal pour caractériser un système de calcul dont la configuration et le fonctionnement sont inspirés de la biologie. Il peut se présenter sous différentes formes, artificielle ou structurelle, mais exhibe en permanence la particularité de pouvoir être optimisé par apprentissage. En le confrontant à un certain

nombre de situations ponctuelles, le système est capable de généraliser son expérience à des situations qui lui sont inconnues jusqu'alors. Cet aspect justifie son utilisation dans de multiples applications telles que le traitement d'image, la reconnaissance vocale ou la prédiction de fonctions complexes.

### 1.1.3 Les dispositifs neuromorphiques

Les réseaux neuronaux implémentés artificiellement sont des programmes informatiques développés sur des processeurs classiques d'ordinateur. Ces dernières années, leurs performances se sont amplement améliorées et un certain nombre de prouesses ont pu être réalisées notamment dans le cadre du *deep learning*. On peut citer les travaux de *Google DeepMind* sur le programme *AlphaGo* [51] capable de jouer au jeu de go et de surpasser les meilleurs joueurs professionnels. Cependant, ces performances sont conditionnées par leur apprentissage, qui demande une grande quantité d'énergie et d'espace de stockage.

On voit aujourd'hui l'émergence de dispositifs physiques dont la structure, de la même façon que ces programmes, est inspirée du fonctionnement du cerveau [36, 50, 53]. Ils constituent une alternative à l'utilisation de micro processeurs pour réaliser des tâches complexes. Pour un certain nombre d'applications, ces dispositifs présentent l'intérêt d'être plus efficaces dans le traitement de l'information, tout en consommant peu d'énergie et en restant compacts.

La réalisation de ces dispositifs, dits neuromorphiques, constitue donc aujourd'hui un enjeu de taille dans le cadre des systèmes embarqués, les télécommunications ou encore le biomédicale. On comprend ainsi pourquoi ils suscitent depuis quelques années déjà l'intérêt d'entreprises [20, 36] et de chercheurs.

Un grand nombre de façons d'implémenter un réseau neuronal ont été démontrées jusqu'à maintenant [28]. Certains paradigmes sont cependant plus adaptés à la réalisation de dispositifs neuromorphiques comme nous le verrons pas la suite. C'est notamment le cas du *reservoir computing* [34] qui nous intéresse ici. Différents travaux sur le sujet ont démontré qu'un réseau suffisamment complexe est capable de traiter des informations, très efficacement. Sachant qu'un réseau neuronal est composé de neurones non linéaires, toutes « entités » non linéaires peuvent potentiellement être utilisées pour réaliser ce genre de dispositif cognitif.

---

## 1.2 Contexte des capteurs

### 1.2.1 Un secteur en expansion

Les capteurs sont des dispositifs permettant de mesurer instantanément une propriété physique dans un environnement donné et de la transformer en une grandeur utilisable. Il existe aujourd'hui un très grand nombre de types de capteurs qui se différencient principalement sur le phénomène physique à observer et son ordre de grandeur. On les classifie généralement selon leur besoin ou non en énergie, capteurs passifs ou actifs et la nature de leur sortie, analogique ou numérique.

La transformation de la grandeur physique à mesurer en grandeur utilisable est opérée par un transducteur. Ce dernier conditionne le type de phénomène à mesurer et le type de sortie. Un capteur peut être composé d'une suite de transducteurs de sorte à obtenir le type de sortie optimale. Parmi les capteurs les plus connus, on distingue :

- **Les capteurs MEMS.** Développés à l'aide de micro systèmes électromécaniques, ces capteurs sont largement utilisés dans le secteur de l'automobile, l'aéronautique ou la robotique, mais aussi dans la téléphonie, la domotique ou les télécommunications ;
- **Les capteurs chimiques et biocapteurs.** Ils sont capables de transformer une grandeur biochimique en signal électrique, et sont donc principalement utilisés dans le secteur biomédical, agroalimentaire ou encore pour l'environnement ;
- **Les capteurs optiques.** Ils consistent généralement à convertir une information sur la lumière environnante en un signal électrique. Leur domaine d'application est multiple.

Les nouvelles générations de capteurs sont généralement sans fil, de plus en plus autonomes énergétiquement et couplés avec des processeurs pour les rendre «intelligents». Ces améliorations sont à la fois la cause et le résultat du développement considérable de cette industrie au cours des dernières années. Les capteurs se sont multipliés et leur domaine d'applications s'est richement diversifié.

Le marché des capteurs se positionne aujourd'hui au premier plan au sein du secteur de l'électronique. Le cabinet *Yole Développement* évalue ce marché à plus de 38 milliards de dollars en 2016 [17] nombre en constante augmentation jusqu'alors. Dans ce contexte, nous nous intéressons ici plus particulièrement aux capteurs MEMS.

### 1.2.2 Position privilégiée des systèmes micro électromécaniques

Les MEMS sont, comme nous l'avons mentionné précédemment, des transducteurs abondamment utilisés dans les capteurs. En raison de leur efficacité énergétique, de leurs di-

mensions aisément réductibles, et de leur bonne intégration avec les transistors, ils sont une cible de choix pour un grand nombre d'applications. Leur popularité a, entre autres, permis de réduire considérablement leur prix de fabrication et donc de vente. Le marché de ce type de dispositif est en expansion, et ce à cause des révolutions technologiques associées notamment à «*l'Internet of Things*» ou encore l'électronique embarquée [1].

Les résonateurs MEMS, introduits en 1967 par Harvey C. Nathanson [38], sont des microstructures résonantes mécaniquement. Au sein des multiples applications des MEMS, une grande partie peut être réalisée à l'aide de micro oscillateurs. L'application en détection, où le changement de fréquence de résonance de la structure renseigne sur l'état de l'environnement, est un exemple. On peut citer aussi leur utilisation pour le *timing* dans les dispositifs électroniques (en remplacement des cristaux de quartz) ou encore en tant que filtre analogique.

Ces dispositifs sont destinés à devenir les plus utilisés dans ces secteurs, mais du travail reste encore à être réalisé au niveau des matériaux utilisés, de l'encapsulation des dispositifs ou encore de leur stabilité thermique.

### 1.2.3 Vers des capteurs intelligents

Nous avons vu dans 1.2.1 que les nouvelles générations de capteurs tendent à être de plus en plus autonomes. On cherche aujourd'hui à créer des capteurs capables d'extraire une information d'un environnement, de la trier et de l'analyser. On parle de capteurs intelligents.

Du fait de leur grand potentiel d'intégration en micro électronique, les résonateurs MEMS sont très intéressants pour ce type de dispositifs. Le couplage direct entre le processeur (composé de transistors) et le transducteur MEMS produit un gain en espace, en énergie de transmission d'informations et en efficacité (réduction du temps de transmission).

Ce genre de dispositifs est aujourd'hui bien développé et constitue une approche vers la réalisation de capteurs intelligents. Nous présentons dans ce mémoire une autre approche qui permettrait de s'affranchir du micro processeur pour réaliser le traitement et l'analyse de l'information.

---

## 1.3 Problématique et Objectifs du projet

### 1.3.1 Formulation du problème

Les réseaux neuronaux et plus particulièrement les *reservoir computers* représentent aujourd'hui un important sujet de recherche tant au niveau de la façon dont ils sont implémentés que leur domaine d'application. Bien que beaucoup de travaux aient été réalisés sur ce sujet, peu d'entre eux présentent la fabrication d'un dispositif neuromorphique à proprement parler. D'autre part, nous avons remarqué que les résonateurs MEMS, en plus d'être de bons capteurs, présentent des caractéristiques particulières, notamment au niveau de leur dynamique non linéaire, nous laissant penser qu'agencés d'une certaine manière, ils pourraient être utilisés pour créer des systèmes cognitifs complexes [15]. Ceci nous permet de soulever la question de recherche suivante :

Est-il possible de réaliser un réseau simple d'oscillateurs MEMS anharmoniques dont la dynamique répond aux requis du *reservoir computing* ?

### 1.3.2 Objectifs et livrables

Dans le but de bien répondre à cette problématique, nous nous sommes données un certain nombre de sous-objectifs essentiels à atteindre au cours du projet :

1. Définir les propriétés visées de l'oscillateur à partir des données de simulations du réservoir mécanique ;
2. Identifier le type de résonateur à utiliser ;
3. Modéliser son comportement dans le régime linéaire et non linéaire ;
4. Concevoir et modéliser un couplage mécanique adapté à la réalisation d'un réseau d'oscillateurs ;
5. Développer un procédé de micro fabrication ;
6. Caractériser un oscillateur simple :
  - (a) dans le régime linéaire ;
  - (b) dans le régime non linéaire ;
7. Caractériser le couplage.

## 1.4 Méthodologie

**Recueil et récapitulatif des données de simulations** Le travail de Jean-Christophe Coulombe dans le cadre de ce projet a été de simuler numériquement en langage de programmation *Python* un réservoir composé d'oscillateurs mécaniques anharmoniques. Il a

---

ainsi abouti à un système particulier, capable de réaliser des tâches de classification complexes.

Notre approche est tout d'abord d'utiliser les paramètres de ce réservoir « parfait » et de les associer aux paramètres physiques d'un réseau d'oscillateurs mécaniques.

**Définition du type de résonateur et conception d'un couplage** La connaissance de ces paramètres, et la revue de littérature sur les MEMS nous permettent par la suite de choisir un type de résonateur à utiliser. Nous allons par ailleurs imaginer un concept de couplage adapté à celui-ci et à l'agencement en réseau.

**Modélisation théorique et par éléments finis** Afin de prédire avec précision le comportement mécanique des oscillateurs, une analyse théorique est réalisée. On valide la conception des dispositifs avec des simulations par éléments finis de la structure.

**Développement d'un procédé de micro fabrication** Les caractéristiques du dispositif nous orientent ensuite sur le choix des matériaux. Les étapes et les outils du procédé que nous utilisons imposent aussi des conditions sur les matériaux. Le procédé développé doit donc répondre à ces exigences tout en assurant une certaine efficacité.

**Caractérisation des oscillateurs** On procède ensuite à la caractérisation. Celle-ci est faite électriquement et optiquement sur une poutre simple dans un premier temps, puis sur des poutres couplées.

**Design du *reservoir computer*** Les résultats obtenus nous permettent finalement de conclure sur la faisabilité d'un réservoir de dix poutres couplées. On soulève ainsi les enjeux des futurs travaux sur le sujet.

## 1.5 Réalisations

Dans ce mémoire, nous présentons les travaux que nous avons réalisés sur le dimensionnement, la modélisation, la fabrication et la caractérisation de micro poutres bi-encastées couplées. Ces travaux ont été faits dans l'optique de vérifier la faisabilité d'un réseau de neurones simple capable de réaliser des tâches non triviales de classification et de prédiction. Dans le processus, différents concepts innovants ont été mis en évidence.

---

Dans un premier temps, nous avons identifié les requis sur la dynamique du réservoir afin qu'il soit performant. À partir des données de la simulation et de simples équations physiques, le « portrait-robot » du résonateur et du couplage idéal ont été établis.

Les possibilités au niveau des outils de fabrication et de caractérisation ont orienté, par la suite, le choix du type de structure et le procédé pour la réaliser. Un couplage simplement intégrable et assez efficace a été conceptualisé et modélisé.

Une importante étape d'analyse par éléments finis a été nécessaire pour vérifier les hypothèses sur la non-linéarité du résonateur et sur le dimensionnement du couplage mécanique. Un procédé de micro fabrication, rapide et simple, a été développé dans les infrastructures du 3IT. Celui-ci permet une certaine souplesse dans les dimensions des structures à fabriquer.

Enfin, nous avons caractérisé dans leur régime linéaire et non linéaire des résonateurs simples et couplés. Une approche sur la réalisation du réservoir a été proposée à partir de la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux.



# CHAPITRE 2

## ÉTAT DE L'ART

### 2.1 Étude des réseaux neuronaux

#### 2.1.1 Principe et exemples d'implémentation

Un réseau neuronal est constitué de neurones interconnectés entre eux par ce qu'on appelle des synapses. Ces derniers déterminent comment les données d'entrée sont traitées par le réseau. Au cours de l'apprentissage, les paramètres des synapses sont adaptés afin de permettre au système de converger vers la réponse la plus proche possible de l'objectif. En considérant ce modèle simple, on peut dire que la capacité de calcul du système est concentrée dans son organisation parallèle et la capacité de ses neurones à traiter des signaux rapidement.

**Différents modèles** Un certain nombre de façon d'implémenter un réseau neuronal existe à ce jour. Le neurone, à proprement parler, a donc été modélisé de différentes façons. Dans un de ces modèles, les neurones sont modélisés par des pics discrets dans le temps, on parle de *spiking neural network* (SNN) pour décrire un tel système. Celui-ci a démontré une efficacité remarquable pour des tâches de reconnaissance [53].

L'entraînement des réseaux de neurones, qui consiste à « apprendre » au système une tâche, a été beaucoup étudié. Plusieurs méthodes d'entraînement ont été mises en évidence par les chercheurs jusqu'à maintenant. C'est le cas des *Reccurent Neural Networks* où l'état du système est conservé un laps de temps, et ce grâce à sa récursivité. Cette approche est très performante pour des tâches nécessitant des entrées séquentielles telles que la reconnaissance vocale ou d'images [28].

**Implémentation en *hardware*** Comme nous l'avons suggéré dans l'introduction, de plus en plus de travaux se concentrent aujourd'hui sur la réalisation de dispositifs neuro-morphiques. Les différents concepts présentés plus haut sont alors mis en œuvre « physiquement ».

Dans ce cadre, Qi Yan Sun et al présente dans une publication [53] une architecture de SNN à implémenter sur des FPGA pour réaliser de la reconnaissance de formes. Le même

genre de travaux ont été réalisés par Qian Wang un peu plus tôt [63], et à l'aide de transistors [36].

Une approche remarquable est l'utilisation de memristors<sup>1</sup>, structures métal-isolant-métal, comme neurones programmables. L'émergence des memristors comme résistances non volatiles a permis le développement de circuits neuromorphiques ces dernières années [2, 27, 49, 65]. Ces dispositifs démontrent des performances remarquables notamment dans la reconnaissance de formes et de mots. Une autre tendance importante est la réalisation de réseaux neuronaux basés sur l'optique [50, 59].

Ces travaux suggèrent que les défis majeurs dans la réalisation de réseaux neuronaux *hardware* sont la flexibilité des poids synaptiques et le stockage de leur mémoire. C'est ce qui nous a conduits à nous intéresser à un modèle où l'apprentissage est simplifié, le *reservoir computing*.

### 2.1.2 Présentation du *reservoir computing*

**Concept** Le *reservoir computing* est un paradigme des réseaux neuronaux récurrents suggéré par Herbert Jaeger en 2001 [34], et développé par beaucoup d'autres chercheurs par la suite [5, 43, 48, 52, 59]. Ce cas particulier repose sur le principe, que l'entraînement doit être fait uniquement sur la sortie du système et non pas sur le réseau en lui-même, comme on peut le voir sur la figure 2.1. L'architecture du réservoir se résume donc à un arrangement aléatoire de neurones interconnectés par des synapses variables. Cette organisation est fixe et reste inchangée au cours de l'apprentissage. Le réservoir est alors relié à des neurones de sortie par des synapses ajustables qui, ensemble, constituent la couche finale de lecture appelée *read out*. Cette dernière consiste en d'autres termes en une simple matrice de pondération. L'apprentissage du réseau se résume donc à calculer les poids nécessaires pour obtenir la bonne réponse du système.

**Formalisme** On se propose de décrire plus rigoureusement ce genre de système, de façon semblable à Jaeger [33, 34]. La couche de sortie du réseau ci-dessus peut être modélisée par la relation :

$$y(n) = W^{out} [1; u(n); x(n)] \quad (2.1)$$

où  $n$  est le temps,  $W^{out}$  est le vecteur rangé des poids synaptiques de sorties  $u(n)$  le signal d'entrée du réseau (scalaire),  $x(n)$  la réponse du réservoir (vecteur colonne) et  $y(n)$  la sortie du réseau, après le *read out*.

---

1. *memory resistor*

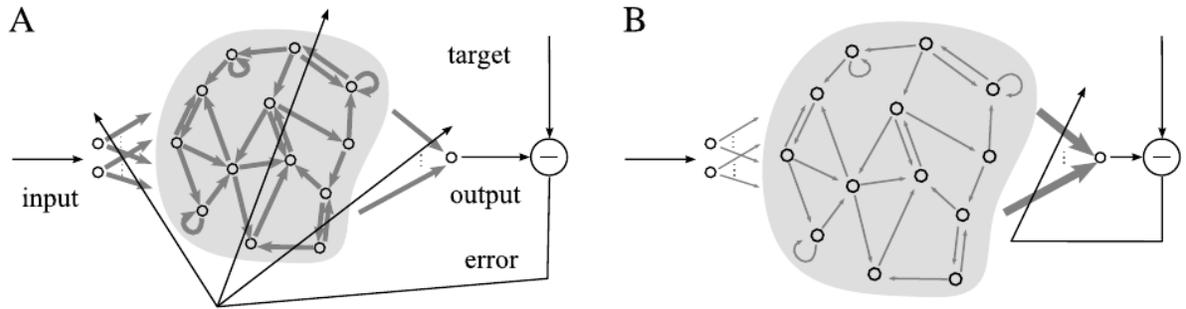


Figure 2.1 Comparaison des types d'entraînement. A. Réseau de neurones récurrent traditionnel, où l'entraînement adapte tous les poids de connexions. B. Cas du *Reservoir Computing* où seulement les poids de sorties sont adaptés. Source : [34]

L'entraînement commence par soumettre au système un vecteur d'entrée  $u$ . Les neurones du réservoir vont alors réagir et générer un vecteur de réponse  $x$  de très grande dimension comparée à celle de l'entrée. La richesse et la diversité de cette réponse sont primordiales pour le système, car elles déterminent son aptitude à être fonctionnel. Cette variété est conditionnée par la non-linéarité des neurones composant le réservoir et leur nombre. La fonction  $f$  permettant ainsi de passer du signal d'entrée  $u$  au vecteur de grande dimension  $x$  est appelée fonction de *kernel* ou encore expansion non linéaire. On peut donc comparer le réservoir à un filtre dynamique non linéaire dont l'efficacité a un impact direct sur les performances du réseau.

La sortie désirée du réservoir est désignée par  $y_{target}$ . L'étape suivante de l'apprentissage, consiste alors à ajuster les poids du vecteur  $W^{out}$  de façon à ce que la sortie,  $y$  coïncide le plus possible à  $y_{target}$ . On utilise, pour ce faire, une régression linéaire permettant de minimiser la moyenne de l'erreur au carré tel que :

$$r = \|Y - Y_{target}\|^2 \quad (2.2)$$

où  $r$  est le résidu à minimiser,  $Y$  et  $Y_{target}$  les matrices regroupant les signaux de sorties du réseau  $y$  et les résultats attendus  $y_{target}$ . Les données générées par le réservoir étant complexes, il est possible que la régression converge vers des solutions « trop » particulières. Le réservoir devient très sensible aux données d'entrée et perd donc sa robustesse et sa capacité à généraliser son expérience. On parle alors d'*over-fitting*. La méthode de régularisation de Tikhonov [64] est généralement utilisée pour éviter ce phénomène. Elle

consiste à ajouter un terme dans la minimisation de l'erreur afin de privilégier les solutions les moins extrêmes.

Si on considère la matrice  $X$  regroupant respectivement les vecteur  $[1; u(n); x(n)]$ , on obtient  $Y = XW^{out}$  et la minimisation de l'erreur consiste à réduire  $r$  tel que :

$$r = \|XW^{out} - Y_{target}\|^2 + \|\Gamma W^{out}\|^2, \quad (2.3)$$

avec  $\Gamma = \gamma I$ , où  $I$  est la matrice identité et  $\gamma$  est le paramètre de régularisation qui permet de réduire la norme des paramètres recherchés. La régression linéaire se résume ainsi à :

$$W^{out} = Y_{target} X^T (X X^T + \gamma^2 I)^{-1}. \quad (2.4)$$

**Caractéristiques requises** La simplicité de cet apprentissage est conditionnée par la complexité du signal généré par le réservoir. Ainsi, en échange d'une dynamique non linéaire complexe, ce type de réseau neuronal est aisément entraînable. Certaines caractéristiques liées à la dynamique du réseau sont requises pour que le réservoir soit efficace [5] :

- Le réseau doit tout d'abord être capable de converger vers le même état, ou même régime dynamique, lorsqu'on le soumet à des entrées similaires. On parle de « propriété d'approximation ».
- D'autre part, des entrées différentes doivent entraîner des états différents du réseau. On parle de « propriété de séparation ».
- Enfin, l'état du réservoir doit dépendre à la fois du signal d'entrée présent, mais aussi de ceux passés récemment. Cette mémoire à court terme, appelée aussi *fading memory*, est essentielle pour l'apprentissage du réseau. Jaeger parle aussi d'*echo state property* pour désigner ce phénomène [34].

**Intérêt dans le projet** Le fait qu'une grande partie physique du réseau soit fixe constitue un avantage majeur dans la réalisation d'un dispositif cognitif et a donc suscité notre attention dans le cadre de ce projet. En effet, cela sous-entend qu'il est possible de fabriquer un réseau utilisable pour différentes applications, sous réserve d'entraîner la couche de sortie pour chacune d'entre elles.

---

### 2.1.3 Calcul en réservoir mécanique

Les travaux de J.C. Coulombe et ses collaborateurs présentent dans un article [15] un concept de dispositif mécanique capable de réaliser du calcul en réservoir. Ce dispositif, représenté sur la figure 2.2, est composé de masses reliées à un substrat par des ressorts non linéaires et couplées entre elles par des ressorts linéaires.

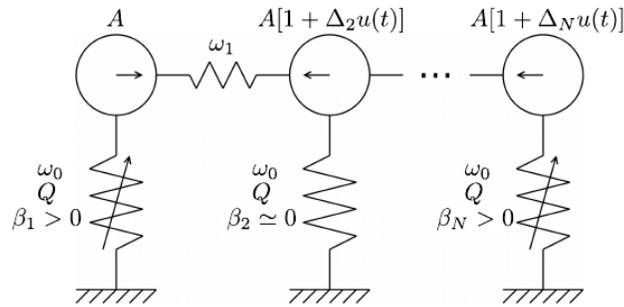


Figure 2.2 Schéma du réservoir composé d'une suite d'oscillateurs mécaniques linéaires et non linéaires ( $\beta = 0$  et  $\beta > 0$ ) couplés par des ressorts linéaires. Source : [15]

Cet arrangement de masses et de ressorts forme un réseau d'oscillateurs anharmoniques dont le comportement est similaire à celui d'un *reservoir computer*. Il démontre une efficacité comparable aux réseaux neuronaux artificiels pour résoudre des problèmes classiques tels que la prédiction de la fonction de parité, que nous aborderons par la suite, ou la classification de mots parlés. Les caractéristiques de ce réseau d'oscillateurs et ses performances sont présentées plus en détails en annexe. On peut néanmoins souligner les résultats obtenus lors de la classification de mots parlés. La figure 2.3 présente le taux de succès d'un réseaux de 400 oscillateurs sur cet essai. Le réseau reconnaît avec un niveau de confiance de 95% le chiffre parlé qu'on lui soumet. Ce résultat est très prometteur sachant qu'il n'y a eu aucun pré-traitement des données avant l'entraînement. Les réservoirs les plus performants présentés dans la littérature sur ce test ont bénéficié de ce pré-traitement et d'une conception dédiée à cette utilisation [15]. Le concept de réseau présenté par Coulombe et al. est, lui, adapté à différents types d'applications et ne nécessite aucun pré-traitement.

Ces travaux suggèrent donc que le traitement mécanique de l'information est réalisable suivant le concept du *reservoir computing*, et ce quel que soit le type d'oscillateurs anharmoniques couplés utilisé. D'autre part, ce dispositif peut potentiellement opérer le *sensing* et le *processing* d'une force à laquelle les résonateurs sont directement couplés.

Au vu de ces résultats et des réalisations préalables dans le domaine [2, 27, 49, 55, 58,

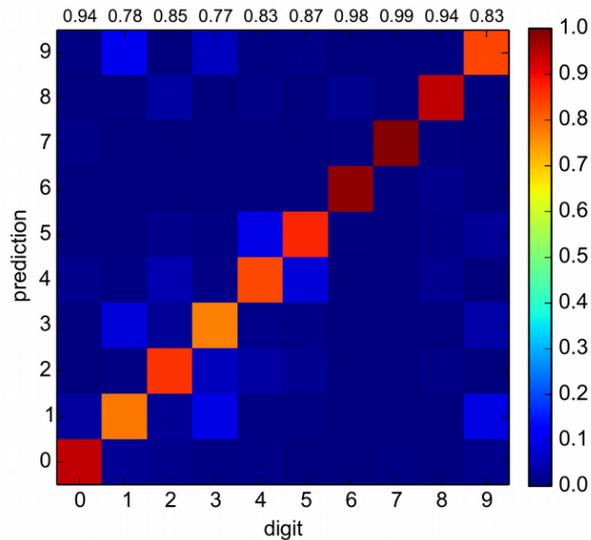


Figure 2.3 Matrice de confusion pour la reconnaissance de chiffres parlés. Le code couleur représente pour chaque chiffre soumis au dispositif (en abscisse) la probabilité qu'il soit reconnu par le réseau d'oscillateurs comme tel chiffre (en ordonnée). Les nombres en haut de chaque colonne correspondent aux taux de succès pour chaque chiffre, soit lorsque le réseau le classe bien. Source : [15]

59, 65], nous avons choisi d'utiliser des oscillateurs mécaniques micro fabriqués comme neurones du réseau. En effet, comme nous allons le voir dans la section 2.2, ces systèmes vérifient les deux propriétés indispensables d'un neurone : le comportement non linéaire et une mémoire.

