



HAL
open science

Etude et réalisation d'un récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électrostatique en technologie MEMS silicium

Raphaël Guillemet

► **To cite this version:**

Raphaël Guillemet. Etude et réalisation d'un récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électrostatique en technologie MEMS silicium. Autre. Université Paris-Est, 2012. Français. NNT : 2012PEST1082 . tel-00786355

HAL Id: tel-00786355

<https://theses.hal.science/tel-00786355v1>

Submitted on 8 Feb 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ PARIS-EST

École Doctorale MSTIC

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes (CNU 63)

Présentée par

Raphaël GUILLEMET

Pour obtenir le grade de

Docteur en Sciences de l'Université Paris-Est

**Étude et réalisation d'un récupérateur
d'énergie vibratoire par transduction
électrostatique en technologie MEMS silicium**

Dirigée par le Professeur Tarik Bourouina

Soutenue le 2 octobre 2012, devant le Jury composé de :

M. Laurent CIRIO,	Président
M. Alexandre BOUNOUH,	Rapporteur
M. Pascal NOUET,	Rapporteur
M. Tarik BOUROUINA,	Directeur de thèse
M. Philippe BASSET,	Examineur
M. Dimitri GALAYKO,	Examineur
M. Olivier VANCAUWENBERGHE,	Invité
M. Pascal FORNARA,	Invité

Résumé

Une solution pertinente afin d'alimenter des capteurs isolés consiste à récupérer l'énergie disponible dans leur environnement immédiat. Parmi les sources d'énergie envisageables, notre choix s'est porté sur les vibrations mécaniques ambiantes.

Notre contribution porte sur l'étude et la réalisation, par un procédé de fabrication collective, d'un transducteur électrostatique sans électret en technologie MEMS silicium.

Nous proposons une étude analytique permettant d'optimiser l'efficacité du générateur électrostatique, tout en considérant une limite sur la tension maximale aux bornes du transducteur afin de ne pas endommager le circuit de conditionnement. Le design proposé prend également en compte d'éventuelles variations de l'amplitude des vibrations externes.

Le dispositif a été fabriqué au sein de ESIEE Paris et présente un volume total de moins de 100 mm^3 . Les tests expérimentaux ont montré un comportement fortement non-linéaire de la structure. Nous avons obtenu une conversion d'énergie mécanique en énergie électrique correspondant à une puissance maximale de $2.3 \mu\text{W}$ à 260 Hz , pour une accélération de $1 g$ et à une pression de 0.15 Torr , lorsque le système est pré-chargé avec une tension de 10 V . Une fois implémenté dans un circuit de pompe de charge et pour les mêmes conditions d'accélération et de pression, le système peut fonctionner en complète autonomie pendant plus de 500 secondes pendant lesquelles la puissance délivrée varie de $1.4 \mu\text{W}$ à 940 nW avec une tension de pré-charge de 10.6 V .

Mots-clés : transduction électrostatique, récupération d'énergie, pompe de charge, non-linéarité, micro-technologies, MEMS

Summary

A relevant solution to power isolated sensors is to harvest the energy available in their immediate environment. Among the possible sources of energy, our choice was made on ambient mechanical vibrations.

We have designed and fabricated a silicon-based and batch-processed MEMS electrostatic transducer which does not use an electret.

We present an analytical method to optimize the efficiency of an electrostatic generator, while a voltage limitation on the transducer's terminal is set to prevent any damage in the conditioning electronics. The proposed design also takes into account some possible variations in the amplitude of external vibration.

The device was fabricated in ESIEE Paris and its volume is less than 100 mm^3 . The device was tested experimentally and exhibits a strong non-linear behavior. We obtained a conversion of mechanical energy into electrical energy corresponding to a power of $2.3 \text{ } \mu\text{W}$ at 260 Hz , with an acceleration of 1 g and a pressure of 0.15 Torr , when the system is pre-charged with a voltage of 10 V . When the device is implemented in a charge pump circuit and under the same parameters of acceleration and pressure, the system can operate in autonomous mode for more than 500 seconds during which the output power varies from $1.4 \text{ } \mu\text{W}$ to 940 nW when the pre-charge voltage is 10.6 V .

Keywords : electrostatic transduction, energy harvesting, charge pump, non-linearity, microtechnology, MEMS

Table des matières

Chapitre I — Introduction générale	1
1. L'émergence des systèmes autonomes communicants sans fil	3
1.1 Les enjeux des réseaux de capteurs sans fil	3
1.2 Applications	4
a) Les applications militaires	4
b) Les applications liées à la sécurité	5
c) Les applications médicales	5
d) Les applications industrielles	6
1.3 Plan du manuscrit de thèse	7
2. La problématique énergétique	7
2.1 Évaluation des besoins en énergie	8
2.2 Les sources d'énergie	8
a) Les sources finies : stockage électrochimique	8
b) La récupération de l'énergie ambiante	9
i) Les vibrations	10
ii) Les gradients de température	11
iii) Le rayonnement solaire	12
iv) Le rayonnement hyperfréquences	12
2.3 De l'énergie pour les capteurs vers les capteurs pour l'énergie : de la récupération d'énergie à l'efficacité énergétique	12
3. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques	14
3.1 Les générateurs	15
a) Générateurs quasi-statiques	15
b) Générateurs dynamiques et résonants	16
3.2 Les méthodes de transduction	20
a) La transduction électromagnétique	20
b) La transduction piézoélectrique	21
c) La transduction électrostatique	22
3.3 Choix de la transduction électrostatique	25
4. La transduction électrostatique	26
4.1 Principe de fonctionnement	26
a) Cycle à charge constante	27
b) Cycle à tension constante	27
4.2 Utilisation des électrets	28
4.3 Utilisation des polymères électro-actifs	29
4.4 État de l'art	31

a)	Roundy <i>et al.</i> (2003, Université de Berkeley, U.S.A.)	31
b)	Mitcheson <i>et al.</i> (2006, Imperial College, Angleterre)	32
c)	A.M. Paracha <i>et al.</i> (2009, Université Paris-Est)	32
d)	D. Hoffmann <i>et al.</i> (2009, Institute of Micromachining and Information Technology, Allemagne)	33
e)	Yang <i>et al.</i> (2010, National University of Singapore)	34
f)	Hoffmann <i>et al.</i> (2011, Institute of Micromachining and Information Technology, Allemagne)	35
g)	Naruse <i>et al.</i> (2009, SANYO Electric Co., Japon)	37
h)	Boisseau <i>et al.</i> (2011, CEA-Leti)	37
i)	Suzuki <i>et al.</i> (2011, Université de Tokyo, Japon)	38
4.5	Efficacité des récupérateurs d'énergie et figures de mérite (<i>FoM</i>)	39
4.6	Choix des structures	41
5.	Conclusion	42

Chapitre II — Étude du design de récupérateurs MEMS électrostatiques 43

1.	Notion de pull-in pour une structure hors-plan à entrefer variable	44
1.1	Expression de la tension de pull-in	45
1.2	Etude de la stabilité du système	47
2.	Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable	50
2.1	Fonctionnement du système soumis à une accélération externe	51
2.2	Optimisation du design	54
a)	Étude de la puissance récupérable	55
b)	Prise en compte d'une limite maximale de la tension sur C_{var}	58
c)	Conséquences d'une variation de l'accélération externe.	61
d)	Influence de la capacité parasite sur la puissance récupérable	64
2.3	Introduction du couplage électromécanique et du circuit de conditionnement dans l'analyse dynamique et de stabilité du transducteur	65
a)	Limite basse de A_{ext} requise pour un comportement stable	69
i)	Loi Newtonienne pour l'harmonique fondamentale	69
ii)	Utilisation de la méthode de la 1 ^{ère} harmonique avec le concept de l'impédance mécanique	70
b)	Limite sur A_{ext} entre les modes instables à haute et moyenne amplitude	72
c)	Comparaison du mode stable avec nos calculs	72
3.	Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable	73
3.1	Évolution du système pré-chargé avec une tension U_0 (mode statique)	75
3.2	Evolution du système soumis à une accélération externe (mode dynamique)	79
3.3	Optimisation du design	83
a)	Étude de la puissance récupérable	83
b)	Prise en compte d'une limite sur la tension $U_{Cvar_{max}}$	85
c)	Conséquence d'une variation de l'accélération externe	88
d)	Influence de la fréquence de résonance sur la puissance récupérable	90
e)	Influence de la capacité parasite sur la puissance récupérable	90
3.4	Validation de l'étude analytique par simulation ELDO/VHDL-AMS	90

TABLE DES MATIÈRES

4. Conclusion 94

Chapitre III — Fabrication et caractérisation du récupérateur d'énergie 97

1. Fabrication du transducteur 98

1.1 Gravure du verre 99

1.2 Photolithographie de l'aluminium 99

1.3 Gravure du silicium par DRIE 101

1.4 Soudure anodique silicium-verre 104

1.5 Rendement et difficultés rencontrées 104

2. Caractérisation du transducteur 107

2.1 Caractérisation de la table vibrante 107

2.2 Réponse fréquentielle des structures 110

a) Influence de l'air 111

b) Comportement du résonateur pour de fortes accélérations 115

2.3 Mesure de la variation de capacité 117

a) Variation de capacité d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} 119

b) Variation de capacité d'une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} 125

2.4 Mesure de la puissance électrique récupérée 126

a) Puissance électrique récupérée dans un circuit RC_{var} 127

i) Description de la méthode 127

ii) Mesures sur une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} 129

iii) Mesures sur une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} 135

b) Comparaison des mesures avec l'étude analytique du chapitre II 138

c) Puissance récupérée dans un circuit de pompe de charge 139

i) Fonctionnement de la pompe de charge 141

ii) Mesures sur une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} 146

iii) Mesures sur une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} 148

2.5 Conclusion 150

Chapitre IV — Conclusions et perspectives 151

1. Résumé du travail de thèse 152

2. Rendement des récupérateurs électrostatiques 154

3. Comparaison de nos dispositifs avec les récupérateurs électrostatiques existants 155

4. Travaux futurs 157

4.1 Méthode pour accroître la gamme de fréquences de travail d'un récupérateur d'énergie 158

a) Modification de la fréquence de résonance 158

i) Modification des dimensions de la structure 158

ii) Modification de la masse sismique 159

iii) Modification de la raideur du système 159

b) Élargissement de la bande passante du générateur 160

i) Matrice de résonateurs 160

TABLE DES MATIÈRES

ii)	Augmentation de l'amortissement	160
iii)	Limiteurs d'amplitude	161
iv)	Les résonateurs couplés	161
v)	Les structures non-linéaires et bi-stables	161
4.2	Circuit de conditionnement avec retour inductif	165
Références bibliographiques		166
Annexe A — Fichier GDS de la structure		175
Annexe B — Code VHDL-AMS du transducteur		179
Annexe C — Code Matlab [®] pour l'optimisation des REV		187
Annexe D — Code Matlab [®] pour la mesure de la capacité C_{var}		191

Liste des figures

I.1	Capteur pour réseau de localisation de tireur isolé, d'après [9]. L'alimentation électrique située sous la carte occupe près de 90 % du volume total.	4
I.2	Réseau de capteurs sans fil pour prévenir des tempêtes de sable, d'après [12]. . .	5
I.3	Comparaison de la puissance disponible au cours des années pour différentes sources d'énergie, d'après [17].	10
I.4	Générateur thermoélectrique développé par la société Micropelt [20].	11
I.5	Micro-colonne réalisée à l'ESIEE.	14
I.6	Schéma du prototype de la chaussure piézoélectrique proposée par Shenck <i>et al.</i> [25]	15
I.7	Puissance normalisée en fonction de la fréquence d'excitation et de l'amplitude de déplacement de la masse sismique pour les trois types de générateurs, d'après [26].	17
I.8	Schéma du modèle développé par Williams et Yates [27]	17
I.9	Générateur électromagnétique de Beeby <i>et al.</i> [31]	21
I.10	Générateur piézoélectrique de Roundy [32]	22
I.11	Principe de fonctionnement d'un générateur électrostatique à charge constante (a) et à tension constante (b) , d'après [28]	23
I.12	Cycles de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique, d'après [37] . .	26
I.13	Système composé d'un électret situé entre deux électrodes, d'après [38]. Système en position initiale (a) . La contre-électrode s'éloigne (b) puis se rapproche (c) . .	29
I.14	Dispositifs électrostatiques proposés par Roundy [32] : un petit dispositif en silicium (architecture <i>In-Plane Gap Closing</i>) (a) et un dispositif plus grand, partiellement microfabriqué avec une masse mobile en tungstène attachée manuellement (b)	31
I.15	Générateur électrostatique développé par Mitcheson <i>et al.</i> [41]	32
I.16	Transducteur électrostatique fabriqué à l'ESIEE par A.M. Paracha <i>et al.</i> [35] . .	33
I.17	Transducteur électrostatique développé par Hoffmann <i>et al.</i> [42].	34
I.18	Réponse en fréquence du résonateur - mise en évidence de l'effet des stoppeurs : simulations (a) et expériences (b) , d'après [42].	34
I.19	Transducteur électrostatique développé par Yang <i>et al.</i> [44].	35
I.20	(a) Représentation schématique des électrodes triangulaires utilisées dans les dispositifs de Hoffmann <i>et al.</i> et (b) Photo du dispositif une fois packagé [45]. . . .	36
I.21	Puissance récupérée en fonction de la fréquence d'excitation pour des tensions de pré-charge de 10 V (a) et 20 V (b) [45]	37
I.22	Photographies du système monté sur bille développé par Naruse <i>et al.</i> [46]	38
I.23	Structure à base d'électret fabriquée par S. Boisseau pendant sa thèse [38]	38
I.24	Structure à base d'électret fabriquée par Suzuki <i>et al.</i> [47]	39
I.25	Structures électrostatiques permettant de récupérer l'énergie vibratoire, d'après [32] et [35]	41

II.1	Schéma de la structure hors-plan à entrefer variable	44
II.2	Représentation de la fonction $g(\tilde{x})$ (a) et de l'énergie totale normalisée \tilde{E} (b) en fonction du déplacement normalisé de l'électrode mobile pour des tensions $U_0 < U_{pi}$ - Il existe deux positions d'équilibre de l'électrode mobile pour chaque valeur de U_0	47
II.3	Position de l'électrode mobile au repos (a-1) , positions d'équilibre pour une tension U_0 non nulle (a-2) et représentation des forces électrostatique et mécanique et de l'énergie totale du système en fonction de la position de l'électrode mobile (b)	49
II.4	Schéma du récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable.	50
II.5	Position de l'électrode mobile pour $U_0 = 0$ avant application d'une accélération externe (a) et après application d'une accélération maximale (b)	51
II.6	Positions d'équilibre de l'électrode mobile pour une tension de précharge $U_0 < U_{pi}$ (a) et représentation des forces mécanique et électrostatique normalisées du système en fonction de la position de l'électrode mobile (b)	53
II.7	Parcours de l'électrode mobile à partir de sa position x_{max}	54
II.8	Parcours de l'électrode mobile pour une tension de pré-charge faible (a) et élevée (b) et diagrammes $Q-V$ associés.	55
II.9	Variation de C_{max} en fonction de U_0 pour différentes valeurs de d_0	56
II.10	Variation du rapport $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ en fonction de U_0 et pour différentes valeurs de d_0	57
II.11	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction U_0 pour différentes valeurs de d_0	57
II.12	Variation de $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de U_0 pour différentes valeurs de d_0	58
II.13	Variation de $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de d_0 et U_0 et pour des valeurs de $U_{Cvar_{max}} < 60$ V.	59
II.14	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ et d_0	60
II.15	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour une structure optimisée telle que $U_{Cvar_{max}} = 60$ V.	61
II.16	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour la structure optimisée avec une accélération maximale (x_{opt}) et soumise à une accélération plus faible ($x_{opt}-10\%$).	62
II.17	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour la structure optimisée avec $C_{max}/C_{min} = 4$ sous une accélération maximale (x_{opt}) et soumise à une accélération plus faible ($x_{opt}-10\%$).	63
II.18	Effet d'une augmentation de la capacité parasite sur la variation de la puissance récupérable $P'_{h_{max}}$ en fonction de la tension aux bornes des électrodes $U_{Cvar_{max}}$	64
II.19	Circuit de conditionnement utilisé pour les simulations avec $R_{load} = 1 \Omega$	66
II.20	Comportement dynamique du transducteur et zooms sur les différents modes d'instabilité : 1) instabilité à basse amplitude, 2) mode stable régulier, 3) instabilité à moyenne amplitude, 4) instabilité à haute amplitude	67
II.21	Simulations ELDO/VHDL-AMS de U_{Cvar} et de l'énergie récupérée par cycle dans le mode stable (a) et évolution de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour un déplacement de l'électrode mobile de $15 \mu\text{m}$ (b)	73
II.22	Schéma de la structure à peignes inter-digités à entrefer variable.	74
II.23	Mouvement de la masse mobile avec une tension de pré-charge $U_0 \neq 0$ et sans accélération externe.	75
II.24	Représentation de la fonction h (a) et de l'énergie totale (b) en fonction des positions d'équilibre de la masse mobile.	78

LISTE DES FIGURES

II.25	Représentation des forces électrostatique et mécanique et de l'énergie totale du système en fonction du déplacement de la masse mobile pour différentes tensions de pré-charge U_0	80
II.26	Parcours de la masse mobile pour $U_0 = 0$ (a) avant accélération externe et (b) après application d'une accélération maximale.	81
II.27	Parcours de la masse mobile pour $U_0 \neq 0$ (a) avant accélération externe et (b) après application d'une accélération maximale.	82
II.28	Déplacement maximal autorisé normalisé de la masse mobile en fonction de la tension de pré-charge.	82
II.29	Variation de la capacité maximale en fonction de la tension de pré-charge pour différentes valeurs de d_0	84
II.30	Variation de la capacité minimale en fonction de d_0	84
II.31	Variation de la puissance récupérable en fonction de U_0	85
II.32	Variation de la tension $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de U_0	86
II.33	Variation de la puissance $P'_{h_{max}}$ en fonction de la tension $U_{Cvar_{max}}$	87
II.34	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour une structure optimisée.	87
II.35	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour une accélération externe engendrant un mouvement de la masse mobile réduit.	88
II.36	Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ d'un transducteur présentant un rapport $C_{max}/C_{min}=4$ et soumis à une accélération externe engendrant un mouvement de la masse mobile réduit.	89
II.37	Effet d'une augmentation de la capacité parasite sur la variation de la puissance récupérable $P'_{h_{max}}$ en fonction de la tension aux bornes des électrodes $U_{Cvar_{max}}$	91
II.38	Circuit de conditionnement simplifié utilisé pour la simulation ELDO/VHDL-AMS.	92
II.39	Résultat de la simulation ELDO/VHDL-AMS de l'architecture à peignes inter-digités à entrefer variable.	93
II.40	Détection du déplacement maximal x_{max} de l'électrode mobile.	94
III.1	Procédé de fabrication du transducteur à peignes inter-digités à entrefer variable.	98
III.2	Substrat de verre avant (a) et après (b) gravure au HF.	99
III.3	Schéma du masque utilisé pour la lithographie optique de la couche d'aluminium.	100
III.4	Dimensions des différents éléments constitutifs de la structure.	100
III.5	Image MEB de la structure après l'étape de gravure DRIE.	103
III.6	Images réalisées au microscope optique des face avant (a) et arrière (b) du substrat après l'étape de DRIE.	103
III.7	(a) Substrat de silicium sur lequel est soudé le substrat de verre et (b) substrats découpés.	105
III.8	Images réalisées au microscope optique (a) et au MEB (b) des défauts entre les doigts mobiles et fixes qui limitent le déplacement de la masse mobile.	106
III.9	Photographie du MEMS câblé sur le PCB, lui-même fixé sur la table vibrante.	106
III.10	Schéma du montage expérimental pour la caractérisation de la table vibrante.	107
III.11	Mesure de l'accélération (a) et du déplacement (b) de la table vibrante en fonction de la fréquence d'excitation, avec et sans utilisation de la boucle de contre-réaction, pour une tension crête d'excitation $V_{GBF}=1$ V.	108

III.12	Mesure de l'accélération (a) et du déplacement (b) de la table vibrante en fonction de la fréquence d'excitation pour une tension crête d'excitation $V_{GBF}=5$ V (tension crête).	109
III.13	Schéma du montage expérimental pour la mesure de la fréquence de résonance du résonateur.	110
III.14	Montage expérimental pour étudier la réponse en fréquence du résonateur.	111
III.15	Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'excitation pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}	112
III.16	Mise en évidence de l'amortissement fluide en faisant varier la tension d'excitation de la table vibrante. Le déplacement de la masse mobile diminue avec la tension délivrée par le GBF. L'influence de l'air devient moins importante ce qui entraîne une augmentation du facteur de qualité.	114
III.17	Illustration de l'influence de l'air sur le facteur de qualité Q pour un même déplacement de la masse mobile d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}	115
III.18	Mise en évidence du comportement non-linéaire d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} pour de fortes accélérations.	116
III.19	Mise en évidence de l'accentuation du comportement non-linéaire de la structure à faibles pressions et pour de grands déplacements de la masse mobile sur une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}	116
III.20	Schéma du circuit RC_{var} pour la mesure dynamique de C_{var}	117
III.21	Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à pression atmosphérique et pour une accélération de $0.5 g$	119
III.22	Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à pression atmosphérique et pour une accélération de $2 g$	120
III.23	Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à 0.15 Torr et pour une accélération de $0.5 g$	120
III.24	Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ à 0.15 Torr et sous une accélération de $0.7 g$	121
III.25	Représentation schématique d'un doigt mobile entre deux doigts fixes avec des flancs de gravure obliques.	122
III.26	Variation de C_{var} en fonction de l'avancement x de la masse mobile et du profil géométrique des doigts fixes et mobiles.	123
III.27	Variation de C_{var} pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à 0.15 Torr et pour des accélérations de $0.7 g$ (210 Hz) et $0.9 g$ (250 Hz).	124
III.28	(a) Images réalisées au microscope optique des stoppeurs en face avant et en face arrière de substrat. (b) Représentation schématique du comportement de la masse mobile lors du contact avec les stoppeurs. La vue en coupe met en avant le phénomène de torsion des ressorts.	124
III.29	Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'excitation pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min}	125
III.30	Variation de C_{var} d'une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} à pression atmosphérique et à 0.15 Torr et pour une accélération de $1.2 g$	126
III.31	Photographie du bench de mesure pour les expériences de récupération d'énergie.	127
III.32	Circuit de conditionnement RC_{var} pour la caractérisation du MEMS.	127

LISTE DES FIGURES

III.33	Allure des courbes obtenue par Simulink [®] et présentant l'évolution de C_{var} et U_{out} dans le temps lorsque le transducteur est placé dans un circuit RC_{var}	128
III.34	Représentation de la force mécanique pour différentes fréquences d'excitation et de la force électrostatique pour une tension $U_0=10$ V d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}	129
III.35	Puissance générée en fonction de la résistance R_{load} et de la tension U_0 pour une fréquence d'excitation de 250 Hz et sous une accélération de 0.9 g et une pression de 0.15 Torr	130
III.36	Evolution de la tension U_{out} au cours du temps pour deux tensions de pré-charge différentes. Mise en évidence d'un court-circuit.	131
III.37	Interprétation de l'évolution de la puissance récupérée $P_{out_{RC}}$ à 1 Torr pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , en fonction de la fréquence d'excitation à l'aide des graphes présentant la tension U_{out} en fonction du temps.	132
III.38	Evolution de la puissance récupérée $P_{out_{RC}}$ au cours du temps pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} et pour une tension $U_0=5$ V - Mise en évidence d'un court-circuit pour de très faibles pressions.	133
III.39	Evolution de la tension U_{out} au cours du temps pour une tension $U_0=10$ V. Mise en évidence de court-circuits intervenant sur des plages de fréquence qui dépendent de la pression.	134
III.40	Évaluation de la tension U_0 pour une force électrostatique égale à la force mécanique au niveau des stoppeurs.	135
III.41	Puissance récupérée en fonction de R_{load} par une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} , pour différentes tensions de pré-charge et fréquences d'excitation.	136
III.42	Puissance récupérée pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} à pression atmosphérique en fonction de la fréquence d'excitation, pour différentes tensions de pré-charge et des résistances de charge R_{load} optimales.	137
III.43	Courbes $U_{out} = f(t)$ réalisées sous vide sur une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} avec des tensions de pré-charge de 5 V (a) et 9 V (b) . L'allure de la courbe réalisée pour $U_0= 9$ V montre un court-circuit et témoigne des dégâts occasionnés.	138
III.44	Circuit de conditionnement du transducteur incluant une pompe de charge, d'après [57].	139
III.45	(a) Diagramme $Q - V$ pendant l'opération de pompe de charge et (b) évolution de la tension, de l'énergie et de la puissance sur C_{store} [59]. n est le nombre de cycles de variation de C_{var}	140
III.46	Circuit de conditionnement proposé avec R_{load} monté entre C_{store} et C_{res}	143
III.47	Puissance récupérée en fonction de R_{load} dans le circuit de pompe de charges pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}	147
III.48	Evolution de U_{store} et U_{res} au cours du temps d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} et pour une résistance de charge de 15 M Ω	147
III.49	Evolution de la puissance récupérée $P_{out_{pump}}$ en fonction de la résistance de charge R_{load} pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min}	148
III.50	Evolution des tensions sur C_{store} et C_{res} au cours du temps pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min}	149
IV.1	Générateur électromagnétique de Gieras avec réglage de la longueur effective de la poutre [70].	159

IV.2	Structure de base d'un résonateur (a) et modification de la fréquence de résonance des résonateurs en fonction de la tension appliquée (b) [73]	160
IV.3	Représentation schématique d'un système à résonateurs couplés, d'après [77]. . .	161
IV.4	Puissance récupérée pour un système à résonateurs couplés et à résonateur unique, pour différentes valeurs de l'amortissement, d'après [77].	162
IV.5	(a) Générateur électrostatique développé par Halvorsen <i>et al.</i> et (b) évolution de la tension de sortie en fonction de la fréquence d'excitation, illustrant le phénomène de non-linéarité des ressorts (<i>spring softening</i>), d'après [82].	163
IV.6	(a) Représentation schématique de l'architecture du PFIG et (b) illustration du principe fonctionnement, d'après [83].	164
IV.7	Générateur PFIG développé par Najafi <i>et al.</i> [83].	164
IV.8	Circuit de conditionnement global avec retour inductif, d'après [84].	165

Liste des tableaux

I.1	Besoins en énergie de dispositifs de la vie courante, d'après [14]	8
I.2	Quantité d'énergie récupérable pour différentes sources d'énergie, d'après [14]. . .	13
I.3	Récapitulatif des différentes méthodes de transduction.	24
II.1	Paramètres de la structure hors-plan présentée figure II.1	44
II.2	Paramètres du récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable présenté figure II.4	50
II.3	Paramètres des REV hors-plan optimisés en fonction de différentes valeurs de C_{par} . . .	65
II.4	Tableau présentant les différents paramètres du système modélisé.	66
II.5	Paramètres de la structure à peignes inter-digités présentée figure II.22	74
II.6	Paramètres des structures optimisées pour différentes valeurs de fréquence de résonance.	90
II.7	Paramètres des structures optimisées en fonction de différentes valeurs de C_{par} . . .	91
III.1	Principaux paramètres des deux types de structures testées expérimentalement. .	107
III.2	Tension de saturation sur C_{store} en fonction de U_{res} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}	146
III.3	Tension de saturation sur C_{store} en fonction de U_{res} d'une structure à petit C_{max}/C_{min}	148
IV.1	Comparaisons des puissances théoriques avec les puissances mesurées dans les circuits RC_{var} et de pompe de charge.	154
IV.2	Comparaison des figures de mérite de nos dispositifs avec certains récupérateurs électrostatiques de la littérature.	156

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I

Introduction générale

1.	L'émergence des systèmes autonomes communicants sans fil	3
1.1	Les enjeux des réseaux de capteurs sans fil	3
1.2	Applications	4
1.3	Plan du manuscrit de thèse	7
2.	La problématique énergétique	7
2.1	Évaluation des besoins en énergie	8
2.2	Les sources d'énergie	8
2.3	De l'énergie pour les capteurs vers les capteurs pour l'énergie : de la récupération d'énergie à l'efficacité énergétique	12
3.	Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques	14
3.1	Les générateurs	15
3.2	Les méthodes de transduction	20
3.3	Choix de la transduction électrostatique	25
4.	La transduction électrostatique	26
4.1	Principe de fonctionnement	26
4.2	Utilisation des électrets	28
4.3	Utilisation des polymères électro-actifs	29
4.4	État de l'art	31
4.5	Efficacité des récupérateurs d'énergie et figures de mérite (<i>FoM</i>)	39
4.6	Choix des structures	41
5.	Conclusion	42

Pour le magazine *Technology Review* du MIT¹, le réseau de capteurs sans fil (WSN²) est l'une des dix nouvelles technologies qui bouleverseront le monde et notre manière de vivre et de travailler [1]. Depuis une vingtaine d'années maintenant, l'intérêt porté aux WSNs [2,3] a considérablement augmenté. On a pu en effet assister à l'émergence, ces dernières décennies, de l'offre et d'un besoin accru de surveillance et de contrôle des phénomènes physiques et biologiques dans différents domaines (industrie, écologie, environnement, sécurité, etc...).