## 2.2 Modèle d'un résonateur mécanique

Un résonateur est une structure qui peut accumuler de l'énergie dans le cas particulier où cette dernière lui est appliquée périodiquement et avec une fréquence spécifique dite, de « résonance ». Ainsi, s'il est soumis à une telle excitation, il sera le siège d'oscillations plus élevées que pour une autre fréquence d'excitation. On peut noter qu'un résonateur présente un certain nombre de modes de résonance, chacun associé à une forme particulière de mouvement. Le premier étant le mode fondamental de la structure. Ceci constitue une des caractéristiques fondamentales des résonateurs. Après avoir défini un modèle simple d'oscillateur mécanique, nous présenterons dans cette section l'état de l'art des résonateurs micro fabriqués.

### 2.2.1 Oscillateur mécanique linéaire

**Formalisme** Afin de démontrer une résonance, un système mécanique doit pouvoir emmagasiner de l'énergie. On le modélise donc par un système masse-ressort. Ce dernier est associé généralement à un amortisseur, représentant les pertes énergétiques non négligeables d'un système physique. Ceci constitue le modèle le plus simple de résonateur, schématisé sur la figure 2.4 et décrit formellement par l'équation de mouvement suivante :

$$M_{eff} \ddot{x} + \zeta_{eff} \dot{x} + K_{eff} x = F(t), \quad (2.5)$$

avec  $\ddot{x}, \dot{x}, x$ , respectivement l'accélération, la vitesse et le déplacement du résonateur,  $F(t)$  la force d'excitation,  $M_{eff}$  la masse effective du système,  $K_{eff}$  la rigidité effective et  $\zeta_{eff}$  les pertes effectives totales du système.

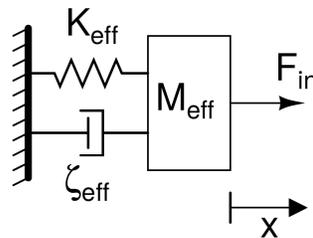


Figure 2.4 Système masse - ressort - amortisseur. Source : [1]

La masse effective du système correspond à sa masse vibrante efficace. Nous reviendrons plus en détail sur le modèle et les équations décrivant les résonateurs que nous réalisons dans le chapitre 3. On peut dès à présent mettre en évidence les caractéristiques fondamentales d'un tel système mécanique.

**Fréquence de résonance** Le phénomène de résonance est, pour les oscillateurs mécaniques, intrinsèquement liés à leur géométrie. En effet, la littérature, très fournie à ce sujet, nous donne accès à des relations mettant en jeu les fréquences de résonance, ou modes propres d'oscillations, et les paramètres géométriques de l'oscillateur en question. Ces formules sont dérivées de l'équation de mouvement 2.4 telle que :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{eff}}{M_{eff}}}, \quad (2.6)$$

avec  $\omega_0$  la pulsation fondamentale sans amortissement et  $f_0$  la fréquence fondamentale.

**Amortissement** Les pertes énergétiques modélisées dans 2.5 par  $\zeta_{eff}$  peuvent être associées au facteur de qualité  $Q$  du système, défini tel que :

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energie moyenne emmagasinee}}{\text{Energie perdue par cycle}} = \omega_0 \frac{M_{eff}}{\zeta_{eff}}. \quad (2.7)$$

Ce paramètre est un bon indicateur de l'efficacité du résonateur. Il dépend de la structure en elle-même, mais aussi des conditions d'opération comme, par exemple, la viscosité du fluide environnant. En outre, il conditionne la fréquence de résonance amortie,  $f_r$ , du système, telle que

$$f_r = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}. \quad (2.8)$$

Il est important de noter que plus sa valeur est élevée, moins le système consommera d'énergie pour osciller. Nous reviendrons sur les méthodes pour le calculer, théoriquement et expérimentalement, par la suite.

**Cas des oscillateurs micro fabriqués** Dans le cadre de ce projet, les oscillateurs à réaliser sont des MEMS, soient des systèmes micro électromécaniques. Les méthodes et procédés de fabrication de ces dispositifs seront abordés dans la section 2.3. Nous nous intéressons ici à l'état de l'art des MEMS en termes de dimensions, de facteur de qualité et de fréquence de résonance.

Les dimensions des micro résonateurs, allant du micromètre au dixième de millimètre, impliquent que leurs fréquences de résonance se situent entre le kHz et le MHz. Le facteur de qualité, quant à lui, peut s'élever au million, dépendamment de la conception et des conditions expérimentales. Plusieurs réalisations confirment ces ordres de grandeur [1].

Un avantage majeur des micro résonateurs pour réaliser un dispositif cognitif est d'être facilement amenés dans leur régime dynamique non linéaire [1, 45].

## 2.2.2 Non-linéarité

Comme nous l'avons dit précédemment, les résonateurs auront le rôle de neurones dans le réservoir du système. L'analyse de la littérature faite à ce sujet a montré que le réservoir doit générer une réponse riche et complexe lorsqu'il est soumis au signal d'entrée (fonction d'expansion non linéaire) afin de fonctionner [34]. Pour ce faire, le réservoir et plus particulièrement ses composants (les oscillateurs) doivent exhiber un comportement non linéaire [15].

**Sources de non-linéarités** La non-linéarité de la réponse dynamique d'un résonateur mécanique peut être, d'après Karablin et al [61], de nature intrinsèque, c'est-à-dire liée aux paramètres mécaniques de la structure, ou extrinsèque, liée aux paramètres externes du système. L'auteur énumère alors un certain nombre de facteurs pouvant être à l'origine de ce phénomène tel que : « les effets de transduction (activation / détection), les propriétés du matériau, des conditions frontières non linéaires, des mécanismes d'amortissement, les procédés d'adsorption/désorption, et les effets géométriques / d'inerties ». Nous porterons ici notre attention sur la non-linéarité Duffing, de nature intrinsèque.

**Modèle de Duffing** Beaucoup de travaux ont été réalisés sur les résonateurs MEMS opérés dans le régime non linéaire de Duffing notamment pour les filtres de bruit de phase, les oscillateurs paramétriques ou en boucle fermée [1].

Ce phénomène apparaît lorsque la structure mécanique est soumise à de très grandes déformations (grande amplitude d'oscillation). La relation entre déflexion et déformation devient non linéaire, à cause d'une modification de la rigidité de la structure. On parle de *stiffening* ou *softening* en fonction de la variation de la rigidité. On le modélise généralement en ajoutant un terme de plus grand ordre dans la constante de ressort efficace  $K_{eff}$  dans 2.5. On simplifie l'écriture de cette équation en utilisant 2.7 et on ajoute le terme non linéaire de Duffing  $\beta$  :

$$\ddot{x} + \frac{\omega_0}{Q} \dot{x} + \omega_0^2 x + \beta x^3 = \frac{F(t)}{M_{eff}}. \quad (2.9)$$

Nous reviendrons par la suite sur la détermination de  $\beta$ . L'effet le plus connu de ce facteur sur le système consiste en un saut dans sa réponse en fréquence. Ce phénomène, appelé bifurcation, est bien représenté sur la figure 2.5, et se manifeste de plus en plus avec l'augmentation de la force d'excitation.

## 2.3 Micro fabrication des MEMS

La structure que nous voulons réaliser doit être dimensionnée de sorte à satisfaire les conditions de fonctionnement du *reservoir computing*. Un travail préalable doit donc étudier, analyser et déterminer les paramètres critiques du réservoir, pour que celui-ci soit le plus efficace possible. D'autres part, il est important de s'assurer que ces paramètres soient effectivement réalisables, avec les procédés de micro fabrication existants.

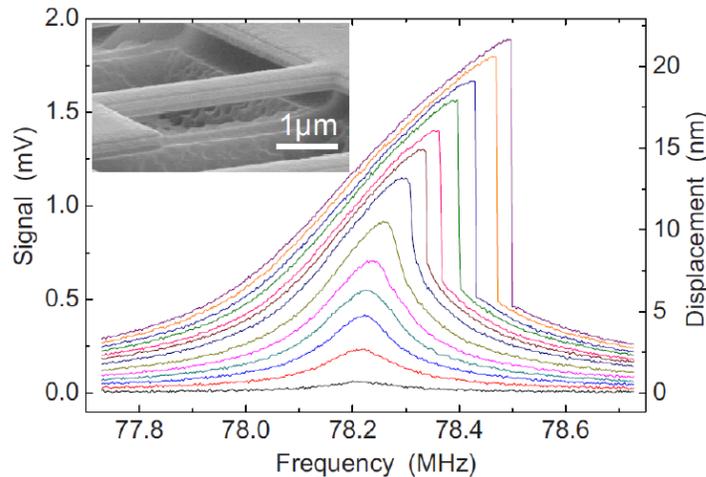


Figure 2.5 Réponse en fréquence d'un oscillateur mécanique non linéaire de Duffing. Source : [26]

Les résultats de cette simulation seront présentés en détail dans le chapitre 4. On peut dès maintenant préciser que la fréquence de résonance, le facteur de qualité et le coefficient de non-linéarité de la structure ne sont pas des paramètres critiques pour l'efficacité du réservoir. Nous avons donc décidé de ne pas trop réduire les dimensions, de façon à simplifier la fabrication. Les fréquences recherchées seront de l'ordre de la centaine de kHz, le facteur de qualité entre 10 et 100 et la non-linéarité de l'ordre de  $10^{23} \text{ Hz}^2 \cdot \text{m}^{-2}$ .

Cela nous amène donc à étudier plus en détail la fabrication des MEMS et leur fonctionnement. Les choix de type de micro résonateur, de matériaux, de méthodes d'excitation et de détection sont bien entendu interdépendants, mais dans un souci de clarté, nous les présenterons dans cet ordre.

### 2.3.1 Types de micro résonateurs

Les micro résonateurs ont beaucoup été étudiés au cours des dernières années, ce qui explique que la littérature soit très bien fournie à ce sujet. On distingue différents types de structures réalisables à l'échelle micrométrique. Celles-ci sont représentées figure 2.6.

**Poutres cantileviers** Elles consistent en des poutres suspendues et encastrées sur un seul côté. Un certain nombre d'études ont été réalisées sur leur faisabilité et leur dynamique [11, 14, 42, 61] ce qui présente un avantage non-négligeable pour le projet. D'autre part, elles sont facilement excitable dans le régime non linéaire. Cependant, le couplage mécanique de telle structure semble être difficile à réaliser.

**Disques** Les travaux de Lin [31, 32] ont montrés à plusieurs reprises que le couplage de micro disques est simplement réalisable à l'aide de poutres dimensionnées en fonction de la fréquence de résonance des structures. Néanmoins, le mode de résonance sollicité, radial, se situe autour de la centaine de MHz pour des disques  $17 \mu\text{m}$ , ce qui est trop élevé par rapport à nos attentes. Comme nous le verrons par la suite, travailler dans cet ordre de grandeur de fréquences nécessiterait un effort supplémentaire pour gérer le traitement du signal.

**Poutres doublement encastrées** Les différentes études sur ce type de structure [16, 18, 26, 40, 46, 54, 62] démontrent une bonne faisabilité avec les procédés de micro fabrication classiques, des bonnes caractéristiques au niveau de la fréquence de résonance (autour de la centaine de kHz) et du facteur de qualité (inférieur à 1000) pour des dimensions de l'ordre du  $\mu\text{m}$ . Les travaux de Bannon et Nguyen [7, 39] ont, de plus, montré que le couplage mécanique de deux poutres est possible. En outre, le régime non linéaire de ces poutres a bien été étudié [16, 44, 54, 56] et est aisément atteignable à cette échelle. Ce type de structure constitue donc le meilleur candidat pour la réalisation du dispositif cognitif.

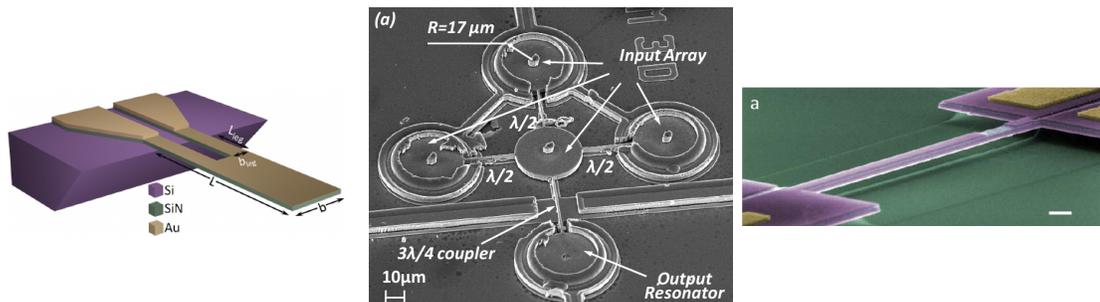


Figure 2.6 A. Poutre cantilever. B. Disques. C. Poutre doublement encastrée.  
Sources : [32, 61, 62]

### 2.3.2 Types de matériaux et de procédé

Comme nous l'avons dit précédemment, le choix du matériau pour réaliser notre dispositif est dépendant du type de résonateur et des méthodes d'excitation et de détection. Nous pouvons cependant mettre en évidence les types de procédés de micro fabrication mis en jeux et les matériaux qui leur sont associés.

**Micro fabrication de surface** C'est le type de procédé le plus répandu dans le domaine des MEMS, et ce, quel que soit le type de résonateur développé [1]. Comme on peut le voir représenté sur la figure 2.7, ce procédé consiste en la succession d'étapes de

photolithographie, de gravure sèche (étape ii à iii) et humide (étape iii et iv) sur un substrat SOI, *Silicon On Insulator*. On peut cependant ajouter que ce type de procédé est limité au niveau de sa précision, conditionnée par les étapes de lithographie. Ainsi, pour des résonateurs de très petite taille, on préfère une lithographie par un faisceau d'électron ou un autre type de procédé [18, 47].

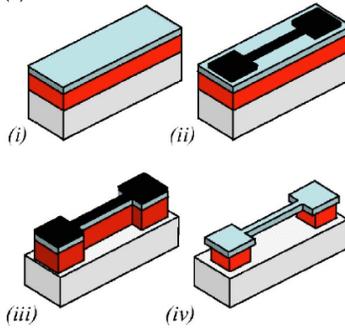


Figure 2.7 Procédé de micro fabrication en surface. Source : [18]

On trouve un certain nombre de procédés similaires à celui-ci, mettant en jeu d'autres matériaux. Le type de lithographie et la nature des gravures changent bien entendu en conséquences, mais ils reposent sur le même principe. On présente par exemple les travaux de Defoort [16] où les poutres sont réalisées en nitrure de silicium (SiN). La couche de SiN est alors déposée par LPCVD, *Low Pressure Chemical Vapour Deposition*, sur une gaufre de silicium cristallin qui servira de couche sacrificielle. L'article de Villanueva [62] montre une poutre doublement encadrée réalisée en nitrure d'aluminium et en molybdène.

**Micro fabrication de volume ou *bulk micro machining*** Les travaux réalisés par Hiebert et al [23, 60] présentent de bons résultats pour la gravure en volume du silicium à l'aide du *focused ion beam* (FIB) (voir figure 2.8). L'utilisation d'un tel procédé permet de s'affranchir de quelques problèmes de la micro fabrication de surface. En effet, l'auteur montre [23] que les dimensions atteintes sont de l'ordre du micromètre. De plus, le gap en dessous des poutres peut être très grand, ce qui est intéressant pour la caractérisation de la non-linéarité du résonateur.

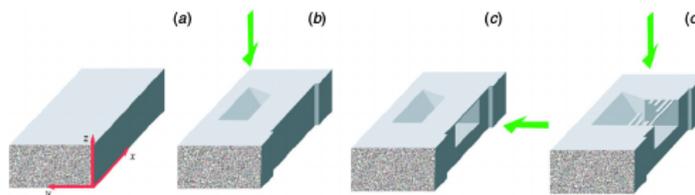


Figure 2.8 Procédé de micro fabrication en volume (*bulk*). Source : [60]

**Micro fabrication *bottom up*** Sansa présente dans une publication [46] un procédé de croissance de nanofils de silicium réalisée à l'aide d'une technique de déposition chimique en phase vapeur (CVD). Cette approche permet une grande maîtrise de la géométrie de la structure, mais est très dispendieuse et difficile à ordonner avec un substrat donné.

### 2.3.3 Méthodes d'excitation

On trouve dans la littérature un certain nombre de méthodes d'excitation de résonateurs. On n'en présentera que quelques-unes qui nous semblent être les plus pertinentes pour notre projet. Chacune de ces méthodes est associée à un phénomène physique que nous nous efforcerons d'expliquer succinctement.

**Électrostatique** Le phénomène physique majoritairement utilisé pour exciter des poutres micro fabriquées semble être l'électrostatique [1]. Il consiste à utiliser les propriétés capacitatives des matériaux semi-conducteur, ou en combinaison de matériaux conducteurs et isolants. En effet, il suffit qu'une différence de charge apparaisse entre deux surfaces formant initialement un condensateur pour qu'une force électrostatique apparaisse et entraîne les « armatures » du condensateur à se rapprocher. Cette force est donnée par :

$$F_e = -\frac{V^2}{2} \frac{dC}{dd} \quad (2.10)$$

Où  $V$  est la différence de potentiel,  $d$  la distance entre les surfaces et  $C$  la capacité du condensateur. Cette dernière est variable en fonction de la nature de la structure et nous reviendrons sur son expression par la suite. L'utilisation du phénomène capacitif est très développée et autorise une liberté dans le design du dispositif peu négligeable. Il est un très bon candidat pour ce projet et on le retrouvera dans la partie détection.

**Piézo-électrique** Cette méthode consiste généralement à contraindre la structure en lui appliquant un champ électrique [26]. Pour ce faire, l'oscillateur doit présenter dans sa structure un matériau piézo-électrique tel que le nitrure d'aluminium (AlN) ou l'oxyde de zinc (ZnO). Lorsqu'un de ces matériaux subit une contrainte, il crée un champ électrique. Le facteur limitant de cette méthode est le temps de relaxation après que le champ électrique soit annulé.

---

**Magnétique** Ekinici nous présente [19] des poutres excitées à l'aide de la force de Lorentz. Elle est cependant difficile à mettre en œuvre pour de petits oscillateurs, notamment à cause du fort champ magnétique nécessaire pour les exciter et de la difficulté d'implémenter des bobines en micro fabrication.

### 2.3.4 Méthodes de détection

La recherche bibliographique nous a permis de relever différentes méthodes permettant de réaliser une mesure fine et répétable du déplacement d'une micro structure. On remarque que la plupart des phénomènes physiques utilisés pour l'excitation peuvent aussi être mis en œuvre pour la détection. Ainsi, on peut utiliser le phénomène capacitif entre le résonateur et une électrode afin de réaliser la détection de son oscillation [1]. De même, l'utilisation de matériaux piézo-électriques dans ce contexte a démontré de bons résultats [62].

On remarque d'autres méthodes pertinentes pour mesurer le déplacement d'un micro résonateur.

**Piézo résistivité** Une structure réalisée dans un matériau semi-conducteur voit sa résistance varier lorsqu'elle subit une déformation [10]. On modélise ce phénomène par la formule suivante :

$$\frac{\Delta R(t)}{R} = G \times \epsilon(t) \quad (2.11)$$

Avec  $R$  la résistance de la poutre avant sa déflexion,  $G$  le facteur de jauge du matériau et  $\epsilon$  la déformation de la poutre la structure.

On exprime généralement le facteur de jauge  $G$  tel que :

$$G = (1 + \nu) + \frac{1}{\epsilon} \frac{\Delta \rho}{\rho}, \quad (2.12)$$

avec  $\rho$  et  $\nu$  respectivement la résistivité et le coefficient de Poisson. Le premier terme entre parenthèses correspond à l'effet purement géométrique et est associé à la déformation élastique du matériau. Le second correspond à la modification des bandes d'énergies du semi-conducteur qui engendre une variation de sa résistivité. Ce dernier est le plus important et dépend de l'orientation du matériau et de son dopage.

Les capteurs de pression et accéléromètres en silicium, basés sur l'effet piézo-résistif, ont été les plus utilisés au cours des dernières années et ont joué un rôle majeur dans l'expansion des transducteurs micro mécaniques. Malgré que de plus en plus de méthodes

de détection émerge, la méthode piézo-résistive reste une des plus importantes pour les technologies MEMS [1].

**Méthodes optiques** Le travail à l'échelle micrométrique fait émerger des phénomènes physiques qui ajoutent du bruit à la mesure électrique. Afin de s'en affranchir, les auteurs procèdent généralement à une calibration des mesures électriques, et ce, à l'aide d'une mesure optique [23, 26]. Cette dernière n'est pas implémentable pour des oscillateurs en configuration de réseau, mais comme nous l'avons suggéré précédemment, elle peut s'avérer efficace lors de la caractérisation des oscillateurs.

## 2.4 Conclusions

Cette rapide revue de la littérature nous a permis d'identifier les possibilités pour réaliser un micro résonateur. Les caractéristiques que ce dernier doit remplir nous ont orientés vers la structure de poutre bi encastrée. En plus d'avoir été largement étudiée, elle présente l'avantage d'être facilement implémentable. Comme nous l'avons remarqué dans la section 2.3.1, avec des dimensions de l'ordre du micron, on peut obtenir une fréquence, un facteur de qualité, et une non-linéarité adaptés à notre application en réseau.

Sachant que l'on ne vise pas une très grande précision de fabrication ( $< 1 \mu\text{m}$ ), les procédés de micro fabrication de surface sont parfaitement appropriés pour réaliser ces MEMS. Dans un souci de simplicité, nous avons choisi d'utiliser un substrat de SOI.

Parmi les différentes méthodes d'excitation, la plus pertinente nous semble être l'électrostatique. Bien implémentée, elle se révèle à la fois précise, efficace et simple. Nous reviendrons sur la manière dont nous l'avons introduit dans la conception du résonateur. Enfin, nous avons choisi d'utiliser le phénomène de piézo-résistivité afin de mesurer le déplacement des MEMS. Les méthodes basées sur ce phénomène peuvent aisément être introduites dans un procédé de micro fabrication. En outre, elles sont flexibles aux dimensions des structures et sont compatibles avec les procédés classiques de fabrications des transistors CMOS.

Ce choix de transduction impose cependant d'utiliser un silicium dont la résistivité (inversement proportionnelle au dopage) est très faible. De plus, en fonction de l'amplitude du signal attendue, un circuit d'acquisition doit être mis en place. Nous reviendrons sur ces aspects dans le chapitre 3.



# CHAPITRE 3

## MODÈLES

### 3.1 Géométrie du problème

#### 3.1.1 Poutre *in-plane* micro fabriquée

Un certain nombre de travaux ont démontré que les poutres doublement encastrées, se déplaçant dans le plan, se comportent comme des oscillateurs mécaniques non linéaires [3, 6, 13, 21, 22, 37, 47]. Nous nous sommes donc orientés vers ce type de structure pour être l'élément de « base » du dispositif. Le concept de poutre *in-plane* utilisé consiste à exciter latéralement la structure à l'aide d'une électrode. La poutre se déplace alors dans le plan comme la figure 3.1 le suggère.

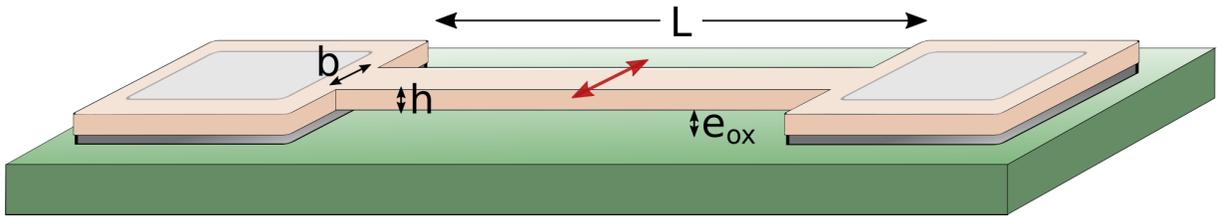


Figure 3.1 Schéma d'une poutre bi encastrée de longueur  $L$ , de largeur  $b$  et de hauteur  $h$  séparée du substrat par l'oxyde, d'épaisseur  $e_{ox}$ . La poutre se déplace suivant la flèche rouge, soit dans le plan.

#### 3.1.2 Solution de couplage

La géométrie de poutre *in-plane* nous a permis d'imaginer un couplage mécanique simple, qui consiste en l'ajout d'une poutre de largeur et de longueur bien définis entre les deux poutres à coupler. On représente sur le schéma 3.2 deux poutres couplées suivant ce principe.

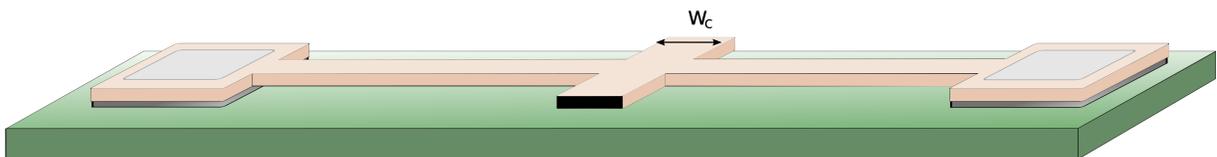


Figure 3.2 Schéma de deux poutres couplées par une poutre de largeur  $w_c$ , dont les extrémités (en noir) sont ancrées.

Comme nous le verrons par la suite, le comportement des oscillateurs est directement lié aux dimensions de la poutre de couplage. Nous avons donc procédé à la modélisation et à l'analyse par éléments finis de poutres simples et couplées afin de prédire leur comportement dynamique.

## 3.2 Équations mécaniques

### 3.2.1 Équation de mouvement

Une poutre doublement encastree est un oscillateur, potentiellement anharmonique en fonction de l'amplitude de son déplacement. En effet, sachant que ses extrémités sont fixées, l'allongement de la poutre en flexion entraîne l'apparition d'une contrainte axiale qui induit une rigidification du système. La non-linéarité de Duffing se manifeste donc par une augmentation de la rigidité de la poutre avec l'augmentation de sa déflexion.