Les enjeux sont doubles : pour les laboratoires, il s'agit de travailler sur certains verrous et pour les entreprises d'identifier à temps les champs d'application les concernant, et par conséquent de fournir un cahier des charges approprié aux laboratoires de recherche.

Les verrous sont bien sûr d'ordre technologique, mais également d'ordre applicatif. Pour une entreprise, il est encore souvent délicat d'identifier une application pouvant réellement tirer bénéfice du déploiement d'un WSN intégré, tant il est difficile de se baser sur un modèle économique viable. Il est toutefois certain que ces domaines applicatifs vont émerger, et leur identification est à mener dans le cadre d'une veille technologique efficace.

Les progrès dans la communication sans fil et les micro-systèmes électromécaniques (MEMS) ont permis le développement de noeuds de capteurs multifonctionnels, à faible coût de production et faible consommation énergétique, qui peuvent détecter des paramètres environnementaux, effectuer des traitements de données et communiquer les uns avec les autres de façon autonome sur de courtes distances.

Un WSN typique est constitué d'une dizaine de noeuds de capteurs déployés, ou de façon aléatoire, ou bien selon une répartition statistique prédéfinie, sur une zone géographique qui présente un intérêt. Un noeud de capteurs présente de nombreux inconvénients : une durée de vie limitée de sa batterie, un traitement de signal limité, des capacités de calcul et de communication limitées et une faible quantité de mémoire. Ces fonctions sensibles sont donc réduites.

Les WSNs sont présents dans une large gamme d'applications [4] telles que la surveillance de la sécurité dans le domaine militaire, le contrôle jusqu'alors impossible de phénomènes environnementaux, l'équipement des bâtiments intelligents [5], le domaine de la santé, etc. Par exemple, un réseau de capteurs peut être déployé en pleine savane pour surveiller un comportement animal [6] ou en-

1. Massachusetts Institute of Technology

2. Wireless Sensor Network

1. L'émergence des systèmes autonomes communicants sans fil

core à proximité du cratère d'un volcan pour effectuer des mesures de température, de pression ou d'activités sismiques. Dans la plupart de ces applications, une intervention humaine est impossible. Les capteurs sont donc dispersés de façon aléatoire et doivent rester autonomes pendant plusieurs mois, voire plusieurs années. Par conséquent, la notion de consommation d'énergie ou, de façon plus générale, de gestion des ressources, est d'une importance cruciale pour ces réseaux. La trop faible densité d'énergie des stockages électrochimiques limite la durée de vie des WSNs et nécessite des opérations de maintenance souvent délicates (milieux quasiment inaccessibles, risque de perturber l'environnement de mesure). Des stratégies d'organisation du réseau (pour minimiser les transmissions RF [7]), de limitation de la fréquence et de la précision des mesures sont adoptées mais elles n'apportent qu'une économie limitée des ressources énergétiques embarquées.

1. L'émergence des systèmes autonomes communicants sans fil

1.1 Les enjeux des réseaux de capteurs sans fil

Les applications typiques de WSNs requièrent que chaque noeud du réseau soit de petite taille, robuste vis-à-vis de l'hostilité environnementale (température, vibrations, humidité, agressions chimiques) et d'une durée de vie importante (supérieure à 10 ans). La conception de réseaux de capteurs autonomes communicants sans fil impose la problématique de l'autonomie énergétique.

D'un point de vue pratique, des sources énergétiques chimiques, telles que les batteries, peuvent constituer une solution. Cependant, si l'on prend en compte les notions de sécurité (feu, explosion), de température d'utilisation, de pollution chimique (capteurs abandonnés) ou enfin de durées de vie (et donc de contrainte du remplacement), on réalise que les sources d'énergie chimique ne constituent pas une alternative possible. Nous reviendrons à la section 2. sur cette problématique de l'autonomie énergétique des réseaux de capteurs sans fil.

Par ailleurs, le capteur devra présenter de courts transitoires de mise en fonctionnement et d'extinction. Dans la mesure du possible, il devra permettre l'analyse de multiples paramètres (vitesses de rotation pour un accéléromètre, vibrations anormales, chocs) pour éviter la multiplication des chaînes de mesure. Dans l'idéal, la grandeur à mesurer pourrait fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement du capteur.

1.2 Applications

De nouvelles idées ont émergé pour des applications originales dans des domaines très variés [8] et à court terme, trois grands domaines applicatifs paraissent d'intérêt pour les réseaux de capteurs autonomes :

a) Les applications militaires

Un réseau de capteurs offre des avantages très précieux. En effet, il s'agit d'un réseau qui s'installe rapidement, dynamiquement et sans aucune infrastructure. Ainsi, il offre un atout de taille pour surveiller les mouvements de l'ennemi. Un réseau de capteurs sans fil a été développé en vue de localiser des snipers et les trajectoires des balles par l'université de Vanderbilt (figure I.1) [9]. Le principe de ce WSN repose sur un système de capteurs acoustiques qui peuvent fonctionner efficacement dans des environnements urbains complexes. Ce système estime la position du tireur grâce à une mesure du temps d'arrivée de l'onde de choc émise par la balle, jusqu'à la position connue de capteurs acoustiques. Le capteur établit ensuite une communication automatique avec le réseau et une auto localisation. Le prototype développé avait un temps de réponse de 2 s et une précision de localisation d'un mètre.

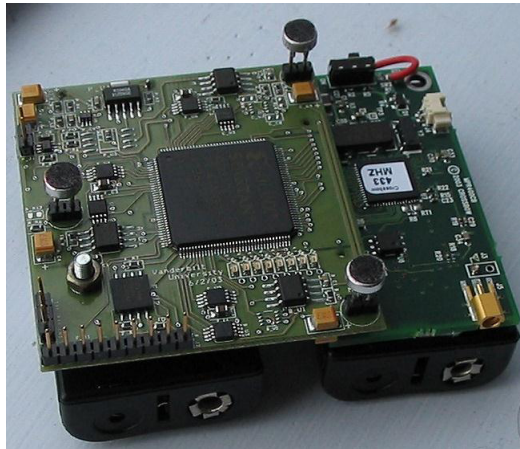


Figure I.1 – Capteur pour réseau de localisation de tireur isolé, d'après [9]. L'alimentation électrique située sous la carte occupe près de 90 % du volume total.

1. L'émergence des systèmes autonomes communicants sans fil

b) Les applications liées à la sécurité

La surveillance de sites naturels ou industriels étendus utilise les réseaux de capteurs. L'illustration la plus récurrente est la surveillance des évolutions météorologiques et physiques, comme le suivi de l'évolution d'un glacier [10] ou du pergélisol d'une montagne [11]. Les capteurs sont placés dans un emplacement fragile et inaccessible, et l'installation de réseaux câblés, bien que techniquement possible, aurait été particulièrement difficile et peu pertinente d'un point de vue économique. Il est également envisagé d'utiliser des capteurs sans fil pour détecter les tempêtes de sable en plaçant les capteurs dans des zones à risques (figure I.2) [12]. Des études sont actuellement menées sur les possibilités d'architecture du réseau : en effet, lors d'une tempête de sable, des noeuds peuvent temporairement être enterrés et avoir par conséquent une portée d'émission réduite.

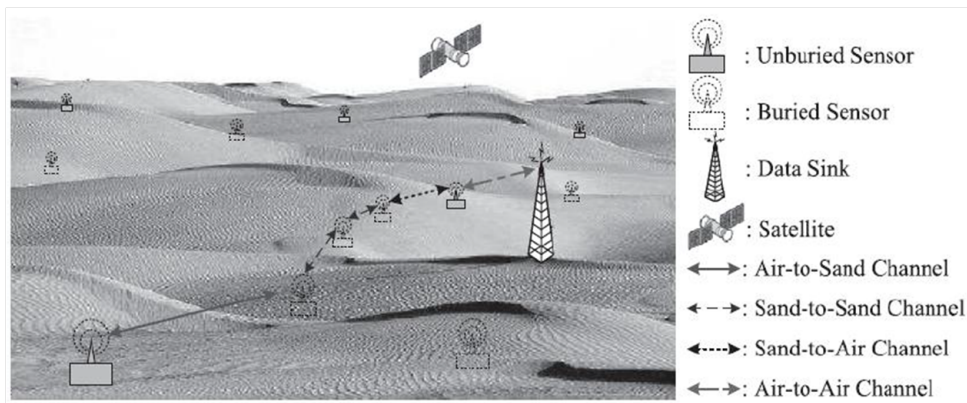


Figure I.2 – Réseau de capteurs sans fil pour prévenir des tempêtes de sable, d'après [12].

c) Les applications médicales

L'utilisation des réseaux de capteurs dans le domaine de la médecine peut apporter une surveillance permanente des patients et une possibilité de collecter des informations physiologiques de meilleure qualité [13], facilitant ainsi le diagnostic de maladies grâce à des micro-capteurs qui pourront par exemple être implantés sous la peau. Comme applications avant-gardistes, citons par exemple les micro-caméras qui peuvent être ingérées et sont capables de transmettre des images de l'intérieur d'un corps humain, ou encore les rétines artificielles composées d'une centaine de micro-capteurs pour améliorer la vision.

d) **Les applications industrielles**

Les WSNs offrent une grande flexibilité d'emploi puisqu'ils permettent de s'affranchir des contraintes liées aux câblages. Il est alors possible de satisfaire des contraintes de poids, de mobilité, de facilité de déploiement, etc. On peut citer comme exemple d'application la surveillance des ouvrages de génie civil pour établir un diagnostic à distance de leur état, ou encore l'observation d'un site susceptible de subir les effets d'une pollution et la construction en temps réel d'une cartographie de sa contamination, grâce à des capteurs capables de relever les niveaux de pollution.

Le nombre d'applications est potentiellement très grand, rendant évidents l'utilité et le développement des réseaux de capteurs. En revanche, la diversité de ces applications est un handicap majeur dans la conception de ces réseaux. Il est impossible de prévoir une architecture commune, modulaire et simple pour le bon fonctionnement des capteurs au sein d'un réseau. En effet, pour chaque domaine d'application différent, le capteur se voit soumis à une nouvelle contrainte :

- **les contraintes liées au déterminisme** : la plupart des WSNs sont destinés à être déployés dans des environnements hostiles sur des sites industriels importants ou à opérer pendant des scénarios de crise. L'information mesurée par le capteur doit parfois atteindre le collecteur d'informations en un temps bien défini. Au-delà, l'information est considérée comme périmée.
- **les contraintes liées à la protection de l'information** : comme pour tout réseau sans fil, l'information circule sur une interface partagée et non dédiée. N'importe quel intrus peut alors récupérer l'information à des fins malveillantes. C'est pourquoi des mesures de sécurité doivent être mises en place pour protéger l'information. Cependant, les mécanismes de sécurité sont créés pour des réseaux où les noeuds disposent d'une forte capacité de traitement, ce qui n'est pas le cas des capteurs.
- **les contraintes énergétiques** : elles sont considérées comme les contraintes principales dans un réseau de capteurs. Il est obligé d'en tenir compte, la plupart des machines fonctionnant sur batterie. Après la décharge de celle-ci, l'utilisateur est obligé de trouver une source électrique pour la recharger. Cependant, dans les WSNs, il est pratiquement impossible de recharger à cause du nombre élevé de capteurs d'une part et selon la nature de l'environnement dans lequel ils peuvent se trouver d'autre part. L'objectif à atteindre devient l'augmentation de la durée de vie du réseau de capteurs.

2. La problématique énergétique

1.3 Plan du manuscrit de thèse

La suite du chapitre I traitera de la problématique énergétique liée aux réseaux de capteurs sans fils et des différentes sources d'énergie envisageables pour remédier à ce problème. Nous exposerons alors l'intérêt de la récupération de l'énergie ambiante, et plus particulièrement de l'énergie des vibrations mécaniques, par différents types de transduction. Nous détaillerons le principe de la transduction électrostatique et présenterons son état de l'art.

La suite de ce manuscrit comportera une partie analytique et une partie expérimentale.

Dans le chapitre II, nous mènerons une étude analytique de deux architectures utilisées pour la récupération d'énergie vibratoire par transduction électrostatique. Leur comportement dynamique sera étudié et l'énergie maximale récupérable calculée en fonction de la tension de pré-charge, mais également en fonction de la tension aux bornes du transducteur sur laquelle il faudra établir une limite pour ne pas endommager le circuit de conditionnement. Un design optimal en termes d'efficacité du transducteur sera proposé en fonction de ces deux paramètres, ainsi qu'en fonction de l'intensité de l'accélération procurée par les vibrations externes.

Le chapitre III sera consacré à la partie expérimentale : après une rapide description du procédé de fabrication, les résultats de caractérisation des dispositifs fabriquées à l'ESIEE seront présentés.

Les conclusions et perspectives offertes par ces travaux seront présentées dans un IV^{ème} chapitre. Nous y situerons les performances de nos dispositifs parmi l'état de l'art et comparerons notamment les puissances récupérées avec les puissances théoriques définies au chapitre I et II.

2. La problématique énergétique

La gestion de l'alimentation en énergie des capteurs est l'un des verrous majeurs à leur utilisation massive et prolongée. Dans la majorité des cas, l'entretien des noeuds est difficile, voire impossible, du fait de leur emplacement difficile d'accès. Une batterie ne peut être ni remplacée, ni rechargée. C'est pour cela que les solutions basées sur un réservoir limité d'énergie sont à proscrire. La durée de vie du noeud dépend directement de la quantité d'énergie initialement disponible. Pour accroître la durée de vie du dispositif, il faut augmenter la taille du réservoir en question. Ceci n'est pas envisageable, la batterie occupant déjà une grande partie du volume d'un noeud (figure **I.1**).

2.1 Évaluation des besoins en énergie

On a pu assister, ces dernières années, au développement de composants électroniques basse consommation. On peut estimer l'énergie nécessaire au fonctionnement d'un noeud sur une période de temps donnée, ou inversement estimer sa durée de vie à partir de l'énergie embarquée, en analysant la consommation électrique respective des différents éléments qui le constituent. Pour fixer les ordres de grandeurs, le tableau I.1 [14] donne une estimation des puissances nécessaires pour faire fonctionner des systèmes de la vie courante.

Dispositif	Consommation énergétique	Autonomie
Smartphone	1 W	5 h
Lecteur MP3	50 mW	15 h
Appareil auditif	1 mW	5 j
WSN	100 μ W	sa durée de vie
Pacemaker	50 μ W	7 ans
Montre à Quartz	5 μ W	5 ans

Tableau I.1 – Besoins en énergie de dispositifs de la vie courante, d'après [14]

2.2 Les sources d'énergie

a) Les sources finies : stockage électrochimique

Dans la plupart des cas, l'énergie est fournie aux systèmes autonomes par les piles électrochimiques (piles Ni-Mh, batteries Li, Li-ion ou Li-Polymère) car elles sont commercialement disponibles, performantes (l'énergie spécifique peut atteindre 200 Wh/kg). Les solutions de stockage de l'énergie utilisées dans les autres travaux sur des réseaux de capteurs autonomes sont :

- **des accumulateurs lithium-ion** dotés d'une électrode négative en carbone et développés spécifiquement pour les applications automobiles. En France, aux États-Unis comme au Japon, des véhicules électriques équipés de telles batteries ont déjà démontré des performances jusqu'alors jamais atteintes. Les batteries au lithium utilisent un électrolyte non aqueux.
- **les piles métal-air** : il est possible d'obtenir des densités d'énergie très élevées, de 150 à 350 Wh/kg (avant décharge). La décharge de ces piles conduit à fixer l'oxygène de l'air et à stocker les produits de réaction qui alourdissent la pile de façon significative lors de cette décharge ;

2. La problématique énergétique

cet alourdissement peut atteindre plus de 20% entre le début et la fin de la décharge. La charge de ce type de pile n'a un rendement que de 50% pour les systèmes Zinc-air.

- **les batteries Li-ion ou Li-Po** dont le développement est évidemment favorisé par leurs qualités spécifiques : tension moyenne et densités d'énergie élevées (3,6 V - 125 Wh/kg), auto-décharge faible, courbes de décharge régulières, de pente faible.
- **les piles alcalines**, qui ont une auto-décharge limitée (par rapport aux piles Ni-Mh qui les remplacent parfois). Elles restent toutefois des batteries primaires (non rechargeables).
- **les supercondensateurs**, dont la réalisation a été possible grâce au développement technologique et la maîtrise de fabrication de nouveaux matériaux. Ils peuvent être utilisés de façon complémentaire aux batteries ou à la pile à combustible. Le principe de fonctionnement d'un supercondensateur est basé sur le stockage de l'énergie par distribution des ions provenant d'un électrolyte au voisinage de la surface des deux électrodes. Lorsque l'on applique une tension aux bornes d'un supercondensateur, on crée une zone de charge d'espace aux deux interfaces électrode-électrolyte. C'est ce que l'on appelle la double couche électrique. Le stockage de l'énergie est donc électrostatique et non pas faradique comme dans le cas des batteries, puisqu'il n'y a pas de réaction électrochimique. Les supercondensateurs possèdent une puissance instantanée plus importante que celle des batteries et une énergie plus grande que celle des condensateurs classiques. Leur durée de vie est également plus élevée que celle des batteries (environ 10 ans).

b) La récupération de l'énergie ambiante

Bien que les densités d'énergie des piles aient triplé durant ces quinze dernières années, leur taille, le coût de leur maintenance, leur tenue en température et leur durée de vie posent problème.

Pour des raisons de simplicité et de coûts, dans des environnements difficiles d'accès, l'idéal serait que ces sources soient capables de fonctionner pendant des années sans intervention humaine. La récupération de l'énergie ambiante, rendue possible par la diminution importante de la consommation électrique des différents éléments d'un noeud (capteur, électronique d'acquisition de stockage et de transmission de données) [15, 16], permet de résoudre ce problème en puisant l'énergie utile à l'application directement dans l'environnement immédiat.

La figure **I.3** montre la puissance potentiellement délivrée par différents types de sources environnementales en fonction du temps [17]. Elle présente également la comparaison entre les réservoirs finis d'énergie (stockage électrochimique) et l'énergie disponible dans l'environnement ambiant. La

diminution d'énergie au cours du temps des réservoirs électrochimiques est imputée au phénomène d'auto-décharge. Il représente 2-3% (Li) à 30% (Ni-Mh) de la charge totale par mois. On note que pour des dimensions équivalentes, une pile au Lithium est capable de fournir une puissance comparable à l'énergie solaire pendant 5 ans. Les systèmes de récupération d'énergie deviennent donc intéressants pour des fonctionnements sur de longues périodes (typiquement supérieures à 5 ans).

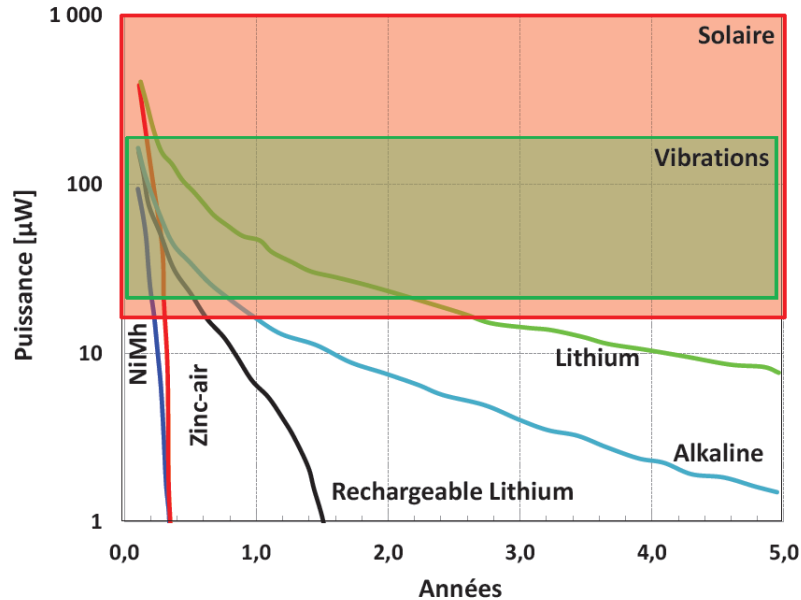


Figure I.3 – Comparaison de la puissance disponible au cours des années pour différentes sources d'énergie, d'après [17].

Plusieurs sources d'énergie ambiante ont été envisagées pour rendre autonomes des dispositifs électroniques. Elles proviennent essentiellement des vibrations, du rayonnement thermique, solaire et des gradients de température.

i) Les vibrations

L'énergie vibratoire fait l'objet de nombreux travaux de recherche car celle-ci est présente en quantité significative aux abords de toutes les activités humaines.

Les vibrations mécaniques ambiantes ont des provenances variées : machines tournantes ou provenance du sol et des murs lorsqu'elles sont dues aux véhicules ou à la météo (vent, pluie...). Ces ressources dépendent de la fréquence de vibration et de l'accélération (proportionnelle au carré de la fréquence). Il est donc possible de les quantifier lorsque l'on connaît toutes leurs caractéristiques.

2. La problématique énergétique

ii) Les gradients de température

De nombreux systèmes peuvent être considérés comme des sources potentielles d'énergie dès lors qu'ils subissent des pertes se traduisant par des émissions de chaleur. Les machines thermodynamiques, comme les réfrigérateurs, rejettent de la chaleur pendant leur cycle de fonctionnement, tout comme le pot d'échappement des voitures qui évacuent des gaz pouvant atteindre une température de 700 °C.

Le principal inconvénient des générateurs thermoélectriques est leur faible rendement ($< 5\%$) si le gradient de température est faible. Par ailleurs, le coût de fabrication est élevé et leur volume est trop important pour des systèmes à l'échelle micro. Cependant, les avancées en nanotechnologies ont permis la fabrication de générateurs thermoélectriques MEMS [18]. En 2006, un film mince d'une surface 0.5 cm^2 a été commercialisé par Applied Digital Solutions et produit une puissance de $1.5\ \mu\text{W}$ pour une variation de température de seulement 5 °C [19]. La société allemande Micropelt, spécialisée dans la conception de générateurs thermoélectriques à couche mince, a développé un générateur à effet Seebeck capable de produire une tension électrique de plus de 2 V et une puissance de 4 mW pour une variation de température de 20 °C [20] (figure I.4).

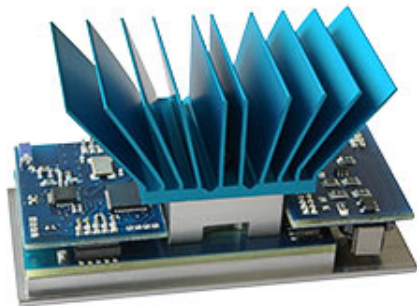


Figure I.4 – Générateur thermoélectrique développé par la société Micropelt [20].

iii) Le rayonnement solaire

La puissance maximale du rayonnement solaire reçu sur la Terre (sur une année, 24 h /24 h) est d'environ 1 kW.m^{-2} ce qui, en considérant des rendements de cellule photovoltaïque de 15 %, permet de fournir $3,7 \text{ mW.cm}^{-2}$ au capteur. Selon les conditions météorologiques (soleil voilé, ciel nuageux...), la puissance devient plus faible. Pour les éclairages artificiels, elle varie globalement entre 1 et 15 W.m^{-2}

iv) Le rayonnement hyperfréquences

Suite à la multiplication d'émetteurs radio dans le paysage urbain, les signaux radiofréquences ambiants peuvent être considérés comme des réservoirs d'énergie pour des applications mobiles. Les systèmes de récupération de l'énergie RF ambiante sont toutefois très limités en termes de puissance générée et nécessitent une grande surface réceptrice, à moins d'être placés très près de la source émettrice. La densité de puissance p reçue par cm^2 est reliée au champ électrique E et à l'impédance de l'onde en espace libre $Z_0=377 \Omega$ [21] :

$$P_s = \frac{E^2}{Z_0}$$

Ainsi, un champ électrique de 1 V/m ne permet pas de récupérer plus de $0.26 \mu\text{W.m}^{-2}$, alors que le champ maximum près d'une source ne dépasse généralement pas quelques Volts par mètre.

Le tableau **I.2** dresse un récapitulatif de la quantité d'énergie récupérable pour les différentes sources [14]. On peut constater que les vibrations présentent un fort potentiel en matière d'énergie récupérable, notamment lorsqu'elles proviennent d'un environnement industriel.

2.3 De l'énergie pour les capteurs vers les capteurs pour l'énergie : de la récupération d'énergie à l'efficacité énergétique

L'efficacité énergétique d'un capteur correspond à son état de fonctionnement pour lequel la consommation d'énergie est minimisée pour un service rendu maximal.

Augmenter l'efficacité énergétique revient à diminuer les consommations d'énergie pour un même service rendu, engendrant ainsi la diminution des coûts écologiques et économiques liés à la production et à la consommation d'énergie.

2. La problématique énergétique

Source d'énergie	Source de puissance	Energie récupérée
Vibrations/mouvements		
Humain	0.5 m @ 1 Hz 1 m/s ² @ 50 Hz	4 μW/cm ²
Industrie	1 m @ 5 Hz 10 m/s ² @ 1 kHz	100 μW/cm ²
Gradient de température		
Humain	20 mW/cm ²	25 μW/cm ²
Industrie	100 mW/cm ²	1-10 mW/cm ²
Solaire		
Intérieur	0,1 mW/cm ²	10 μW/cm ²
Extérieur	100 mW/cm ²	10 mW/cm ²
RF		
GSM	0.3 μW/cm ²	0.1 μW/cm ²
WiFi	0.015 μW/cm ²	0.001 μW/cm ²

Tableau I.2 – Quantité d'énergie récupérable pour différentes sources d'énergie, d'après [14].

Le concept d'efficacité énergétique trouve notamment sa place dans l'habitat durable. En 2010, les besoins en chauffage ont fait du bâtiment le secteur le plus consommateur d'énergie électrique (43 %). Cette consommation importante témoigne du mauvais état d'isolation thermique du parc immobilier français. L'amélioration de l'étanchéité des bâtiments est alors une nécessité pour répondre aux exigences d'économie d'énergie préconisées dans le cadre du développement durable.

Cependant, le confinement de l'air dans le bâtiment ne doit pas conduire à une dégradation de la qualité de l'air intérieur. Les peintures et l'activité humaine produisent des polluants qui doivent être évacués s'ils sont présents dans l'air en trop grande concentration.

Ainsi, il devient nécessaire d'être capable de contrôler la qualité de l'air de manière fiable et efficace afin d'adapter le renouvellement de l'air au besoin instantané. Un compromis doit donc être trouvé et des outils de diagnostic en temps réel de l'état de la qualité de l'air intérieur doivent être développés, permettant l'application d'une stratégie de ventilation efficace et entraînant peu de pertes de chaleur.

Une thèse née d'une collaboration entre ESIEE Paris et l'IFSTTAR³ a pour objectif le développement de tels outils, permettant la reconstitution du champ de concentration de polluants d'une pièce à partir de données ponctuelles fournies par un ensemble de capteurs placés stratégiquement au sein

3. Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'aménagement et des Réseaux

de la pièce.

Des capteurs portables permettent d’acquérir des données ponctuelles de la concentration de pollution au sein d’une pièce. Ceux-ci doivent être bas-coût et suffisamment sensibles pour détecter simultanément plusieurs espèces chimiques. Les micro-chromatographes en phase gazeuse, fabriqués à l’ESIEE à partir de technologies de micro-fabrication, répondent à ces critères. Dans le cadre du projet IMMANENT, la collaboration entre l’ESIEE et le LNE⁴ a permis la caractérisation complète des colonnes développées à l’ESIEE grâce à l’utilisation du détecteur d’un système de chromatographie classique. Cela a permis de valider la méthode d’activation des colonnes ainsi que d’étudier l’influence de divers paramètres, tels que la pression ou la température, sur les performances du capteur.

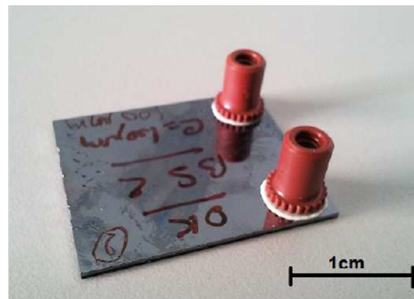


Figure I.5 – Micro-colonne réalisée à l’ESIEE.

3. Récupération de l’énergie des vibrations mécaniques

L’idée d’utiliser les vibrations pour alimenter des dispositifs électroniques est en pleine émergence. Les exemples commerciaux les plus fameux de dispositifs alimentés par le mouvement ou les secousses sont la lampe de poche de la société Applied Innovative Technologies [22] ou la montre Seiko Kinetics [23]. Selon Roundy *et al.* [24], les vibrations constituent une source d’énergie très intéressante avec des densités estimées entre 50 et 250 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$. De plus, le couplage entre le générateur et la source de vibrations ne consiste qu’en une liaison mécanique simple, ce qui représente un avantage majeur.

4. Laboratoire National d’Essais

3. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

3.1 Les générateurs

Deux types de générateurs peuvent être définis.

a) Générateurs quasi-statiques

Ce type de générateur utilise les contraintes mécaniques en régime quasi-statique, où la fréquence de fonctionnement est bien inférieure à la fréquence de résonance propre du système de récupération. L'énergie délivrée est alors proportionnelle à la fréquence de répétition des contraintes qui doivent être de fortes valeurs (poids d'un homme par exemple).

J. Paradiso et son équipe ont mis au point en 2001 au sein du M.I.T. un prototype d'une chaussure capable de générer de l'énergie pendant la marche (figure I.6) à l'aide de deux générateurs [25] : un polymère piezoélectrique, le PVDF⁵, placé dans la semelle sous forme de couche mince ainsi qu'un dimorphe (un amplificateur mécanique composé de deux lames flexibles autour d'un élément piézoélectrique) en PZT situé dans le talon. Ces deux générateurs produisent autour de 2 et 8 mW respectivement.

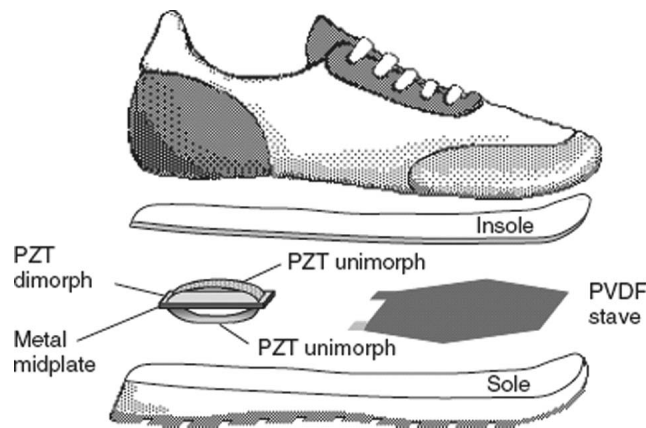


Figure I.6 – Schéma du prototype de la chaussure piézoélectrique proposée par Shenck et al. [25]

5. polyfluorure de vinilydène

b) Générateurs dynamiques et résonants

Le système est mis en vibrations, soit par une excitation sinusoïdale, soit par un choc. On considère deux types de générateurs résonants [26] :

- les générateurs **VDRG (Velocity-Damped Resonant-Generator)** où l’amortissement est proportionnel à la vitesse de déplacement (générateurs électromagnétiques par exemple),
- les générateurs **CDRG (Coulomb-Damped Resonant-Generator)** pour lesquels l’amortissement est une force dont l’amplitude est invariable et opposée au déplacement (comme les générateurs capacitifs).

Il existe également les **générateurs CFPG (Coulomb-Force Parametric-Generator)**, non linéaires et qui ne fonctionnent pas en résonance (systèmes bistables).

La figure I.7 présente la puissance normalisée en fonction de la fréquence d’excitation (normalisée par rapport à la fréquence de résonance du système) et l’amplitude de déplacement de la masse sismique Z_l (normalisée par rapport à l’amplitude de mouvement Y_0 de la source). Lorsque la fréquence d’excitation est proche de la fréquence de résonance du système, ce sont les générateurs résonants qui délivrent le plus de puissance. Si la fréquence de vibration est inférieure à la fréquence de résonance, le CDRG est plus avantageux. Si l’on travaille à des fréquences supérieures à la fréquence de résonance, il sera plus intéressant de travailler avec un VDRG. Enfin, le CFPG présente des avantages si la fréquence de résonance du système est inconnue ou s’il est impossible de concevoir un système vibrant à la fréquence d’excitation.

Les générateurs CFPG sont plutôt adaptés pour générer de l’énergie à partir du corps humain : en effet, les mouvements du corps sont de fréquence faible et d’une amplitude relativement élevée. Les générateurs résonants sont davantage destinés à délivrer de la puissance en utilisant les vibrations de machines-outils, à faible amplitude et fréquence élevée (et variable sur une étroite plage de valeurs).

Le modèle développé par Williams et Yates [27] permet de comparer l’efficacité des générateurs de type VDRG. Le modèle est composé d’une masse m mise en mouvement relatif $z(t)$ par rapport à un boîtier lui-même soumis à une vibration extérieure $y(t)$. Cette vibration est caractérisée par son

3. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

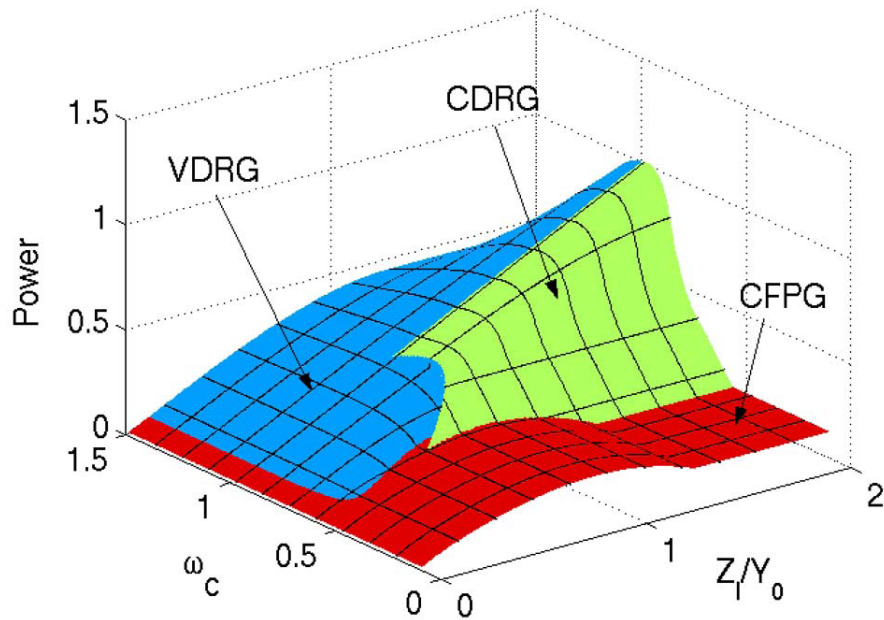


Figure I.7 – Puissance normalisée en fonction de la fréquence d'excitation et de l'amplitude de déplacement de la masse sismique pour les trois types de générateurs, d'après [26].

accélération $\ddot{y}(t) = A_{ext}(t)$. La récupération d'énergie est représentée par un coefficient d'amortissement total d . L'amortissement est d'origine mécanique d_m lié aux frottements de l'air par exemple, et d'origine électrique d_e de telle sorte que l'amortissement total d soit la somme de ces deux amortissements. Le schéma de ce modèle est présenté sur la figure I.8.

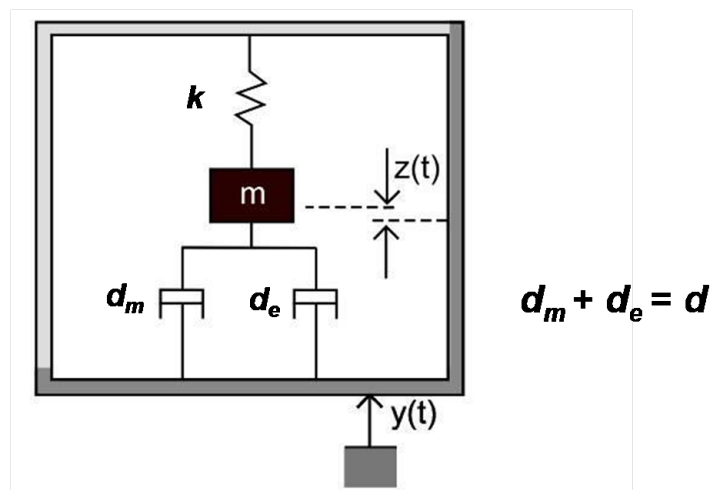


Figure I.8 – Schéma du modèle développé par Williams et Yates [27]

L'équation du mouvement de la masse est donnée par :

$$m\ddot{z}(t) + d\dot{z}(t) + kz(t) = -mA_{ext}(t) \quad (\text{I.1})$$

Le système est soumis à des vibrations. L'entrée du système est donc $y(t)$. En considérant l'excitation sinusoïdale, nous pouvons représenter l'équation dans le domaine de Laplace :

$$\frac{Z(\omega)}{Y(\omega)} = \frac{m\omega^2}{-m\omega^2 + j(d_e + d_m)\omega + k} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (\text{I.2})$$

avec la pulsation de résonance ω_0 et les facteurs de qualité mécanique Q_m et électrique Q_e définis de la façon suivante :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{k/m} \\ Q_m = \sqrt{km}/d_m \\ Q_e = \sqrt{km}/d_e \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Exprimons le déplacement $Z(\omega)$ en fonction de l'accélération appliquée $A_{ext}(\omega) = -\omega^2 Y(\omega)$ plutôt qu'en fonction du déplacement de la cage :

$$Z(\omega) = \frac{-\frac{1}{\omega_0^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)\frac{\omega}{\omega_0}} A_{ext} \quad (\text{I.4})$$

Nous pouvons maintenant calculer la puissance récupérée, *i.e.* la puissance qui est dissipée du système mécanique par l'amortissement électrique. La puissance dissipée par l'amortissement mécanique correspond à la puissance perdue. La puissance générée est égale au produit de la vitesse de déplacement de la masse relativement au boîtier et la force d'amortissement électrique :

$$p(t) = d_e \dot{z}(t) \dot{z}(t) \quad (\text{I.5})$$

3. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

Nous pouvons l'exprimer dans le domaine de Laplace :

$$P(\omega) = -d_e \omega^2 Z^2(\omega) \quad (\text{I.6})$$

La puissance récupérée est maximale lorsque le système résonne à sa fréquence de résonance. Le déplacement est alors maximal. La puissance maximale a pour expression :

$$P(\omega_0) = \frac{\frac{d_e}{\omega_0^2}}{\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)^2} A_{ext}^2 = \frac{\frac{1}{Q_e}}{\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)^2} \frac{\sqrt{km}}{\omega_0^2} A_{ext}^2 \quad (\text{I.7})$$

Le facteur de qualité mécanique est imposé par la structure mécanique et par la qualité des matériaux utilisés. Il est en revanche possible de jouer sur le facteur de qualité électrique. D'après l'équation (I.7), on remarque que la puissance récupérée à la résonance est maximale lorsque le facteur de qualité électrique est égal au facteur de qualité mécanique, qui doit être le plus grand possible pour minimiser les pertes. Cependant, si l'on prend un amortissement mécanique d_m très faible, l'amplitude des mouvements $z(t)$ devient alors très importante. Il pourrait être alors difficile de maintenir le système à sa fréquence de résonance, notamment à cause de l'apparition d'un comportement non linéaire.

On peut alors trouver une expression de la puissance maximale absolue :

$$P(\omega_0)_{abs} = \frac{Q_m}{4} \frac{\sqrt{km} A_{ext}^2}{\omega_0^2} = \frac{m Q A_{ext}^2}{2\omega_0} \quad (\text{I.8})$$

avec :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m} \quad (\text{I.9})$$

La puissance électrique récupérable dépend de la masse m en mouvement et est proportionnelle au carré de l'accélération A_{ext} et inversement proportionnelle à la pulsation de résonance ω_0 .

La puissance augmente en maximisant la masse dans la limite de l'encombrement fixé.

Ce système n'est intéressant que s'il résonne à la fréquence d'excitation. Si l'on s'éloigne de cette fréquence, la puissance récupérable peut chuter rapidement. Dès lors que la source excitatrice ne possède plus une fréquence fixe, il convient d'augmenter l'amortissement d du système afin d'aug-

menter sa bande passante.

Tous les dispositifs présentés dans la littérature ont été caractérisés dans des conditions de vibration différentes (amplitude et fréquence). Aussi, afin de pouvoir comparer la puissance générée pas différents générateurs, il faut établir l'expression de la puissance maximale récupérable, indépendamment du dispositif, pour une vibration de fréquence d'amplitude donnée. L'équation (I.10) établie par Mitcheson *et al.* [28] et Von Büren *et al.* [29] permet d'exprimer cette puissance :

$$P_{max} = \frac{2}{\pi} Z_l m \omega^3 Y_0 \quad (\text{I.10})$$

où Z_l est le déplacement maximal permis à la masse m soumise à une vibration d'amplitude Y_0 et de pulsation ω .

Cependant, l'équation (I.10) néglige toute forme d'amortissement parasite, comme l'amortissement structural ou les frottements de l'air, et ne tient pas compte non plus du mode de transduction. Mitcheson *et al.* ont établi l'expression de la puissance maximale pour différentes topologies de générateurs. La puissance maximale récupérable pour des dispositifs à transduction électrostatique, électromagnétique ou piézoélectrique est donnée par l'équation (I.11) :

$$P_{h_{max}} = \frac{1}{2} Z_l m \omega^3 Y_0 = \frac{1}{2} Z_l m \omega A_{ext} \quad (\text{I.11})$$

3.2 Les méthodes de transduction

De nombreux dispositifs permettant de convertir l'énergie mécanique issue des vibrations en énergie électrique ont déjà été recensés et étudiés [28, 30]. Il se dégage les trois principes de transduction suivants : électromagnétique, piézoélectrique et électrostatique.

a) La transduction électromagnétique

Les générateurs électromagnétiques considérés pour la récupération d'énergie ambiante sont ceux à aimants permanents. Les dispositifs consistent en un aimant et une bobine, mobiles l'un par rapport à l'autre. Ce mouvement est induit par les vibrations. La variation du champ dans l'inducteur provoque l'apparition d'une force électromotrice et d'un flux de courant si un circuit fermé existe.

3. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

La valeur de la tension générée est déterminée par la loi de Faraday :

$$e = -N \frac{d\phi}{dt}$$

où e , N , ϕ et t sont la force électromotrice, le nombre de tours de l'inducteur, le champ magnétique dans l'inducteur et le temps.

Une réalisation historique est celle de Beeby *et al.* qui, en 2007, ont développé un récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électromagnétique (figure I.9) [31]. Il délivre une puissance de $46 \mu\text{W}$ à 52 Hz dans une résistance de $4 \text{ k}\Omega$ et sous une accélération de 0.06 g . Avec un volume de 0.15 cm^3 , la densité d'énergie correspondante est de $307 \mu\text{W}/\text{cm}^3$.

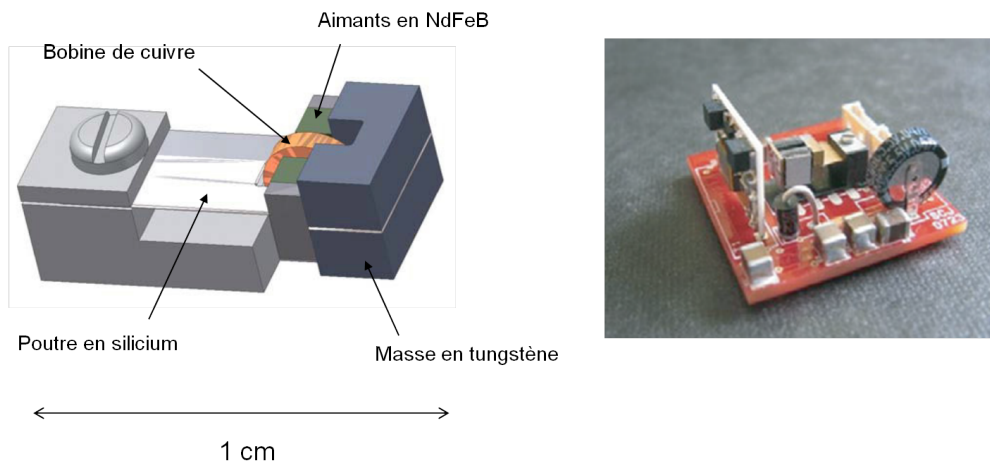


Figure I.9 – Générateur électromagnétique de Beeby *et al.* [31]

b) La transduction piézoélectrique

La piézoélectricité se traduit par l'apparition d'une polarisation électrique à la surface de certains matériaux soumis à une déformation. En couplant le matériau piézoélectrique à une structure résonante, celui-ci va donc se polariser. Les matériaux piézoélectriques étant facilement disponibles, il est relativement facile d'assembler un générateur macroscopique. En revanche, c'est seulement depuis quelques années qu'ils peuvent être intégrés dans des structures de type MEMS. En effet, les propriétés des matériaux piézoélectriques en couche mince sont moins bonnes que celles des matériaux massifs.

De manière générale, les systèmes qui utilisent les vibrations mécaniques pour produire de l'électricité

grâce à la piézoélectricité exploitent le mode 31 (électrodes sur le dessus et le dessous et déformation en longueur). Pour ce faire, les générateurs se composent d'une masse inertielle, qui réagit à l'accélération créée par les vibrations, et d'une partie piézoélectrique (généralement une poutre) déformée par le déplacement de la masse. Un exemple type d'un tel générateur, et qui fait office de référence, est l'un de ceux proposés par Roundy dans sa thèse (figure I.10) [32]. Son dispositif occupe un volume de 1 cm^3 et sa fréquence de résonance se situe autour de 120 Hz. La puissance reportée, dissipée sur une charge résistive optimale pour une excitation à 120 Hz et sous une accélération de 2.5 m.s^{-2} , est de $200 \mu\text{W}$.

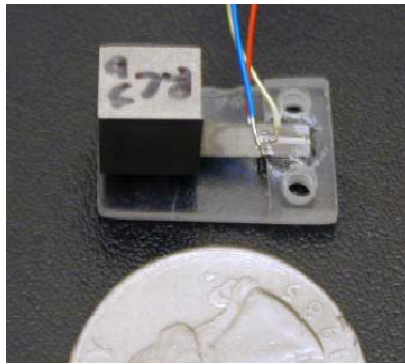


Figure I.10 – *Générateur piézoélectrique de Roundy [32]*

On peut également citer le générateur piézoélectrique en AlN (Nitrure d'Aluminium) de Defosseux *et al.* [33]. Le volume du dispositif est inférieur à 3 mm^3 . Celui-ci se présente sous la forme d'une poutre encastrée-libre dont la fréquence de résonance est de 214 Hz. Excitée à cette fréquence et sous une accélération de $0.17 g$, la poutre vibre avec une amplitude de $23 \mu\text{m}$. Le dispositif délivre alors une puissance de $0.62 \mu\text{W}$.

c) **La transduction électrostatique**

Les générateurs électrostatiques sont constitués d'un condensateur, initialement chargé, dont les électrodes peuvent se mouvoir grâce aux vibrations ambiantes. Les forces mécaniques exercent un travail contre l'attraction due à la force électrostatique.

Il existe deux modes d'opération fondamentaux : le mode par intermittence et le mode continu [34].

3. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

Dans le mode intermittent, le transducteur et le circuit sont reconfigurés par l'actionnement d'interrupteurs à différents instants du cycle de génération d'énergie. On distingue dans ce mode deux principaux types de transducteur [28] (figure I.11) :

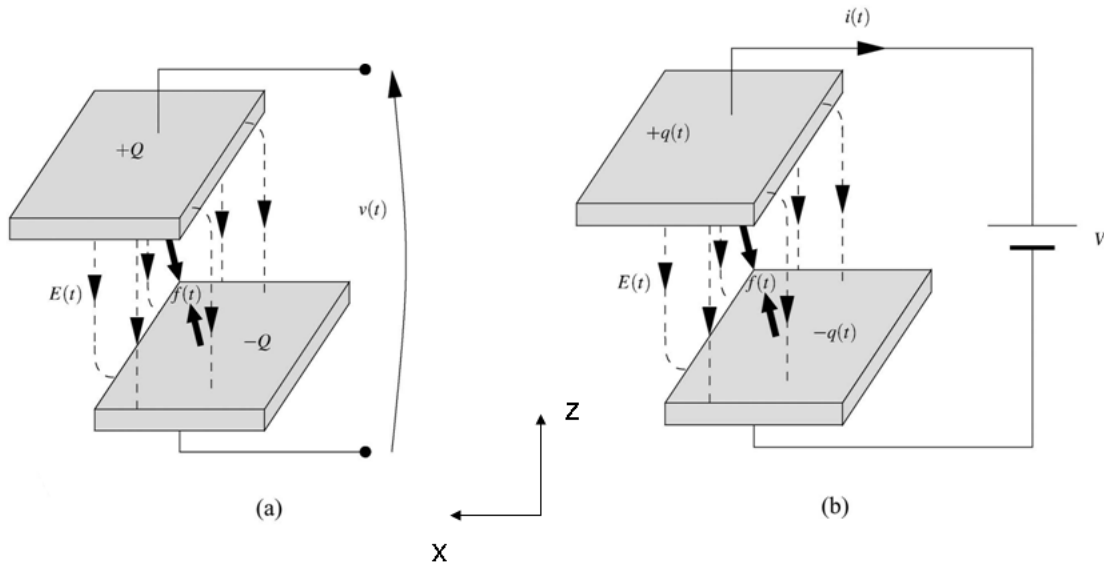


Figure I.11 – Principe de fonctionnement d'un générateur électrostatique à charge constante (a) et à tension constante (b), d'après [28]

Transducteurs fonctionnant à charge constante :

- si le déplacement se fait selon z , l'intensité du champ électrique E est proportionnelle à la charge Q :

$$E = \frac{Q}{\varepsilon S}$$

La densité d'énergie du champ électrique est, elle, indépendante du gap entre les électrodes : $\rho_E = \frac{1}{2}\varepsilon_0 E^2$. Quand la distance entre les électrodes augmente (en exerçant un travail négatif contre la force électrostatique), il y a une augmentation de l'énergie potentielle dans le volume créé par champ électrique.

- si le déplacement se fait selon x : le travail mécanique s'effectue contre le *fringing field* et l'énergie électrique augmente car l'intensité du champ augmente avec le chevauchement des électrodes et la densité d'énergie augmente plus vite que son volume ne diminue.

Transducteur fonctionnant à tension constante :

Le champ électrique E est homogène et perpendiculaire aux surfaces des plaques et a pour valeur :

$$E = \frac{V}{d} \tag{I.12}$$

où d est la distance entre les deux électrodes.

- **si le déplacement se fait selon z** : si les électrodes s'éloignent, l'intensité du champ électrique décroît et des charges sont évacuées sous forme de courant.
- **si le déplacement se fait selon x** : l'intensité du champ électrique E est reliée au courant électrique I , à la conductivité électrique de l'air σ et à la surface en vis-à-vis des électrodes S selon l'expression :

$$E = \frac{I}{\sigma S}$$

Lorsque les électrodes s'éloignent, S diminue mais l'intensité du champ électrique reste constante.

Le courant est alors obligé de fuir vers la source.

Le tableau **I.3** résume les principales caractéristiques des différentes méthodes de transduction :

	Électromagnétique	Piézoélectrique	Électrostatique
Densité d'énergie	Élevée à l'échelle macroscopique mais miniaturisation délicate	Forte à l'échelle macroscopique mais faible à l'échelle micro (propriétés des matériaux en couches minces)	Miniaturisation très importante (gap faible) - Densité faible à l'échelle macro
Miniaturisation, compatibilité CMOS	Difficiles à intégrer (bobines, aimants)	Propriété dégradées des matériaux en couches minces	Matériaux faciles à intégrer
Inconvénients	Tension de sortie faible et facteur de qualité élevé	Rendement limité par les matériaux en couche mince - sensibles à la température	Nécessité d'une polarisation - tension de fonctionnement élevée

Tableau I.3 – Récapitulatif des différentes méthodes de transduction.

3. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

3.3 Choix de la transduction électrostatique

Ce travail s'inscrit dans la continuité de la thèse d'Ayyaz Mahmood Paracha [35] réalisée à ESIEE Paris. A.M. Paracha avait fabriqué au sein de l'ESIEE des récupérateurs électrostatiques résonant à 250 Hz.