Un tel système se décrit simplement à partir d'un modèle masse - ressort - amortisseur tel que représenté sur la figure 2.4. La théorie d'Euler-Bernoulli est généralement utilisée pour étudier la dynamique de poutres micro fabriquées [40]. En supposant que la déflexion de la poutre suit celle du mode fondamental de vibration, on aboutit sur l'équation de Duffing 3.1.

$$\ddot{x} + \frac{\omega_0}{Q} \dot{x} + \omega_0^2 x + \beta x^3 = \frac{F(t)}{M_{eff}} \quad (3.1)$$

Le phénomène de rigidité non linéaire est modélisé dans l'équation précédente par le terme cubique  $x^3$ . Son impact sur la dynamique du système est donc faible pour des petits déplacements mais prédomine pour des valeurs plus élevées. Un certain nombre de travaux sur le sujet [44, 56] ont évalué que le phénomène de Duffing émerge dans le comportement d'une poutre bi-encastree lorsque sa déflexion est au moins égale à sa largeur, soit sa dimension dans la direction de flexion. Cette information sera à prendre en compte lors de la conception des dispositifs. En outre, dépendamment du signe de  $\beta$ , la non-linéarité du système peut être un *stiffening* (pour  $\beta > 0$ ), ou un *softening* (pour  $\beta < 0$ ). Sachant qu'une poutre doublement se rigidifie avec son déplacement, on peut prévoir que dans notre cas le coefficient  $\beta$  est positif.

### 3.2.2 Profils des modes de vibration

Plusieurs méthodes s'offrent à nous afin de déterminer les fréquences et les profils des modes de vibrations fondamentaux de notre structure. Comme décrit par Bao [8], nous

utiliserons la méthode qui consiste à résoudre l'équation différentielle du mouvement.

On suppose, dans un premier temps, que le matériau composant la poutre, ici le silicium cristallin (100), est isotrope et que la structure ne subit aucune contrainte. Le module d'Young et le moment quadratique de la poutre, respectivement  $E$  et  $I$  sont constants quelque soit la position dans la poutre. La théorie des poutres d'Euler-Bernoulli nous permet d'analyser le comportement dynamique d'une telle structure.

La poutre est soumise à une force électrostatique  $F(x, t)$  uniforme. On obtient dans ce même chapitre de l'ouvrage de Bao [8] le profil de la poutre à l'aide de l'équation suivante :

$$EI \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + \rho b h \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} = F(x, t). \quad (3.2)$$

Les conditions aux limites de cette équation sont :

$$\begin{cases} w(0) = w(L) = 0 \\ \frac{\partial w}{\partial x}(0) = \frac{\partial w}{\partial x}(L) = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

La force  $F(x, t)$  est dans un premier temps considérée comme ponctuelle. La solution générale de l'équation 3.2 se présente comme la superposition de différents modes de vibrations telle que :

$$w(x, t) = \sum_n W_n \left( \frac{x}{L} \right) (A_n \cos(\omega_n t + \phi_n)), \quad (3.4)$$

où  $\omega_n$  est la fréquence angulaire,  $W_n$  le profil et  $A_n$  l'amplitude du  $n^{me}$  mode de vibration. On présente sur la figure 3.3 le profil d'une poutre de  $300\mu\text{m}$  dans ses quatre premiers modes de vibrations.

L'approximation sur la force est légèrement réductrice, car comme nous le verrons dans 3.3.1, elle présente en réalité une composante statique, ainsi que des composantes à  $\omega_d$  et  $2\omega_d$ .

### 3.2.3 Fréquence de résonance de la structure

En substituant l'équation 3.4 dans 3.2, on obtient l'expression 3.5 des fréquences des modes de vibrations de la poutre :

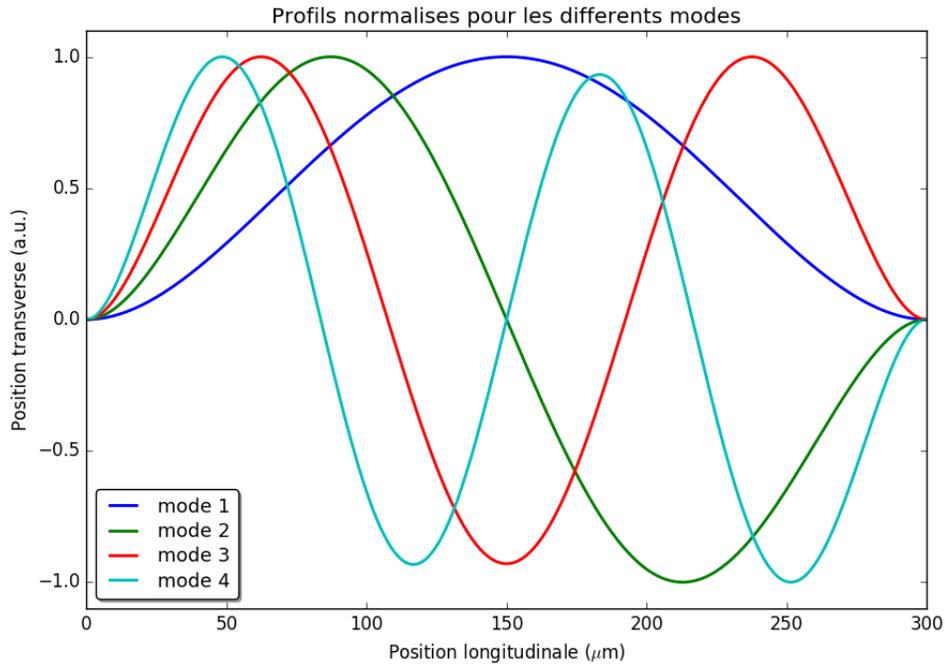


Figure 3.3 Profils normalisés des 4 premiers modes de vibrations d'une poutre de 300  $\mu\text{m}$

$$\omega_n = \frac{k_n^2}{L^2} \sqrt{\frac{EI}{\rho b h}}, \quad (3.5)$$

où  $k_n$  vérifie  $\cosh(k_n) \cos(k_n) = 1$ . Bao donne la valeur de cette constante [8] pour les trois premiers modes de vibrations :

$$k_1 = 4.730, \quad k_2 = 7.8532, \quad k_3 = 10.996.$$

### 3.2.4 Coefficient de non-linéarité

L'équation ci-dessous donne l'expression théorique du coefficient de Duffing. Celle-ci a été déterminée à maintes reprises [44, 54, 56] à partir de l'équation de mouvement 3.1 :

$$\beta = \frac{E}{18\rho} \left( \frac{2\pi}{L} \right)^4. \quad (3.6)$$

## 3.3 Équations électriques

### 3.3.1 Excitation électrostatique

**Tension alternative avec un offset DC** Nous avons donné dans l'état de l'art l'expression 2.10 de la force attractive exercée entre les plaques d'un condensateur. La différence de potentiel  $V$  appliquée entre les armatures est un signal périodique avec une composante statique. Celle-ci nous est utile afin d'augmenter le couplage électrostatique entre la poutre et l'électrode. En supposant que le signal d'excitation est « pur » et à une fréquence unique ( $\omega_d$ ), et que sa phase est arbitrairement nulle on l'exprime telle que :

$$V(t) = V_{DC} + V_{AC} \cos(\omega_d t). \quad (3.7)$$

On peut alors développer l'expression de la force électrostatique.

$$\begin{aligned} F_e &= -\frac{1}{2} [V_{DC}^2 + 2V_{DC}V_{AC} \cos(\omega_d t) + V_{AC}^2 \cos^2(\omega_d t)] \frac{\partial C}{\partial d} \\ &= -\frac{1}{2} \left[ V_{DC}^2 + \frac{V_{AC}^2}{2} + 2V_{DC}V_{AC} \cos(\omega_d t) + \frac{V_{AC}^2}{2} \cos(2\omega_d t) \right] \frac{\partial C}{\partial d} \\ &= F_0 + F_1 + F_2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

La force a donc une composante constante ( $F_0$ ), une à  $\omega_d$  ( $F_1$ ) et une à  $2\omega_d$  ( $F_2$ ). La contribution du terme  $\frac{\partial C}{\partial d}$  n'a pas été prise en compte ici dans un souci de simplicité. Si  $\omega_d$  est proche de la fréquence de résonance de la structure,  $\omega_0$ , l'effet de  $F_1$  sera bien plus important que celui de  $F_2$ . Par ailleurs, l'effet de  $F_0$  peut être réduit en ajustant les valeurs de  $V_{AC}$  et  $V_{DC}$ . En supposant que  $V_{AC} = \alpha V_{DC}$ , le ratio entre l'amplitude de  $F_1$  et de  $F_0$  s'exprime :

$$\frac{F_1}{F_0} = \frac{2V_{DC}V_{AC}}{V_{DC}^2 + \frac{V_{AC}^2}{2}} = \frac{2\alpha}{1 + \frac{\alpha^2}{2}}. \quad (3.9)$$

Le rapport entre  $F_1$  et  $F_0$  atteint son maximum pour  $\alpha = \sqrt{2}$ , ce qui donne  $F_1 = \sqrt{2}F_0 = 2\sqrt{2}F_2$ . Ce résultat sera très utile lors de la caractérisation électrique des poutres.

**Capacité du condensateur** En considérant que la poutre et l'électrode d'excitation sont des plans infinis par rapport à la distance les séparant  $d$ , on estime la capacité formée

avec la formule suivante :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (3.10)$$

Où  $\epsilon_0$ ,  $\epsilon_r$  sont respectivement la permittivité du vide et relative au milieu entre les armatures,  $A$  la surface de superposition des armatures et  $d$  la distance entre elles.

Ce modèle permet d'évaluer grossièrement la capacité et donc la force exercée entre la poutre et l'électrode d'excitation. La formule de Mejis-Fokkema [57] exprimée dans 3.11, est plus précise car elle prend en compte les effets de bord. C'est pourquoi nous l'utilisons dans la modélisation et le design du MEMS.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r L \left( \frac{h}{d} + 0.77 + 1.06 \left( \frac{h}{d} \right)^{\frac{1}{4}} + 1.06 \left( \frac{b}{d} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (3.11)$$

Les variables sont décrites dans la figure 3.1.

Nous pouvons maintenant aborder les points théoriques autour de la méthode de détection.

### 3.3.2 Méthode de mesure piézo-résistive avec jauges

Nous avons décrit succinctement dans l'état de l'art le phénomène de piézo résistivité du silicium. L'équation 2.11 découle de l'analyse électrique du matériau décrite en annexe. Le phénomène piézo-résistif peut être utilisé de différentes manières pour détecter le déplacement d'une poutre. Nous avons choisi d'utiliser une méthode inspirée des travaux de Sansa [47], basée sur des fines poutres connectées en pont symétrique sur l'oscillateur. La figure 3.4 présente l'architecture du résonateur.

La poutre principale fait un effet de bras de levier sur les petites jauges lorsqu'elle se déplace. Celles-ci sont sollicitées en traction et en compression de façon opposée ce qui induit une variation, elle aussi opposée, de leur résistance. Ceci nous permet de réaliser un pont différentiel à même la structure qui augmente considérablement le ratio signal sur bruit. D'après Mile et al [37], cette configuration permet aussi de s'affranchir du bruit de Johnson, et permet donc une meilleure détection du mouvement du résonateur.

Les poutres servant de jauges vont nécessairement changer l'ancrage de la poutre principale. Cela se traduit par une réduction de la masse effective de la poutre principale, car sa longueur est réduite, et donc par une augmentation de la fréquence de résonance de l'oscillateur. Cet effet est négligé dans notre modèle dans un premier temps, mais il sera pris en compte lors de l'interprétation des résultats par la suite.

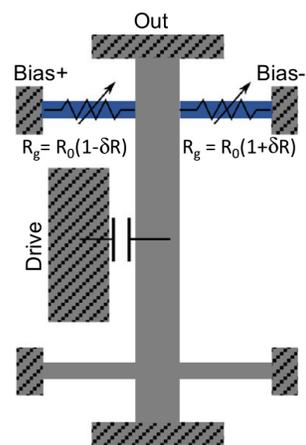


Figure 3.4 Poutre doublement encastée avec jauges (en bleu). Les zones hachurées sont fixées au substrat. La variation de résistance des jauges est de même amplitude  $\delta R$ , mais opposée. Source : [47]



# CHAPITRE 4

## CONCEPTION

### 4.1 Conception du micro résonateur et du couplage mécanique

#### 4.1.1 Concept du réservoir

Nous avons vu dans l'état de l'art dans les travaux de Coulombe et al. [15] qu'un réseau composé d'oscillateurs anharmoniques démontre de bons résultats de *computing*. En faisant le parallèle avec les poutres bi-encastées se comportant comme des résonateurs de Duffing (i.e. non linéaires), il est possible d'imaginer la structure du dispositif neuromorphique. L'approche que nous avons choisie pour le réaliser reprend les différents concepts des MEMS mis en évidence précédemment. Il se présente comme une suite de poutres couplées l'une après l'autre, il est donc à une dimension. Le dispositif et son fonctionnement sont représentés sur la figure 4.1.

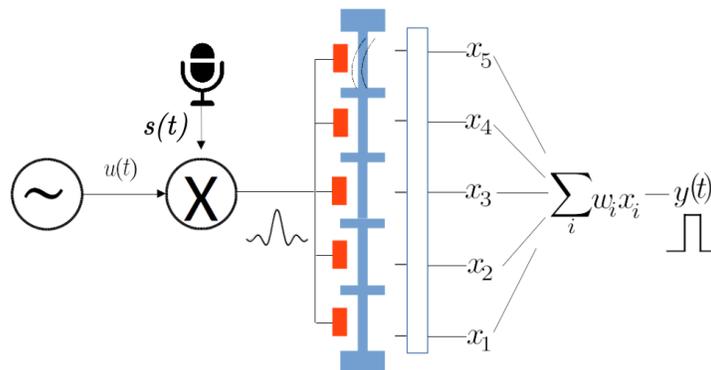


Figure 4.1 Schéma du fonctionnement du dispositif à réaliser.

Le signal  $u(t)$  modélise la « porteuse » du signal d'excitation, dont la fréquence est proche de la résonance des oscillateurs. Il est le principal responsable du déplacement des poutres. On vient alors le mixer avec le signal à traiter représenté par  $s(t)$ . Le microphone suggère qu'ici  $s(t)$  est un signal vocal à reconnaître, une des applications du dispositif.

Le même signal mixé est utilisé pour exciter tout les résonateurs identiques, dont le déplacement est détecté à l'aide de jauges piézo résistives. De ces déplacements sont extraites les enveloppes  $x_i$ , avec  $i$  de 1 à  $N$ ,  $N$  étant le nombre d'oscillateurs. Une somme pondérée des enveloppes est réalisée en utilisant les coefficients  $w_i$ . Le résultat ainsi obtenu est  $y(t)$  qui est un signal de classification. Dans notre exemple si le système reconnaît le signal vocal d'entrée,  $y(t)$  sera un signal carré.

Les poids synaptiques  $w_i$  doivent être optimisés lors d'un apprentissage afin que le réseau acquiert cette capacité de reconnaissance. Comme il a été présenté dans l'état de l'art, l'apprentissage consiste à réduire l'erreur entre la sortie  $y(t)$  et la consigne  $y_{target}(t)$  en modifiant les poids synaptiques. On considère le système efficace lorsqu'il généralise son expérience, soit lorsqu'il est capable de reconnaître tout signaux d'entrée semblables à celui enseigné lors de l'apprentissage.

### 4.1.2 Simulation du réservoir et détermination de ses paramètres

Sur le modèle des travaux de Coulombe, un réseau de 10 oscillateurs a été simulé numériquement au préalable. Sa performance a été évaluée à l'aide d'un test de référence pour les réseaux neuronaux : la prédiction de la fonction de parité. Celle-ci nécessite à la fois de la mémoire et des capacités de calculs non linéaires importantes pour être réalisée. La fonction est définie par la relation 4.1 :

$$P_n(t) = \prod_{i=1}^n u(t - iT) , \quad (4.1)$$

avec  $u$  égal à  $-1$  ou  $+1$  lorsque  $t$  est un multiple entier de la période  $T$ . Afin de prédire l'évolution de cette fonction, il est donc nécessaire de connaître sa valeur entre  $t - nT$  et  $t - T$ .

Les résonateurs simulés présentent une fréquence de résonance de l'ordre de la centaine de kHz, un facteur de qualité de 20 et un coefficient de Duffing de l'ordre de  $10^{23}$  (Hz/m)<sup>2</sup>. Le couplage entre chaque oscillateur transmet 30% du déplacement de l'un à l'autre dans ces conditions. Le réservoir ainsi obtenu et entraîné sur 5000 périodes, est capable de prédire l'évolution de la fonction de parité à l'ordre 3 avec **99%** de réussite. Ce dispositif constitue l'objectif à atteindre en fabrication.

---

### 4.1.3 Souplesse des paramètres des oscillateurs

Un autre aspect du travail de simulation a été d'évaluer l'efficacité du réservoir en fonction des variations dans les paramètres des oscillateurs. Ceci a permis d'établir le cahier des charges à respecter lors la conception des poutres bi-encastées. Les conditions sur les paramètres influant la performance du réseau sont donc détaillées ci-dessous.

- Le coefficient de Duffing : Une variation d'un ordre de grandeur sur la valeur de  $\beta$  n'est pas critique sur les performances du réseau. Il a été cependant mis en évidence la nécessité d'avoir une population d'oscillateurs dont le comportement est moins non linéaires (i.e. avec un  $\beta$  plus petit) dans le réservoir ;
- Le facteur de qualité  $Q$  : Il doit être compris entre 20 et 60 de façon à pouvoir atteindre facilement le régime non linéaire du réseau sans être complètement chaotique. On présente sur la figure B.3 en annexe les résultats en détail ;
- Fréquence de résonance : Les meilleurs résultats ont été obtenus lorsque les oscillateurs entraient en résonance pour des fréquences de l'ordre des centaines de kHz. La réelle condition sur la fréquence porte sur la fréquence d'excitation, qui doit se situer à  $\pm 30$  kHz de la résonance pour que le taux de réussite soit supérieur à 90% (voir figure B.4). Pour la conception des poutres, nous nous intéresserons donc uniquement à son premier mode de vibration.
- Couplage : L'intensité de transmission d'énergie entre deux oscillateurs ne doit pas être inférieure à 30%. C'est un des paramètres critiques du modèle qu'il est nécessaire de bien vérifier.

### 4.1.4 Limites des outils de micro fabrication

Sachant que les poutres sont fabriquées dans les infrastructures du laboratoire de nanotechnologies (LNN), il est important de prendre en compte dans la conception les limites de précisions des outils à notre disposition.

La première limite à laquelle nous devons faire face est la dimension minimale réalisable lors de l'étape de gravure du silicium. Celle-ci impose des dimensions de poutres supérieures à **1  $\mu\text{m}$** .

D'autre part, le phénomène de **stiction**, très récurrent dans la fabrication de résonateurs de type MEMS, doit être pris en compte. On s'inspire des travaux théoriques et expérimentaux de Mastrangelo [35] sur le sujet pour établir une condition sur la géométrie de la structure :

$$N_p = \frac{128}{5} \frac{E e_{ox}^2 h^3}{\gamma_s L^4} \quad (4.2)$$

avec  $N_p$  le *peel number*,  $\gamma_s$  l'énergie de surface du silicium,  $e_{ox}$  l'épaisseur de la couche sacrificielle, dans notre cas l'oxyde de silicium.

Pour s'assurer d'éviter la stiction,  $N_p$  doit être supérieur à 1. Sachant que la hauteur  $h$  de la poutre est fixée par la gaufre utilisée (voir chapitre 5), nous jouerons sur la longueur de la poutre pour répondre à cette condition.

### 4.1.5 Définition des paramètres de la poutre

Les paramètres des poutres sont présentés dans le tableau 4.1. Ceux-ci ont été déterminés à partir des résultats de simulations de manière à répondre aux requis du *reservoir computing*, mais aussi à partir des possibilités que les méthodes de micro fabrication nous permettent. D'autre part, le facteur de qualité à cette échelle dépend majoritairement des conditions expérimentales et notamment de la pression.

Tableau 4.1 Paramètres géométriques des poutres modélisées

	Longueur ( $\mu\text{m}$ )	Largeur ( $\mu\text{m}$ )	Épaisseur ( $\mu\text{m}$ )	$f_0$ (kHz)
Poutre	300	4	10	2236
Couplage	6	3	10	n.a

La section suivante traite de la modélisation par éléments finis des micro résonateurs. Celle-ci confirme que les poutres et le concept de couplage proposés sont adaptés à l'implémentation en réservoir.

## 4.2 Analyses élément finis de la dynamique

Il est important de rappeler que l'ensemble des simulations et des résultats expérimentaux présentés dans ce mémoire portent sur le premier mode de vibration, dans le plan, des poutres.

### 4.2.1 Étude de la non-linéarité

#### Modélisation par éléments finis

Pour mieux connaître le régime non linéaire d'une poutre doublement encastree, nous avons développé un modèle d'éléments finis sur le logiciel ANSYS. On présente sur la figure 4.2 le maillage de la poutre.

Comme on peut le voir, les ancrages et le substrat ont été ajoutés à la poutre. L'amortissement structurel du résonateur est, de cette façon, pris en compte lors des simulations. Le matériau utilisé a les caractéristiques du silicium cristallin. On le considère comme isotrope dans toute la structure. Les paramètres du matériau sont présentés dans le tableau

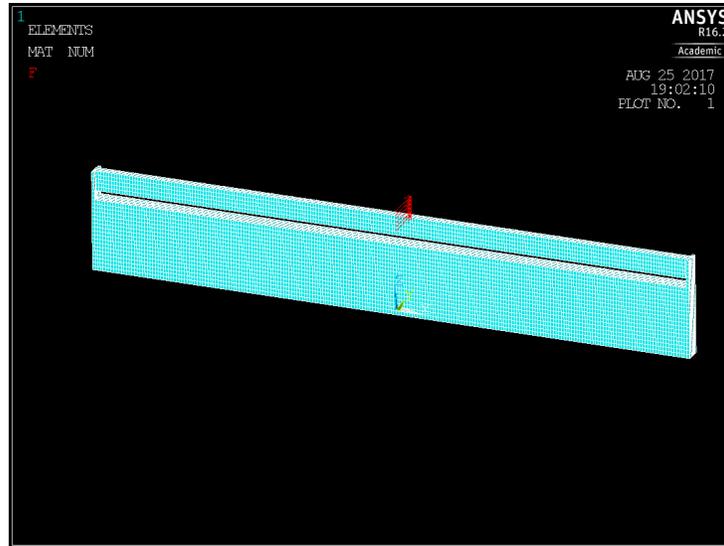


Figure 4.2 Maillage d'une poutre bi encastrée. La force latérale appliquée au centre de la poutre sur toute sa hauteur est représentée par les flèches rouges.

4.2. Les surfaces latérales de la structure, aux extrémités de la poutres, sont bloquées (le déplacement  $y$  est nul) dans les directions  $(Ox)$  et  $(Oy)$  respectivement longitudinale et transversale à la poutre. Toute la surface inférieure du substrat est bloquée dans la direction  $(Oz)$ , et les surfaces latérales suivant  $(Ox)$  et  $(Oy)$ . Dans un souci de simplicité, nous n'avons pas modélisé le substrat supportant la poutre dans sa totalité.

Tableau 4.2 Paramètres du matériau utilisé dans l'analyse éléments finis.

Paramètres	Valeurs
Module d'Young $E$	169 GPa
Masse volumique $\rho$	2330 kg.m <sup>-3</sup>
Coefficient de poisson $\nu$	0.3

La géométrie de la poutre étant assez simple, elle n'impose pas des conditions particulières sur la forme des éléments. Nous avons donc choisi des éléments cubiques de côté 1  $\mu\text{m}$  de sorte à ne pas alourdir les calculs tout en conservant l'isotropie du matériau.

### Type d'analyse

Nous avons opéré un certain nombre d'analyses sur ce modèle, de manière à nous convaincre de sa véracité. L'analyse *modal* d'ANSYS est la première et consiste à extraire les valeurs propres du déplacement de la structure. On détermine ainsi aisément les fréquences de résonances de la poutre. La figure 4.3 représente la structure dans son mode fondamental.

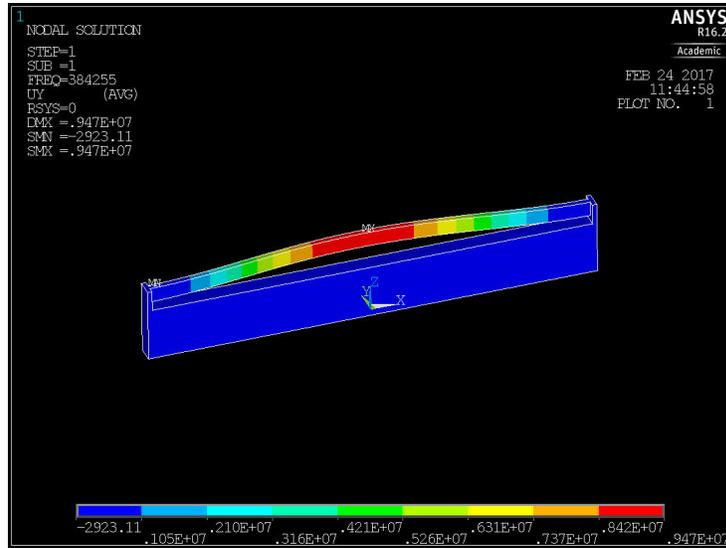


Figure 4.3 Déformée d'une poutre bi encastée obtenue via l'analyse *modal* du logiciel ANSYS. Le déplacement dans la direction  $(Oy)$  de chaque élément est représenté par un code couleur allant du bleu foncé pour les valeurs quasi nulles au rouge pour les plus grands déplacements de la structure.

### Non-linéarité dans ANSYS

Comme il a été suggéré dans l'état de l'art, le phénomène de Duffing est une non-linéarité géométrique qui apparaît lors de la déflexion de la poutre. Il se caractérise par un changement de rigidité du système (i.e. l'ajout de  $\beta x^3$  dans l'équation 2.4), lorsque celui-ci subit de larges déformations. Ces déformations sont si élevées qu'elles induisent des changements dans la géométrie de la structure, par défaut négligés dans le logiciel. Les déformations ne sont plus infinitésimales mais finies, et la forme des éléments est modifiée. Pour prendre en compte ce phénomène numériquement, il est nécessaire d'autoriser les larges déformations des éléments et ce à l'aide de la commande *NLGEOM* dans le cadre d'une analyse *transient* d'ANSYS. Le logiciel calcule alors la déformation des éléments  $\epsilon$  non plus à partir du déplacement  $u$  de ses nœuds tel que :

$$\epsilon = [B]u \quad (4.3)$$

avec  $[B]$  la matrice déformation - déplacement, mais à partir du gradient de sa position  $[F]$  tel que :

$$[F] = \frac{\partial x}{\partial X} \quad (4.4)$$

où  $X$  et  $x$  sont respectivement les vecteurs positions avant et après déformation. La matrice  $[F]$  modélise à la fois la rotation, le changement de volume et le changement de forme

de l'élément. Ce dernier permet au programme de calculer la matrice d'élargissement  $[U]$  puis la matrice de déformation  $[\epsilon]$  [4]. Les large déformations sont de cette manière considérées dans le modèle.

L'amortissement lors du déplacement de la structure est lui aussi pris en compte dans l'analyse *transient*. Il est renseigné par l'utilisateur qui indique le ratio d'amortissement  $\zeta$  à l'aide de la commande *DMPRAT*. Celle-ci ajoute  $\zeta$  dans l'expression de la matrice d'amortissement  $[C]$  du système utilisé lors de la résolution du problème. D'autre type d'amortissement peuvent être ajoutés au modèle via cette matrice.

On précise par ailleurs au logiciel la force à appliquer. Cette dernière est latérale (suivant l'axe  $Oy$ ) et est appliquée au milieu de la poutre sur toute sa hauteur (voir figure 4.2). Ceci est une simplification du cas réel où la force est suivant toute la longueur de la poutre. L'impact de celle-ci sur les résultats se concentre principalement sur l'amplitude de la force appliquée.

### Méthodes de détermination de $\beta$

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le phénomène de *stiffening* se manifeste par un « saut » de la réponse fréquentielle de l'oscillateur. Nous nous sommes inspirés des travaux de Tang [54] sur le sujet, afin de déterminer à partir de ce « saut » le coefficient de Duffing  $\beta$ . La méthode consiste à faire un balayage sur la fréquence et l'amplitude de la force d'excitation. On relève le point de bifurcation de la réponse  $x_{max}$  et la fréquence associée  $f_{saut}$  pour chaque valeur de force. Le carré de l'amplitude est alors relié au carré de la fréquence, tel que :

$$f_{saut}^2 = \frac{3}{16\pi^2} \beta x_{max}^2 + f_0^2, \quad (4.5)$$

où  $f_0$  est la fréquence de résonance de la poutre dans son régime linéaire et pour le même facteur de qualité.

**Validation théorique de la méthode** Nous évaluons la précision de cette méthode en utilisant le modèle de Duffing décrit dans l'équation 3.7. La figure 4.4 présente les réponses en fréquence du modèle théorique soumis à différentes amplitudes de forces. Ces calculs ont été réalisés à l'aide du logiciel MATLAB.

On a considéré ici que la force électrostatique était ponctuelle et appliquée au centre de la poutre. D'après l'équation 3.6, le coefficient de Duffing est égal à  $7.75 \times 10^{23}$  (Hz/m)<sup>2</sup>. À partir des courbes de la figure 4.4, on trouve  $\beta_{calcul} = 5.66 \times 10^{23}$  (Hz/m)<sup>2</sup>. L'écart relatif

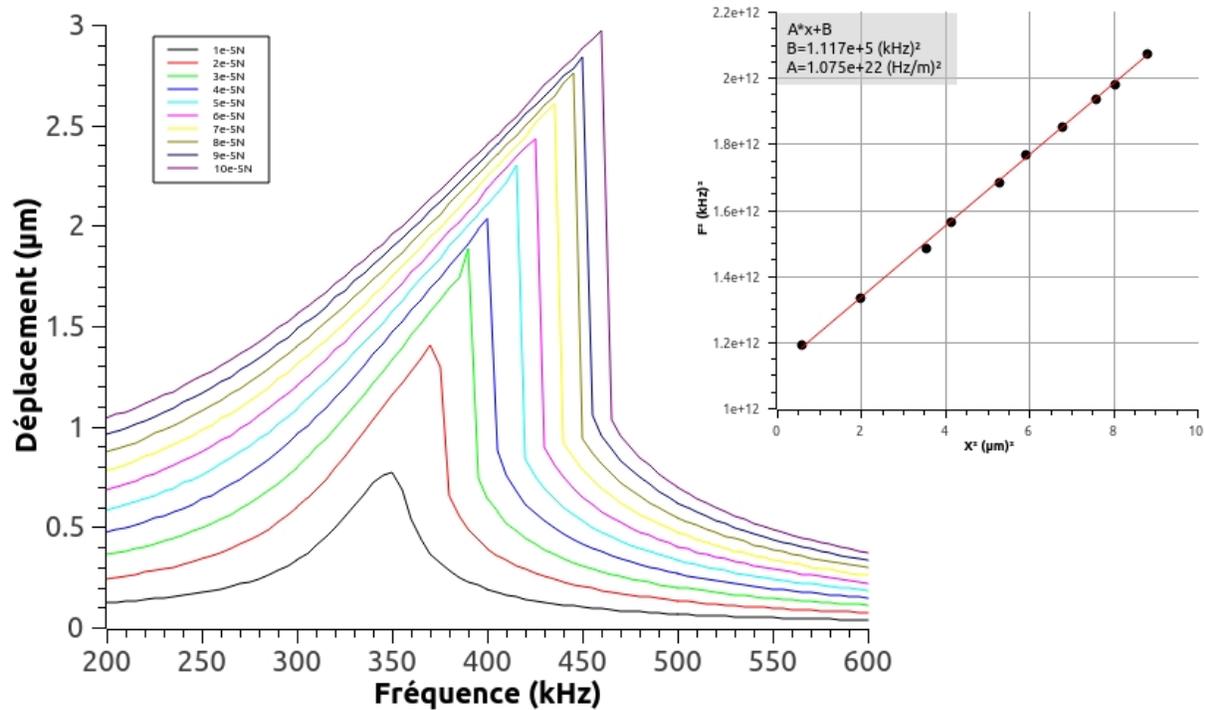


Figure 4.4 Modélisation numérique d'un oscillateur de Duffing. Les paramètres utilisés correspondent à une poutre de  $300 \times 4 \times 10 \mu\text{m}^3$ . Dans l'encart, les points noirs sont les couples  $(x_{max}^2; f_{saut}^2)$  pour chaque valeur de force appliquée. La linéarisation, en rouge, nous permet d'extraire les coefficients de la fonction  $f_{saut}^2 A \times x_{max}^2 + B$  où  $A = 3\beta/16\pi^2$  et  $B = f_0^2$ .

entre la valeur théorique et déterminée graphiquement est de 27%. Cette différence est due principalement à l'erreur de lecture sur la fréquence et l'amplitude du saut. Tang évalue cette erreur à  $\pm 20\%$ .

Comme nous l'avons dit précédemment, le coefficient de non-linéarité peut varier d'un ordre de grandeur avant d'influencer l'efficacité du réservoir. Cette méthode est donc suffisante pour notre application malgré son incertitude. On dispose donc d'une méthode simple pour déterminer le coefficient de non-linéarité cubique d'une poutre bi encastrée.

### Résultats de la simulation et discussion

La figure 4.5 montre les résultats obtenus suite aux analyses *transient* faites sur ANSYS. On constate dans un premier temps que le phénomène de *stiffening*, caractéristique d'un oscillateur de Duffing, est bien présent. Les sauts de la réponse sont par ailleurs assez bien alignés.

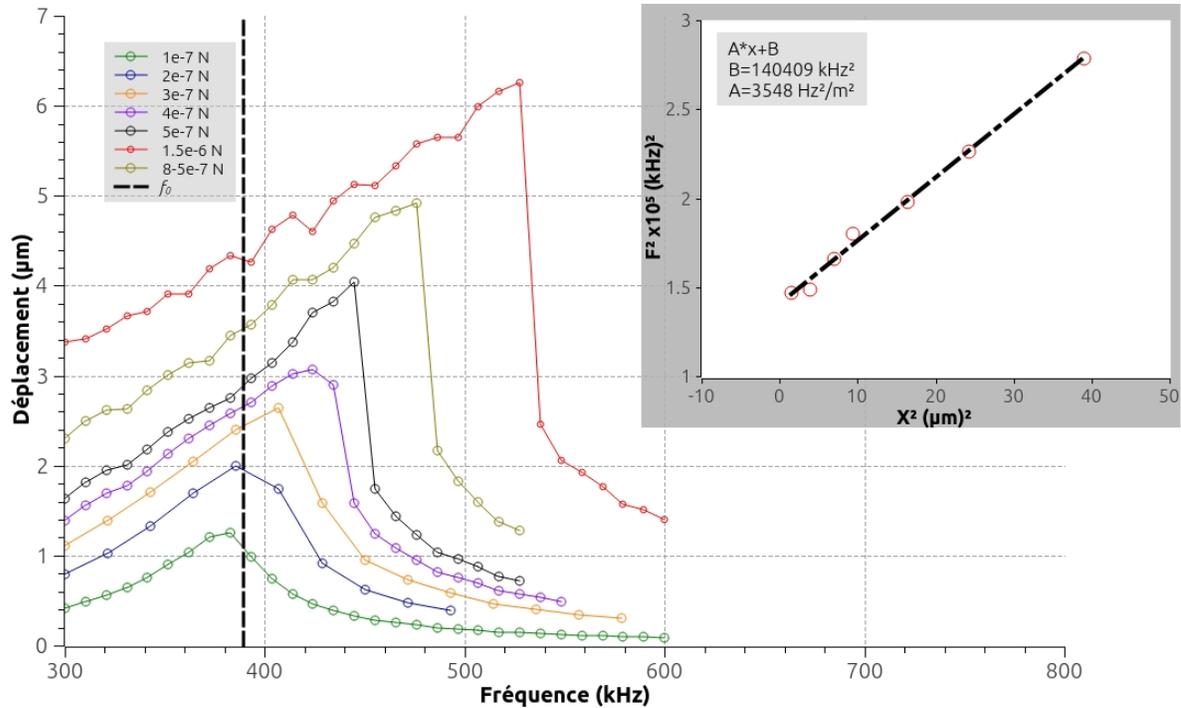


Figure 4.5 Résultat de l'analyse *transiente* par éléments finis sur la poutre.

L'incertitude sur cette mesure est due à l'erreur de lecture sur  $f_{saut}$ . Celle-ci correspond à la moitié du pas fréquentiel utilisé lors du balayage sur ANSYS et s'élève à  $\Delta f_{saut} = 5 \text{ kHz}$ . En évaluant le coefficient directeur maximal et minimal de la fonction 4.5, on détermine l'incertitude sur le calcul. On trouve ainsi  $\beta = (1.9 \pm 0.3) \times 10^{23} \text{ (Hz/m)}^2$ . Cette valeur est du même ordre que la théorie, mais en est tout de même éloignée. L'origine de cette différence peut venir des phénomènes qui n'ont pas été considérés dans le modèle théorique. Nous discuterons plus en détail ces divergences lors de l'analyse des résultats expérimentaux.

### 4.2.2 Analyse du couplage

La figure 4.6 représente le maillage du couplage mécanique et la figure 4.7 le mode fondamentale de la structure composée des deux poutres couplées.

L'analyse réalisée sur le couplage consiste à mesurer sa capacité à transmettre l'énergie mécanique, et ce, en fonction de sa largeur  $w_c$ . On l'évalue en appliquant une force alternative sur une des deux poutres, en mesurant son déplacement,  $u_1$ , et celui de l'autre,  $u_2$ . Le rapport des deux valeurs obtenues, que l'on nomme  $\chi$ , nous informe ainsi sur la transmission mécanique opérée par le couplage. La force appliquée est de même direction et points d'application que pour la poutre simple. Sa norme et sa fréquence sont choisies de sorte à rester dans le régime linéaire dans un premier temps.

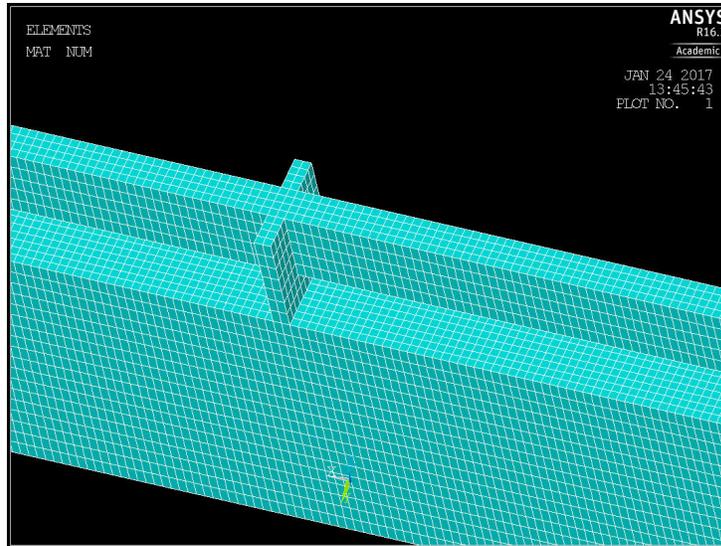


Figure 4.6 Maillage du couplage entre deux poutres. Sa largeur  $w_c$  et sa longueur  $L_c$  sont respectivement égal à 2 et 4  $\mu\text{m}$ .

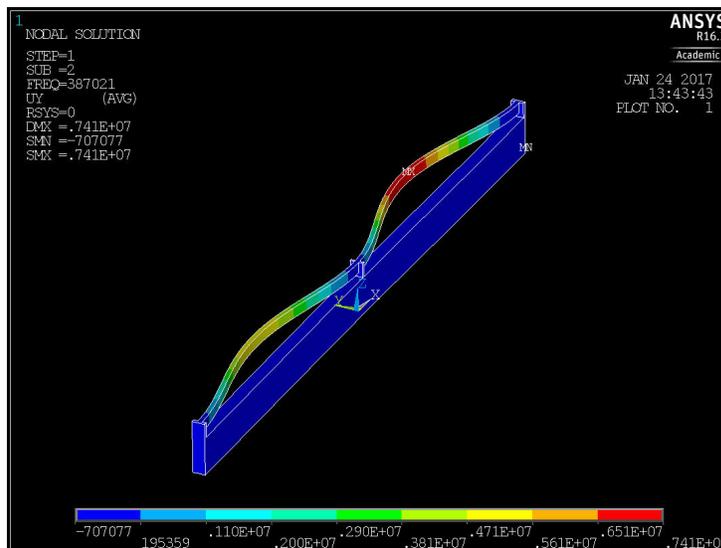


Figure 4.7 Déformée de deux poutres couplées obtenues via l'analyse *modal* de ANSYS. Les poutres sont ici en phases. Le mode correspondant à l'opposition de phase devrait être à la même fréquence, mais l'erreur numérique du logiciel l'a décalé de quelques Hz.

**Résultats** L'étude a été réalisée sur des poutres de 300  $\mu\text{m}$  de long, 4  $\mu\text{m}$  de large et 10  $\mu\text{m}$  d'épais. En faisant varier la largeur du couplage  $w_c$  on obtient le graphique de la figure 4.8.

Comme on aurait pu le prévoir,  $\chi$  chute avec l'augmentation de la taille du couplage. Plus ce dernier est épais, plus sa rigidité augmente. Il limite donc la transmission de déplacement à la poutre adjacente et se comporte alors comme un simple ancrage. Pour un

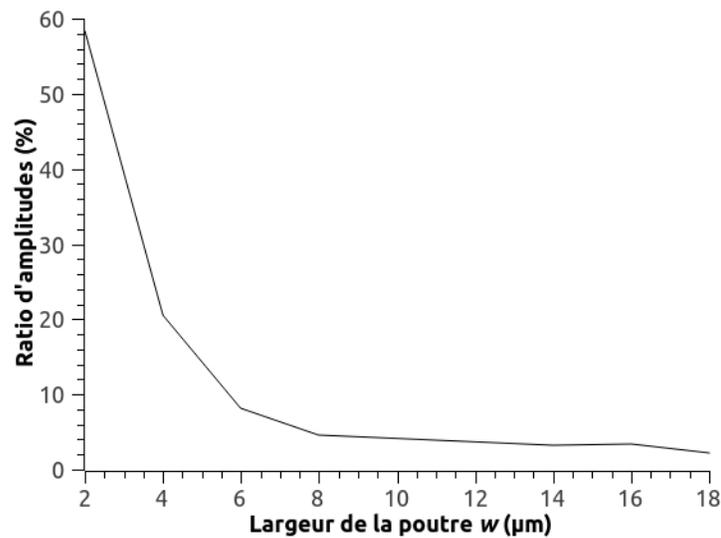


Figure 4.8 Balayage sur la largeur du couplage  $w_c$  de deux poutres.

couplage  $w_c = 3 \mu\text{m}$  on obtient autour de 40% de transmission du déplacement, ce qui est suffisant pour l'application en réservoir.

Un autre aspect important que nous avons relevé de cette analyse est le déphasage que le couplage induit entre les deux résonateurs. En effet, comme le suggère la figure 4.9, plus le couplage est « rigide » plus les deux oscillateurs sont déphasés.

Intuitivement, on pourrait penser que les poutres couplées se déplacent en opposition de phase. En effet, le moment de flexion subit par la poutre excitée au niveau du couplage devrait induire une déflexion de la poutre couplée dans le sens opposé. La synchronisation de phase des vibrations pour un couplage peu rigide n'est donc pas en accord avec nos prévisions. Il est possible que la géométrie utilisée pour le couplage ne permette pas de transmettre le moment de flexion de la poutre excitée à la poutre adjacente. La longueur du couplage est certainement un paramètre déterminant dans ce phénomène étant donné qu'il gouverne la capacité du couplage à fléchir et donc à transmettre un moment.

Ce phénomène qui n'a pas été modélisé dans la simulation du réservoir sera à prendre en compte par la suite.

**Variation de la largeur de la poutre** L'influence de la largeur de la poutre sur la transmission des oscillations a aussi été étudiée. En fixant la largeur du couplage à  $3 \mu\text{m}$  et en utilisant deux poutres de  $300 \mu\text{m}$  nous avons obtenus la courbe de la figure 4.10.

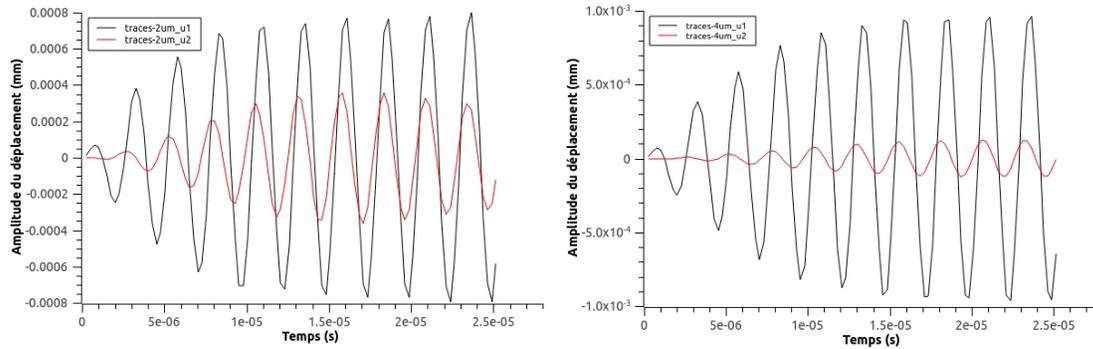


Figure 4.9 A. Couplage  $w_c = 2\mu\text{m}$  -  $\Delta\phi = 0.25\mu\text{s}$  B. Couplage  $w_c = 4\mu\text{m}$  -  $\Delta\phi = 3\mu\text{s}$

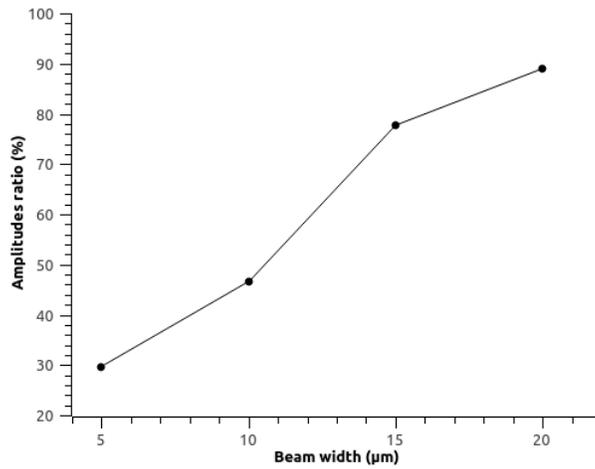


Figure 4.10 Évolution du ratio d'amplitude  $\chi$  lors d'un balayage sur la largeur des poutres  $b$  pour une largeur de couplage fixée à  $3\mu\text{m}$ .

Celle-ci met en évidence l'importance du rapport  $w_c/b$  sur l'efficacité du couplage. Plus ce rapport est faible, plus le couplage transmet l'énergie mécanique. La raideur du couplage est donc dépendante de ce rapport.

**Conclusion sur le couplage** Le réservoir a démontré de bons résultats lorsque le couplage transmet **30%** du déplacement d'un oscillateur à l'autre. Les analyses par éléments finis ont permis de confirmer que notre concept, dans les limites des outils de micro fabrication, est capable de transmettre autant, voir plus, de déplacement. Il est donc adapté à l'implémentation du réservoir.

En outre, cette étude met en évidence un aspect important sur ce concept du couplage. La capacité de ce dernier à transmettre l'énergie mécanique entre oscillateurs est très fa-

cilement modifiable suivant la largeur utilisée. Sachant que cet aspect a été peu étudié jusqu'à maintenant, on peut souligner le caractère innovant de cette analyse.

### 4.2.3 Géométrie des jauges de contraintes

Les jauges de contraintes permettant de mesurer le déplacement de la poutre n'ont pas été ajoutées au modèle dans un souci de temps. Comme on a pu le voir sur la figure 3.4, les jauges se présentent comme des poutres latérales très fines orientées perpendiculairement par rapport à la poutre principale et positionnées proches de ses ancrages. Les dimensions de ces jauges ont été déterminées en s'inspirant de la géométrie présentée dans la publication de Sansa [47]. On les présente dans le tableau 4.3.

Tableau 4.3 Paramètres géométriques des jauges.

<b>Longueur (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>Largeur (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>Épaisseur (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>Distance ancrage - jauge</b>
12	1.5	10	$0.15 \times$ Longueur de la poutre

Sachant que l'on cherche à solliciter ces poutres en traction et en compression (comme décrit dans le fonctionnement de la mesure), on réduit leur longueur de manière à réduire leur fléchissement. Il serait nécessaire dans des travaux futurs d'introduire ces structures dans le modèle ANSYS afin d'évaluer précisément leur influence sur la dynamique du résonateur.



# CHAPITRE 5

## RÉALISATION

Dans ce chapitre, nous aborderons l'ensemble des travaux de micro fabrication réalisés au cours de ce projet. Ceux-ci se sont limités à la fabrication de poutres simples, de deux, et de trois poutres couplées. Le procédé que nous avons développé peut cependant se généraliser à la fabrication de réservoirs de quelques dizaines d'oscillateurs.

Nous décrirons dans un premier temps le substrat et le procédé de micro fabrication développé. Puis nous aborderons les problèmes rencontrés.

### 5.1 Fabrication

#### 5.1.1 Substrat

La fabrication des résonateurs se fait sur des substrats SOI de  $10 \times 8 \text{ mm}^2$ . Le *device* et le *handle* sont en silicium fortement dopé P (au Bore), de façon à avoir une faible résistivité et ainsi faciliter les mesures piézo-résistives. L'épaisseur du *device* a été choisie élevée afin de maximiser le couplage capacitif entre la poutre et l'électrode d'excitation. On présente ci-dessous les caractéristiques des substrats achetés chez *Ultrasil Corporation*.

Tableau 5.1 Caractéristiques du SOI utilisé

<b>Device</b>	
Épaisseur	$10 \pm 0.5 \mu\text{m}$
Orientation	(100)
Dopage	P (Bore)
Résistivité	$(1 - 5) \times 10^{-3} \Omega\text{cm}$
<b>Box</b>	
Épaisseur	$1.5 \mu\text{m}$
<b>Handle</b>	
Épaisseur	$390 \pm 10 \mu\text{m}$
Dopage	P (Bore)
Résistivité	$(1 - 5) \times 10^{-3} \Omega\text{cm}$

#### 5.1.2 Masques

Dans un souci de simplicité et de répétabilité, le procédé que nous avons développé se réalise à l'aide de deux masques seulement. Comme il est présenté dans le point suivant,

le premier masque sert à définir le motif dans le *device layer* en silicium, et le second à métalliser les pads d'interconnexions.

Nous avons fais varier certains paramètres sur le même masque afin d'assurer l'obtention de résultats. On présente ci-après une image d'un motif des deux masques superposés.

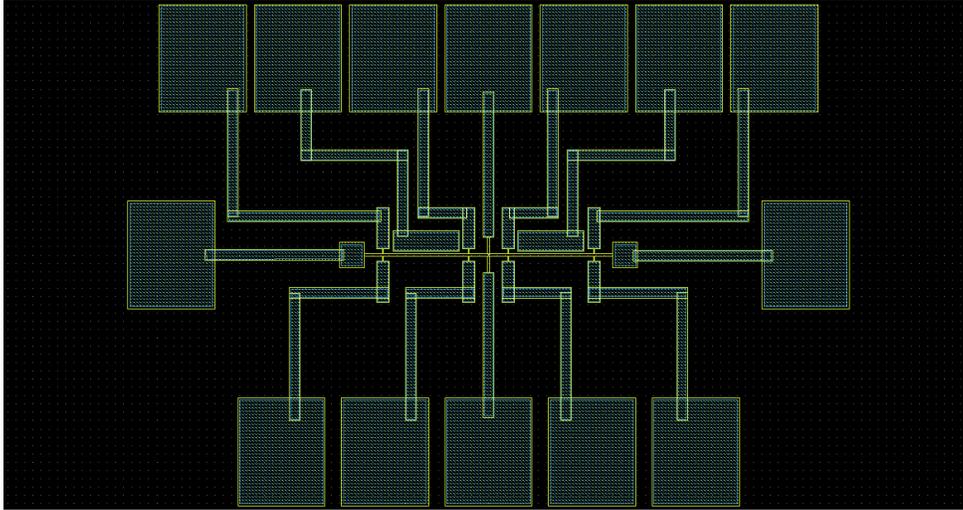


Figure 5.1 Motif de deux poutres couplées du masque de photolithographie. En jaune la première étape (définition des structures dans le silicium), en bleu la seconde (métallisation des pads).