Cette thèse s'inscrit également dans le cadre du projet ANR SESAM⁶. Ce projet regroupe quatre partenaires (l'ESIEE, le LIP6⁷, le TIMA⁸ et le CEA-LETI) et propose de travailler sur la brique essentielle des capteurs autonomes et communicants : l'autonomie énergétique. Pour atteindre cet objectif, nous comptons développer un microsystème de récupération et de management de l'énergie ambiante, adaptable, reconfigurable et robuste. Cela impose de s'appuyer sur des sources d'énergie multiples et d'être conscient des variations de l'environnement et de l'énergie disponible. Le problème technique adressé par le projet se résume comme suit : comment optimiser, en matière de rendement et en temps réel, la récupération, l'utilisation et le stockage de l'énergie en fonction des besoins énergétiques de l'application et du niveau de l'énergie disponible dans le système ? Le projet consiste donc à concevoir et à mettre au point un système composé de :

- plusieurs sources d'énergie de natures différentes (vibratoire, thermique, solaire, électromagnétique, batterie rechargeable) et implémentées dans des technologies différentes
- une unité électronique de gestion de l'énergie jouant le rôle d'interface entre les sources, la charge et la batterie.

L'ESIEE intervient plus particulièrement dans le développement de sources d'énergie électrique à partir des vibrations du milieu ambiant par transduction électrostatique. Son rôle est d'étudier et de fabriquer un récupérateur d'énergie vibratoire (REV) en technologie MEMS Silicium à transduction électrostatique résonant à 200 Hz.

La contribution du LIP6 se situe au niveau de la conception de l'interface électrique avec le transducteur. Son rôle est de développer l'électronique de conditionnement du MEMS en recherchant les architectures électroniques et les algorithmes optimaux pour maximiser le rendement énergétique.

6. Smart multi-source Energy Scavenger for Autonomous Microsystems

7. Laboratoire d'Informatique de Paris VI

8. Techniques de l'Informatique et de la Microélectronique pour l'Architecture des systèmes intégrés

4. La transduction électrostatique

4.1 Principe de fonctionnement

Contrairement aux systèmes piézoélectriques ou électromagnétiques, la conversion du domaine mécanique au domaine électrique n'est pas directe pour les systèmes électrostatiques. En effet, pour produire de l'énergie à l'aide d'une structure électrostatique, il faut lui appliquer des cycles de charge et de décharge électrique synchronisés sur la variation mécanique de capacité.

Comme vu au paragraphe c) de la section 3.2, les cycles électriques les plus simples sont les cycles à "tension constante" et à "charge constante". Ils se décomposent en quatre étapes (figure I.12) [36] :

- (i) A l'aide d'une tension U_0 , on charge la capacité quand celle-ci est à sa valeur maximale C_{max} .
- (ii) La capacité varie sous l'effet des vibrations - et contre la force électrostatique - jusqu'à sa valeur minimale C_{min} . C'est à ce moment que se fait la conversion d'énergie.
- (iii) L'énergie stockée est récupérée lors de la décharge de la capacité.
- (iv) La capacité retourne à sa valeur maximale C_{max}

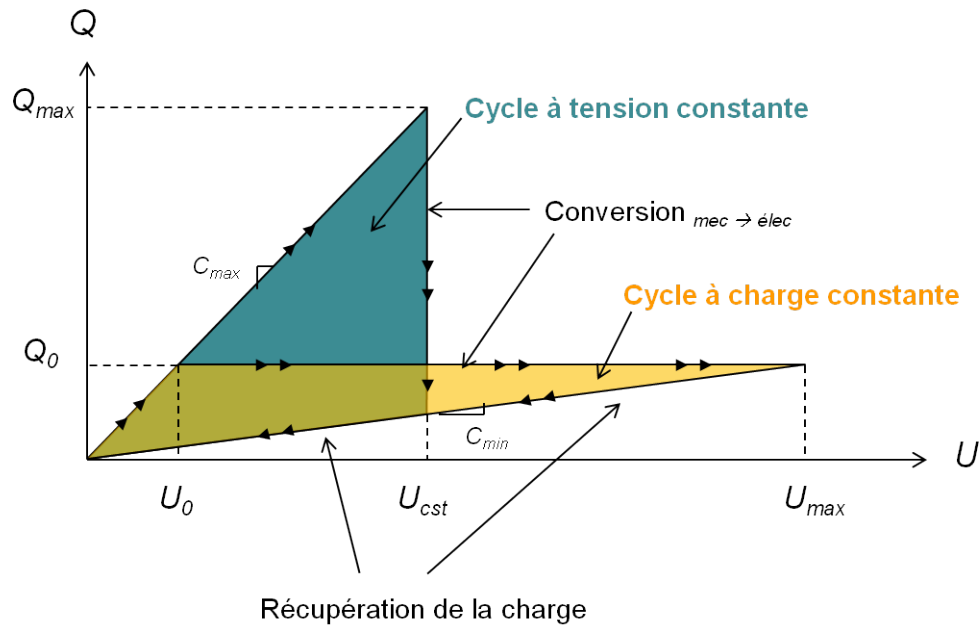


Figure I.12 – Cycles de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique, d'après [37]

4. La transduction électrostatique

a) Cycle à charge constante

On injecte une charge Q_0 dans la capacité initialement déchargée et lorsque celle-ci est à sa valeur maximale C_{max} , en appliquant une tension initiale U_0 . La charge appliquée est donc : $Q_0 = U_0 \times C_{max}$. Sous l'effet des vibrations, les électrodes s'éloignent et la capacité diminue. La tension aux bornes la capacité augmente et prend la valeur : $U_{max} = Q_0/C_{min}$. La structure est ensuite rapidement déchargée.

L'énergie récupérée correspond à l'aire du cycle à charge constante :

$$E_{Qcst} = \frac{1}{2}Q_0^2 \left(\frac{1}{C_{min}} - \frac{1}{C_{max}} \right) \quad (\text{I.13})$$

qui peut également s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} E_{Qcst} &= \frac{1}{2}U_0^2 (C_{max} - C_{min}) \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} \right) \\ &= \frac{1}{2}U_0^2 C_{max} \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

La puissance correspondante $P'_{h_{max}}$ est donc :

$$P'_{h_{max}} = \frac{1}{2}U_0^2 C_{max} \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1 \right) f_{elec} \quad (\text{I.15})$$

où f_{elec} est la fréquence du cycle de charge/décharge du système.

b) Cycle à tension constante

Le cycle commence également lorsque la valeur de la capacité est maximale (C_{max}) et lorsque celle-ci est déchargée. On injecte une charge Q_{max} dans la structure en appliquant une tension U_{cst} aux bornes de la capacité. Celle-ci diminue ensuite sous l'effet d'une accélération externe. Comme la tension de polarisation est toujours présente, la diminution de la capacité entraîne une diminution de la charge et donc la circulation d'un courant en provenance de la capacité. La charge est complètement transférée lorsque la capacité atteint sa valeur minimale.

L'énergie récupérée correspond à l'aire du cycle à tension constante :

$$E_{U_{cst}} = \frac{1}{2} U_{cst}^2 (C_{max} - C_{min}) \quad (\text{I.16})$$

Le fonctionnement à tension constante est plus efficace que le fonctionnement à charge constante en matière de rendement, mais nécessite deux sources de tension.

4.2 Utilisation des électrets

Les électrets sont des matériaux diélectriques (isolants) dans un état de polarisation électrique quasi-permanent. Ils peuvent donc servir de source de polarisation dans les structures électrostatiques de récupération d'énergie et permettent ainsi d'éviter la phase de pré-charge dans le cycle de fonctionnement.

Les électrets utilisés dans les systèmes de récupération d'énergie sont des électrets à excès de charges, fabriqués le plus souvent à partir d'une décharge Corona. De nombreux diélectriques ont été utilisés pour fabriquer des électrets : les polymères, les céramiques, etc. Les matériaux les plus communs sont toutefois le SiO_2 , le $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$, le téflon, le parylène, tous compatibles avec la technologie silicium.

Le déplacement d'un électret par rapport à des électrodes induit sur ces électrodes des changements d'influence et une circulation de courant entre ces électrodes si elles sont reliées par une charge électrique.

Dans le système présenté ci-dessous (figure [I.13a](#)), l'électret a une charge fixe implantée Q_i et est déposé sur une électrode. Une contre-électrode est placée en vis-à-vis. Pour des raisons d'influence électrostatique et de conservation des charges, on a, à tout instant :

$$Q_i = Q_1 + Q_2$$

où Q_1 est la charge présente sur l'électrode et Q_2 est la charge sur la contre-électrode.

Considérons que la contre-électrode se déplace parallèlement à l'électrode fixe à cause de vibrations externes. La valeur de la capacité change et les charges présentes à la surface de la contre-électrode et de l'électrode se réorganisent en passant par la résistance de charge R . Il y a circulation de charges

4. La transduction électrostatique

dans une résistance et donc apparition d'une tension à ses bornes. Si la contre-électrode s'écarte de sa position initiale, les charges migrent en direction de l'électrode. Le courant circule donc de la contre-électrode vers l'électrode (figure I.13b). Inversement, lorsque la contre-électrode revient vers sa position initiale, les charges migrent de l'électrode pour se rendre à la contre-électrode et le courant circule de l'électrode vers la contre-électrode (figure I.13c).

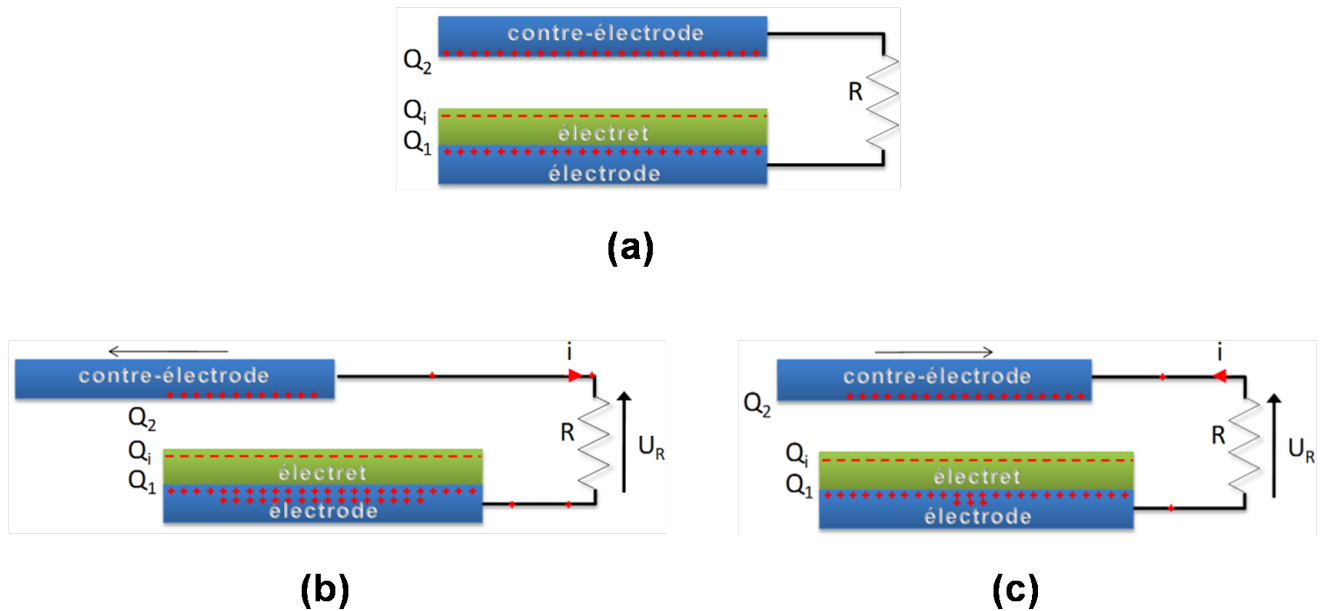


Figure I.13 – Système composé d'un électret situé entre deux électrodes, d'après [38]. Système en position initiale (a). La contre-électrode s'éloigne (b) puis se rapproche (c).

L'énergie vibratoire a donc été transformée en énergie électrique. La réalisation d'un dispositif performant à base d'électret nécessite une optimisation de la charge de l'électret et de la forme des électrodes pour maximiser la puissance de sortie vis-à-vis de la vibration d'entrée.

4.3 Utilisation des polymères électro-actifs

Un nouveau type de générateurs, basés sur une technologie innovante, sont présentés comme une alternative aux solutions classiques connues que sont l'électrostatique, l'électromagnétisme ou la piézoélectricité.

La plupart des générateurs existants sont des structures rigides fabriquées à base de métaux ou de céramiques piézoélectriques. Les polymères électro-actifs sont des matériaux légers et souples et

sont les meilleurs candidats pour développer des générateurs flexibles. Ils sont capables de répondre à une stimulation électrique par un changement de dimension et de forme.

Les polymères électro-actifs sont classés en deux catégories :

- **la famille électronique** dans laquelle figurent notamment les élastomères diélectriques, électrostrictifs et électroviscoélastiques, les papiers électroactifs et les polymères ferroélectriques. Les polymères de cette famille sont le plus souvent pris en sandwich entre deux électrodes et sont activés par un champ électrique extérieur.
- **la famille ionique** composée des gels ioniques, des polymères conducteurs ioniques ou encore les nanotubes de carbone. Le principe de fonctionnement de cette famille repose sur une diffusion d'ions ou de molécules au sein d'un matériau : l'application d'un champ électrique entre les électrodes entraîne un déplacement d'ions à l'intérieur du matériau, provoquant une flexion de l'échantillon du polymère ionique.

Chaque polymère possède un mode de fonctionnement qui lui est propre et dont l'explicitation demanderait de s'investir davantage dans le domaine. Les applications utilisant des polymères pour la récupération d'énergie sont peu nombreuses et cela provient certainement du fait du peu de connaissances sur le principe de fonctionnement de ces matériaux.

Parmi les polymères électro-actifs, les polymères électrostrictifs montrent une déformation importante sous l'action d'un champ électrique ainsi que des densités d'énergie récupérable importantes. Cottinet a mesuré pendant sa thèse des densités de puissance de l'ordre de $100 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ pour un champ de $10 \text{ V}/\mu\text{m}$ et une déformation de 0.2 % a été observée [39].

Le CEA a développé un dispositif constitué d'une membrane en matériau piézoélectrique (le PVDF⁹). Lorsque la membrane est impactée par une goutte de pluie, le dispositif permet de récupérer environ 2 nJ par goutte de pluie de diamètre 1mm avec au maximum 12 mW pour des gouttes d'averse [40].

9. Polyfluorure de vinyliène

4. La transduction électrostatique

4.4 État de l'art

Ce chapitre présente les derniers travaux marquants sur les récupérateurs d'énergie vibratoire par transduction électrostatique.

a) Roundy *et al.* (2003, Université de Berkeley, U.S.A.)

Dans sa thèse, Roundy étudie différentes architectures de générateurs électrostatiques [32]. Selon lui, l'architecture *In-Plane Gap Closing* mène à la plus grande densité de puissance : $100 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ sous une accélération de $0.22 g$ à 120 Hz . Il fabrique alors deux types de générateur : un premier en silicium d'une surface inférieure à 1 mm^2 avec une architecture *In-Plane Gap Closing* et un second plus grand avec une masse sismique en tungstène attachée manuellement à une structure micro-fabriquée. Ceux-ci sont présentés figure I.14.

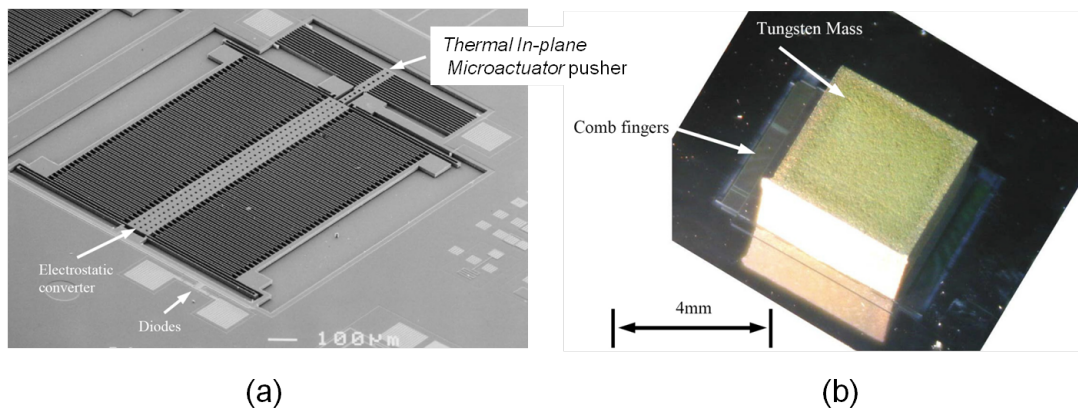


Figure I.14 – Dispositifs électrostatiques proposés par Roundy [32] : un petit dispositif en silicium (architecture *In-Plane Gap Closing*) (a) et un dispositif plus grand, partiellement microfabriqué avec une masse mobile en tungstène attachée manuellement (b).

Seul le petit dispositif a pu être testé. L'excitation ne se fait pas via une accélération externe, mais à l'aide d'actionneurs intégrés.

Roundy a calculé que l'énergie par cycle s'élève à 1.4 nJ si la structure est pré-chargée avec une tension de 5 V , ce qui représente une puissance de 337 nW à la fréquence de 120 Hz .

b) Mitcheson *et al.* (2006, Imperial College, Angleterre)

Le générateur électrostatique fabriqué par Mitcheson *et al.* [41] consiste en l'assemblage de trois wafers : un substrat central en silicium qui constitue la masse mobile et placé entre deux substrats de verre, sur lesquels sont lithographiés des plots de contact. Les charges et décharges de l'électrode mobile ont lieu à chaque fois que celle-ci entre en contact avec les plots. Le système est donc auto-synchronisé. Le dispositif est représenté figure I.15.

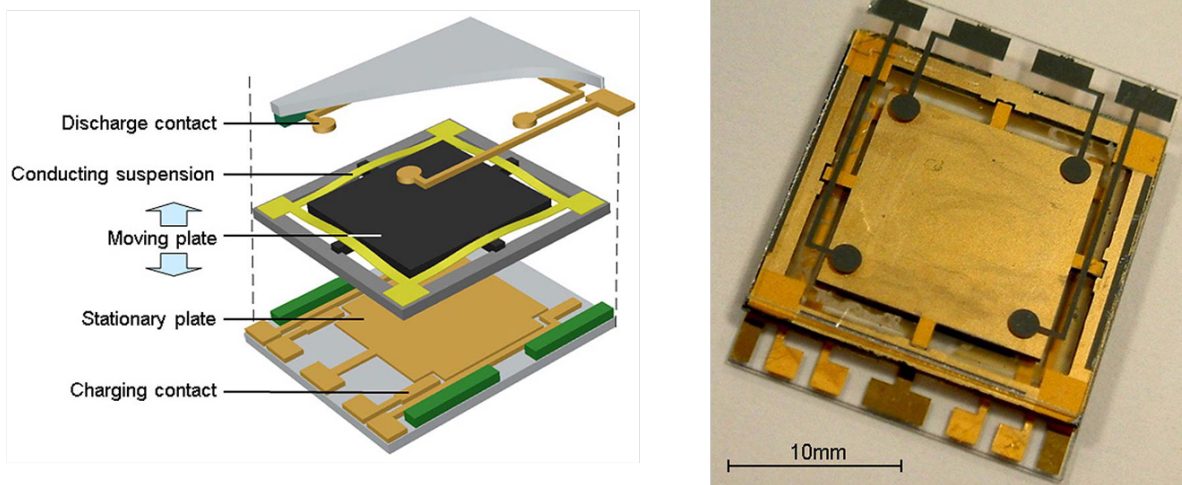


Figure I.15 – Générateur électrostatique développé par Mitcheson *et al.* [41]

L'énergie mesurée est de 120 nJ par cycle à 30 Hz et sous une accélération de 1 *g* mais la puissance obtenue reste en-deçà de la valeur estimée. La principale limitation viendrait du mouvement chaotique, et notamment hors-plan, de la masse mobile.

c) A.M. Paracha *et al.* (2009, Université Paris-Est)

En 2009, l'ESIEE fabrique son premier récupérateur électrostatique d'énergie vibratoire [35]. Celui-ci est présenté figure I.16. Lorsque la masse mobile est en mouvement, la capacité totale de la structure varie de 73 pF à 144 pF. Avec une tension de pré-charge de 6 V, la puissance convertie dans un circuit de pompe de charge est de 61 nW sur une charge de 60 M Ω pour une accélération de 0.25 *g* à 250 Hz. Cependant, la puissance convertible dans un circuit *RC* pour une même accélération est d'environ 0.5 μ W.

4. La transduction électrostatique

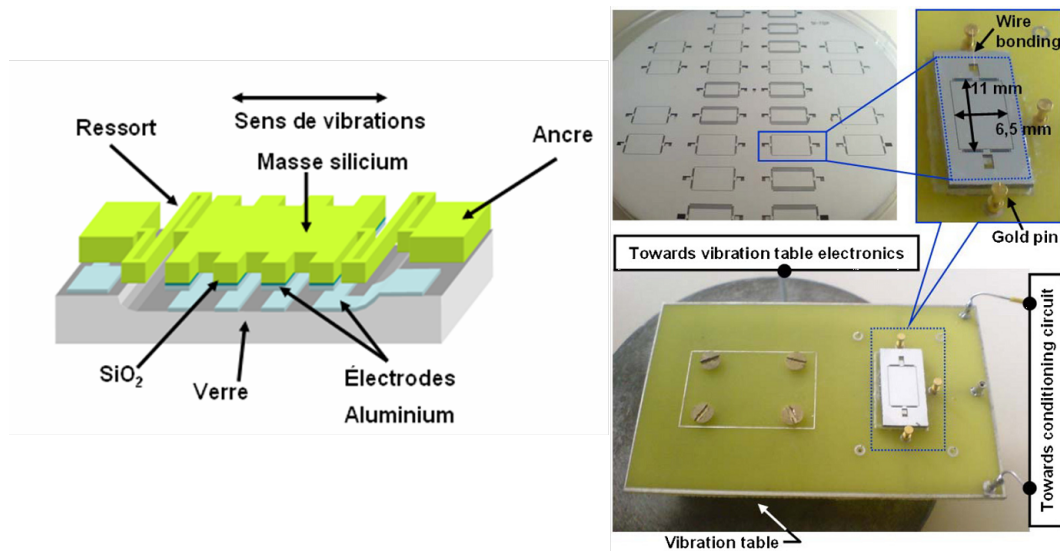


Figure I.16 – Transducteur électrostatique fabriqué à l'ESIEE par A.M. Paracha et al. [35]

d) **D. Hoffmann et al. (2009, Institute of Micromachining and Information Technology, Allemagne)**

La même année, Hoffmann et al. [42] présentent un micro-générateur électrostatique de $5 \times 6 \text{ mm}^2$ et dont la fréquence de résonance est comprise entre 1300 et 1500 Hz (figure I.17). Une fois polarisé avec une tension de 50 V, le transducteur peut délivrer $3.5 \mu\text{W}$ dans une résistance de $1.2 \text{ M}\Omega$. La principale limitation du système est l'accélération nécessaire à son fonctionnement : celle-ci est égale à $13 g$ et empêche donc toute application du dispositif dans la vie courante.

Hoffmann étudie également l'influence des stoppeurs sur la dynamique du système. Lorsque le déplacement de la masse mobile est suffisamment grand pour que celle-ci heurte les stoppeurs, le résonateur adopte un comportement non-linéaire (figure I.18). En considérant le choc avec les stoppeurs complètement élastique, le comportement dynamique du générateur est comparable avec un oscillateur linéaire par partie [43]. Ces oscillateurs montrent une grande largeur de bande pour une rampe d'accélération croissante. Les mesures expérimentales montrent aussi un effet Duffing qui n'est pas retrouvé par simulation.

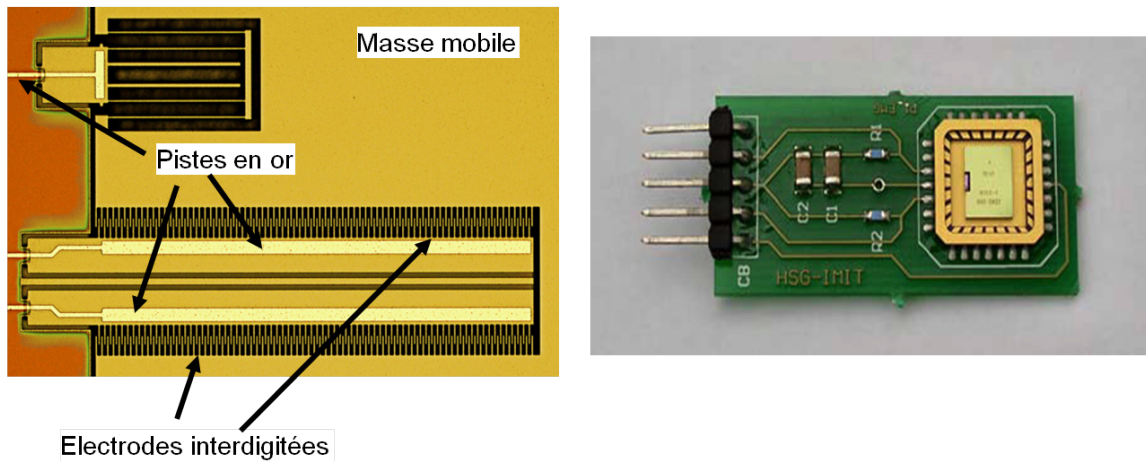


Figure I.17 – Transducteur électrostatique développé par Hoffmann et al. [42].

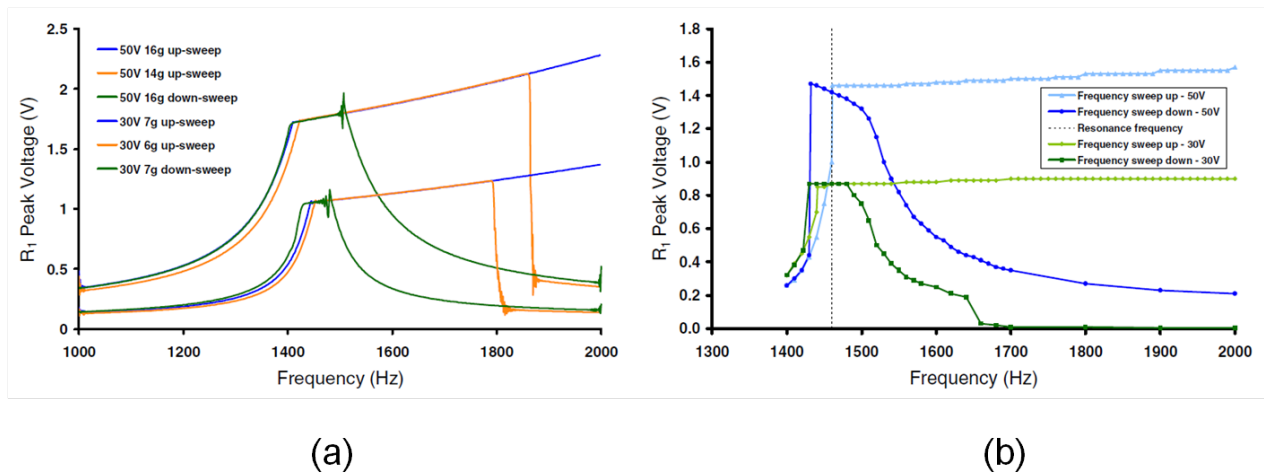


Figure I.18 – Réponse en fréquence du résonateur - mise en évidence de l'effet des stoppeurs : simulations (a) et expériences (b), d'après [42].

e) Yang et al. (2010, National University of Singapore)

En 2010, Yang et al. [44] ont fabriqué un récupérateur d'énergie électrostatique sur un wafer de SOI, représenté figure I.19. Le dispositif a une épaisseur de 30 μm et résonne à 110 Hz à pression atmosphérique et à 63 Hz sous une pression de 3 Torr.