### 5.1.3 Procédé

Le procédé que nous avons développé se décline en 6 étapes dont les plus importantes sont présentées figure 5.2. Le détail des paramètres à utiliser sur les appareils de salle blanche se trouve dans le tableau C.

#### Nettoyage de l'échantillon

On réalise un nettoyage de l'échantillon, au solvant puis dans l'acide pour retirer toutes les poussières, les résidus organiques et l'oxyde natif.

#### Définition des motifs

Les résonateurs sont tracés dans le *device layer* par photolithographie (dépôt de résine, étalement, exposition aux UV et développement dans un solvant) puis par gravure plasma anisotrope avec le procédé Bosch. Ce dernier consiste en l'alternance entre passivation et gravure du silicium. De cette façon, il est possible d'obtenir des profils droits, quelle que soit l'orientation cristalline de la gaufre. Cet étape se termine par un nettoyage de la résine utilisée pour définir les motifs.

### Métallisation

On procède ensuite à un lift-off afin de métalliser les pads d'interconnexions. Pour ce faire, on réalise une photolithographie avec une résine négative. Les zones correspondants aux pads sont ainsi ouvertes. On dépose ensuite par évaporation une fine couche de chrome, pour faciliter l'adhésion, et une couche d'or. Enfin, on réalise un soulèvement de la couche de métal déposée dans un solvant. Le métal, qui n'était alors pas en contact direct avec le silicium se détache de l'échantillon tandis qu'au niveau des ouvertures, il reste.

### Libération

Cette étape consiste à sous-graver une partie de la couche d'oxyde de silicium ou *box*. On utilise un procédé de gravure sèche basée sur l'évaporation de l'acide fluorhydrique (HF). Les vapeurs de ce gaz viennent graver l'oxyde sur lequel reposaient les structures. On limite cette étape de façon à conserver de l'oxyde au niveau des points d'ancrage des poutres. Les poutres sont donc suspendues au-dessus du *handle layer*.

En utilisant un procédé « sec » de gravure, on s'affranchit de la possible stiction des poutres sur le *handle*. En effet, malgré que les poutres aient été dimensionnées selon le critère du nombre de Peel 4.2, la stiction peut toujours se produire dans certains cas. Nous reviendrons sur ce phénomène lors de la discussion sur le procédé.

L'étape finale consiste à vérifier à l'aide de différents moyens de caractérisations, la bonne réalisation de l'échantillon. Nous reviendrons sur ces outils et sur la précision du procédé par la suite.

### Packaging

Après que le dispositif, à proprement parlé, ait été fabriqué, on réalise son encapsulation, ou *packaging*, de manière à pouvoir s'y connecter et collecter les informations sur la dynamique des poutres.

**Micro soudage** On commence par coller à l'aide de laque d'argent l'échantillon sur un PCB<sup>1</sup> industriel. On procède ensuite à la connexion par micro soudage, *wirebonding*, des pads de la structure à ceux du PCB. On utilise pour cette étape la méthode *wedge* qui consiste à appliquer pendant un temps très court des ultrasons sur un fil très fin en aluminium pour le connecter au pad. En réglant convenablement la force d'appui, le

---

1. *Printed Circuit Board*

---

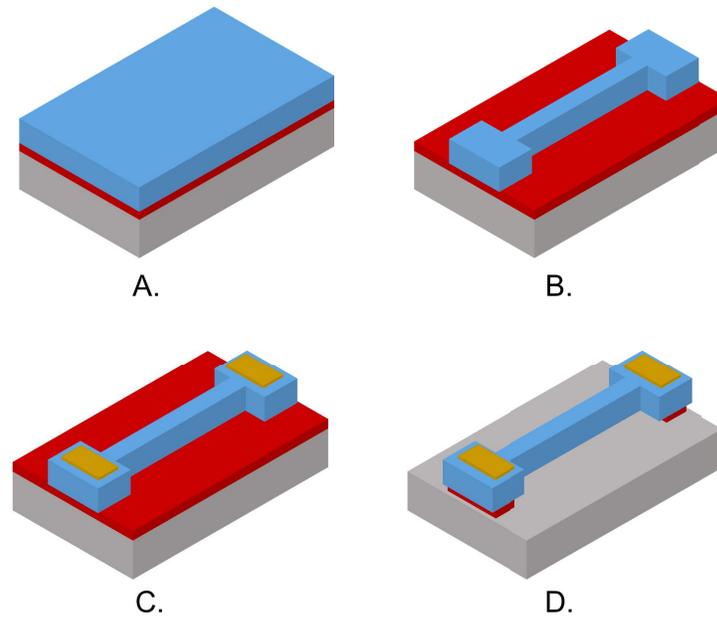


Figure 5.2 Principales étapes du procédé. A. Substrat de SOI - en bleu le *device*, silicium dopé p, en rouge le *box* ou couche sacrificielle, oxyde de silicium, en gris le *handle*, silicium peu dopé p. B. Définition des motifs par photolithographie et gravure plasma. C. Métallisation par *lift-off*. D. Libération de la structure à l'aide d'un procédé HF vapeur *home made*.

temps, et la puissance des ultrasons, il est possible de réaliser une soudure sur tout type de métaux. Cette étape aboutit à la puce présentée figure 5.3.

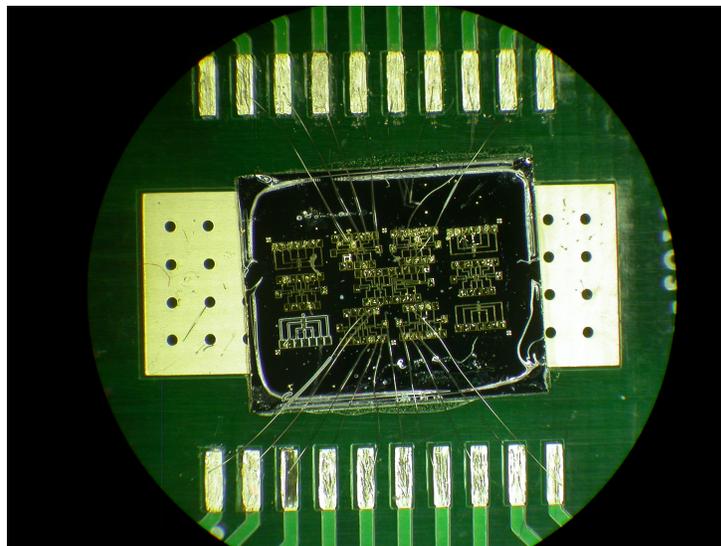


Figure 5.3 Échantillon collé sur un PCB et micro soudé.

**Boîtes d'interconnexions** Pour faciliter la connexion avec les structures, nous avons réalisé une boîte. Celle-ci contient un *socket* où l'échantillon est placé. Celui-ci est alors relié à des connecteurs BNC où seulement l'âme est utilisée.

**Chambre sous vide** Dans le souci de faciliter le déplacement de la poutre, nous avons cherché à réduire l'amortissement dû à l'air. Pour ce faire, nous avons fabriqué une chambre sous vide possédant 4 interconnexions.

## 5.2 Résultats

La figure 5.4 présente les images des poutres micro fabriquées obtenues au microscope électronique à balayage (MEB). Les motifs sont majoritairement respectés même si une dispersion de  $1 \mu\text{m}$  est mesurée comme on peut le remarquer dans le tableau récapitulatif 5.2.

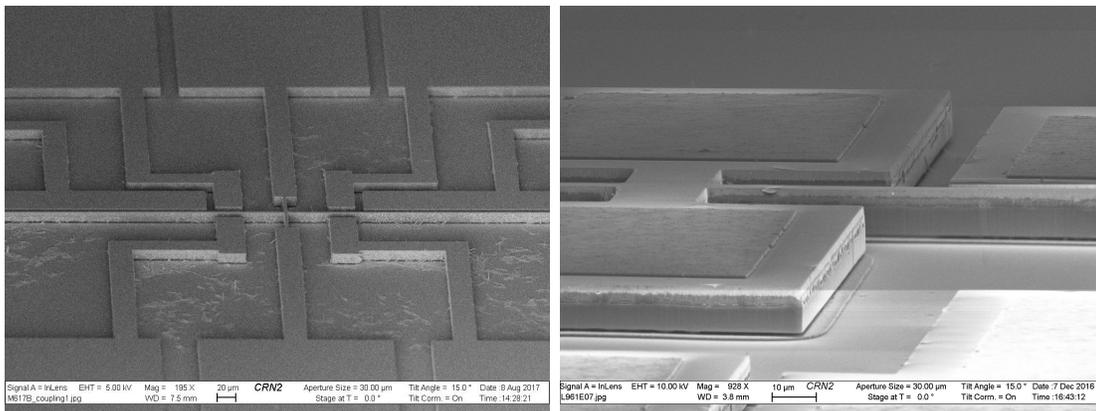


Figure 5.4 Images des structures réalisées au MEB

Tableau 5.2 Comparaison des dimensions des structures prévues et mesurées après fabrication.

Paramètres	Dimensions prévues	Dimensions réelles
Largeur de la poutre (1 <sup>er</sup> concept) $b_1$ [ $\mu\text{m}$ ]	5	7
Largeur de la poutre (2 <sup>eme</sup> concept) $b_2$ [ $\mu\text{m}$ ]	4	5
Distance entre la poutre et l'électrode (1 <sup>er</sup> concept) $d_1$ [ $\mu\text{m}$ ]	5	3
Distance entre la poutre et l'électrode (2 <sup>me</sup> concept) $b_2$ [ $\mu\text{m}$ ]	6	5

Nous reviendrons sur les problèmes rencontrés lors du développement du procédé dans le chapitre 7.

---

# CHAPITRE 6

## CARACTÉRISATION ET RÉSULTATS

### 6.1 Méthode de détection dynamique

On présente ici les méthodes mises en places afin de réaliser la détection du déplacement des résonateurs. Les mesures dont nous allons discuter sont donc dynamiques. Des tests statiques, à force constante dans le temps, ont tout de même été réalisés afin de confirmer que la poutre était bien mobile, mais nous avons choisi de ne pas les présenter.

#### 6.1.1 Mesures électriques

**Description du montage** La mesure électrique du déplacement des poutres est réalisée à l'aide de jauges de contraintes. On présente dans la figure 6.1 le montage utilisé lors des essais.

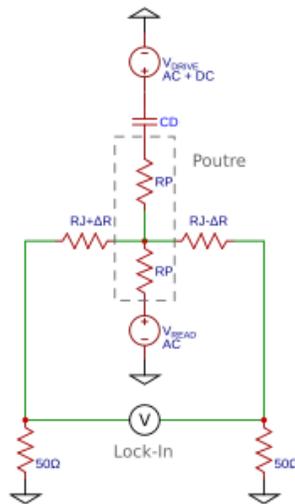


Figure 6.1 Schéma électrique du montage. L'appareil de mesure schématisé par  $V$ , le potentiel  $V_{read}$  et la composante AC de  $V_{drive}$  sont contenus dans le *lock-in amplifier*. La poutre est schématisée par les deux résistances  $R_P$  et les jauges de mesures par  $R_J + \Delta R$  et  $R_J - \Delta R$ . La capacité  $C_D$  modélise le condensateur formé par la poutre et l'électrode d'excitation.

Le signal d'excitation est composé d'une composante DC venant d'un *power supply* et d'un signal AC généré par la source d'un *lock-in amplifier*<sup>1</sup>. Ces deux signaux sont combinés à l'aide d'un *bias-tee*, puis envoyés à l'électrode d'excitation. Les jauges sont par ailleurs reliées à des résistances fixes (de 50  $\Omega$ ) et forment donc un pont de *Wheatstone*. Celui-ci est polarisé à l'aide de la source du *lock-in*. Le signal à la sortie de ce pont est envoyé au *lock-in*.

La force d'excitation se décompose en termes de fréquence, comme présenté dans l'expression 3.8 :  $F_e = F_0 + F_1$ . On s'efforce de rester dans les conditions où  $\alpha = \sqrt{2}$  de sorte que  $F_1 \gg F_0$ . Le déplacement de la poutre se fait ainsi à la fréquence d'excitation  $f_d$ , de même que la variation de résistance des jauges  $\Delta R(\omega_d)$ .

Le signal de mesure,  $V_{read} = V_{read_0} \cos(\omega_d t)$ , est injecté au centre de la poutre. Le signal à la sortie du pont de *Wheatstone* devient :

$$V_s(t) = V^+ - V^- = \frac{V_{read}}{2} \frac{\Delta R}{R_0} \quad (6.1)$$

Sachant que l'on ne considère uniquement la composante  $\omega_d$  de la  $\Delta R$  le signal qui nous intéresse est de la forme :

$$\begin{aligned} V(t) &= A \cos(\omega_d t) \times B \cos(\omega_d t) \\ &= \frac{AB}{2} (1 + \cos(2\omega_d t)) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Le déplacement de la poutre engendre donc dans le signal une composante DC et AC à deux fois la fréquence d'excitation. Le *lock-in* nous permet d'extraire la composante à  $2\omega_d$  du signal.

**Avantages du montage** Cette configuration est un montage simple pour caractériser électriquement les résonateurs. Tout d'abord, « envoyer » le signal de déplacement de l'oscillateur à une autre fréquence que celle d'excitation (ici à son double) permet de s'affranchir du bruit engendré par le *feedthrough*. En effet, le couplage capacitif entre l'électrode d'excitation et la poutre permet au signal d'excitation, à  $\omega_d$ , de se rendre dans la poutre et donc dans le signal mesuré. Cependant il ne créait pas de composante à  $2\omega_d$  après sa modulation par le signal de lecture et le mouvement des jauges, tout deux à  $\omega_d$ . L'extraction de la composante à  $2\omega_d$  du signal mesuré permet donc de se débarrasser du couplage capacitif. Cette opération, réalisée par le *lock-in*, est présentée plus en détails en

---

1. MFLI de chez Zurich Instruments

annexe.

Le montage en pont de *Wheatstone* permet d'autre part de multiplier par deux la précision de la mesure sur les jauges.

### 6.1.2 Mesures Optiques

Pour confirmer les mesures piézo-résistives, on réalise des mesures à l'aide d'un profilomètre optique<sup>2</sup>. Cet appareil permet de réaliser des mesures statiques et dynamiques de la topographie d'un échantillon. Sa précision est de l'ordre du nm en profondeur et de la centaine de nm dans le plan. On présente sur la figure 6.2 la reconstruction 3D de l'échantillon, réalisée au Fogale.

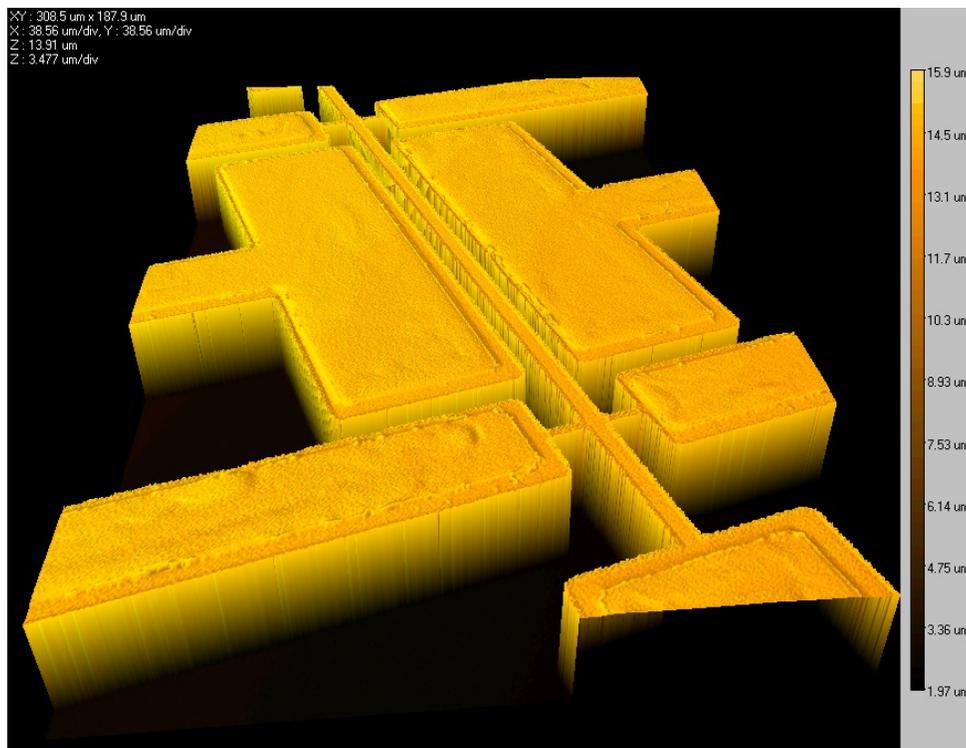


Figure 6.2 Image 3D obtenue à l'aide du profilomètre optique Fogale.

Cet appareil dispose d'un générateur de signaux synchronisé avec ses composants optiques. C'est ce qui nous permet de réaliser des mesures dynamiques et donc de caractériser la réponse en fréquence des résonateurs. Ces analyses nous renseignent directement sur le déplacement dans le plan des poutres. Le montage électrique consiste simplement à appliquer le voltage entre l'électrode et la poutre.

---

2. Profilomètre de surfaces par interférence à faible cohérence Photomap 3D de chez Fogale

---

## 6.2 Résultats

On présente dans cette partie les résultats expérimentaux obtenus à l'aide des méthodes de caractérisation présentées plus haut. Ces données ont été obtenues principalement sur 3 échantillons.

### 6.2.1 Poutre Simple

Les différents résultats que nous allons montrer ici ont été réalisés sur différentes tailles de poutres. Pour chacun, on rappellera les dimensions et la distance à l'électrode mesurée après fabrication. L'épaisseur reste elle inchangée :  $h = 10\mu\text{m}$ .

#### Poutres de 500 $\mu\text{m}$

**Électrique** Des test ont été réalisés sur une poutre de  $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ , à une distance de  $8\mu\text{m}$  de l'électrode. Une tension  $V_{AC} = 4V_{pp}$ ,  $V_{DC} = 80V$  et  $V_{read_0} = 200mV_{pp}$  est appliquée sur l'électrode d'excitation et on balaye sur la plage de fréquence qui nous intéresse. L'amplitude du signal à la sortie des jauges de contraintes est représentée sur le graphique de la figure 6.3.

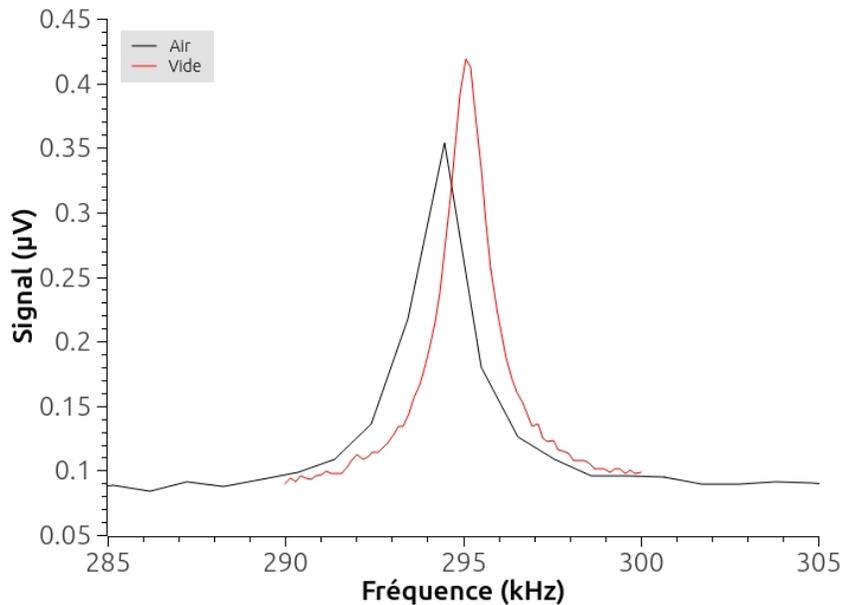


Figure 6.3 Signal obtenu lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre  $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ .  $BW_{3dB} = 500\text{ mHz}$ . En noir, l'échantillon est dans l'air (pression atmosphérique) et en rouge dans le vide ( $P = 0.4\text{ atm}$ ).

La résonance se situe à  $f_{exp} = 294\text{ kHz}$  avec un facteur de qualité autour de 100. On remarque une augmentation du pic lorsque la pression est abaissée à  $0.4\text{ atm}$  ce qui confirme

bien son origine mécanique. D'autre part on a un petit décalage fréquentiel.

On a réalisé le même type d'essai,  $V_{AC} = 7V_{pp}$ ,  $V_{DC} = 35V$  et  $V_{read_0} = 130mV_{pp}$ , avec la même géométrie de poutre, mais plus proche de l'électrode d'excitation, soit à  $3\mu m$ . On constate sur la figure 6.4 que le facteur de qualité est bien plus faible et s'élève à  $Q = 34$ .

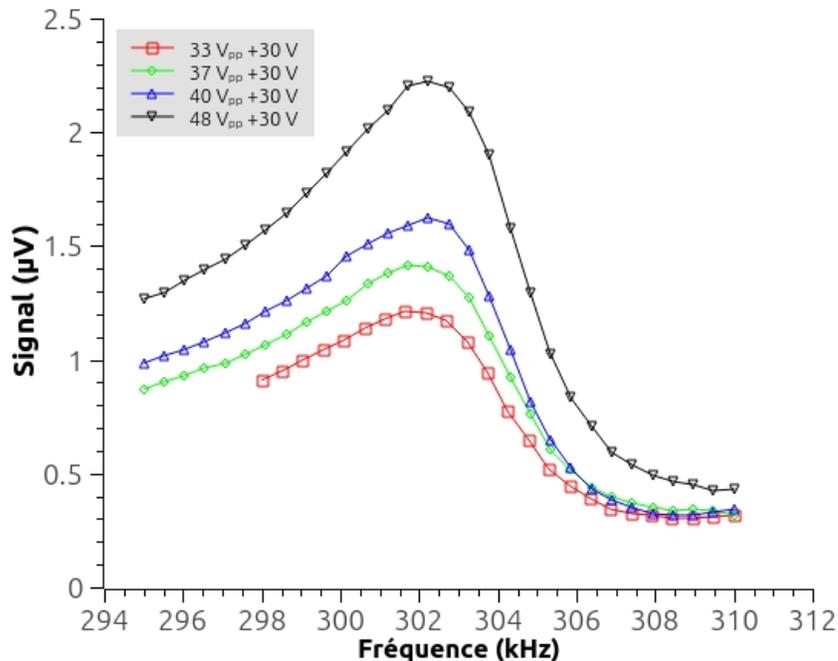


Figure 6.4 Signal obtenu au *lock-in* lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre  $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu m$ .  $BW_{3dB} = 500$  mHz.

En augmentant l'amplitude de la composante alternative du signal d'excitation, on voit que la fréquence de résonance se décale. Le « saut », ou point de bifurcation, caractéristique de la non-linéarité de Duffing apparaît comme on peut le voir sur la figure 6.5.

**Optique** La même poutre a ensuite été caractérisée dans les mêmes conditions de pression, température et tension d'excitation à l'aide du profilomètre optique Fogale (voir figure 6.6). On retrouve dans un premier temps le pic de résonance à 302 kHz. Le décalage de la fréquence de résonance et l'effet de stiffening sont ensuite observés.

De la même façon qu'avec les simulations éléments finis, on calcule le coefficient  $\beta$  à partir du coefficient directeur de la fonction linéaire 4.5. On obtient  $\beta = (27 \pm 6) \times 10^{23} \text{ (Hz/m)}^2$ .

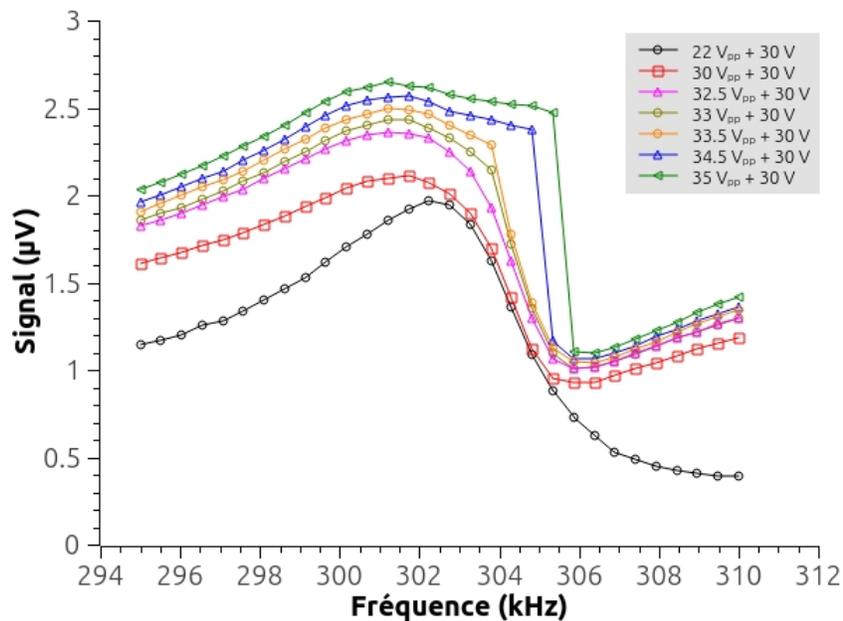


Figure 6.5 Signal obtenu au *lock-in* lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre  $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ .  $BW_{3dB} = 500$  mHz.

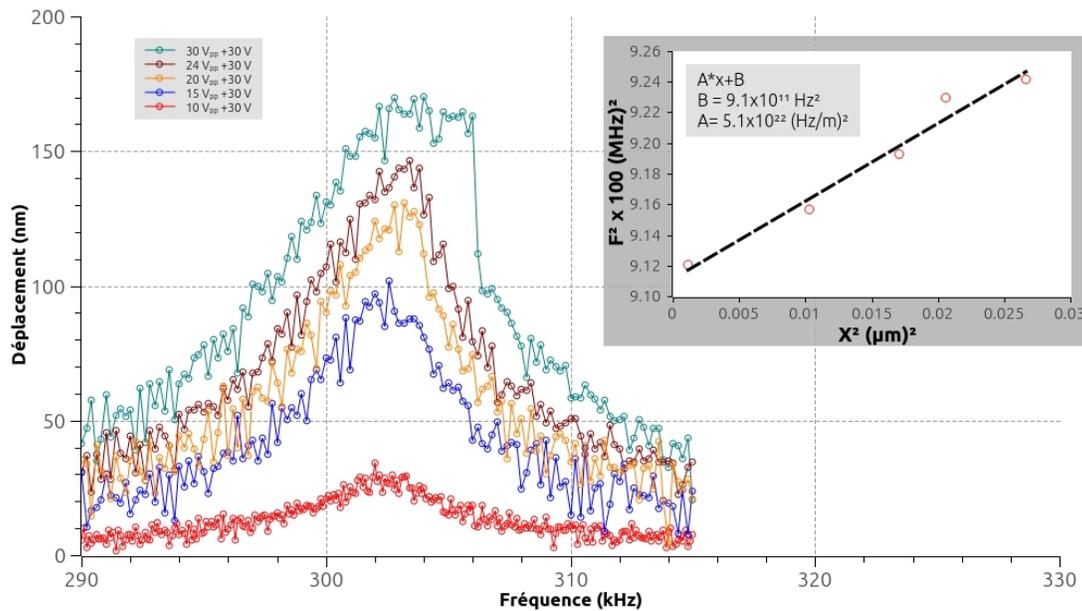


Figure 6.6 Signal obtenu au profilomètre lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre  $(b, h, L) = (7, 10, 500)\mu\text{m}$ . On augmente à chaque balayage la tension d'excitation  $V_{AC}$ . Dans l'encart, les ronds rouges correspondent aux couples  $(x_{max}^2; f_{saut}^2)$  et la ligne en tirets à la linéarisation des données. On extrait de cette façon le coefficient directeur de la fonction.

### Poutre de 300 $\mu\text{m}$

Les essais présentés plus haut ont aussi été réalisés sur une poutre de  $(b, h, L) = (5, 10, 300)\mu\text{m}$ . Les résultats optiques sont présentés sur la figure 6.7.

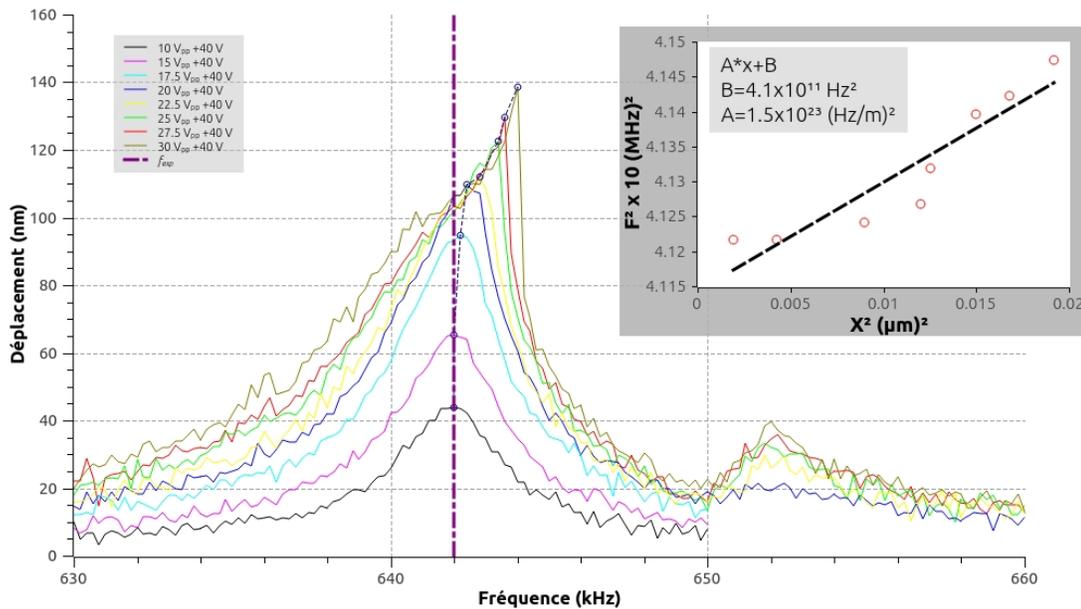


Figure 6.7 Signal obtenu lors d'un balayage sur la fréquence d'excitation d'une poutre  $(b, h, L) = (6, 10, 300)\mu\text{m}$ . On augmente à chaque balayage la tension d'excitation  $V_{AC}$ .

Le phénomène de Duffing apparaît pour  $V_{AC} > 17.5V_{pp}$ . Le coefficient non linéaire est calculé :  $\beta = (79 \pm 10) \times 10^{23} (\text{Hz}/\text{m})^2$ . L'incertitude est bien plus élevée dans ce cas-ci étant donné que l'erreur sur la mesure du déplacement est élevée ( $\Delta x_{max} = 10 \text{ nm}$ ) et se combine avec celle sur la fréquence ( $\Delta f_{saut} = 100 \text{ kHz}$ ).

#### 6.2.2 Poutres couplées

Nous présentons ici les mesures réalisées sur des poutres couplées. Les essais réalisés consistent, de la même manière que précédemment, à exciter une des poutres sur une plage de fréquence autour de sa résonance. On mesure alors le déplacement de la poutre excitée et non excitée. La figure 6.8 présente les résultats obtenus au profilomètre optique sur deux poutres 300  $\mu\text{m}$  couplées par une poutre latérale de 4  $\mu\text{m}$  de large et 80  $\mu\text{m}$  de long.

On peut voir dans la réponse de la poutre non excitée un pic à 653 kHz et à 643 kHz. Ce dernier correspond à la résonance de la poutre excitée qui influe donc sur la dynamique

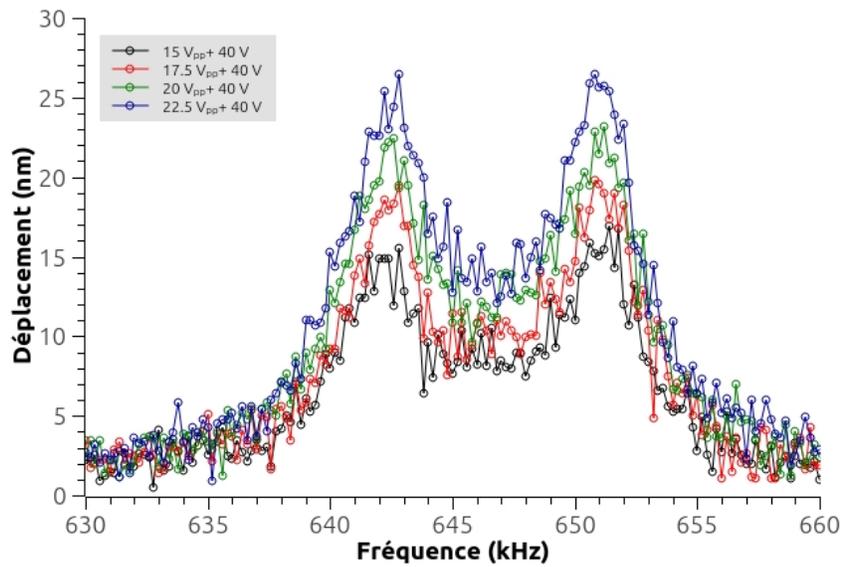


Figure 6.8 Réponse en fréquence d'une poutre non excitée.

de l'autre. La figure 6.9 montre la réponse des deux résonateurs et confirme donc que les résonances ne sont pas exactement à la même fréquence.

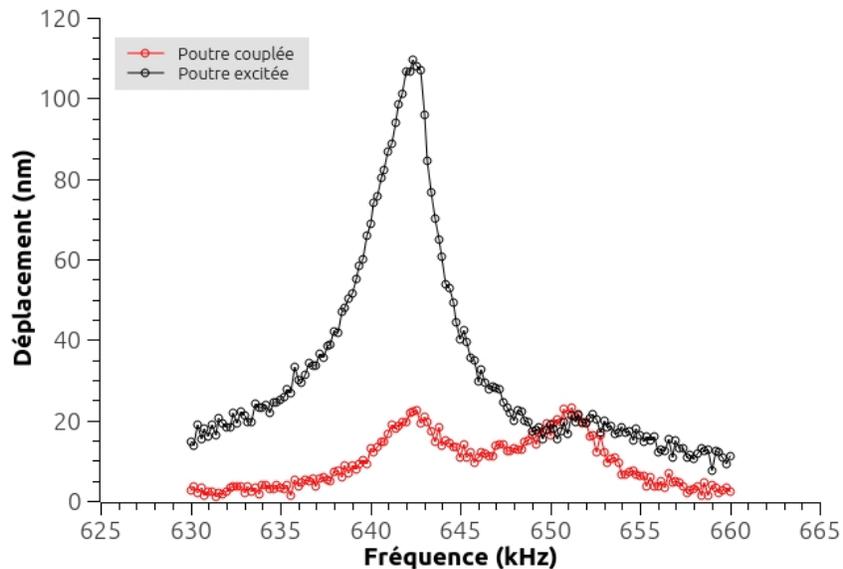


Figure 6.9 Comparaison des réponses en fréquences de la poutre excitée et non-excitée.

Le rapport entre le déplacement maximal de la poutre excitée et non excitée est **21%**. Pour les mêmes dimensions, nous avons prévu **24%** à l'aide des éléments finis. Ces résultats sont donc très encourageants.

Par manque de temps nous n'avons pas pu réaliser les tests électriques, mais nous reviendrons sur le sujet au cours du chapitre 7.



# CHAPITRE 7

## DISCUSSION

Dans ce chapitre, nous reprenons les résultats mis en évidence précédemment pour les interpréter et discuter de la pertinence de notre travail. Nous aborderons dans un premier temps les erreurs de fabrication, puis les résultats de la caractérisation.

### 7.1 Procédé de micro fabrication

#### Écart avec les objectifs

Le procédé présenté dans le chapitre 4 nous a permis de réaliser simplement et rapidement des poutres suspendues et mobiles. Bien que les résultats expérimentaux soient encourageants, les dimensions des structures sont quelque peu éloignées de nos attentes comme on peut le voir sur la figure 7.1.

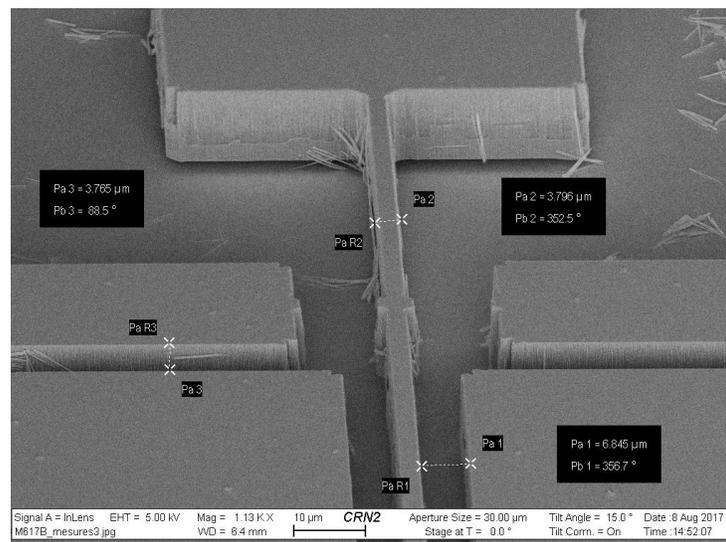


Figure 7.1 Mesure des dimensions d'une poutre au MEB. La gravure plasma a été trop longue c'est pourquoi les jauges n'ont pas tenu et des résidus de silicium sont sur l'échantillon.

Nos observations ont mis en évidence le fait que la première étape de photolithographie n'est pas aussi précise que prévu. Le profil de résine n'étant pas droit, la base du motif est plus large qu'à la surface.

Cette dispersion sur les dimensions des poutres entraîne un décalage de quelques dizaines de kHz sur la résonance. Elle n'est donc pas critique pour l'implémentation en réservoir. Dans le cas où l'on chercherait une meilleure précision, une optimisation du temps d'exposition serait nécessaire.

**Formation des jauges** La largeur des jauges étant très proche de la limite de  $1 \mu\text{m}$ , il est difficile d'obtenir un motif parfait après photolithographie (voir figure 7.2). La gravure plasma n'étant pas parfaitement anisotrope, cela conduit par moment à la non ou mal formation des jauges (figure 7.1)

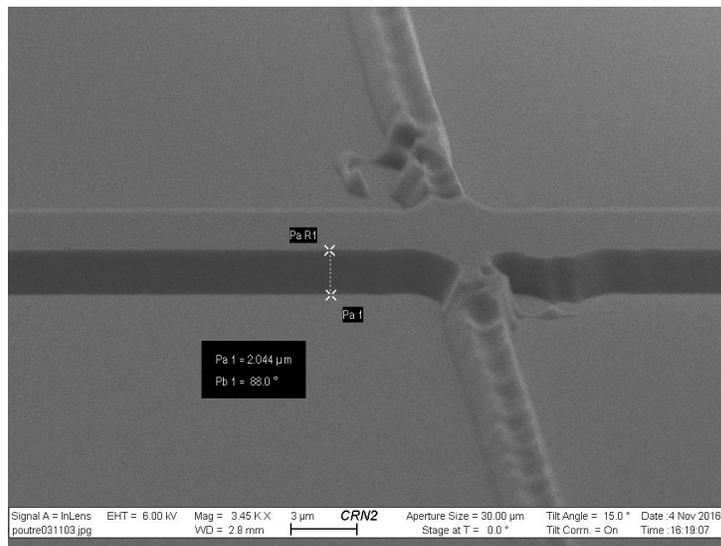


Figure 7.2 Observation de la résine après exposition et développement. On voit qu'elle n'est pas bien formée au niveau des jauges de contraintes.

### Planéité de la poutre

Le procédé Bosch consiste en une succession de gravure et passivation du silicium. Cette alternance peut engendrer une « ondulation » sur le profil des structures. Ceci a un impact direct sur la force d'excitation.

Nos échantillons présentent une petite déformation sur le dessus de la poutre (voir la première image de la figure 5.4). Les résultats expérimentaux suggèrent cependant que l'impact sur la force d'excitation n'est pas considérable. L'utilisateur qui voudrait obtenir des profils « parfaits » devrait optimiser la recette (temps de gravure et de passivation, et nombres de cycles).

## 7.2 Analyse de la dynamique des résonateurs

### 7.2.1 Divergence théorie - expérimental

La caractérisation, optique ou électrique, des oscillateurs nous renseigne sur leur dynamique. Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau 7.1.

Tableau 7.1 Résultats de la caractérisation des poutres.

Paramètres	$(b, h, L) = (7, 10, 500)$	$(b, h, L) = (5, 10, 300)$
Facteur de qualité $Q$	$(34.3 \pm 0.8)$	$(128.4 \pm 5.1)$
Fréquence de résonance $f_r$ [kHz]	$(302.3 \pm 0.1)$	$(642.8 \pm 0.1)$
Coefficient de Duffing $\beta \times 10^{23}$ [(Hz/m) <sup>2</sup> ]	$(2.7 \pm 0.3)$	$(78.9 \pm 10.3)$

La première observation que l'on peut faire est le décalage fréquentiel du pic de résonance théorique et expérimentale. On évalue ce décalage à 50 kHz pour la poutre de 500 et de 300  $\mu\text{m}$  (figures 6.3 et 6.7). Le calcul de la fréquence de résonance nécessite d'évaluer la masse effective de la poutre. Le ratio entre la masse et la masse effective a été extrait de la littérature, mais il se pourrait qu'il ne soit pas adapté à notre cas, notamment à cause des jauges de contraintes.

Nous nous sommes par ailleurs intéressés uniquement au mode fondamental de vibration d'une poutre pour la concevoir. Le couplage de ses autres modes et son impact sur la dynamique du système n'ont pas du tout été considérés malgré qu'un certain nombre d'études mettent en évidence leur importance.

Ce décalage nous renseigne d'autre part sur le facteur de qualité du système. La fréquence de résonance d'un oscillateur dépend effectivement de ce facteur suivant l'équation 2.8.

### 7.2.2 Effet de l'amortissement

En comparant les résultats présentés aux figures 6.3 et 6.4, on remarque que le facteur de qualité des deux oscillateurs est bien différent pour les mêmes conditions d'essais. Sachant qu'ils ont la même géométrie, on identifie l'origine de ce phénomène à la distance qui sépare la poutre à l'électrode d'excitation. En effet, la poutre au grand facteur de qualité se situe à 8  $\mu\text{m}$  de l'électrode, tandis que l'autre à 4  $\mu\text{m}$ .

L'amortissement mis en évidence ici est le *squeeze film damping*. Ce phénomène est dû au caractère incompressible des gaz et s'amplifie d'autant plus que l'espace entre deux

plaques mobiles est réduit, tel qu'on peut le voir dans l'équation du ratio d'amortissement 7.1, extraite du livre de Bao sur le sujet[9] :

$$\zeta = \frac{\mu h^2}{2\rho b d^3 \omega_0}, \quad (7.1)$$

avec  $\mu$  le coefficient de viscosité du fluide, égal à  $18.1 \text{ Pa}\cdot\text{s} \times 10^{-6}$  à  $20^\circ\text{C}$ . Les paramètres géométriques sont ceux décrits dans la figure 3.1.

Cette amortissement aurait dû être pris en compte lors de la conception des résonateurs. Si on veut s'en affranchir, la solution évidente serait d'augmenter la distance entre la poutre et le pad d'excitation. Sachant que cela a aussi l'effet de réduire drastiquement la force d'excitation ( $\propto \frac{1}{d^2}$ ), il est nécessaire de déterminer la distance la plus adaptée.

La caractérisation du MEMS sous vide est aussi une alternative afin de réduire cette amortissement. L'augmentation du pic de résonance présentée figure 6.3 en est la preuve. Si l'on cherchait à augmenter le facteur de qualité du second résonateur, il serait pertinent de le mettre dans les mêmes conditions de pressions.

### 7.2.3 Non-linéarité - Comparaison éléments finis - expérimental

Dans le chapitre 4, nous avons montré que la méthode de calcul de  $\beta$  de Tang suffisait pour notre application. Les résultats expérimentaux décrits sur la figure 6.7 démontrent un effet de *stiffening* du silicium composant la poutre. Le  $\beta$  calculé est cependant très loin de nos prévisions, avec quasiment un ordre de grandeur de différence. La dynamique du résonateur est en cohérence avec ce nombre, étant donné que pour un petit déplacement ( $< 0.1 \times b$ ), le *stiffening* apparaît.

Une interprétation hâtive de ces résultats serait de considérer ces oscillateurs comme très non linéaires. Il est très probable que certains effets non linéaires n'ont pas été pris en compte dans le modèle simplifié de Duffing. Ces effets non linéaires peuvent amplifier le décalage en fréquence de la réponse dynamique de l'oscillateur. Or, notre calcul de  $\beta$  suppose que le décalage fréquentiel est dû uniquement à l'effet de Duffing. Il est donc possible que la non-linéarité due à cet effet ne soit pas aussi élevée qu'on pourrait le penser au premier abord.

Quelques pistes ont été suggérées afin d'identifier le « responsable » de ce décalage. On a pensé notamment à l'ancrage de la poutre au niveau du substrat. Les travaux de Lee [29] mettent en évidence l'effet non négligeable de l'ancrage d'un résonateur sur sa dy-

namique. Ceci expliquera pourquoi les analyses par éléments finis n'aient pas pu prédire parfaitement le comportement des oscillateurs.

## 7.3 Efficacité du couplage

Le concept de couplage proposé pour le projet a été analysé par éléments finis dans le chapitre 4 puis caractérisé expérimentalement dans le chapitre 6.

Les résultats présentés sur la figure 6.9 démontrent que la poutre de couplage réalisée transmet  $\chi = 21\%$  du déplacement de la poutre excitée à celle non excitée. La comparaison de ces résultats avec les analyses par éléments finis (voir figures 4.10 et 4.8) suggère donc que nos prévisions sont bonnes, avec une différence qui s'élève à 3%.

Dans le cadre du *reservoir computing*, la structure n'est pas optimale, sachant que notre objectif était  $\chi = 30\%$ . On peut tout de même supposer que la réduction de la largeur de la poutre de couplage nous permettra d'augmenter ce facteur. Le procédé de micro fabrication sont, d'autre part, adaptés à une réduction de cette largeur jusqu'au micron.

Le couplage mécanique de poutres bi encastrées par le biais d'une jonction en forme de poutre orienté perpendiculairement a démontré des résultats très encourageants pour la suite du projet. On suppose qu'une petite modification des masques de photolithographie suffirait pour répondre aux requis de l'implémentation en réservoir.

## 7.4 Retour sur les méthodes de mesures

### 7.4.1 Électrique

#### Bruits

L'utilisation du *lock-in* et du montage en pont avec les jauges de contraintes permettent comme prévu de mesurer de très petits déplacements de la poutre. L'amplitude des signaux ne dépassant pas la centaine de micro volt, la mesure peut être sensible au bruit thermique généré par la résistance des jauges. On évalue ce bruit à l'aide de la relation de Nyquist [41] :

$$V_T = \sqrt{4k_B T R_0 \Delta f}. \quad (7.2)$$

Celui-ci est du même ordre que le signal à mesurer. Sachant qu'il dépend fortement du courant traversant les jauges il est nécessaire de réduire celui-ci.

---

## Erreur sur la piézo résistivité

La dissipation thermique, due aux effets Joule dans le silicium, peut être calculée par

$$P_{joules} = R_{0j}(1 + \pi_l \sigma_l) I^2, \quad (7.3)$$

où  $R_{0j}$  est la résistance d'une jauge au repos,  $\pi_l$  le coefficient de piézo résistivité longitudinal,  $\sigma_l$  la contrainte longitudinale subit par la jauge et  $I$  le courant qui la traverse.

Le courant de lecture dans les jauges de contraintes est responsable d'une augmentation de leur température. On peut donc penser qu'elle subisse une déformation suivant le coefficient d'expansion thermique  $\epsilon_{th} = \alpha \Delta T$ . Cette déformation qui s'ajoute à celle due au déplacement de la poutre augmente certainement le signal détecté avec le courant de lecture.

Sachant cela, on peut dire que notre méthode de caractérisation électrique est imprécise, étant donné qu'il nous faut augmenter la tension de lecture et donc le courant traversant les jauges, pour augmenter la tension d'excitation. On comprend ainsi pourquoi les courbes de la figure 6.4 ne se rejoignent pas après et avant la résonance.

## 7.4.2 Optique

### Imprécision sur la mesure au profilomètre

La mesure au profilomètre Fogale est très dépendante de la partie de la poutre à analyser. Le déplacement au centre de la poutre peut être 2 fois plus grand que celui au niveau des jauges de contraintes. De plus, le programme moyenne le déplacement sur toute la zone analysée.

Un étalonnage de la mesure à l'aide du microscope holographie est à prévoir pour la suite du projet.

### 7.4.3 Tension d'excitation

Le fait d'utiliser une tension AC + DC a très certainement un effet sur la dynamique de la poutre. En effet, on vient appliquer une tension DC qui déforme initialement la poutre, puis on vient l'exciter avec une force alternative. Cette méthode est probablement responsable du décalage fréquentiel de la résonance, et de la non-linéarité. C'est un aspect qu'il faudra approfondir pour comprendre l'ensemble des phénomènes dans le comportement de la poutre.

---

### 7.4.4 Comparaison des deux méthodes

La figure 7.3 présente les résultats optiques et électriques sur une poutre  $(b, h, L) = (7, 10, 500)$  soumise à un signal d'excitation  $V_{AC} = 20 V_{pp}$  et  $V_{DC} = 30 V$ .

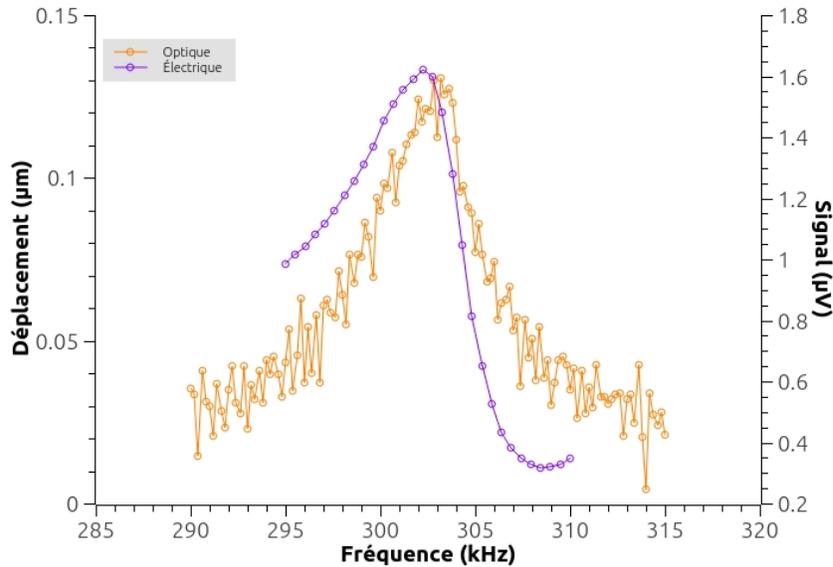


Figure 7.3 Comparaison des résultats de caractérisation électrique et optique d'une poutre  $(b, h, L) = (7, 10, 500)$ .