La tension en sortie du transducteur $U_{C_{var}}$ est donnée par l'expression :

$$U_{C_{var}} = U_0 \times \frac{C_{var}}{C_{min}} \quad (\text{I.17})$$

4. La transduction électrostatique

où U_0 , C_{var} et C_{min} sont les valeurs de la tension de pré-charge, de la capacité variable et de la capacité minimale de la structure.

Cette tension $U_{C_{var}}$ est limitée à 20 V et, pour ne pas endommager le circuit de conditionnement, une résistance parasite de 80 M Ω est connectée en parallèle au MEMS.

Une fois implémenté dans un circuit DC , le transducteur peut délivrer une puissance maximale de 0.35 μW à pression atmosphérique dans une résistance optimale de 80 M Ω et sous une accélération de 2.5 g .

A 3 Torr, l'expérience n'a été réalisée que pour une accélération de 0.25 g et la puissance récupérée est alors de 0.39 μW (contre 0.11 μW à 0.5 g à pression atmosphérique).

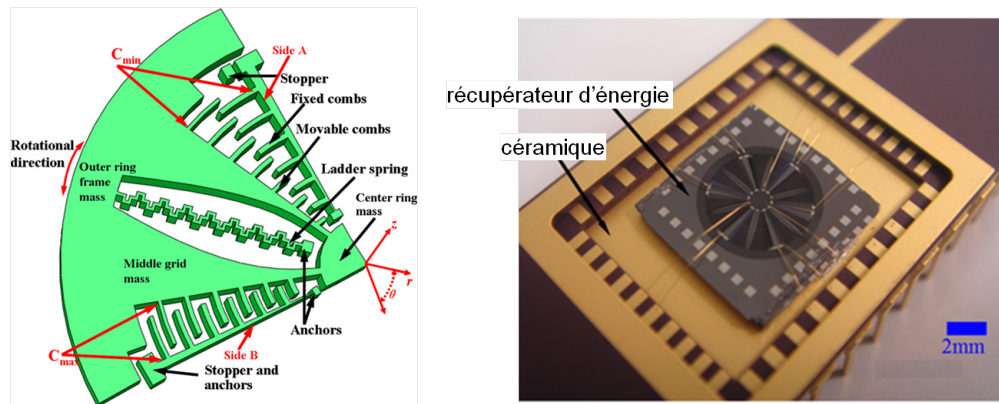


Figure I.19 – Transducteur électrostatique développé par Yang et al. [44].

f) Hoffmann *et al.* (2011, Institute of Micromachining and Information Technology, Allemagne)

Hoffmann et son équipe développent en 2011 des structures électrostatiques possédant des électrodes triangulaires pour la récupération d'énergie [45]. Celles-ci permettent une variation de capacité plus importante que les structures conventionnelles (figure I.20a) : leur déplacement combine à la fois une variation de leur surface en vis-à-vis et une variation du gap qui les sépare.

Les électrodes mobiles ont un déplacement maximal de 20 μm et la structure a été conçue pour résonner autour de 1400 Hz.

Hoffmann met en avant l'amortissement électrique dû à la force électrostatique qui limite ainsi le

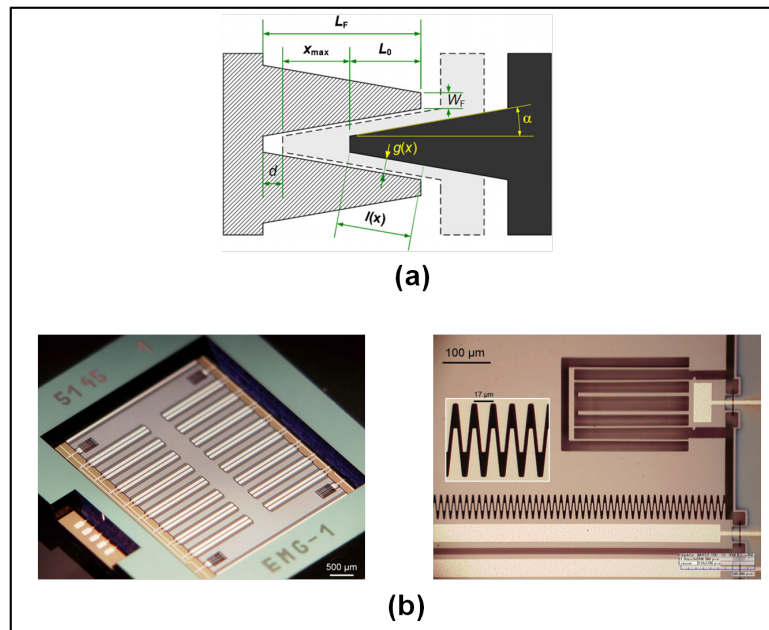


Figure I.20 – (a) Représentation schématique des électrodes triangulaires utilisées dans les dispositifs de Hoffmann et al. et (b) Photo du dispositif une fois packagé [45].

déplacement des électrodes mobiles et donc la puissance récupérable : pour une même accélération de $2 g$, la puissance électrique récupérée pour une tension de pré-charge de $10 V$ est de $0.31 \mu W$ tandis qu'elle n'est que de $0.22 \mu W$ pour une tension de pré-charge de $20 V$ (figure I.21).

De la même façon, à partir d'une accélération de $3 g$ et pour une tension de pré-charge de $10 V$, la réponse en fréquence montre une non-linéarité du comportement mécanique, typique du choc entre la masse mobile et les stoppeurs. Ce comportement n'est pas visible si la tension de pré-charge est élevée à $20 V$: l'amortissement provoqué par la force électrostatique est trop fort pour que la masse mobile effectue son déplacement jusqu'aux stoppeurs.

Le dispositif peut délivrer une puissance de $0.63 \mu W$ sous une accélération de $3.5 g$ et pré-chargé avec une tension de $10 V$, et ce sur une large bande de fréquences d'excitation ($1340 - 1440 Hz$). Si l'on élève la tension de pré-charge à $20 V$ et sous une accélération $5 g$, la puissance récupérée est alors de $0.7 \mu W$ à $1130 Hz$.

4. La transduction électrostatique

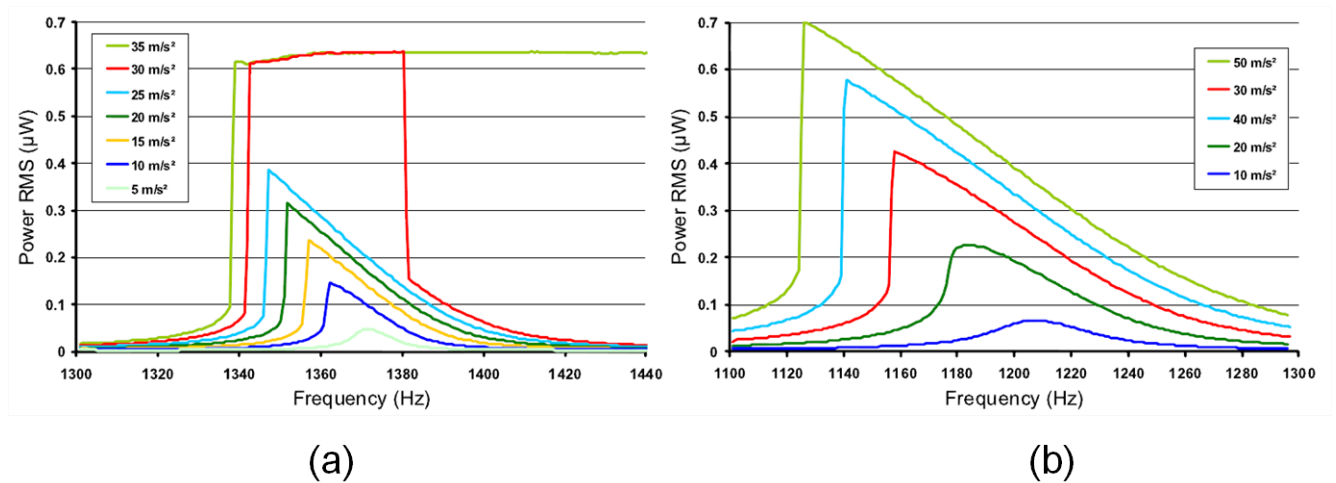


Figure I.21 – Puissance récupérée en fonction de la fréquence d'excitation pour des tensions de pré-charge de 10 V (a) et 20 V (b) [45]

g) Naruse *et al.* (2009, SANYO Electric Co., Japon)

La société SANYO a présenté un système de récupération d'énergie vibratoire à électret [46]. Il est capable de récupérer des vibrations de faibles fréquences grâce à un montage sur bille. L'électret est en oxyde de silicium et est placé sous les électrodes, ce qui simplifie la fabrication du système : l'électret est obtenu par oxydation thermique pleine plaque du silicium et aucune gravure du diélectrique n'est nécessaire par la suite. Le système complet est par ailleurs composé de deux systèmes superposés : une partie mobile placée entre deux parties fixes (figure I.22). Cela permet de récupérer le double de la puissance pour la même surface.

La puissance récupérée par ce système est de $40 \mu\text{W}$ lorsqu'il est soumis à une accélération de $0.4 g$ à 2 Hz .

h) Boisseau *et al.* (2011, CEA-Leti)

Pendant sa thèse, S. Boisseau a fabriqué un récupérateur d'énergie à base d'électret en FEP¹⁰ [38]. La structure de type poutre encastree-libre (figure I.23) permet de récupérer $50 \mu\text{W}$ avec des vibrations de $0.1 g$ à une fréquence de 50 Hz .

Un second prototype macroscopique a été réalisé en acier et permet de récupérer $8 \mu\text{W}$ à $0.15 g$.

10. Perfluoro(éthylène-propylène)

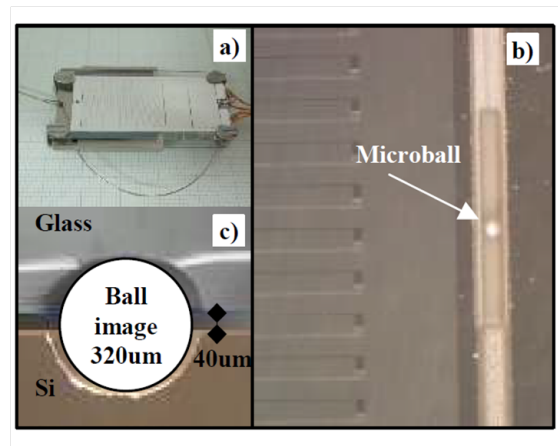


Figure I.22 – Photographies du système monté sur bille développé par Naruse et al. [46]

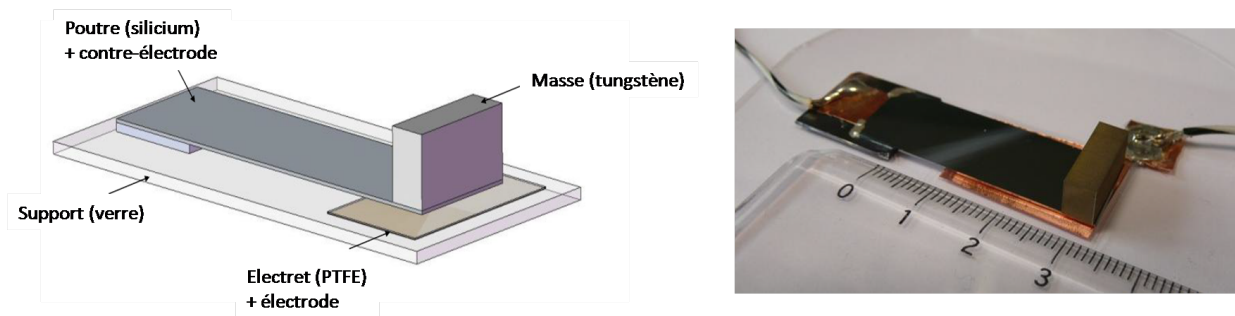


Figure I.23 – Structure à base d'électret fabriquée par S. Boisseau pendant sa thèse [38]

i) Suzuki et al. (2011, Université de Tokyo, Japon)

Suzuki et son équipe ont développé un nouveau matériau polymère fluoré à base de CYTOP¹¹ et démontré une densité de charges surfacique de 2 mC/m^2 , soit cinq fois plus grande que pour des électrets classiques.

Le générateur à base d'électret fabriqué par Suzuki et al. est représenté figure **I.24**.

La structure possède des ressorts non-linéaires en parylène à grand rapport d'aspect. La lévitation électrostatique, engendrée par la force de répulsion entre les électrets en vis-à-vis, permet d'obtenir un gap de $100 \mu\text{m}$ d'air entre les substrats de verre et de silicium.

11. Cyclic Transparent Optical Polymer

4. La transduction électrostatique

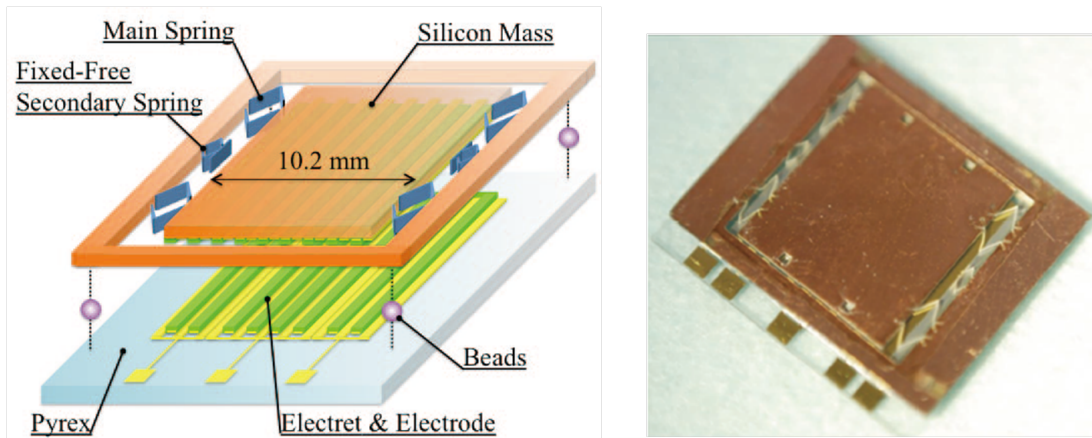


Figure I.24 – Structure à base d'électret fabriquée par Suzuki et al. [47]

Le générateur peut délivrer de la puissance sur la gamme de fréquences 16-40 Hz et délivre une puissance maximale de $6 \mu\text{W}$ à 40 Hz sous une accélération de $1.4 g$

4.5 Efficacité des récupérateurs d'énergie et figures de mérite (*FoM*)

Une question clé persiste dans le domaine des récupérateurs d'énergie : quel indicateur de performance, ou figure de mérite, est le plus approprié pour comparer différents dispositifs ?

L'efficacité de dispositifs de récupération d'énergie vibratoire peut être définie comme le rapport de l'énergie électrique produite et l'énergie mécanique incidente. Il est toutefois difficile de comparer l'efficacité de deux générateurs car l'énergie mécanique incidente dépend du design des générateurs en question. L'énergie incidente ne peut, par ailleurs, être définie sans prendre en compte la masse du dispositif.

L'efficacité E_H d'un récupérateur d'énergie est définie par [26, 28] :

$$E_H = \frac{P_{\text{convertie}}}{\text{Puissance maximum récupérable}} = \frac{P_{\text{convertie}}}{\frac{1}{2}Z_l Y_0 w^3 m} \quad (\text{I.18})$$

où Z_l est le débattement maximal permis à la masse m et Y_0 l'amplitude de la vibration de pulsation w .

Cette définition permet d'évaluer à quel point un dispositif, avec une masse sismique et une hauteur de débattement maximale données, s'approche de l'optimum. Elle ne permet cependant pas de discuter de la pertinence du choix de ces deux paramètres par rapport à la source et ne fait pas

la distinction entre les différents designs des transducteurs : la géométrie et la densité ne sont pas prises en compte.

Mitcheson propose une figure de mérite volumique définie par l'expression **I.19** [28] :

$$FoM_V = \frac{P_{convertie}}{\frac{1}{16} Y_0 \rho_{Au} Vol^{4/3} \omega^3} \quad (\text{I.19})$$

Ici, la masse mobile (considérée aussi dense que l'or) occupe la moitié du volume total, tandis que l'autre moitié est consacrée à l'espace libre nécessaire au déplacement.

Dans [31], Beeby propose une autre figure de mérite, appelée densité de puissance normalisée DPN , et définie par :

$$DPN = \frac{P_{convertie}}{a_{ext}^2 Vol} \quad (\text{I.20})$$

Certes, elle tient compte en partie de l'énergie incidente, mais a trois limitations :

- la valeur de cette figure peut dépasser 1 et ne permet donc pas de juger si un dispositif est optimal ou non
- la puissance convertie est rapportée au carré de l'accélération des vibrations externes, alors que la puissance incidente varie avec le carré de l'accélération des vibrations incidentes divisé par la pulsation
- étant donné que la puissance récupérée varie avec le volume élevé à la puissance 3/4, la densité de puissance ne supprime pas complètement la dépendance vis-à-vis du dispositif, ce qui favorise les dispositifs de grande taille.

De l'équation (I.8), on peut définir une figure de mérite qui prend en compte la bande passante BW du dispositif. Elle compare la puissance de sortie du système à la puissance théoriquement récupérable par le système masse-ressort décrit par William et Yates.

$$FoM_{BW} = \frac{P_{convertie}}{\frac{mA_{ext}^2 Q_m}{8\omega_0}} = 2\pi \frac{8 \times P_{convertie} \times BW}{mA_{ext}^2} \quad (\text{I.21})$$

4. La transduction électrostatique

Cette figure de mérite est notamment utilisée par Boisseau dans sa thèse [38] ainsi que par Fréchette *et al.* [48]. Ce facteur est bien adapté lorsque tous les paramètres des dispositifs sont connus, notamment m et Q .

4.6 Choix des structures

Les structures électrostatiques basiques permettant de récupérer de l'énergie vibratoire sont présentées sur la figure I.25.

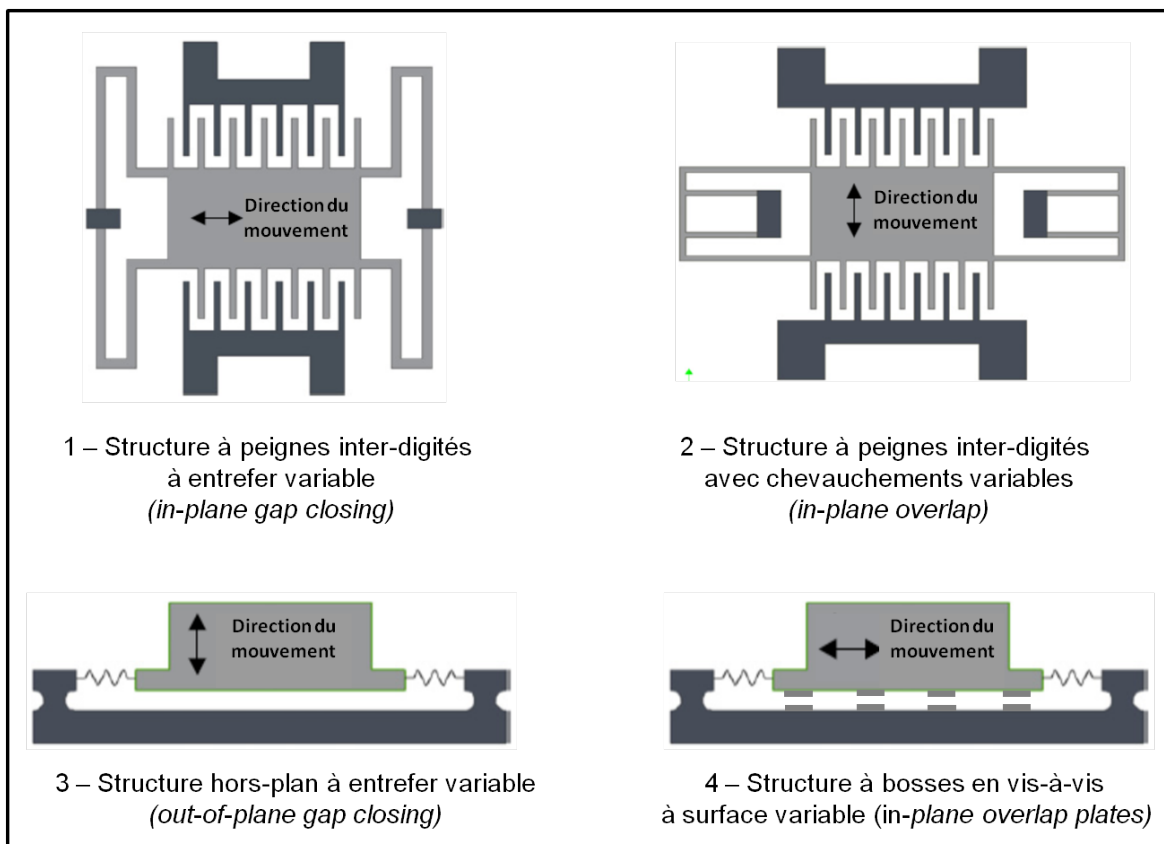


Figure I.25 – Structures électrostatiques permettant de récupérer l'énergie vibratoire, d'après [32] et [35]

Les structures 1, 2 et 4 ont un mouvement dans le plan tandis que l'électrode mobile de la structure 3 a un mouvement hors-plan.

La structure 3 semble, au premier abord, la plus basique d'un point de vue théorique : deux électrodes parallèles, l'une fixe et l'autre mobile selon un axe hors-plan. L'étude de cette architecture est intéressante pour bien comprendre les forces mises jeu et la dynamique de l'électrode mobile lorsque la capacité est chargée avec une tension constante.

D'un point de vue fabrication, les structures 1 et 2 présentent plus de facilités. Un seul niveau de masque est nécessaire pour l'étape de photolithographie et le procédé de fabrication ne nécessite aucun alignement face avant/face arrière. La structure 1 permet par ailleurs d'obtenir une valeur de C_{max} et des rapports C_{max}/C_{min} plus grands et, si l'on se fie à l'équation (I.15), de récupérer davantage d'énergie. C'est donc cette architecture qui sera choisie lors de la réalisation du transducteur.

5. Conclusion

Après avoir présenté les enjeux des réseaux de capteurs sans fils et exposé le problème que pouvait représenter leur alimentation énergétique, notre intérêt s'est porté vers la récupération de l'énergie ambiante, et plus particulièrement de l'énergie provenant des vibrations. Celle-ci peut être convertie en énergie électrique notamment par transduction électrostatique. La formule de l'énergie maximale récupérable, pour des générateurs exploitant ce mode de transduction, a été établie en fonction de l'amplitude et de la pulsation des vibrations excitatrices, ainsi qu'en fonction du déplacement maximal de la masse mobile. Parmi les structures conventionnelles utilisées pour la récupération d'énergie vibratoire par transduction électrostatique, notre choix s'est porté sur deux architectures :

- la structure hors-plan à entrefer variable sur laquelle nous mènerons une étude analytique,
- la structure à peignes inter-digités à entrefer variable que nous étudierons, fabriquerons et avec laquelle seront menées les expériences de récupération d'énergie.

Chapitre II

Étude du design de récupérateurs MEMS électrostatiques

1.	Notion de pull-in pour une structure hors-plan à entrefer variable	44
1.1	Expression de la tension de pull-in	45
1.2	Étude de la stabilité du système	47
2.	Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable	50
2.1	Fonctionnement du système soumis à une accélération externe	51
2.2	Optimisation du design	54
2.3	Introduction du couplage électromécanique et du circuit de conditionnement dans l'analyse dynamique et de stabilité du transducteur	65
3.	Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable	73
3.1	Évolution du système pré-chargé avec une tension U_0 (mode statique)	75
3.2	Evolution du système soumis à une accélération externe (mode dynamique)	79
3.3	Optimisation du design	83
3.4	Validation de l'étude analytique par simulation ELDO/VHDL-AMS	90
4.	Conclusion	94

Ce chapitre porte sur l'étude analytique de deux architectures de transducteurs électrostatiques. Au terme de cette étude, nous proposerons pour chaque architecture un design performant, en matière de puissance récupérable, et optimisé en fonction de différents paramètres, jusqu'alors jamais pris en compte lors de l'étape de design d'un transducteur.

1. Notion de pull-in pour une structure hors-plan à entrefer variable

Considérons un système simple, composé de deux électrodes, l'une mobile et l'autre fixe, et entre lesquelles on peut appliquer une tension U_0 . L'électrode mobile peut se déplacer par rapport à l'électrode fixe selon un axe unidirectionnel tel que représenté sur la figure II.1. Le tableau II.1 présente les différents paramètres de la structure.

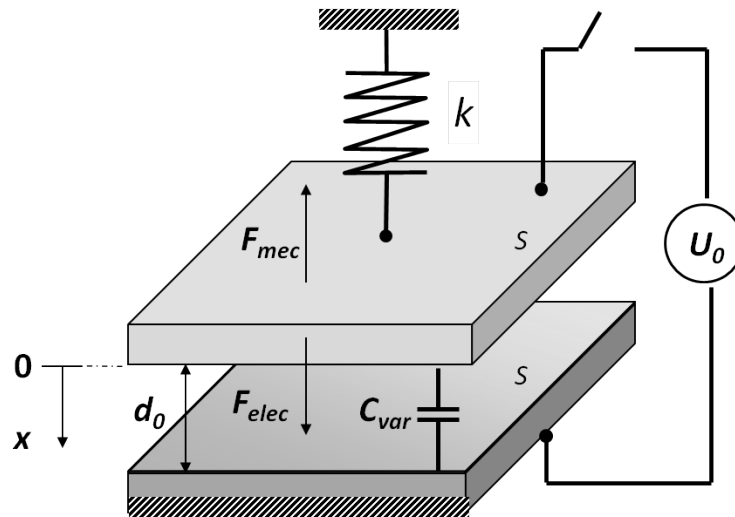


Figure II.1 – Schéma de la structure hors-plan à entrefer variable

C_{var}	: capacité variable entre les deux électrodes
U_0	: tension appliquée entre les deux électrodes
S	: surfaces en vis-à-vis des électrodes
d_0	: distance entre les électrodes lorsque $U_0=0$ (système au repos)
k	: constante de raideur du ressort (considéré linéaire quel que soit x)

Tableau II.1 – Paramètres de la structure hors-plan présentée figure II.1.

1. Notion de pull-in pour une structure hors-plan à entrefer variable

1.1 Expression de la tension de pull-in

On considère que le système n'est soumis à aucune vibration externe. Lorsque l'on applique une tension entre les deux électrodes, l'électrode mobile se rapproche de l'électrode fixe sous l'effet de la force électrostatique. On cherche le couple (U_{pi}, x_{max}) au-delà duquel le système est instable, *i.e.* la force électrostatique est toujours supérieure à la force mécanique de rappel, provoquant ainsi le collage de l'électrode mobile sur l'électrode fixe, et où U_{pi} est appelée "tension de pull-in".

En négligeant les effets de bord, la capacité variable est définie à tout instant par :

$$C_{var} = \frac{\varepsilon S}{d_0 - x} \quad (\text{II.1})$$

L'énergie du système est d'origine mécanique E_{mec} et électrostatique E_{elec} :

$$E_{mec} = \frac{1}{2} kx^2 \quad (\text{II.2})$$

$$E_{elec} = \frac{1}{2} C_{var} U_0^2 \quad (\text{II.3})$$

L'énergie totale E est donnée par :

$$\begin{aligned} E &= E_{mec} + E_{elec} \\ &= \frac{1}{2} kx^2 + \frac{1}{2} C_{var} U_0^2 \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{aligned} F &= F_{elec} + F_{mec} \\ &= \frac{1}{2} \frac{\varepsilon S}{(d_0 - x)^2} U_0^2 - kx \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

A l'équilibre, $F_{mec} = F_{elec}$ soit :

$$kx = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon S}{(d_0 - x)^2} U_0^2 \quad (\text{II.6})$$

Prenons les expressions normalisées des différents termes afin de nous affranchir des paramètres d_0 et k :

$$\tilde{E} = \frac{E}{kd_0^2} \quad \tilde{x} = \frac{x}{d_0} \quad \tilde{U}_0^2 = \frac{\varepsilon S}{2kd_0^3} U_0^2$$

On obtient alors :

$$\tilde{E} = \frac{1}{2}\tilde{x}^2 - \frac{\tilde{U}_0^2}{1-\tilde{x}} \quad (\text{II.7})$$

L'expression normalisée de la force totale est :

$$\begin{aligned} \tilde{F} &= -\frac{\partial \tilde{E}}{\partial \tilde{x}} \\ &= -\tilde{x} + \frac{\tilde{U}_0^2}{(1-\tilde{x})^2} \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

L'équilibre nous donne :

$$\tilde{F} = 0 \Leftrightarrow \tilde{U}_0 = \sqrt{\tilde{x}(1-\tilde{x})} = g(\tilde{x}) \quad (\text{II.9})$$

La fonction $g(\tilde{x})$ est représentée sur la figure **II.2a**. Au-delà d'une certaine tension \tilde{U}_0 , il n'existe pas de position d'équilibre. Cette tension correspond à la tension de pull-in \tilde{U}_{pi} et sa position d'équilibre est appelée \tilde{x}_{max} . Pour chaque valeur de tension $\tilde{U}_0 \leq \tilde{U}_{pi}$, la fonction $g(\tilde{x})$ nous donne les positions d'équilibre de l'électrode mobile correspondantes. Il existe pour chaque \tilde{U}_0 deux positions d'équilibre, confondues au sommet de la courbe. Celles-ci seront analysées en détail à la section 1.2. Les énergies du système dans ses positions d'équilibre sont représentées figure **II.2b**. L'énergie est minimale lorsque $\tilde{U}_0 = \tilde{U}_{pi}$.

La dérivée de g est égale à : $\frac{dg}{d\tilde{x}} = \frac{1-\tilde{x}}{2\sqrt{\tilde{x}}} - \sqrt{\tilde{x}}$

La fonction g présente son maximum pour $\frac{dg}{d\tilde{x}} = 0 \Leftrightarrow \tilde{x} = \frac{1}{3} = \tilde{x}_{max}$

1. Notion de pull-in pour une structure hors-plan à entrefer variable

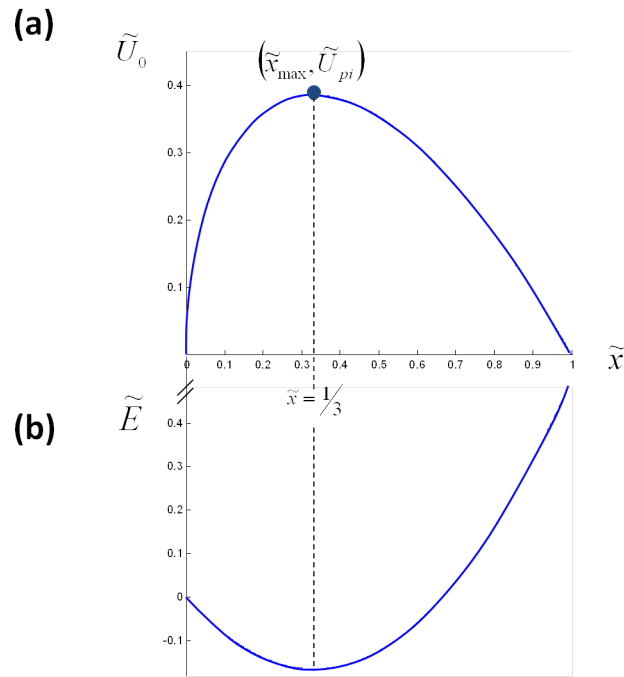


Figure II.2 – Représentation de la fonction $g(\tilde{x})$ **(a)** et de l'énergie totale normalisée \tilde{E} **(b)** en fonction du déplacement normalisé de l'électrode mobile pour des tensions $U_0 < U_{pi}$ - Il existe deux positions d'équilibre de l'électrode mobile pour chaque valeur de U_0 .

Si on pose $x = \frac{d_0}{3}$ dans l'équation (II.6), on obtient :

$$U_{pi} = \sqrt{\frac{8kd_0^3}{27\varepsilon S}} \quad (\text{II.10})$$

1.2 Etude de la stabilité du système

En dérivant l'expression de la force totale, on peut obtenir une expression de la "raideur" du système :

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \frac{\varepsilon S}{(d_0 - x)^3} U_0^2 - k \quad (\text{II.11})$$

Sans tension appliquée, l'équation (II.11) devient :

$$\frac{\partial F}{\partial x} = -k \quad (\text{II.12})$$

Un petit déplacement positif δx provoque une variation δF de la force totale F :

$$\delta F = \frac{\partial F}{\partial x} \delta x = -k \delta x \quad (\text{II.13})$$

Un point d'équilibre est "instable" si, en présence d'une petite perturbation, la force "nette" ne tend pas à ramener le système dans sa position d'équilibre. Autrement dit, si $\delta F < 0$, l'équilibre est stable ; au contraire, si $\delta F > 0$, l'équilibre est instable.

En substituant l'équation (II.6) dans l'équation (II.11), on a :

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \frac{2kx}{d_0 - x} - k \quad (\text{II.14})$$

L'équilibre est donc stable si :

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \frac{2kx}{d_0 - x} - k < 0 \Leftrightarrow x < \frac{d_0}{3} \quad (\text{II.15})$$

et instable si :

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \frac{2kx}{d_0 - x} - k > 0 \Leftrightarrow x > \frac{d_0}{3} \quad (\text{II.16})$$

Lorsque $U_0 < U_{pi}$, il existe donc deux positions d'équilibre de l'électrode mobile (figure II.2), l'une stable et l'autre instable. Au-delà de U_{pi} , la force électrostatique est prédominante quel que soit x et les deux électrodes se collent instantanément ($\tilde{x} = 1$).

La figure II.3 représente les positions d'équilibre de l'électrode mobile lorsque l'on applique une tension U_0 (II.3a), ainsi que les forces électrostatique et mécanique et l'énergie totale du système en fonction du déplacement de l'électrode (II.3b).

L'évolution des forces et de l'énergie est représentée pour trois valeurs de la tension U_0 :

- $U_0 < U_{pi}$: la courbe d'énergie passe par un minimum local ($\tilde{x} < \frac{1}{3}$), correspondant à un équilibre stable, et par un maximum local ($\tilde{x} > \frac{1}{3}$) correspondant à un équilibre instable. Sous l'action de la force électrostatique, et toujours dans le cas d'un système statique, l'électrode mobile se

1. Notion de pull-in pour une structure hors-plan à entrefer variable

déplace jusqu'à la position d'équilibre stable, position qu'elle conserve tant que U_0 est constant.

- $U_0 = U_{pi}$: les positions d'équilibre stable et instable sont confondues en un seul point d'abscisse $\tilde{x} = \frac{1}{3}$
- $U_0 > U_{pi}$: la force électrostatique est toujours supérieure à la force mécanique et l'électrode mobile vient se coller instantanément à l'électrode fixe sans passer par un point d'équilibre. La courbe représentative de l'énergie totale ne possède aucun extremum local.

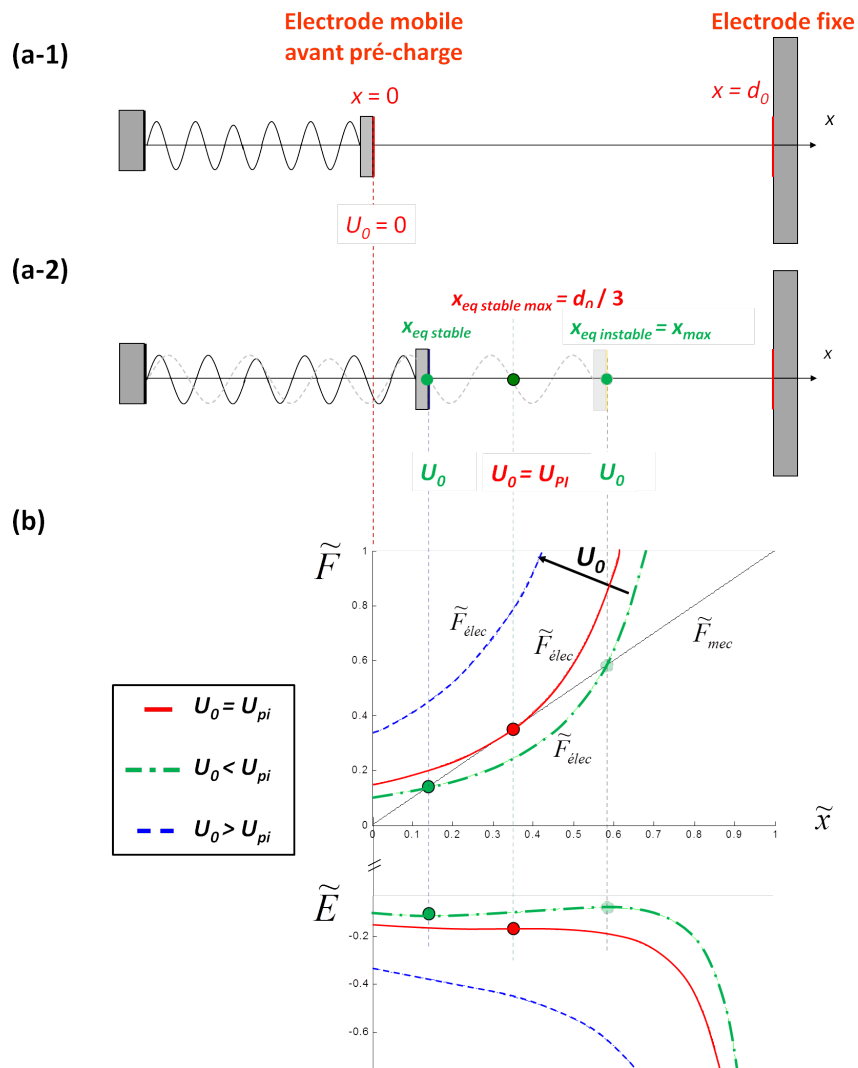


Figure II.3 – Position de l'électrode mobile au repos (a-1), positions d'équilibre pour une tension U_0 non nulle (a-2) et représentation des forces électrostatique et mécanique et de l'énergie totale du système en fonction de la position de l'électrode mobile (b).

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

La structure est la même que celle étudiée précédemment à ceci près qu'elle est fixée sur une table de vibrations qui procure à l'électrode mobile une accélération externe A_{ext} . L'électrode mobile se déplace donc sans tension appliquée. U_0 est la tension de pré-charge et d_0 est le gap entre les électrodes pour une accélération externe et une tension de pré-charge nulles. Des stoppeurs isolants sont schématisés sur l'électrode fixe pour éviter tout contact entre les deux électrodes (figure II.4). Le tableau II.2 présente les différents paramètres de la structure.

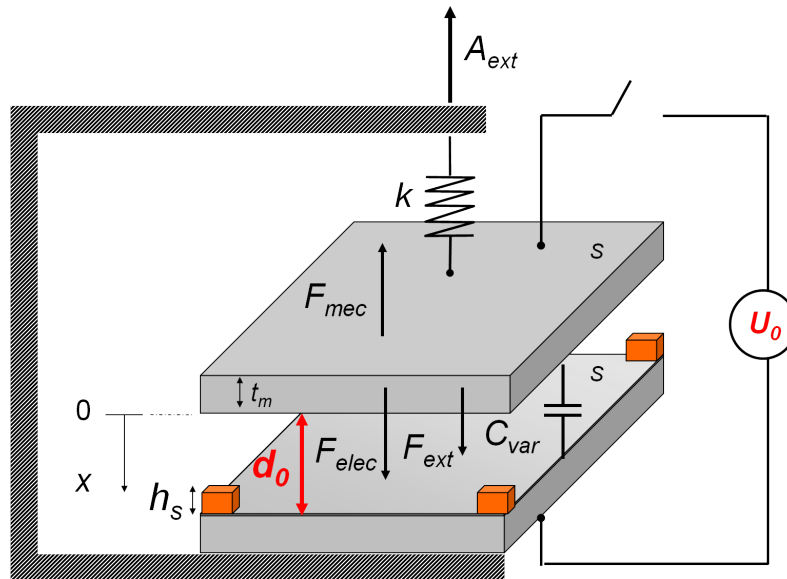


Figure II.4 – Schéma du récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable.

C_{var}	: capacité variable entre les deux électrodes
U_0	: tension de pré-charge appliquée entre les deux électrodes
S	: surfaces en vis-à-vis des électrodes
d_0	: distance entre les électrodes lorsque $U_0=0$ et $A_{ext}=0$ (système au repos)
k	: constante de raideur du ressort (considéré linéaire quel que soit x)
h_s	: dimension des stoppeurs

Tableau II.2 – Paramètres du récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable présenté figure II.4.

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

2.1 Fonctionnement du système soumis à une accélération externe

Étudions le parcours de l'électrode mobile lorsque la structure est soumise à des vibrations externes, et ce pour différentes valeurs de tension de pré-charge U_0 .

Si $U_0 = 0$ et $A_{ext} = 0$, l'électrode mobile se situe à l'abscisse $x = 0$ (figure II.5a). Tant que $U_0 = 0$, aucune force électrostatique n'agit sur l'électrode mobile et si l'on soumet celle-ci à une accélération externe, la seule force à prendre en compte est la force mécanique de rappel F_{mec} . Il n'y a donc pas d'instabilité électrostatique et l'électrode mobile peut, si l'accélération le permet, se déplacer jusqu'à la position $x_{max} = d_0 - h_s$ (figure II.5b).

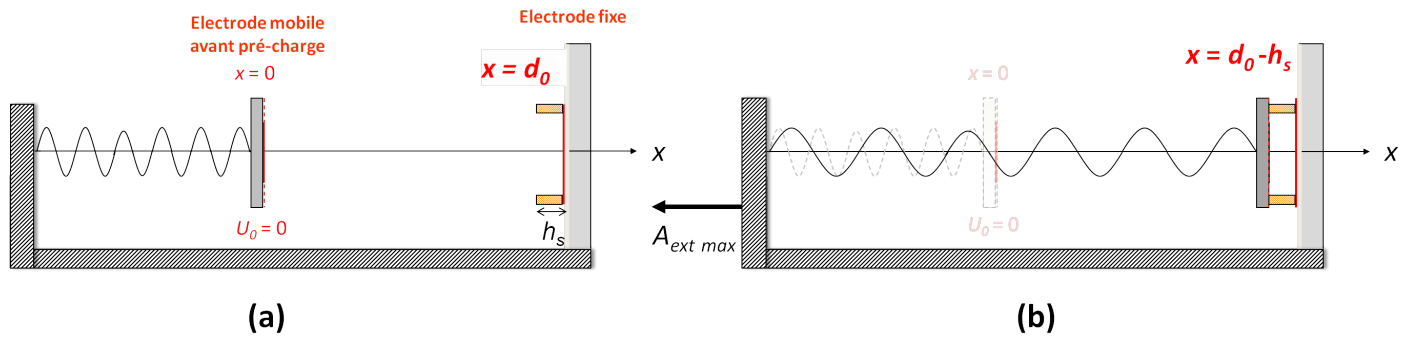


Figure II.5 – Position de l'électrode mobile pour $U_0 = 0$ avant application d'une accélération externe (a) et après application d'une accélération maximale (b).

Si l'on applique maintenant une tension de pré-charge $U_0 \neq 0$, l'électrode mobile est soumise, en plus de la force mécanique de rappel, à une force électrostatique. On retrouve alors le problème d'instabilité à tension constante de la section 1.2 :

- la tension U_0 applicable doit être inférieure à U_{pi} et la position d'équilibre stable de l'électrode mobile est $\tilde{x}_{eq_{stable}} < \frac{1}{3}$.
- si l'on applique des vibrations, la plaque mobile oscille autour de cette position d'équilibre.
- d'après la courbe de la figure II.3, si $U_0 < U_{pi}$, il existe, en plus du point d'équilibre stable, une position d'équilibre instable $\tilde{x}_{eq_{instable}} = \tilde{x}_{max} > \frac{1}{3}$. Au-delà de cette position, la force électrostatique devient plus importante que la force de rappel du ressort et le phénomène de pull-in intervient.

Ce point est donc la position maximale autorisée par l'électrode mobile lorsque le système est soumis à une accélération externe et pré-charge avec une tension U_0 . Il est nécessaire de connaître cette position pour le calcul de la puissance récupérable et définir ainsi un design performant du dispositif.

D'après l'équation (II.6) relative à l'équilibre des forces, on obtient :

$$x(d_0 - x)^2 = \frac{1}{2k} \varepsilon S U_0^2 \quad (\text{II.17})$$

L'équation (II.17) ne peut être résolue que par dichotomie et chacune des deux solutions obtenues nous donne les positions d'équilibre stable et instable de l'électrode mobile pour une tension de pré-charge donnée.

Si l'accélération externe est suffisante pour permettre à l'électrode mobile d'occuper une position $x > x_{max}$, les stoppeurs devront être placés en prévision de la tension de pré-charge appliquée.

La tension de pré-charge maximale U_{pi} pour laquelle le déplacement maximal autorisé est $x_{max} = \frac{d_0}{3}$ est égale à (cf. section 1.2) :

$$U_{pi} = \sqrt{\frac{8kd_0^3}{27\varepsilon S}}$$

Si $U_0 > U_{pi}$, il n'existe plus de position d'équilibre (et donc de déplacements possibles) de l'électrode mobile.

La figure II.6 représente les positions d'équilibre de l'électrode mobile soumise à une accélération externe lorsque le système est chargé avec une tension $U_0 < U_{pi}$ (II.6a) ainsi que les forces mécanique et électrostatique du système, en fonction de la distance parcourue par l'électrode mobile (II.6b).

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

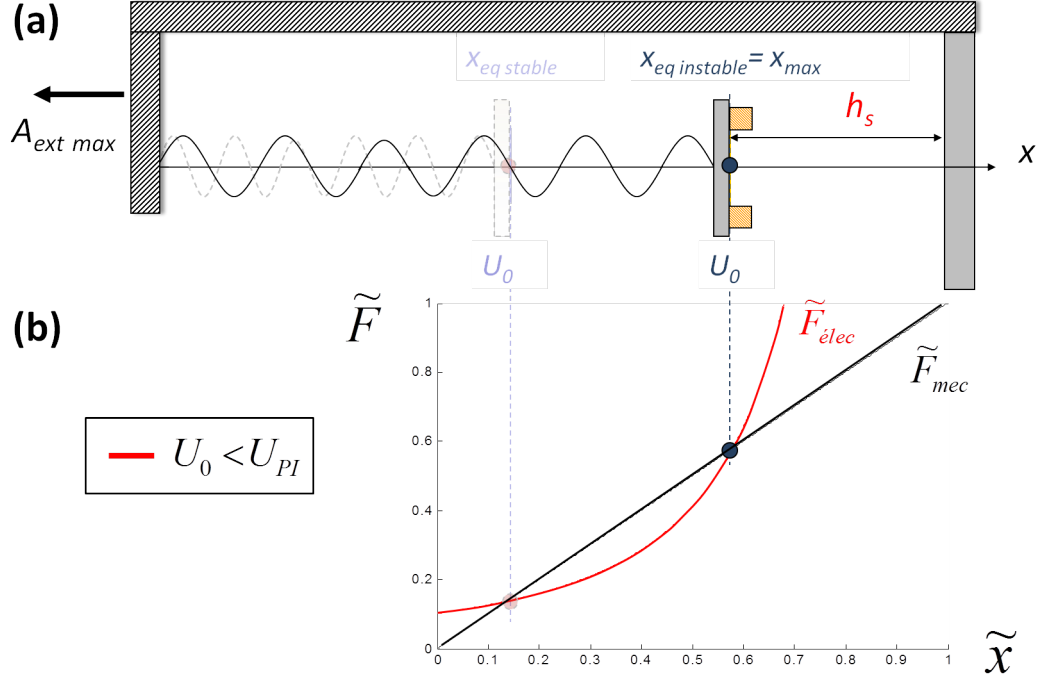


Figure II.6 – Positions d'équilibre de l'électrode mobile pour une tension de précharge $U_0 < U_{pi}$ (a) et représentation des forces mécanique et électrostatique normalisées du système en fonction de la position de l'électrode mobile (b).

Plaçons-nous dans le cas où le couplage électromécanique est faible et ne perturbe pas la dynamique du système : à partir de la position x_{max} , on suppose que l'électrode mobile effectue ensuite son retour vers une position x_{min} , supposée symétrique de x_{max} par rapport à la position médiane x_{med} (figure II.7) correspondant à $F_{elec_{max}}/2$:

$$x_{med} = \frac{F_{elec_{max}}}{2k} = \frac{1}{4k} U_0^2 \frac{\varepsilon S}{(d_0 - x_{max})^2} \quad (\text{II.18})$$

Le battement maximal exc_{max} pour un U_0 donné est donc égal à :

$$exc_{max} = 2(x_{max} - x_{med})$$

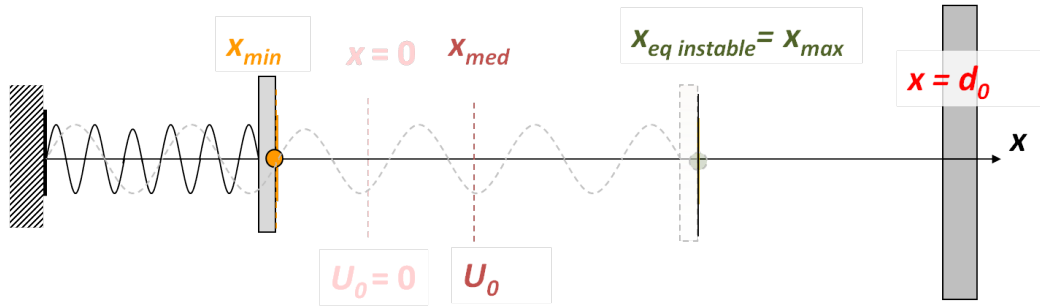


Figure II.7 – Parcours de l'électrode mobile à partir de sa position x_{max} .

Deux approches sont possibles pour convertir l'énergie mécanique en énergie électrique :

- pré-charger le système avec une tension U_0 faible rendra possible un grand déplacement autorisé de l'électrode mobile, maximisant ainsi le rapport C_{max}/C_{min} (figure II.8a)
- travailler avec une tension de pré-charge élevée limitera l'excursion de l'électrode mobile et se traduira par un rapport C_{max}/C_{min} plus faible (figure II.8 b).

Un compromis est donc nécessaire si l'on veut maximiser $P'_{h_{max}}$ dont la formule est donnée par l'équation (I.15). Celle-ci est fonction de U_0^2 et de $\frac{C_{max}^2}{C_{min}}$ et augmenter l'un des deux termes revient à diminuer le second.

Le but de ce travail est de définir un design optimal en jouant sur les valeurs du couple $\{d_0, U_0\}$ afin de maximiser la puissance convertie du domaine mécanique vers le domaine électrique $P'_{h_{max}}$, tout en conservant une tension sur les électrodes U_{Cvar} inférieure à la tension maximale supportée par l'électronique de conditionnement.

2.2 Optimisation du design

La dimension des électrodes est fixée à 1 cm^2 . La fréquence de résonance mécanique f_{mec} du système est ciblée à 200 Hz. On en déduit la constante de raideur k du ressort :

$$f_{mec} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$$

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

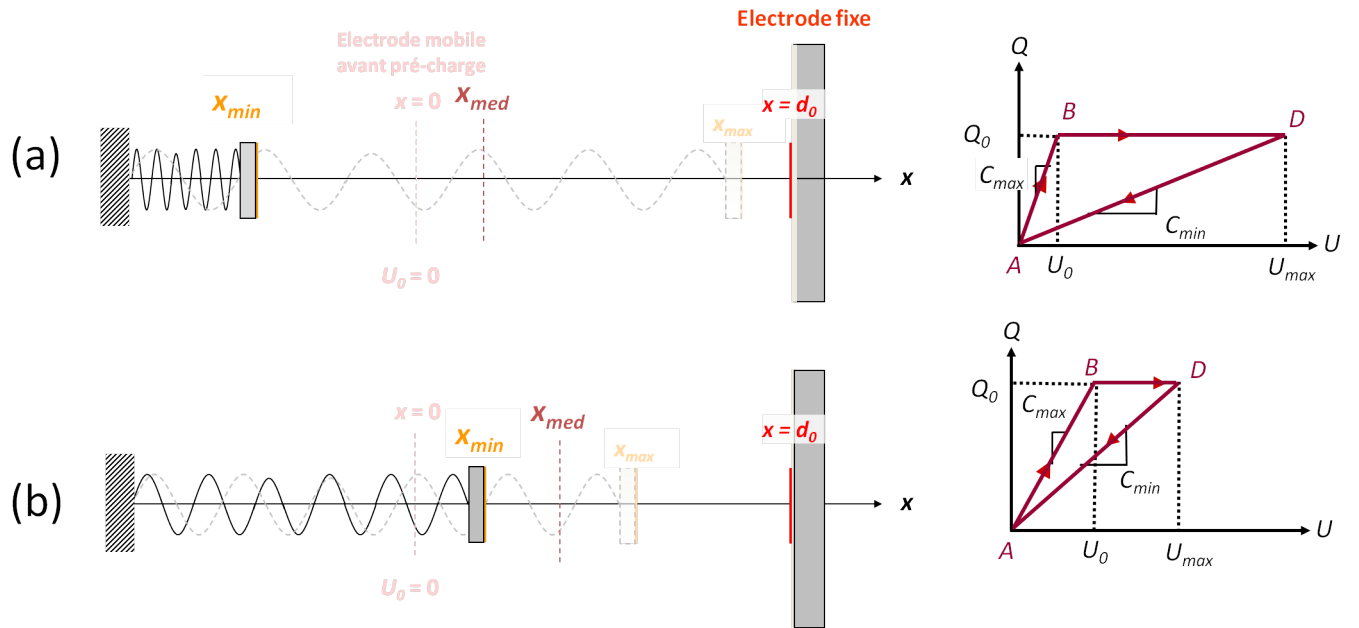


Figure II.8 – Parcours de l'électrode mobile pour une tension de pré-charge faible (a) et élevée (b) et diagrammes Q-V associés.

où $m = S \times h \times \mu_{Si} = 10^{-4} \times 400 \cdot 10^{-6} \times 2,33 \cdot 10^3 = 9,32 \cdot 10^{-5}$ kg.

La constante de raideur correspondant est $k = 147.18$ N/m.

La capacité parasite C_{par} est, dans un premier temps, prise égale à 10 pF et la dimension minimale des stoppeurs h_s est de 1 μ m.

a) Étude de la puissance récupérable

On rappelle que la puissance maximale récupérable par un récupérateur d'énergie vibratoire (REV) à transduction électrostatique est donnée par :

$$P'_{h_{max}} = \frac{1}{2} U_0^2 C_{max} \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1 \right) f_{elec}$$

où f_{elec} est la fréquence électrique du système et $f_{elec} = f_{mec}$.