Le signal électrique est manifestement plus stable que celui optique. Un petit décalage fréquentiel de la réponse est visible. Son origine est due au potentiel de la poutre qui n'est pas nul lors des essais électriques. Malgré cela, le comportement du résonateur est le même, ce qui confirme la pertinence des mesures optiques. Les mesures électriques nécessitent toutefois un étalonnage de manière à faire correspondre le voltage mesuré et le déplacement de la poutre correspondant.

En effet, il est difficile de faire correspondre théoriquement le déplacement et le voltage, notamment à cause de la dissipation thermique par effets Joule suggérée précédemment (ajout de l'expansion thermique  $\epsilon_{th}$  dans la déformation). La possibilité que les jauges de contraintes ne soient pas sollicitées longitudinalement ajoute une incertitude sur la mesure. D'autre part, la forme de la courbe électrique sur la figure 7.3 suggère la présence d'un effet de Duffing dans le comportement de la poutre qui n'est pas visible sur la courbe optique. Cette asymétrie n'est en réalité pas due à la non-linéarité mécanique du résonateur mais à des effets électriques. Ces derniers viennent probablement du montage mais n'ont pas été identifiés spécifiquement dans ce travail.

## 7.5 Pertinence du micro système pour le réservoir

L'implémentation d'un *reservoir computer* structurel requière un réseau de neurones aux paramètres spécifiques. Ces conditions sur la dynamique du système ont été énoncées au chapitre 4.

Les travaux de simulations et expérimentaux ont démontré que les poutres bi encastrées présentent effectivement un régime non linéaire, une résonance autour de la centaine de kHz, et un facteur de qualité dans l'air plus grand que 10. Ce type de structure est donc adaptée à l'application visée.

Les résultats préliminaires sur le couplage suggèrent qu'une poutre transversale, reliant deux oscillateurs, est suffisante pour transmettre l'énergie mécanique entre eux. Une chaîne d'une dizaine de résonateurs couplés vérifie ainsi les conditions pour réaliser du traitement de l'information.

Les performances du réservoir sont néanmoins dépendantes de la dynamique du système. L'impact de la variation des paramètres du réservoir sur son efficacité a été succinctement analysé (voir en annexe). Malgré cela, il est difficile de s'assurer de l'efficacité du dispositif réalisé selon l'approche présentée ici. La prédiction de la fonction de parité à l'ordre 3 avec 99% de réussite est un résultat obtenu avec le réseau dimensionné théoriquement. Les résultats expérimentaux étant légèrement différents, il serait nécessaire de refaire des essais sur un réseau plus proche de la réalité.

# CHAPITRE 8

## CONCLUSION

### 8.1 Sommaire

Le mémoire avait pour objectif principal de présenter un concept de MEMS anharmonique adapté à l'implémentation d'un réseau capable de réaliser du calcul en réservoir sur des problèmes de référence. Ce réseau devait exhiber une dynamique non linéaire tout en étant réalisable avec un procédé simple de micro fabrication.

Pour ce faire, nous avons modélisé au chapitre 3, le comportement d'une poutre bi-encastree soumise à une excitation latérale. Les hypothèses d'Euler-Bernoulli ont permis de résoudre l'équation différentielle du profil de la poutre excitée et ainsi de déterminer les fréquences de ses modes fondamentaux et le coefficient de Duffing lié aux non-linéarités de la rigidité. Les équations électriques relatives à la force d'excitation électrostatique et ses composantes fréquentielles ont été détaillées. Le principe de piézo résistivité et les concepts de jauges de contraintes ont aussi été développés dans ce chapitre.

L'intérêt du projet s'est concentré sur le mode fondamental de vibration de la poutre afin de simplifier sa conception, détaillée dans le chapitre 4. À partir des résultats de la simulation numérique du réservoir et des limites des appareils à notre disposition, un premier « portrait robot » du dispositif a été établi, tant au niveau des dimensions des résonateurs, que des dimensions de leur couplage ou du matériau qui les compose. Ce système a ensuite été éprouvé à l'aide d'analyses par éléments finis. Des méthodes permettant de déterminer l'efficacité du couplage et le coefficient de Duffing, à partir de ce modèle, ont été ainsi convenu.

Le chapitre 5 présentait les différentes étapes de fabrication mises en places afin de réaliser le dispositif. Les couches du substrat de SOI utilisé ont été présentées, suivies des masques de photolithographie. Les procédés de micro fabrication et d'encapsulation ont été décrits avec les structures produites. Ces dernières ont finalement été caractérisées géométriquement dans un premier temps.

Les structures ainsi obtenues ont été étudiées par le biais d'une méthode électrique et

optique. Ces résultats ont permis de déterminer les caractéristiques dynamiques des résonateurs couplés. Ceux-ci mettent en évidence que la résonance des oscillateurs se situe 50 kHz au-dessus des prévisions et que le coefficient de Duffing est dix fois plus élevé que prévu. Le couplage est toutefois cohérent avec les analyses par éléments finis réalisées. Malgré certaines divergences entre la modélisation analytique et le travail expérimental, l'application en réservoir n'est pas remise en cause, et l'approche proposée est tout à fait adaptée.

## 8.2 Contributions

Un certain nombre de points au niveau de la conception de résonateurs, de leur fabrication et de leur caractérisation, ont été éclaircis lors de ce projet de maîtrise.

La première partie de la conception, la modélisation analytique des phénomènes physiques, a été inspirée de la littérature. La réelle contribution de ce chapitre est l'analyse par éléments finis réalisée sur des poutres simples et couplées. En effet, les publications traitant du couplage de résonateurs anharmoniques sont limitées et n'abordent pas la transmission d'énergie mécanique tel qu'il a été fait ici. Le couplage au moyen d'une fine poutre transversale est un concept innovant présentant de multiples intérêts. La simplicité de son implémentation, et la flexibilité de sa capacité à transmettre l'énergie sont les plus exploitées dans ce projet. La possibilité d'utiliser cette poutre comme jauge de contrainte est un de ses atouts qui mériterait d'être approfondi.

L'approche utilisée pour déterminer, via les analyses par éléments finis, le coefficient de Duffing  $\beta$  constitue aussi une contribution à l'étude des micro structures. Ce modèle nécessite d'être vérifié expérimentalement mais il constitue une avancée non négligeable dans l'exploration de la mécanique non linéaire des MEMS.

Comme il a été évoqué précédemment, le procédé a été développé suivant les principes de micro fabrication de surfaces classiques pour la réalisation de résonateurs MEMS. Les étapes ont bien entendu nécessité un travail d'optimisation qui n'a pas été décrit ici. Il est tout de même important de noter que l'étape de libération a été réalisée à l'aide d'une méthode sèche, ne nécessitant aucun appareil sophistiqué. Elle constitue par conséquent une contribution aux méthodes classiques de micro fabrication de surfaces, et aux études cherchant à s'affranchir de la stiction.

Malgré qu'elle ait été inspirée de la littérature, la méthode de détection électrique en

---

pont de jauges se distingue des travaux réalisés jusqu'à maintenant de par sa précision. La démodulation du signal généré lors du mouvement du résonateur est une solution aux problèmes de couplage électrique dans le dispositif et est aisément implémentable pour des structures plus petites.

Enfin, la principale contribution de ce projet constitue l'utilisation de structures mécaniques dans le but de réaliser du traitement de données. Comme il a été suggéré dans l'état de l'art, très peu de travaux ont démontré du « calcul mécanique », et aucun n'utilise cette approche inspirée des réseaux neurones récurrents. Ce mémoire démontre la faisabilité d'un dispositif compact, consommant peu d'énergie et capable de concurrencer les meilleurs programmes neuro-inspirés pour des tâches diverses.

## 8.3 Travaux futurs

L'ensemble des travaux présentés dans ce mémoire ont permis d'ouvrir la recherche sur le calcul en réservoir structurel. Il a ainsi été prouvé que l'approche utilisant des poutres bi encastrées, couplées en ligne et excitées électrostatiquement convient à l'application visée. Toutefois, quelques aspects n'ont pas eu le temps d'être traités et devront l'être dans les futurs travaux sur ce sujet.

### Procédé de micro fabrication

Comme il a été soulevé dans le chapitre 7, les erreurs dues au procédé de micro fabrication ont un impact direct sur la dynamique du système et donc sur ses performances en tant que *reservoir computer*. Les solutions à considérer sont multiples.

- Optimisation du procédé : L'étape de photolithographie prégravure mérite un travail plus approfondi de manière à s'assurer des dimensions des structures. La gravure plasma du silicium quant à elle nécessiterait une mise au point qui permettrait de planifier la poutre et l'électrode latéralement ;
- Utilisation d'une plateforme industrielle de fabrication : Cette solution était à considérer dès le début du projet de maîtrise. Le choix de la fabrication « à domicile » a été fait pour le premier essai, et s'est avéré concluant. Cependant, l'utilisation d'une plateforme telle que celle proposée par *Teledyne DALSA MIDIS* assurerait la répétabilité du procédé et permettrait ainsi l'augmentation du nombre d'oscillateurs dans le réseau (de 10 à 100). Cette approche nécessiterait tout de même un plus gros travail de modélisation et de conception et un investissement financier qui n'est pas négligeable.

### Analyse dynamique du résonateur

Les divergences entre les résultats expérimentaux et les analyses par éléments finis quant à la dynamique des poutres dans leur régime linéaire et non linéaire ont été soulevées dans le chapitre 6 et discutées dans le chapitre 7. Bien qu'elles ne soient pas fatales pour notre application, elles requièrent d'être étudiées en profondeur. L'origine du comportement très non linéaire des poutres est particulièrement à identifier. L'amortissement dû au *squeeze film damping* est lui aussi à étudier de manière à concevoir les résonateurs en conséquence.

### Étalonnage de la mesure électrique

La caractérisation des résonateurs et la détection de leurs oscillations ont été accomplies à l'aide de deux méthodes récurrentes dans le domaine des MEMS. Il aurait été pertinent de faire le lien entre les deux types de mesures, et ainsi faire correspondre la variation de résistances des jauges de contraintes à un déplacement de la poutre bi encastrée. Sachant que la mesure électrique est plus précise que celle réalisée avec le profilomètre, elle convient à la mesure de très petits déplacements ( $< 10$  nm) ce qui constitue un atout pour la réduction d'échelle du dispositif.

### Essais de classification ou de prédiction

Enfin le dernier aspect qui n'a pas encore été traité durant le projet est l'essai du réseau à proprement parler. Ce mémoire donne la recette du réservoir sans démontrer de réels essais de classification et de prédiction sur un démonstrateur.

Les travaux actuels de Jean-Christophe Coulombe se concentrent sur la fabrication du premier démonstrateur de réservoir structurel. Basé sur les résultats présentés ici, ce dispositif est constitué de 16 oscillateurs couplés en ligne à l'aide de fines poutres transversales de 3  $\mu\text{m}$  de large. Ce prototype contient deux types de résonateurs de longueurs différentes, de manière à limiter la non-linéarité du système. L'excitation et la détection des oscillateurs sont réalisées à l'aide de peignes électrostatiques. Les premiers résultats sont prévus pour l'automne 2017.

Une autre approche suggérée par Appeltant [5] et mis en application il y a peu par Jacob Torrejon et son équipe [55] est d'utiliser un seul oscillateur non linéaire, pour réaliser du calcul en réservoir. Dans ces travaux, l'oscillateur n'est pas connecté à d'autres oscillateurs physiquement, mais connecté à lui même temporellement. En utilisant l'amortissement de sa dynamique, les auteurs parviennent à simuler plusieurs résonateurs sur la réponse temporelle du même. Cette approche nécessite un prétraitement du signal en entrée du dispositif, mais constitue une démonstration simple et efficace de la capacité d'un oscilla-

---

---

teur mécanique à traiter des données.

La vitesse d'un tel système pour traiter des données est, malgré tout, limitée par sa fréquence de résonance et son facteur de qualité. C'est pourquoi il constitue une première étape dans la démonstration d'un *reservoir computer*. Guillaume Dion travaille actuellement sur les poutres caractérisées dans le chapitre 6.



# ANNEXE A

## Fonctionnement d'un *lock-in amplifier*

Un *lock-in amplifier* est un appareil généralement utilisé pour faire de la détection synchrone. Cette technique de traitement du signal consiste à extraire des signaux de faibles amplitudes noyés dans du bruit. Connaissant au préalable les fréquences des signaux à détecter, il est possible de les prélever en les multipliant par un signal sinusoïdal de même fréquence.

On présente sur la figure A.1 les différents composants du modèle de *lock-in amplifier* utilisé dans ce projet.

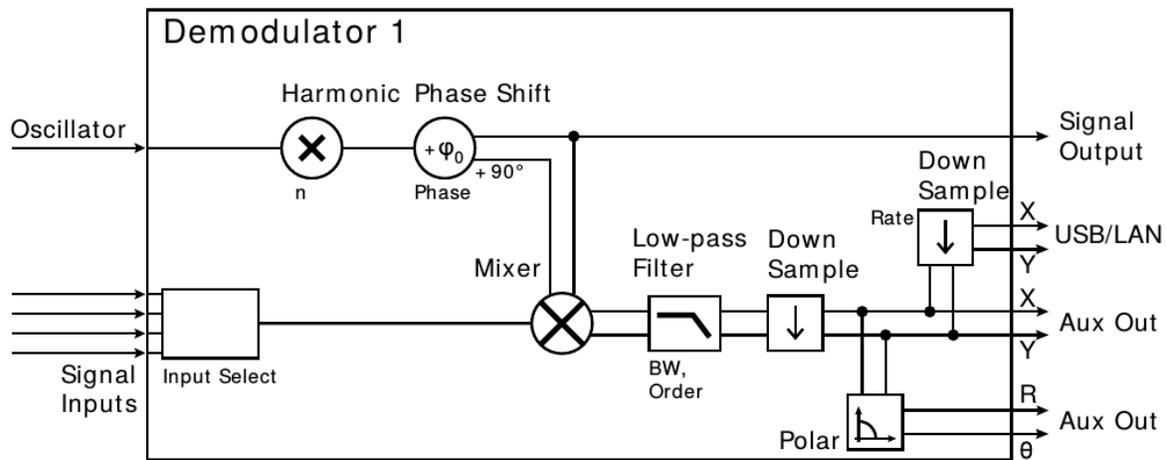


Figure A.1 Schéma block du *lock-in amplifier* MFLI Zurich Instruments. [24]

Le signal à traiter est tout d'abord sélectionné parmi les différentes entrées de l'appareil. Ce signal se présente dans notre cas comme la somme de signaux sinusoïdaux à différentes fréquences  $V = V_0 + V_\omega + V_{2\omega} + V_{3\omega}$ . Comme on peut le voir sur la figure A.1, l'appareil comprend un oscillateur interne dont on choisit la fréquence. Il permet de générer un signal sinusoïdal « porteur », utilisé afin d'extraire la composante fréquentielle intéressante du signal d'entrée. On note qu'il est possible d'utiliser l'harmonique d'ordre  $n$  du signal de l'oscillateur et de changer sa phase pour plus de précision dans l'extraction.

Le signal d'entrée est mixé avec le signal porteur puis filtré par un filtre passe-bas. Cette opération a pour effet dans un premier temps de décaler les composantes fréquentielles du signal d'entrée comme il est représenté sur la figure A.2. Les composantes de plus haute et plus basse fréquence sont ensuite coupées du signal par le filtre passe-bas. L'ordre et la fréquence de coupure sont choisis en fonction du niveau de bruit et de l'amplitude du signal à mesurer. Pour un signal très bruité et instable dans le temps, on cherchera à le moyennner le plus possible ce qui revient à réduire la fréquence de coupure du filtre.

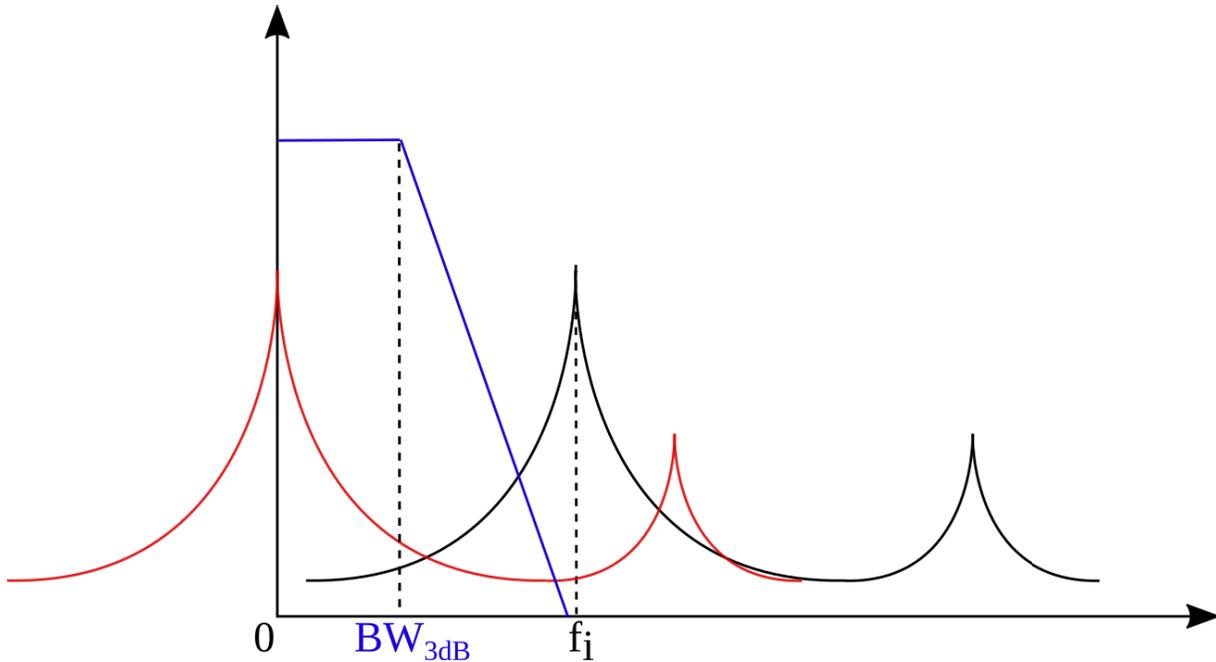


Figure A.2 Graphique représentant le signal mesuré en noir. On s'intéresse à la composante du signal à  $f_i$ . Après mixage avec un signal de fréquence  $f_i$  (porteuse), l'ensemble de la réponse se décale (en rouge). Le filtre passe-bas représenté (en bleu) permet de s'affranchir des signaux aux autres fréquences que la porteuse.

On cherche dans notre cas à extraire la composante à  $2\omega$ , l'oscillateur interne sera donc réglé à cette fréquence. Le signal résultant est ensuite numérisé. L'appareil nous donne les composantes polaires du signal :  $R$  pour l'amplitude et  $\theta$  pour la phase.

Le signal de l'oscillateur est d'autre part utilisé comme source du générateur de signaux. Dans notre montage (voir figure 6.1) il est utilisé comme signal de lecture et signal d'excitation.

# ANNEXE B

## Simulation du réservoir

### B.1 Réseau à une dimension

Le réservoir simulé par J.C. Coulombe et ses collaborateurs et schématisé figure 2.2 est constitué de deux types de résonateurs de sorte à augmenter la complexité des signaux qu'il génère : un dont le coefficient de non-linéarité sont élevés, et l'autre plus faible. Le réseau est composé de 400 oscillateurs anharmoniques couplés directement au signal d'entrée par des ressorts non linéaires de fréquence  $\omega_0 = 1.3$  de coefficient de Duffing  $\beta = 1$  ou  $\beta = 0.0005$  et connectés entre eux en ligne par des ressorts linéaires de « fréquence »  $\omega_1 = 1.5$ .

**Fonction de parité** Cette fonction est décrite dans l'équation 4.1. La prédiction de cette fonction nécessite à la fois de la mémoire et un traitement non linéaire pour être réalisée.

Le réseau a démontré de très bons résultats sur les tests qui ont été réalisés. La prédiction de la fonction de parité est faite avec 99% de réussite pour l'ordre 3 et baisse pour les plus grands ordres comme le montre la figure B.1. La fonction de parité à l'ordre 3 est alors devenu le test de référence dans la conception du dispositif présenté dans ce mémoire.

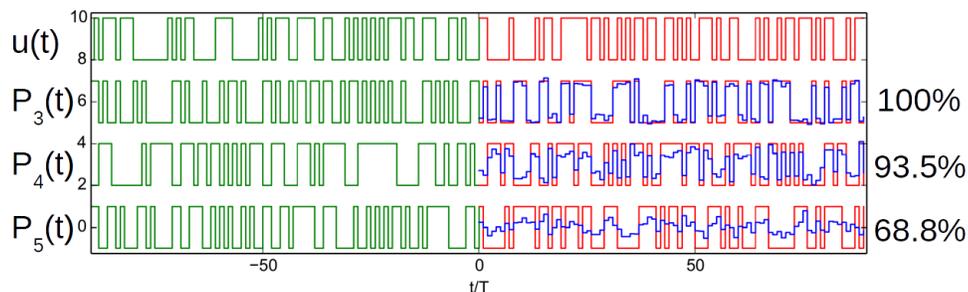


Figure B.1 Prédiction de la fonction de parité à différents ordres. Source : [15]

**Classification de mots parlés** La base de données NIST TI-46 composée de chiffres parlés par des voix féminines est utilisée pour tester la capacité du système à reconnaître et classifier des données. Les résultats sont présentés sur la figure 2.3. Le taux de succès du réseau va de 77% pour le « 4 » à 99% pour le « 8 ». Le réseau atteint de cette manière l'état de l'art avec seulement 400 nœuds. Un pré-traitement des données permettrait d'augmenter ces résultats. L'auteur cherche cependant à rester le plus simple possible dans la définition de ce modèle, de sorte à ce que l'implémentation physique soit aisément réalisable.

## B.2 Réseau à deux dimensions

Un concept de réseau à deux dimensions a été étudié par Coulomb et al [15]. Celui-ci a été testé pour prévoir l'évolution de la fonction quasi-périodique de Mackey-Glass :

$$\dot{y}(t) = \frac{0.2y(t-17)}{1 + y^{10}(t-17) - 0.1y(t)}. \quad (\text{B.1})$$

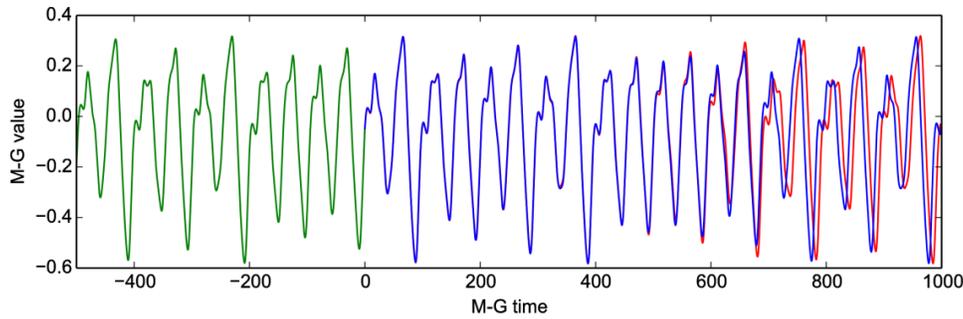


Figure B.2 Prédiction de la fonction de Mackey-Glass. Le réseau est entraîné sur 500 période (courbe verte). À partir de 0, la consigne n'est plus appliquée et le réseau se comporte comme un oscillateur de Mackey-Glass. La courbe rouge correspond à la réponse du réseau et la bleu celle de la consigne. Source : [15].

La figure B.2 présente la réponse du réseau après un entraînement de 500 périodes. Il atteint 88% de réussite dans la prédiction de cette fonction.

## B.3 Souplesses des paramètres

La robustesse du concept a été étudiée en faisant varier significativement les paramètres d'un réseau (qui n'est pas le même que celui présenté plus haut). Les performances sont mesurées en évaluant le taux de succès du système pour la prédiction de la fonction de parité à l'ordre 3.

L'analyse du facteur de qualité des oscillateurs représentée sur la figure B.3 suggère de se placer entre 20 et 60 afin d'être dans les conditions optimales de fonctionnement du réseau (i.e. avec un taux de succès  $> 95\%$ ).

La figure B.4 présente l'étude de l'influence de la pulsation d'excitation  $\omega_0$  des oscillateurs sur les performances du réseau. La pulsation fondamentale des oscillateurs utilisés ici est de  $\omega_r = 800000$  rad/s. On remarque que l'efficacité du réseau est optimal lorsque la pulsation d'excitation est égale à celle fondamentale. Le taux de succès décroît rapidement autour de cette valeur. On cherchera donc à exciter le réseau avec un signal dont la fréquence est compris dans l'intervalle  $\omega_r \pm 200000$  rad/s. Ce dernier correspond à un intervalle de 30 kHz autour de la fréquence de résonance d'un oscillateur.

La conception d'un réservoir mécanique efficace pour réaliser du *processing* devra répondre au mieux à ces critères.