La capacité maximale C_{max} est définie par :

$$C_{max} = C_{par} + \frac{\varepsilon S}{d_0 - x_{max}} = C_{par} + \frac{\varepsilon S}{h_s} \quad (\text{II.19})$$

La figure II.9 représente les variations de C_{max} en fonction de U_0 et d_0 . Comme vu précédemment, x_{max} augmente quand U_0 diminue à d_0 constant. Donc C_{max} augmente également quand U_0 diminue. La valeur maximale de C_{max} est constante (895 pF) quel que soit d_0 et correspond au gap minimal entre les électrodes défini par les stoppeurs de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur.

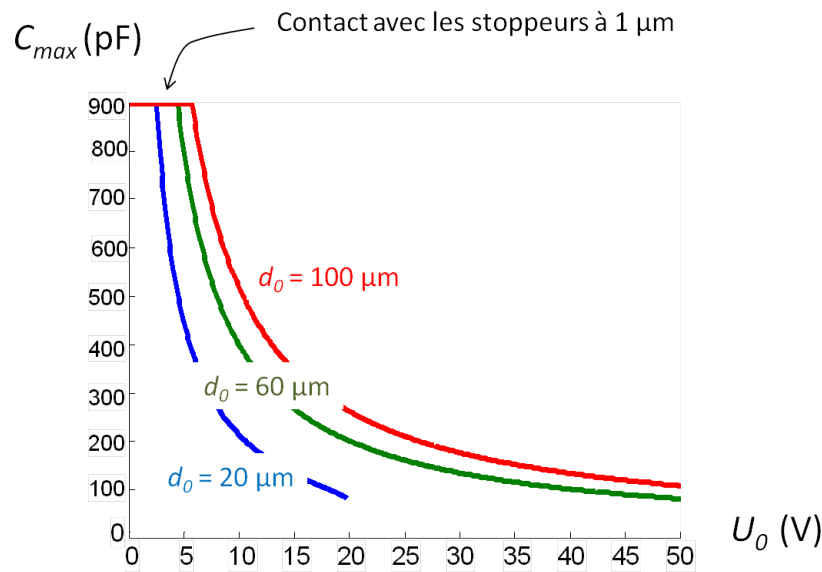


Figure II.9 – Variation de C_{max} en fonction de U_0 pour différentes valeurs de d_0 .

C_{min} est calculée en considérant le battement de l'électrode mobile symétrique par rapport à la position médiane. On a donc :

$$C_{min} = C_{par} + \frac{\varepsilon S}{x_{max} + d_0 - 2x_{med}} \quad (\text{II.20})$$

La figure II.10 représente l'évolution du rapport C_{max}/C_{min} en fonction de U_0 pour différentes valeurs de d_0 . Le rapport diminue quand U_0 augmente à d_0 constant et augmente avec d_0 .

On peut donc en déduire la variation de $P'_{h_{max}}$: la puissance maximale que l'on peut convertir du domaine mécanique vers le domaine électrique diminue quand U_0 augmente à d_0 constant et croît avec d_0 (figure II.11).

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

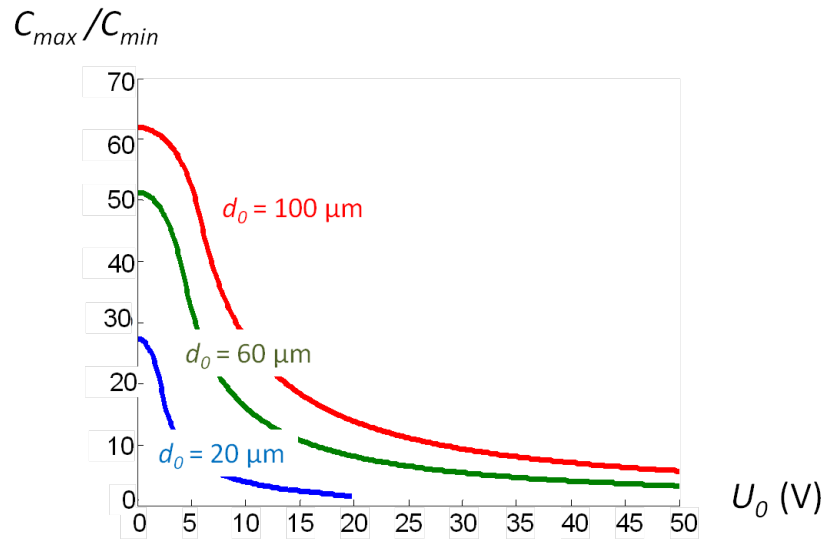


Figure II.10 – Variation du rapport $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ en fonction de U_0 et pour différentes valeurs de d_0 .

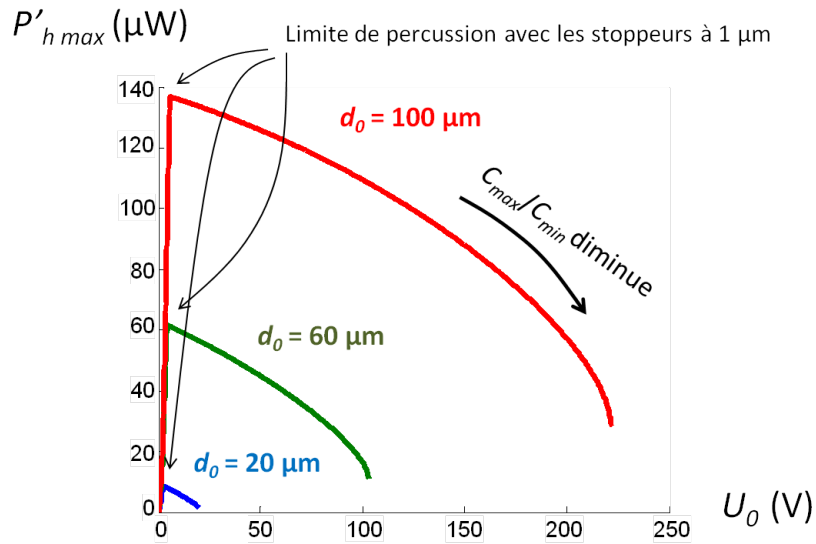


Figure II.11 – Variation de P'_{hmax} en fonction U_0 pour différentes valeurs de d_0 .

b) Prise en compte d'une limite maximale de la tension sur C_{var}

La tension U_{Cvar} aux bornes de la capacité variable délimitée par les deux électrodes est définie par :

$$U_{Cvar} = \frac{Q_0}{C_{var}} = U_0 \frac{C_{max}}{C_{var}} \quad (\text{II.21})$$

où Q_0 est la charge injectée quand l'électrode mobile est en position C_{max} .

La tension maximale $U_{Cvar_{max}}$ aux bornes de la structure correspond donc à la position C_{min} :

$$U_{Cvar_{max}} = U_0 \frac{C_{max}}{C_{min}} \quad (\text{II.22})$$

Comme le rapport C_{max}/C_{min} augmente avec d_0 et diminue quand U_0 augmente, la tension $U_{Cvar_{max}}$ évolue de façon similaire, sauf pour de faibles valeurs de U_0 associées à des gaps d_0 importants car C_{max}/C_{min} diminue alors plus lentement que U_0 n'augmente (figure II.12).

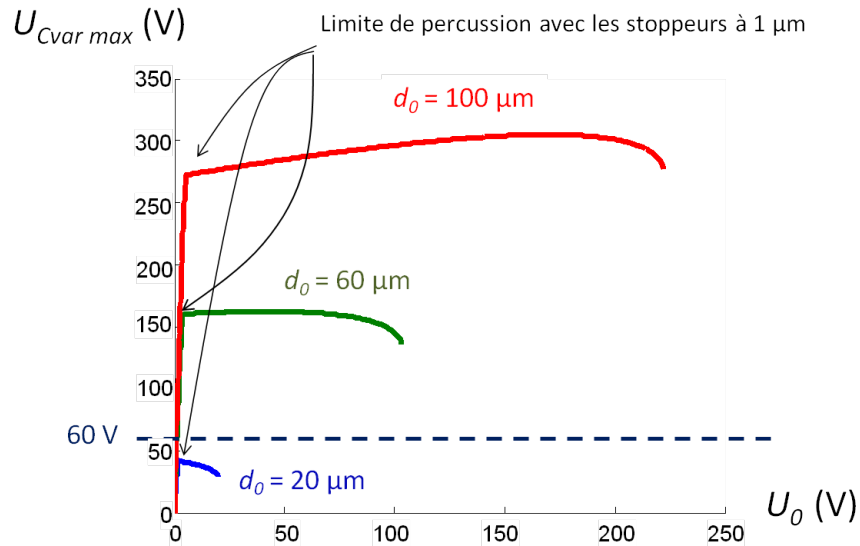


Figure II.12 – Variation de $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de U_0 pour différentes valeurs de d_0 .

La technologie CMOS 0.35 μm de Austrian Microsystems, très répandue dans les technologies de circuits intégrés haute-tension, fixe la tension maximale supportée par l'électronique de conditionnement à 60 V.

La figure II.13 représente les variations de $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de U_0 pour différentes valeurs de

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

d_0 . On constate que seules les structures possédant un gap d_0 inférieur à $35 \mu\text{m}$ peuvent avoir une tension à leurs bornes $U_{Cvar_{max}}$ qui n'excède pas 60 V , et ce pour une gamme de tensions de pré-charge propre à chaque valeur de d_0 .

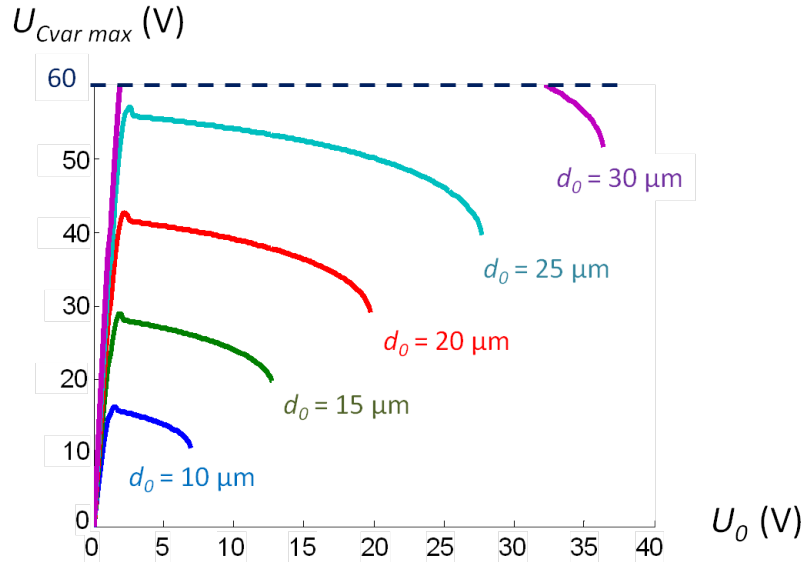


Figure II.13 – Variation de $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de d_0 et U_0 et pour des valeurs de $U_{Cvar_{max}} < 60 \text{ V}$.

La figure **II.14** présente l'évolution de la puissance maximale récupérable $P'_{h_{max}}$ en fonction de la tension maximale aux bornes des électrodes $U_{Cvar_{max}}$ pour différentes valeurs de gap d_0 .

La partie en pointillés de chaque courbe correspond à des valeurs de U_0 pour lesquelles la véritable position $x_{eq_{instable}}$ est au-delà des stoppeurs situés à $1 \mu\text{m}$ de l'électrode fixe. Le rapport C_{max}/C_{min} est donc constant et $P'_{h_{max}}$ varie à peu près en U_0^2 . Cette partie de la courbe ne correspond pas à la réalité : si la valeur de C_{max} est connue (et correspond à la position $d_0 - h_s$), la position x_{min} nous est inconnue car le choc de l'électrode mobile avec les stoppeurs n'est pas parfaitement élastique. Même en admettant que ce choc soit complètement élastique, la position de x_{min} varie avec la force électrostatique (si l'on considère le cas réel où la force électrostatique intervient dans la dynamique du système) et donc pour différentes valeurs de U_0 . On ne peut prévoir avec précision le comportement de l'électrode mobile pour de très faibles valeurs de U_0 .

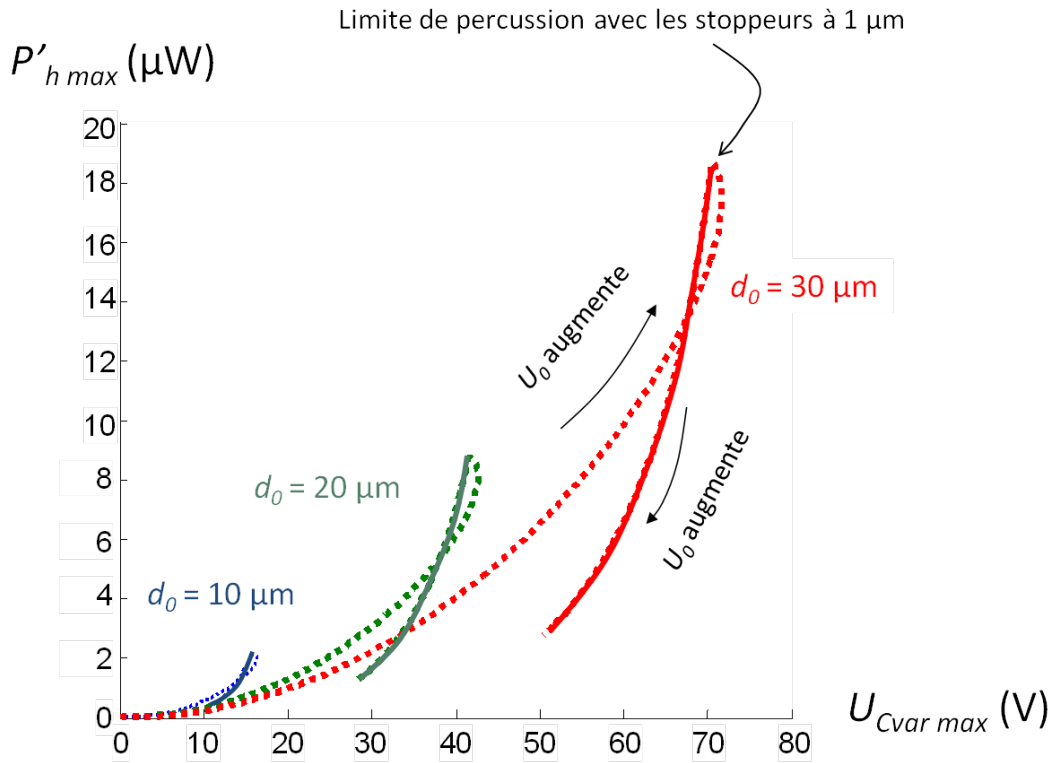


Figure II.14 – Variation de P'_{hmax} en fonction de $U_{Cvarmax}$ et d_0 .

Le but de l'optimisation est de calculer une valeur de U_0 pour laquelle le pull-in interviendrait à une position x située juste derrière les stoppeurs. La tension $U_{Cvarmax}$ doit alors être maximale et égale à 60 V.

La fonction *optimtool* de Matlab[®] permet de trouver le design optimal pour le système en matière de puissance récupérable. Le logiciel nous donne les paramètres suivants : $d_0 = 26.5 \mu\text{m}$ et $U_0 = 2.91 \text{ V}$. La tension $U_{Cvarmax}$ est alors, comme prévue, de 60 V et la puissance maximale récupérable P'_{hmax} est d'environ 15 μW (figure **II.15**).

Dans ces conditions, on suppose que $\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{895\text{pF}}{43\text{pF}} = 20$, ce qui est relativement élevé.

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

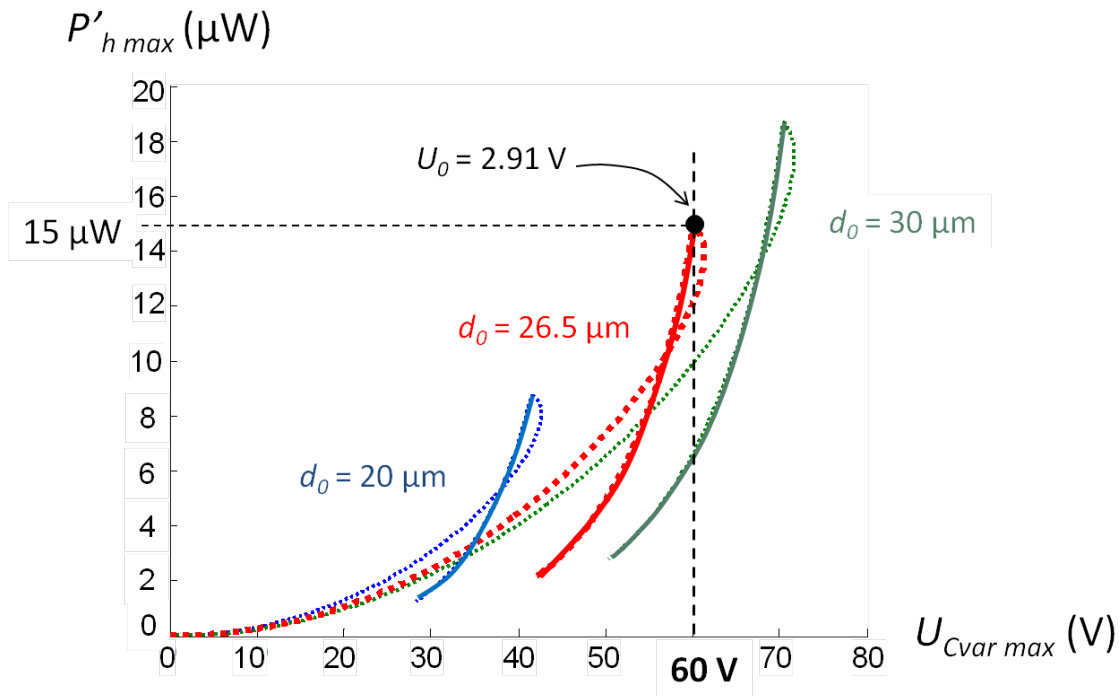


Figure II.15 – Variation de P'_{hmax} en fonction de $U_{Cvarmax}$ pour une structure optimisée telle que $U_{Cvarmax} = 60$ V.

c) Conséquences d'une variation de l'accélération externe.

L'accélération externe était jusqu'ici considérée comme optimale, permettant à l'électrode mobile d'atteindre les stoppeurs et de se rapprocher ainsi à $1 \mu\text{m}$ de l'électrode fixe. Il convient d'étudier l'influence d'une variation de l'accélération en termes de puissance récupérable.

Prenons par exemple le cas où le déplacement maximal de l'électrode mobile x_{opt} dans la structure optimisée précédemment (figure II.15) est réduit de 10%. Le déplacement de l'électrode mobile n'est donc plus de $25.5 \mu\text{m}$ mais de $23 \mu\text{m}$. Nous ne sommes alors plus dans les conditions optimales définies précédemment mais avec un nouveau rapport $C_{max}/C_{min} = 263/29 \sim 9$. La figure II.16 représente la variation de P'_{hmax} en fonction de $U_{Cvarmax}$ de la structure précédente mais soumise cette fois-ci à cette nouvelle accélération externe. Pour une même tension de pré-charge, la puissance maximale récupérable est désormais $P'_{hmax} \sim 1.8 \mu\text{W}$. Avec cette accélération plus faible, la tension $U_{Cvarmax}$ est maximisée pour une tension de pré-charge $U_0 \sim 10\text{V}$. Dans ces conditions, le rapport C_{max}/C_{min} est toujours ~ 9 mais la puissance maximale récupérable est désormais $P'_{hmax} \sim 12.3 \mu\text{W}$

et donc du même ordre de grandeur que lorsque nous travaillions dans les conditions optimales avec une accélération externe maximale ($15 \mu\text{W}$).

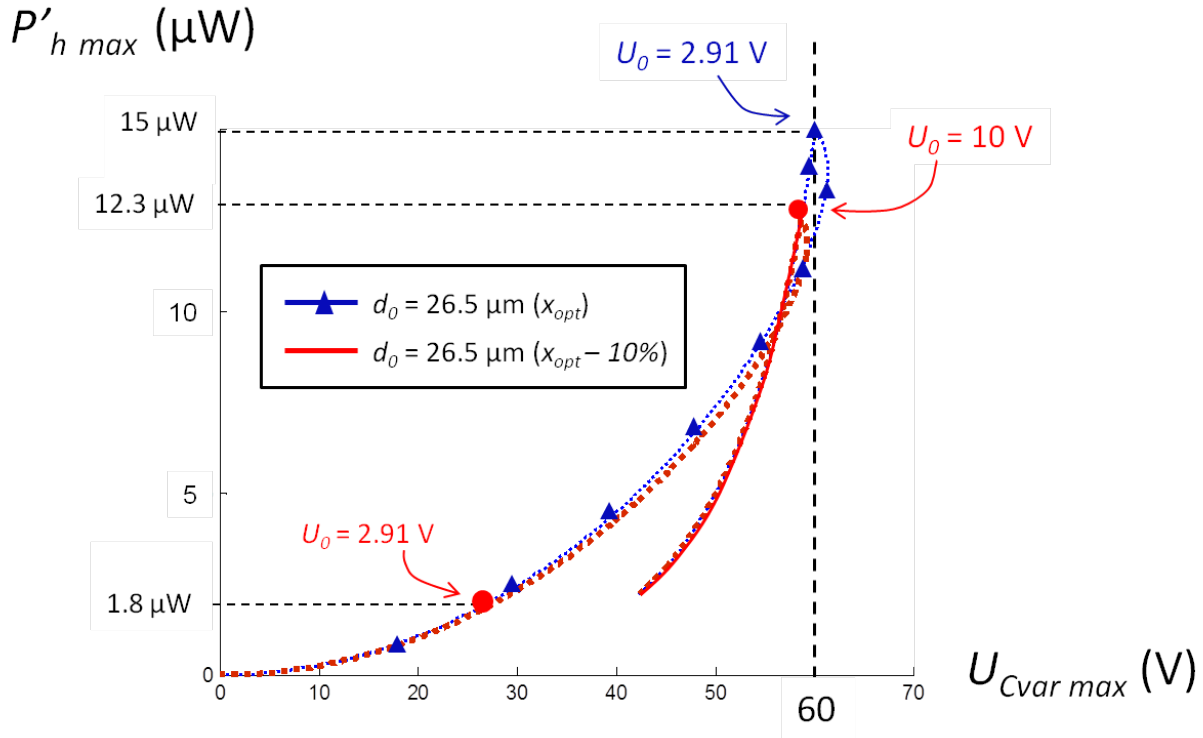


Figure II.16 – Variation de $P'_{h\ max}$ en fonction de $U_{Cvar\ max}$ pour la structure optimisée avec une accélération maximale (x_{opt}) et soumise à une accélération plus faible ($x_{opt}-10\%$).

Deux approches sont possibles afin de limiter les conséquences d'une variation du déplacement de l'électrode mobile suite à une diminution de l'accélération externe ou à une variation de la fréquence des vibrations :

- disposer d'un système où la tension de pré-charge peut être ajustée en fonction du déplacement de l'électrode mobile pendant le processus de conversion d'énergie [49].
- optimiser un nouveau design de récupérateur d'énergie moins sensible aux variations d'amplitude, en diminuant par exemple le rapport C_{max}/C_{min} .

Fixons-nous dorénavant $\frac{C_{max}}{C_{min}} = 4$. Une optimisation du design avec Matlab[®] nous donne les paramètres suivants : $d_0 = 27.4 \mu\text{m}$ et $U_0 = 15\ \text{V}$.

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

La courbe représentant la variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ est donnée figure II.17. La puissance maximale récupérable est $P'_{h_{max}}=11.4 \mu\text{W}$ pour une tension maximale entre les électrodes de 60 V. La position des stoppeurs n'est plus à $d_0 - 1\mu\text{m}$ mais $h_s = 5.6 \mu\text{m}$. Le parcours de l'électrode mobile depuis sa position d'origine est donc $x_{opt} = 27.4 - 5.6 = 21.8 \mu\text{m}$. Si une variation de l'accélération externe induit un déplacement de l'électrode mobile réduit de 10%, on obtient $P'_{h_{max}}=8 \mu\text{W}$ et une tension $U_{Cvar_{max}} = 56 \text{ V}$.

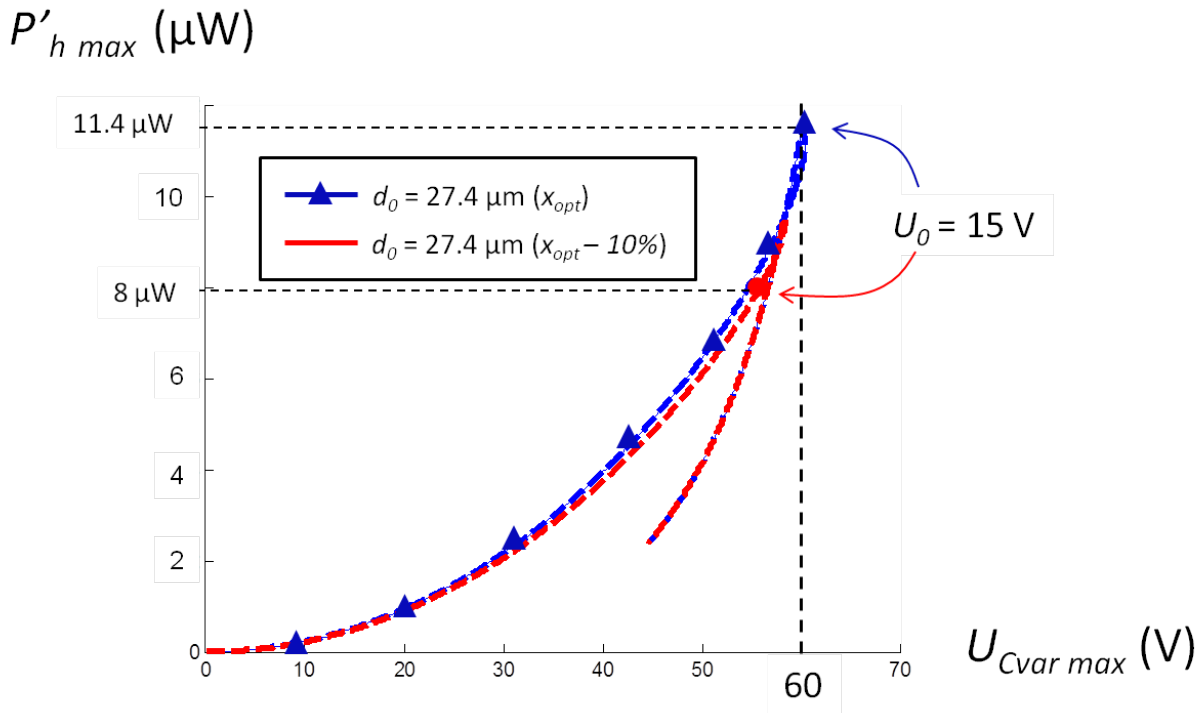


Figure II.17 – Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour la structure optimisée avec $C_{max}/C_{min} = 4$ sous une accélération maximale (x_{opt}) et soumise à une accélération plus faible ($x_{opt}-10\%$).