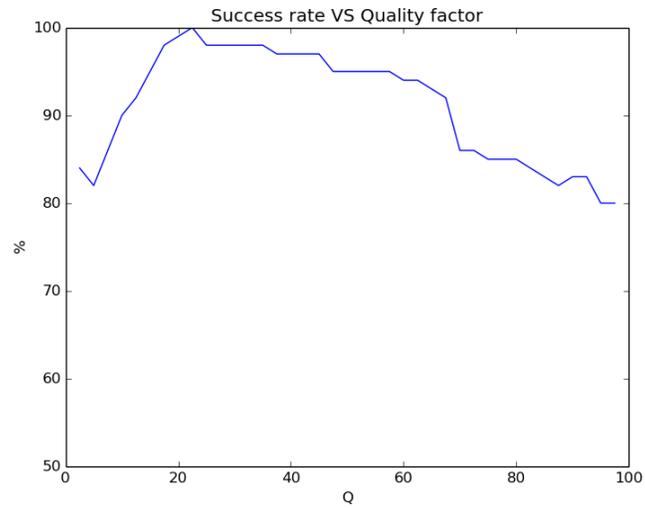


Figure B.3 Taux de succès du réservoir en fonction du facteur de Qualité.  
Source : [15]

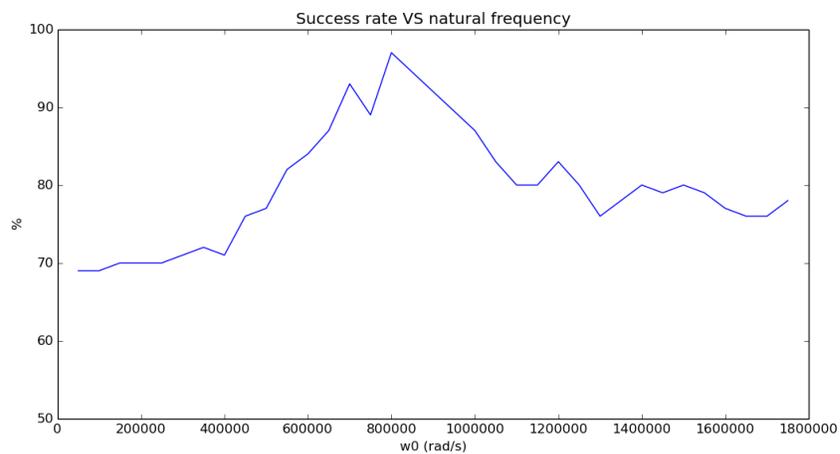


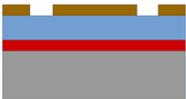
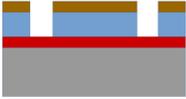
Figure B.4 Taux de succès du réservoir en fonction de la pulsation d'excitation.  
Source : [15]



# ANNEXE C

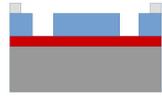
## Procédé de micro fabrication détaillé

Tableau C.1 Procédé de micro fabrication détaillé

Étapes	Manipulations	Commentaires	Vues en coupe
Nettoyage du substrat	Nettoyage au solvant	5 min dans Acétone, IPA et Eau	
	Désoxydatin	Quelques secondes dans HF :H <sub>2</sub> O (1 :10)	
Photolithographie du <i>device</i>	Déshydratation	10 min @ 125°C	
	Étalement de HMDS	Quelques gouttes	
	Soft bake	1 min @ 110°C	
	Étalement de résine AZ 1512	1.7 μm (2500 rpm)	
	Soft bake	1 min @ 110°C	
	Exposition	6s masque L730A	
	Développement au AZ 400K 1 :4	90s (immersion)	
	Nettoyage plasma	1 min @ 100 W	
Gravure du <i>device</i>	Gravure ASE jusqu'à l'oxyde	Recette <i>SOI SHAL3</i> ; $65 \pm 2$ cycles pour graver 10μm	
	Nettoyage au solvant	5 min dans Acétone, IPA et Eau (PAS d'ultrasons)	
	Nettoyage plasma	10 min @ 150 W	
Métallisation <i>lift off</i>	Étalement de résine Futurrex NR4-8000P	8 μm (40s @ 3000 rpm)	
	Soft bake	1 min @ 150°C	
	Exposition	45s masque L730B	

Continue sur la page suivante

Tableau C.1 – Suite

Étapes	Manipulations	Commentaires	Vues en coupe
	Post Exposure bake	5 min @ 80°C *bien attendre que l'échantillon refroidisse avant de faire le développement	
	Développement au MF319	1 min 30 (Immersion)	
	Évaporation de Chrome et d'Or, face avant, 200 nm	Demande de service (Caroline Roy)	
	Soulèvement au Remover 1165	2 heures @ 75°C puis toute une nuit	
	Nettoyage au solvant	5 min dans Acétone, IPA et Eau (aux ultrasons)	
Libération	Gravure de l'oxyde au <i>HF</i> vapeur	10 min @ 35-40°C	

# ANNEXE D

## Piézo résistivité

Dans cette partie, nous aborderons la théorie mathématique derrière le phénomène de piézo résistivité, puis la façon par laquelle nous l'avons implémenté dans le design de MEMS.

**Tenseur de résistivité** On considère un matériau mono-cristallin dont la conductivité et la résistivité sont anisotropes. La relation entre le champ électrique et la densité de courant dans le matériau exprimé dans le système de coordonnées cartésien est telle que :

$$\begin{pmatrix} J_X \\ J_Y \\ J_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_X \\ E_Y \\ E_Z \end{pmatrix} \text{ ou } \begin{pmatrix} E_X \\ E_Y \\ E_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \rho_{xx} & \rho_{xy} & \rho_{xz} \\ \rho_{yx} & \rho_{yy} & \rho_{yz} \\ \rho_{zx} & \rho_{zy} & \rho_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_X \\ J_Y \\ J_Z \end{pmatrix} \quad (\text{D.1})$$

$J$  et  $E$  sont respectivement les tenseurs de densité de courant et de champ électrique.  $\sigma$  et  $\rho$  sont les tenseurs de conductivité et de résistivité. Ces derniers sont symétriques, c'est-à-dire que  $\sigma_{ij} = \sigma_{ji}$ . On peut donc les exprimer à l'aide de seulement six composantes indépendantes tel que :

$$\begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_6 & \sigma_5 \\ \sigma_6 & \sigma_2 & \sigma_4 \\ \sigma_5 & \sigma_4 & \sigma_3 \end{pmatrix}.$$

**Coefficient piézo-résistif du silicium** On considère dans un premier temps le tenseur de contraintes  $T$  constitué de six composantes indépendantes.

$$\begin{pmatrix} T_1 & T_6 & T_5 \\ T_6 & T_2 & T_4 \\ T_5 & T_4 & T_3 \end{pmatrix}.$$

Lorsque le matériau décrit plus haut est soumis à ce tenseur de contrainte, sa résistivité change. Si on pose :

$$\Delta_i = \begin{cases} \frac{\rho_i - \rho_0}{\rho_0} & i = 1, 2, 3 \\ \frac{\rho_i}{\rho_0} & i = 4, 5, 6 \end{cases},$$

avec  $\Delta_i$  étant la variation relative de résistivité du matériau, la relation générale de l'effet

piézo-résistif devient :

$$\begin{pmatrix} \Delta_1 \\ \Delta_2 \\ \Delta_3 \\ \Delta_4 \\ \Delta_5 \\ \Delta_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{13} & \pi_{14} & \pi_{15} & \pi_{16} \\ \pi_{21} & \pi_{22} & \pi_{23} & \pi_{24} & \pi_{25} & \pi_{26} \\ \pi_{31} & \pi_{32} & \pi_{33} & \pi_{34} & \pi_{35} & \pi_{36} \\ \pi_{41} & \pi_{42} & \pi_{43} & \pi_{44} & \pi_{45} & \pi_{46} \\ \pi_{51} & \pi_{52} & \pi_{53} & \pi_{54} & \pi_{55} & \pi_{56} \\ \pi_{61} & \pi_{62} & \pi_{63} & \pi_{64} & \pi_{65} & \pi_{66} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix}. \quad (\text{D.2})$$

La structure du silicium cristallin est du même type que celle du diamant : sa maille élémentaire est cubique face-centrée. La symétrie de cette structure, induit que seulement trois composantes du tenseur de coefficient piézo-résistifs sont non nuls dans le système de coordonnées cristallographique,  $\pi_{11}$ ,  $\pi_{12}$ , et  $\pi_{44}$ . Le tenseur exprimé dans D.2 devient :

$$\begin{pmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{pmatrix}. \quad (\text{D.3})$$

Les valeurs de ces composantes ont été déterminées sur du silicium très dopé à température ambiante (300K) dans le tableau D.1. Ces coefficients auront tendance à baisser avec l'augmentation du dopage. On trouve généralement dans la littérature [10] pour une résistance en silicium l'expression suivante :

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t + \pi_s \sigma_s, \quad (\text{D.4})$$

où  $\pi_l = \pi_{11}$ ,  $\pi_t = \pi_{12}$  et  $\pi_s = \pi_{44}$ .

Tableau D.1 Composantes du tenseur de coefficient piézo-résistif du silicium (en  $10^{-11} \text{Pa}^{-1}$ ). Source : [10]

	$\pi_{11}$	$\pi_{12}$	$\pi_{44}$
p-Si ( $\rho = 7.8 \text{ } \Omega \text{cm}^{-1}$ )	6.6	-1.1	138.1
n-Si ( $\rho = 11.7 \text{ } \Omega \text{cm}^{-1}$ )	-102.2	53.4	-13.6

**Méthode de mesure piézo-résistive avec jauges** La force  $F_g$  à laquelle les jauges sont soumises s'exprime d'après [47] :

$$F_g(\omega) = \alpha \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega\omega_0/Q} F_e(\omega), \quad (\text{D.5})$$

où  $F_e$  est la force électrostatique appliquée sur le centre de la poutre,  $\alpha$  est le facteur d'amplification du bras de levier formé par la poutre.

---

À partir de la formule 2.11, on définit la variation de résistance des jauges en fonction de la force appliquée :

$$\frac{\Delta R(\omega)}{R} = G\epsilon(\omega) = G\frac{F_g(\omega)}{2s_g E}, \quad (\text{D.6})$$

où  $s_g$  est la section d'une jauge. Cette équation nous permet, à partir de la la force appliquée à la poutre, de remonter à la variation de résistance dans les jauges. On peut ainsi évaluer le signal que nous obtiendrons lors des essais.



# LISTE DES RÉFÉRENCES

- [1] Abdolvand, R., Bahreyni, B., Lee, J. E.-Y. et Nabki, F. (2016). Micromachined Resonators : A Review. *Micromachines*, volume 7, numéro 9, p. 160.
- [2] Adhikari, S. P., Yang, C., Kim, H. et Chua, L. O. (2012). Memristor Bridge Synapse-Based Neural Network and Its Learning. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, volume 23, numéro 9, p. 1426–1435.
- [3] Almog, R., Zaitsev, S., Shtempluck, O. et Buks, E. (2006). High intermodulation gain in a micromechanical Duffing resonator. *Applied Physics Letters*, volume 88, numéro 21, p. 213509.
- [4] ANSYS, I. (2009). Theory Reference for the Mechanical APDL and Mechanical Applications. Dans ANSYS, I. <http://research.me.udel.edu/~lwang/teaching/MEx81/ansys56manual.pdf> (page consultée le 10 octobre 2017).
- [5] Appeltant, L., Soriano, M. C., Sande, G. V. d., Danckaert, J., Massar, S., Dambre, J., Schrauwen, B., Mirasso, C. R. et Fischer, I. (2011). Information processing using a single dynamical node as complex system. *Nature Communications*, volume 2, p. ncomms1476.
- [6] Arndt, G., Colinet, E., Arcamone, J. et Juillard, J. (2011). A design methodology for fully integrated MEMS and NEMS Pierce oscillators. *Sensors and Actuators A : Physical*, volume 172, numéro 1, p. 293–300.
- [7] Bannon, F. D., Clark, J. R. et Nguyen, C. T. C. (2000). High-Q HF microelectromechanical filters. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 35, numéro 4, p. 512–526.
- [8] Bao, M. (2005). Chapter 2 - Mechanics of Beam and Diaphragm Structures. Dans *Analysis and Design Principles of MEMS Devices*. Elsevier Science, Amsterdam, p. 33–114.
- [9] Bao, M. (2005). Chapter 3 - Air Damping. Dans *Analysis and Design Principles of MEMS Devices*. Elsevier Science, Amsterdam, p. 115–174.
- [10] Bao, M. (2005). Chapter 6 - Piezoresistive sensing. Dans *Analysis and Design Principles of MEMS Devices*. Elsevier Science, Amsterdam, p. 247–304.
- [11] Cakmak, O., Ermek, E., Kilinc, N., Yaralioglu, G. G. et Urey, H. (2015). Precision density and viscosity measurement using two cantilevers with different widths. *Sensors and Actuators A : Physical*, volume 232, p. 141–147.
- [12] Chen, C. Y., Li, M. H., Chin, C. H. et Li, S. S. (2016). Implementation of a CMOS-MEMS Filter Through a Mixed Electrical and Mechanical Coupling Scheme. *Journal of Microelectromechanical Systems*, volume 25, numéro 2, p. 262–274.

- 
- [13] Colinet, E., Duraffourg, L., Labarthe, S., Andreucci, P., Hentz, S. et Robert, P. (2009). Self-oscillation conditions of a resonant-nano-electromechanical mass sensor. *Journal of Applied Physics*, volume 105, p. 124908.
- [14] Collin, E., Bunkov, Y. M. et Godfrin, H. (2010). Addressing geometric nonlinearities with cantilever microelectromechanical systems : Beyond the Duffing model. *Physical Review B*, volume 82, numéro 23, p. 235416.
- [15] Coulombe, J. C., York, M. C. A. et Sylvestre, J. (2017). Computing with networks of nonlinear mechanical oscillators. *PLOS ONE*, volume 12, numéro 6.
- [16] Defoort, M., Lulla, K. J., Blanc, C., Ftouni, H., Bourgeois, O. et Collin, E. (2012). Stressed Silicon Nitride Nanomechanical Resonators at Helium Temperatures. *Journal of Low Temperature Physics*, volume 171, numéro 5-6, p. 731–736.
- [17] Développement, Y. (2017). *MEMS Markets : Status of the MEMS Industry* (Market & technology report). Villeurbanne, France.
- [18] Ekinici, K. et Roukes, M. (2005). Nanoelectromechanical systems. *Review of Scientific Instruments*, volume 76, numéro 6.
- [19] Ekinici, K. L. (2005). Electromechanical transducers at the nanoscale : actuation and sensing of motion in nanoelectromechanical systems (NEMS). *Small (Weinheim an Der Bergstrasse, Germany)*, volume 1, numéro 8-9, p. 786–797.
- [20] Ge, N., Yoon, J. H., Hu, M., Merced-Grafals, E. J., Davila, N., Strachan, J. P., Li, Z., Holder, H., Xia, Q., Williams, R. S., Zhou, X. et Yang, J. J. (2017). An efficient analog hamming distance comparator realized with a unipolar memristor array : a showcase of physical computing. volume 7, p. 40135.
- [21] Goulat, G., Sansa, M., Jourdan, G., Villard, P., Sicard, G. et Hentz, S. (2015). Dual-mode NEMS self-oscillator for mass sensing. Dans *2015 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium the European Frequency and Time Forum*. p. 222–225.
- [22] Hafiz, M. a. A., Kosuru, L. et Younis, M. I. (2016). Microelectromechanical reprogrammable logic device. *Nature Communications*, volume 7, p. 11137.
- [23] Hiebert, W., Vick, D., Sauer, V. et Freeman, M. (2010). Optical interferometric displacement calibration and thermomechanical noise detection in bulk focused ion beam-fabricated nanoelectromechanical systems. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, volume 20, numéro 11.
- [24] Instruments, Z. (2008). MFLI lock-in amplifier - user manual. Dans Instruments, Z. [https://www.zhinst.com/sites/default/files/ziMFLI\\_UserManual\\_45800.pdf](https://www.zhinst.com/sites/default/files/ziMFLI_UserManual_45800.pdf) (page consultée le 5 mars 2017).
- [25] Iqbal, A. et Lee, J. E. Y. (2012). Piezoresistive Sensing in a SOI Mechanically Coupled Micromechanical Multiple-Resonator Array. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 59, numéro 11, p. 3091–3096.
-

- [26] Karabalin, R. B., Matheny, M. H., Feng, X. L., Defaj, E., Rhun, G. L., Marcoux, C., Hentz, S., Andreucci, P. et Roukes, M. L. (2009). Piezoelectric nanoelectromechanical resonators based on aluminum nitride thin films. *Applied Physics Letters*, volume 95, numéro 10, p. 103111.
- [27] Kim, H., Sah, M. P., Yang, C., Roska, T. et Chua, L. O. (2012). Neural Synaptic Weighting With a Pulse-Based Memristor Circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, volume 59, numéro 1, p. 148–158.
- [28] LeCun, Y., Bengio, Y. et Hinton, G. (2015). Deep learning. *Nature*, volume 521, numéro 7553, p. 436–444.
- [29] Lee, J. E. Y., Yan, J. et Seshia, A. A. (2008). Anchor limited Q in flexural mode resonators. Dans *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*. p. 2213–2216.
- [30] Lettvin, J. Y., Maturana, H. R., McCulloch, W. S. et Pitts, W. H. (1959). What the Frog’s Eye Tells the Frog’s Brain. *Proceedings of the IRE*, volume 47, numéro 11, p. 1940–1951.
- [31] Li, S. S., Lin, Y. W., Ren, Z. et Nguyen, C. T. C. (2007). An MSI Micromechanical Differential Disk-Array Filter. Dans *TRANSDUCERS 2007 - 2007 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*. p. 307–311.
- [32] Lin, Y., Li, W.-C., Gurin, I., Li, S.-S., Lin, Y.-W., Ren, Z., Kim, B. et Nguyen, C.-C. (2009). Digitally-specified micromechanical displacement amplifiers. Dans *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009. TRANSDUCERS 2009. International*. p. 781–784.
- [33] Lukosevicius, M., Jaeger, H. et Schrauwen, B. (2012). Reservoir Computing Trends. *KI-Kunstliche Intelligenz*, volume 26, numéro 4, p. 365–71.
- [34] Lukoševičius, M. et Jaeger, H. (2009). Reservoir computing approaches to recurrent neural network training. *Computer Science Review*, volume 3, numéro 3, p. 127–149.
- [35] Mastrangelo, C. H. et Hsu, C. H. (1993). Mechanical stability and adhesion of microstructures under capillary forces. I. Basic theory. *Journal of Microelectromechanical Systems*, volume 2, numéro 1, p. 33–43.
- [36] Merolla, P., Arthur, J., Alvarez-Icaza, R., Cassidy, A., Sawada, J., Akopyan, F., Jackson, B., Imam, N., Guo, C., Nakamura, Y., Brezzo, B., Vo, I., Esser, S., Appuswamy, R., Taba, B., Amir, A., Flickner, M., Risk, W., Manohar, R. et Modha, D. (2014). A million spiking-neuron integrated circuit with a scalable communication network and interface. *Science*, volume 345, numéro 6197, p. 668–673.
- [37] Mile, E., Jourdan, G., Bargatin, I., Labarthe, S., Marcoux, C., Andreucci, P., Hentz, S., Kharrat, C., Colinet, E. et Duraffourg, L. (2010). In-plane nanoelectromechanical resonators based on silicon nanowire piezoresistive detection. *Nanotechnology*, volume 21, numéro 16.
-

- 
- [38] Nathanson, H. C., Newell, W. E., Wickstrom, R. A. et Davis, J. R. (1967). The resonant gate transistor. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 14, numéro 3, p. 117–133.
- [39] Nguyen, C. T. C. (1999). Frequency-selective MEMS for miniaturized low-power communication devices. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 47, numéro 8, p. 1486–1503.
- [40] Nimets, A. Y., Schuenemann, K. et Vavriv, D. M. (2016). Controlling the Characteristics of Nanomechanical Resonators. *ResearchGate*.
- [41] Nyquist, H. (1928). Thermal agitation of electric charge in conductors. *Physical Review*, volume 32, numéro 1, p. 110–113.
- [42] Pai, P. F. et Nayfeh, A. H. (1990). Non-linear non-planar oscillations of a cantilever beam under lateral base excitations. *International Journal of Non-Linear Mechanics*, volume 25, numéro 5, p. 455–474.
- [43] Paquot, Y., Duport, F., Smerieri, A., Dambre, J., Schrauwen, B., Haelterman, M. et Massar, S. (2012). Optoelectronic Reservoir Computing. *Scientific Reports*, volume 2.
- [44] Postma, H. W. C., Kozinsky, I., Husain, A. et Roukes, M. L. (2005). Dynamic range of nanotube- and nanowire-based electromechanical systems. *Applied Physics Letters*, volume 86, numéro 22, p. 223105.
- [45] Rafiee, P., Khatibi, G. et Zehetbauer, M. (2017). A review of the most important failure, reliability and nonlinearity aspects in the development of microelectromechanical systems (MEMS). *Microelectronics International*, volume 34, numéro 1, p. 9–21.
- [46] Sansa, M., Fernández-Regúlez, M., Llobet, J., San Paulo, et Pérez-Murano, F. (2014). High-sensitivity linear piezoresistive transduction for nanomechanical beam resonators. *Nature Communications*, volume 5, p. 4313.
- [47] Sansa, M., Gourlat, G., Jourdan, G., Gely, M., Villard, P., Sicard, G. et Hentz, S. (2016). Compact heterodyne NEMS oscillator for sensing applications. *Solid-State Electronics*, volume 125, p. 214–219.
- [48] Schrauwen, B., Verstraeten, D. et Van, C. (2007). An overview of reservoir computing : Theory, applications and implementations. Dans *ESANN 2007 Proceedings - 15th European Symposium on Artificial Neural Networks*. p. 471–482.
- [49] Shamsi, J., Amirsoleimani, A., Mirzakuchaki, S. et Ahmadi, M. (2017). Modular neuron comprises of memristor-based synapse. *Neural Computing and Applications*, volume 28, numéro 1.
- [50] Shen, Y., Harris, N., Skirlo, S., Prabhu, M., Baehr-Jones, T., Hochberg, M., Sun, X., Zhao, S., Laroche, H., Englund, D. et Soljacic, M. (2017). Deep learning with coherent nanophotonic circuits. *Nature Photonics*, volume 11, numéro 7, p. 441–446.
-

- [51] Silver, D., Huang, A., Maddison, C. J., Guez, A., Sifre, L., van den Driessche, G., Schrittwieser, J., Antonoglou, I., Panneershelvam, V., Lanctot, M., Dieleman, S., Grewe, D., Nham, J., Kalchbrenner, N., Sutskever, I., Lillicrap, T., Leach, M., Kavukcuoglu, K., Graepel, T. et Hassabis, D. (2016). Mastering the game of go with deep neural networks and tree search. *Nature*, volume 529, numéro 7587, p. 484–489.
- [52] Soures, N., Merkel, C., Kudithipudi, D., Thiem, C. et McDonald, N. (2017). Reservoir Computing in Embedded Systems : Three variants of the reservoir algorithm. *IEEE Consumer Electronics Magazine*, volume 6, numéro 3, p. 67–73.
- [53] Sun, Q. Y., Wu, Q. X., Wang, X. et Hou, L. (2017). A spiking neural network for extraction of features in colour opponent visual pathways and FPGA implementation. *Neurocomputing*, volume 228, p. 119–132.
- [54] Tang, B., Brennan, M., Lopes, V., da Silva, S. et Ramlan, R. (2015). Using nonlinear jumps to estimate cubic stiffness nonlinearity : An experimental study. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C : Journal of Mechanical Engineering Science*.
- [55] Torrejon, J., Riou, M., Araujo, F. A., Tsunegi, S., Khalsa, G., Querlioz, D., Bortolotti, P., Cros, V., Yakushiji, K., Fukushima, A., Kubota, H., Yuasa, S., Stiles, M. D. et Grollier, J. (2017). Neuromorphic computing with nanoscale spintronic oscillators. *Nature*, volume 547, numéro 7664, p. 428–431.
- [56] Unterreithmeier, Q. P., Faust, T. et Kotthaus, J. P. (2010). Nonlinear switching dynamics in a nanomechanical resonator. *Physical Review B*, volume 81, numéro 24, p. 241405.
- [57] van der Meijs, N. P. et Fokkema, J. T. (1984). VLSI circuit reconstruction from mask topology. *Integration, the VLSI Journal*, volume 2, numéro 2, p. 85–119.
- [58] Vandoorne, K., Mechet, P., Van Vaerenbergh, T., Fiers, M., Morthier, G., Verstraeten, D., Schrauwen, B., Dambre, J. et Bienstman, P. (2014). Experimental demonstration of reservoir computing on a silicon photonics chip. *Nature Communications*, volume 5, p. 3541.
- [59] Vandoorne, K., Van, V., Fiers, M., Bienstman, P., Verstraeten, D., Schrauwen, B. et Dambre, J. (2011). Photonic reservoir computing and information processing with coupled semiconductor optical amplifiers. Dans *2011 5th Rio De La Plata Workshop on Laser Dynamics and Nonlinear Photonics*.
- [60] Vick, D., Sauer, V., Fraser, A. E., Freeman, M. R. et Hiebert, W. K. (2010). Bulk focused ion beam fabrication with three-dimensional shape control of nanoelectromechanical systems. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, volume 20, numéro 10, p. 105005.
- [61] Villanueva, L. G., Karabalin, R. B., Matheny, M. H., Chi, D., Sader, J. E. et Roukes, M. L. (2013). Nonlinearity in nanomechanical cantilevers. *Physical Review B*, volume 87, numéro 2, p. 024304.
-

- 
- [62] Villanueva, L. G., Karabalin, R. B., Matheny, M. H., Kenig, E., Cross, M. C. et Roukes, M. L. (2011). A Nanoscale Parametric Feedback Oscillator. *Nano letters*, volume 11, numéro 11, p. 5054–5059.
- [63] Wang, Q., Li, Y., Shao, B., Dey, S. et Li, P. (2017). Energy efficient parallel neuromorphic architectures with approximate arithmetic on FPGA. *Neurocomputing*, volume 221, p. 146–158.
- [64] Wyffels, F., Schrauwen, B. et Stroobandt, D. (2008). Stable output feedback in reservoir computing using ridge regression. Dans *Artificial Neural Networks - ICANN 2008*. Lecture Notes in Computer Science. Springer, Berlin, Heidelberg, p. 808–817.
- [65] Yang, J., Wang, L., Wang, Y. et Guo, T. (2017). A novel memristive Hopfield neural network with application in associative memory. *Neurocomputing*, volume 227, p. 142–148.
- [66] Zhu, H., Xu, Y. et Lee, J. E. Y. (2015). Piezoresistive Readout Mechanically Coupled Lam With Q of a Million. *Journal of Microelectromechanical Systems*, volume 24, numéro 4, p. 771–780.
-