Ainsi, lorsqu'une variation de l'accélération externe induit un déplacement de l'électrode mobile réduit de 10%, la puissance maximale récupérable par le système chute de 88 % pour un rapport initial $C_{max}/C_{min} = 20$. Si la tension de pré-charge est ajustée, le perte de puissance est seulement de 18 % : $P'_{h_{max}}=12.3 \mu\text{W}$ pour une tension $U_0=10 \text{ V}$. Dans le cas d'un système passif, et donc pour un dispositif souhaité moins sensible aux variations d'accélération avec une plus faible valeur de C_{max} , $P'_{h_{max}}$ décroît de seulement 30 % pour un rapport C_{max}/C_{min} initial de 4.

d) Influence de la capacité parasite sur la puissance récupérable

Les calculs précédents ont été réalisés en tenant compte d'une capacité parasite $C_{par} = 10$ pF. L'augmentation de C_{par} influe fortement sur la valeur de C_{min} . Augmenter la valeur de la capacité parasite revient à diminuer le rapport C_{max}/C_{min} et donc à diminuer la puissance maximale récupérable. La figure II.18 représente la variation de P'_{hmax} en fonction de $U_{Cvarmax}$ pour la structure optimisée au paragraphe b) et ce pour deux valeurs de C_{par} .

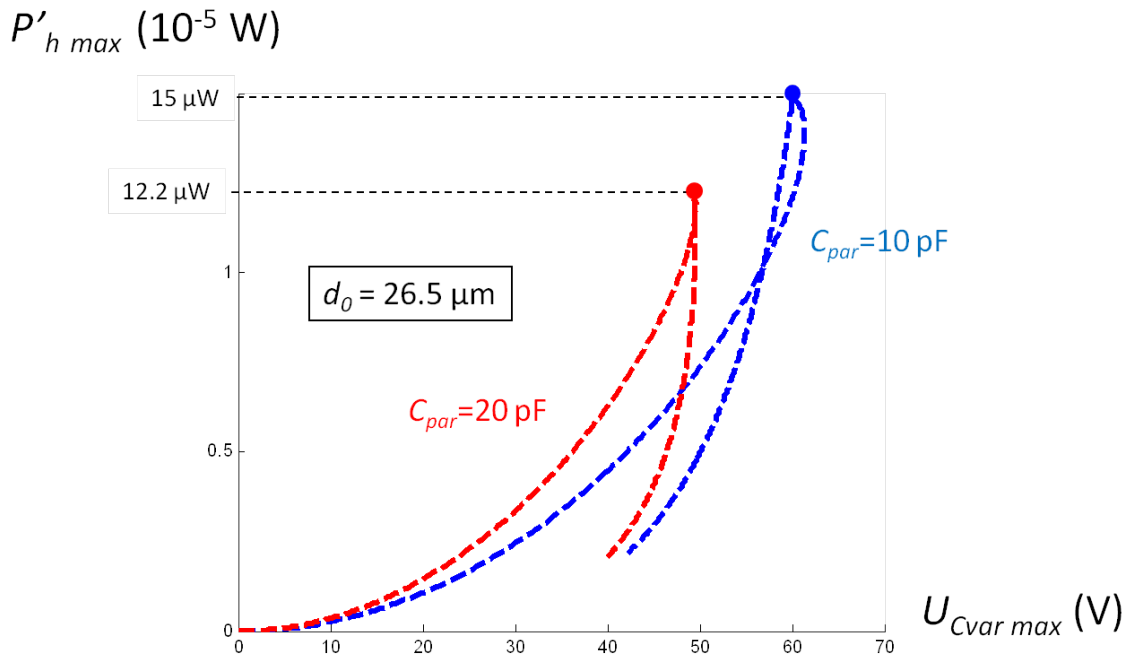


Figure II.18 – Effet d'une augmentation de la capacité parasite sur la variation de la puissance récupérable P'_{hmax} en fonction de la tension aux bornes des électrodes $U_{Cvarmax}$.

Cependant, si la valeur de la capacité parasite est connue lors de l'étape de design du transducteur, celui-ci peut être optimisé en fonction de C_{par} .

Les géométries optimisées sont répertoriées dans le tableau II.3 pour différentes valeurs de capacité parasite.

Il apparait clairement que plus la capacité parasite est grande et plus le gain en énergie est important pour une structure optimisée.

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

C_{par} (pF)	d_0 (μm)	U_0 (V)	$P'_{h_{max}}$ (μW)	$U_{C_{var_{max}}}$ (V)	C_{max}/C_{min}	h_s (μm)
10	26.5	2.9	15	60 V	20	1
	27.4	15	11.4	60 V	4	5.6
20	31.5	3.2	16.4	60 V	19	1
	31.2	15	13.1	60 V	4	5.1
100	128.6	6.5	34.2	60 V	9	1
	72.6	25.5	23.2	60 V	4	5.4

Tableau II.3 – Paramètres des REV hors-plan optimisés en fonction de différentes valeurs de C_{par} .

2.3 Introduction du couplage électromécanique et du circuit de conditionnement dans l'analyse dynamique et de stabilité du transducteur

La limitation principale du transducteur, en termes de récupération d'énergie, provient de son instabilité due à la fois aux forces mécanique et électrostatique. Dans le cas d'un récupérateur électrostatique fonctionnant à charge constante, le phénomène d'instabilité est plus complexe et ne se limite plus à la simple notion de pull-in. D'après le diagramme Q-V de la figure II.8 :

- quand la capacité C_{var} augmente, le transducteur n'est pas polarisé
- lorsque C_{var} décroît, le transducteur est polarisé à charge constante Q et donc opère à tension variable
- l'alternance entre ces deux modes est réalisée à l'aide d'un circuit de conditionnement qui détecte les maxima et minima locaux de C_{var} et qui contrôle le flux de charge dans le transducteur.

Le tableau II.4 présente les différents paramètres utilisés dans l'étude du transducteur.

Le système électromécanique a été simulé en utilisant un modèle mixte ELDO/VHDL-AMS similaire à celui utilisé dans [50]. Afin de valider l'optimisation de design effectuée précédemment, le modèle du transducteur a été implémenté dans le circuit de conditionnement représenté figure II.19. Son rôle est d'injecter une charge Q_0 sur le transducteur lorsque sa capacité est maximale et de décharger rapidement le transducteur lorsque C_{var} est minimale. Les interrupteurs SW1 et SW2 sont pilotés par un circuit de détection min/max qui mesure C_{var} . La charge Q dépend de la valeur de C_{max} et de U_0 : $Q_0 = C_{max} \times U_0$.

La structure simulée est celle étudiée précédemment avec un rapport $C_{max}/C_{min}=4$: $d_0=27.4 \mu\text{m}$ et $U_0=15$ V. Le facteur de qualité Q est supposé constant et fixé à 40.

Facteur de qualité	Q
Tension de pré-charge	U_0
Fréquence angulaire de l'excitation mécanique	ω
Position C_{max} de l'électrode mobile	X_{cl}
Position moyenne de la masse mobile	X_{med}
Valeur de C_{var} quand $x=0$	C_0
Charge sur C_{var}	q_{var}
Charge constante sur le transducteur	Q_0
Impédance mécanique du transducteur	ψ_t
Impédance mécanique du résonateur	ψ_r
Amplitude du mouvement de la masse mobile	X^ω
Amplitude complexe de la 1 ^{ère} harmonique de la force générée par le transducteur	F_t^ω
Amplitude complexe de la vitesse de l'électrode mobile	V

Tableau II.4 – Tableau présentant les différents paramètres du système modélisé.

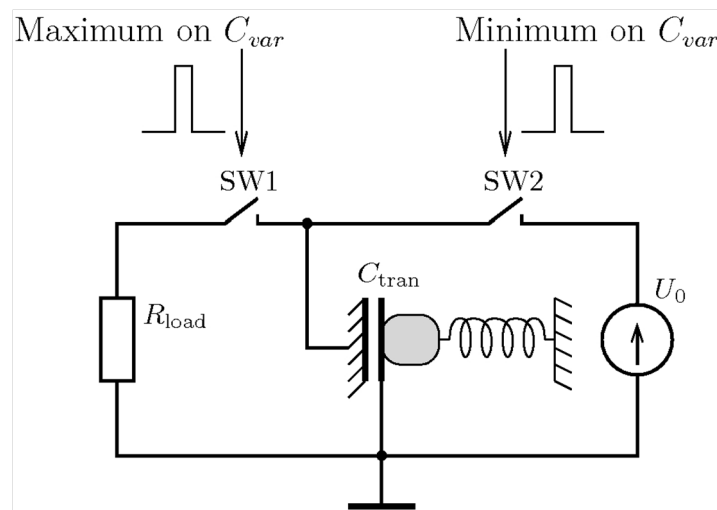


Figure II.19 – Circuit de conditionnement utilisé pour les simulations avec $R_{load}=1 \Omega$.

Le résonateur est soumis à une accélération sinusoïdale de fréquence $f = 200$ Hz, et dont l'amplitude A_{ext} croît linéairement dans le temps.

La figure **II.20** présente les graphes de la rampe de l'accélération externe et du déplacement de l'électrode mobile ainsi que les évènements de détection des maxima et minima locaux de C_{var} .

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

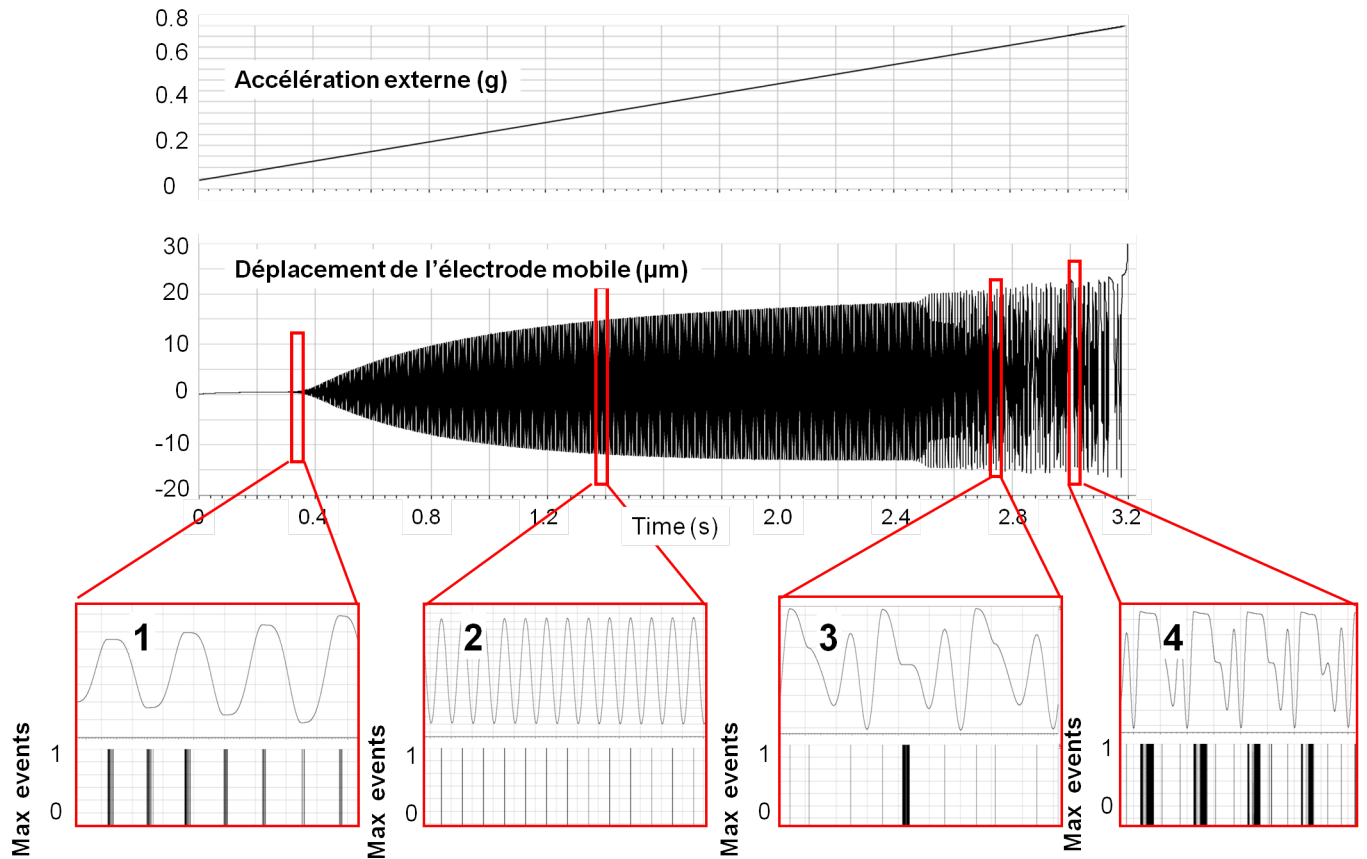


Figure II.20 – Comportement dynamique du transducteur et zooms sur les différents modes d'instabilité : 1) instabilité à basse amplitude, 2) mode stable régulier, 3) instabilité à moyenne amplitude, 4) instabilité à haute amplitude

Chaque zoom correspond à un mode comportemental différent. Le mode 2 correspond au mode “normal” pour lequel il existe une et une seule détection d'un maximum (ou minimum) de C_{var} par période. La théorie de la récupération d'énergie à charge constante n'est validée que pour ce mode uniquement.

Les trois autres modes sont très différents et spécifiques à une gamme d'amplitude de l'accélération :

- **Instabilité à haute amplitude (zoom 4)** : considérons le moment où l'électrode mobile se rapproche de la position $x = X_{cl}$, qui est la position la plus proche de l'électrode fixe. La capacité C_{var} augmente et le transducteur n'est pas polarisé. A la position X_{cl} , le maximum de la valeur de la capacité est détecté et une tension U_0 est appliquée au transducteur. L'électrode mobile

devrait alors s'éloigner de l'électrode fixe, *i.e.* C_{var} devrait diminuer, seulement le transducteur génère alors une force attractive F_{elec} :

$$F_{elec} = \frac{1}{2}U_0^2\varepsilon_0\frac{S}{(d_0 - X_{cl})^2}$$

tandis que le ressort et les vibrations externes génèrent la force de rappel F_{rappel} telle que :

$$F_{rappel} = kX_{cl} + \alpha mA_{ext} \quad (\text{II.23})$$

où α est un coefficient compris entre 1 et -1 et dont les valeurs dépendent de l'amplitude de l'accélération externe lorsque la position de l'électrode mobile est X_{cl} .

L'instabilité survient lorsque la force électrostatique devient supérieure à la force de rappel. Sous l'effet de la force attractive, l'électrode mobile se déplace un peu plus vers l'électrode fixe. C_{var} augmente à nouveau et, de fait, un minimum local est observé. Le circuit de conditionnement décharge alors le transducteur, empêchant le phénomène de pull-in. La force électrostatique disparaît et l'électrode mobile s'éloigne de l'électrode fixe. La capacité décroît et un maximum de C_{var} est détecté. La tension U_0 est à nouveau appliquée et les étapes précédentes se répètent.

Ce comportement est observé sur le zoom 4 : on peut voir que l'électrode mobile reste un long moment à une position relativement proche de l'électrode fixe. Pendant ce laps de temps, plusieurs détections de maxima ont lieu.

Dans le cas d'un circuit de conditionnement idéal (aucun retard dans la détection des min/max, chargement instantané de C_{var}), les détections des minima et maxima de C_{var} interviennent à une fréquence infinie. Dans la réalité et le cas simulé ici, ces retards, fixés à 1 μ s, définissent la dynamique actuelle du système, qui est chaotique et très différente du phénomène de pull-in dynamique classique.

- **Instabilité à amplitude moyenne (zoom 3)** : les simulations montrent que le comportement régulier d'un REV à charge constante devient instable dès lors que la force électrostatique devient supérieure à la force de rappel. Sur le zoom 3, on peut observer que la seconde harmonique et les harmoniques supérieures impactent fortement sur le comportement du résonateur. Le comportement dynamique devient moins régulier.
- **Instabilité à faible amplitude (zoom 1)** : le comportement instable du transducteur inter-

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

vient pour des amplitudes très faibles de l'accélération externe. L'électrode mobile reste un long moment à ses positions extrêmes, provoquant plusieurs détectons de maxima.

Ces phénomènes peuvent être expliqués à l'aide du modèle analytique décrit dans [51] et basé sur la méthode de la première harmonique : si un résonateur est excité par une force périodique non-sinusoidale et si cette force a son harmonique fondamentale dans la bande passante du résonateur, alors les harmoniques supérieures de la force sont atténuées par la réponse en fréquence du résonateur. Les oscillations du résonateur peuvent alors être considérées comme sinusoidales à la fréquence fondamentale de l'accélération externe.

a) Limite basse de A_{ext} requise pour un comportement stable

i) Loi Newtonienne pour l'harmonique fondamentale

L'existence d'une limite basse d'amplitude de A_{ext} , requise pour obtenir une oscillation périodique quasi-sinusoidale du transducteur, peut s'expliquer par le couplage des harmoniques 0 et 1 du déplacement de l'électrode mobile.

Puisque l'on travaille à charge Q_0 constante, le transducteur génère une force constante F pendant une demi-période :

$$F = \frac{1}{2}U_0^2\varepsilon_0\frac{S}{(d_0 - X_{cl})^2} \quad (\text{II.24})$$

et une force nulle pendant l'autre demi-période. La force moyenne (harmonique 0) est donc $F/2$. En écrivant la seconde loi de Newton pour l'harmonique fondamentale, on obtient :

$$kX_{med} = \frac{F}{2} \quad (\text{II.25})$$

$$X_{med} = \frac{F}{2k} \quad (\text{II.26})$$

où X_{med} est la position moyenne de la masse mobile. X_{med} ne peut pas être supérieur à X_{cl} d'où :

$$X_{med} = \frac{1}{4k}U_0^2\varepsilon_0\frac{S}{(d_0 - X_{cl})^2} \leq X_{cl} \quad (\text{II.27})$$

La solution de cette inégalité est l'intervalle $[X_1, X_2]$, où X_1 est la valeur minimale de X_{cl} pour laquelle le système peut opérer dans un mode stable pour un k et un U_0 donnés.

ii) Utilisation de la méthode de la 1^{ère} harmonique avec le concept de l'impédance mécanique

Utilisons l'étude menée dans [51] qui décrit le comportement régulier d'un REV électrostatique par la méthode de la première harmonique.

L'impédance mécanique du transducteur à la première harmonique est définie par :

$$\Psi_t = -\frac{F_t^\omega}{V} \quad (\text{II.28})$$

où F_t^ω est l'amplitude complexe de la 1^{ère} harmonique de la force générée par le transducteur et V est l'amplitude complexe de la vitesse de l'électrode mobile.

La capacité variable C_{var} peut s'écrire :

$$C_{var}(x) = \frac{C_0 x}{1 - \frac{x}{d_0}} \quad (\text{II.29})$$

où C_0 est la valeur de C_{var} quand $x=0$ et x le déplacement de la masse mobile tel que :

$$x = X_{max} \cos \omega t \quad (\text{II.30})$$

La tension sur le transducteur $U_{C_{var}}$ est égale à :

$$U_{C_{var}}(t) = \frac{q_{var}}{C_{var}} \quad (\text{II.31})$$

$$U_{C_{var}}(t) = \begin{cases} \frac{Q_0}{C_0} \left(1 - \frac{X_{max}}{d_0} \cos \omega t\right), & 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

et la force f_t est égale à :

$$f_t(t) = \frac{U_{C_{var}}^2}{2} \frac{dC_{var}}{dx} \quad (\text{II.33})$$

2. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire hors-plan à entrefer variable

$$f_t(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{Q_0^2}{C_0 d}, & 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

L'expression de cette force correspond à la force d'amortissement coulombienne mentionnée dans [52] et reprise dans [26].

La transformée de Fourier de la fonction $f_t(t)$ nous donne :

$$F_t^\omega = -j \frac{1}{\pi} \frac{Q_0^2}{C_0 d} \quad (\text{II.35})$$

Avec $V = j\omega X^\omega$, d'après (II.28) l'impédance Ψ_t du transducteur est donc égale à :

$$\Psi_t = \frac{1}{\pi} \frac{Q_0^2}{C_0 d} \frac{1}{\omega X^\omega} = \frac{1}{\pi} \frac{U_0^2 C_{max}^2}{\epsilon_0 S} \frac{1}{\omega X^\omega} \quad (\text{II.36})$$

où X^ω est l'amplitude de mouvement de la masse mobile et $X^\omega = X_{cl} - X_{med}$.

La seconde loi de Newton peut également s'écrire :

$$|\Psi_t + \Psi_r| = \frac{mA_{ext}}{\omega X^\omega} \quad (\text{II.37})$$

où Ψ_r est l'impédance mécanique du résonateur, égale à l'amortissement μ si la fréquence de travail est proche de la fréquence de résonance du système.

L'équation (II.37) peut s'écrire :

$$\left| \frac{1}{\pi} \frac{U_0^2 C_{max}^2}{\epsilon_0 S} \frac{1}{\omega} + \psi_r X^\omega \right| = \frac{mA_{ext}}{\omega} \quad (\text{II.38})$$

En prenant la condition limite pour laquelle : $X_{med} = X_{cl} = X_1$ et donc $X^\omega = 0$, on obtient :

$$A_{ext} = \frac{1}{m\pi} \frac{U_0^2 C_{max}^2}{\epsilon_0 S} \quad (\text{II.39})$$

$$= \frac{1}{m\pi} \frac{U_0^2 \epsilon_0 S}{(d_0 - X_1)^2} \quad (\text{II.40})$$

or, d'après l'équation (II.27), $X_{med} = \frac{1}{4k} U_0^2 \frac{\epsilon_0 S}{(d_0 - X_1)^2}$, d'où :

$$\begin{aligned} A_{ext} &= \frac{4kX_1}{m\pi} \\ &= \frac{4}{\pi} \omega^2 X_1 \\ &\approx \omega^2 X_1 \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

Cette équation exprime une condition simple sur l'amplitude de $A_{ext_{min}}$ pour que le comportement mécanique du transducteur soit périodique et sinusoïdal.

Ce résultat est en parfait accord avec la simulation.

b) Limite sur A_{ext} entre les modes instables à haute et moyenne amplitude

Nous avons vu que l'instabilité à haute amplitude de A_{ext} intervenait en même temps que le phénomène de pull-in, soit pour :

$$\frac{1}{2} \frac{U_0^2 \epsilon_0 S}{(d_0 - X_{cl})^2} \geq kX_{cl} + \alpha m A_{ext} \quad (\text{II.42})$$

Comme l'impédance du transducteur est réelle et que l'on considère que le système fonctionne à la résonance, alors la force externe $mA_{ext}(t)$ et le déplacement de la masse mobile présentent un décalage de $\pi/2$ et donc $\alpha = 0$.

L'inégalité (II.42) nous donne la position d'équilibre instable de l'électrode mobile lorsque le transducteur est polarisé avec une tension U_0 ($= x_{eq_{instable}}$). Pour notre système, cette position est $x=21.8 \mu\text{m}$. Effectivement, le graphe II.20 nous montre une instabilité à haute amplitude qui survient pour des valeurs de $X_{cl} > 21.8 \mu\text{m}$.

c) Comparaison du mode stable avec nos calculs

Le mode stable apparaît sur le zoom 2. L'amplitude maximale des oscillations est alors de $15 \mu\text{m}$. Pour une telle amplitude, on obtient par simulation une énergie récupérée de 13.3 nJ . En multipliant cette valeur par la fréquence de résonance (200 Hz), on obtient la puissance maximale récupérée soit $P'_{h_{max}} = 2.7 \mu\text{W}$. La tension $U_{Cvar_{max}}$ est alors de 37 V (figure II.21a).

L'évolution de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ est présentée figure II.21b. La position des stoppeurs

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

est $h_s=12.4 \mu\text{m}$ de telle sorte que $x_{max}=15 \mu\text{m}$. Pour $U_0=15 \text{ V}$, on retrouve exactement les valeurs de $P'_{h_{max}}$ et de $U_{Cvar_{max}}$ obtenues par simulation, validant ainsi notre étude analytique.

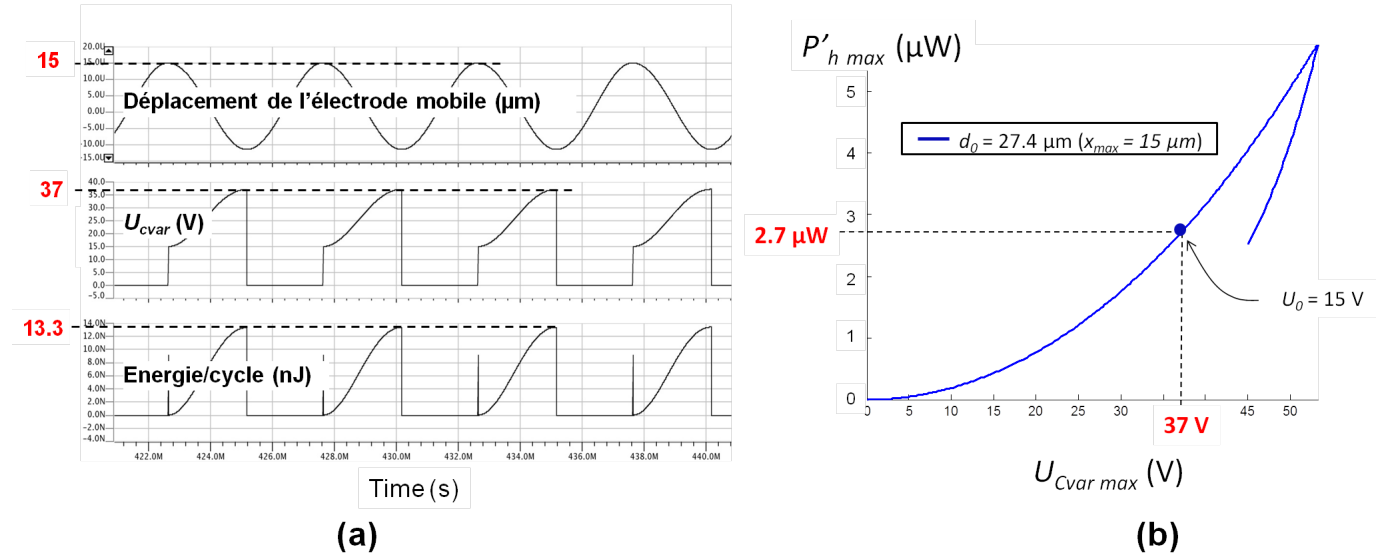


Figure II.21 – Simulations ELDO/VHDL-AMS de U_{Cvar} et de l'énergie récupérée par cycle dans le mode stable (a) et évolution de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour un déplacement de l'électrode mobile de $15 \mu\text{m}$ (b).

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

La structure est constituée d'une masse mobile suspendue à l'aide de ressorts. Des doigts solidaires de la masse mobile sont inter-digités avec des doigts fixes et forment ainsi une capacité variable dans laquelle on peut appliquer une tension de pré-charge U_0 (figure II.22). La masse mobile est fixée sur une table de vibrations qui lui procure une accélération externe A_{ext} . Les doigts mobiles sont équidistants des doigts fixes d'une distance d_0 pour une accélération externe et une tension de pré-charge nulles. Des stoppeurs isolants sont schématisés sur les doigts fixes pour éviter tout contact entre ces derniers et les doigts mobiles. Le tableau II.5 présente les différents paramètres de la structure.

Le but de ce travail est à nouveau de définir un design optimal en jouant sur les valeurs du couple $\{d_0, U_0\}$ afin de maximiser la puissance convertie du domaine mécanique vers le domaine électrique

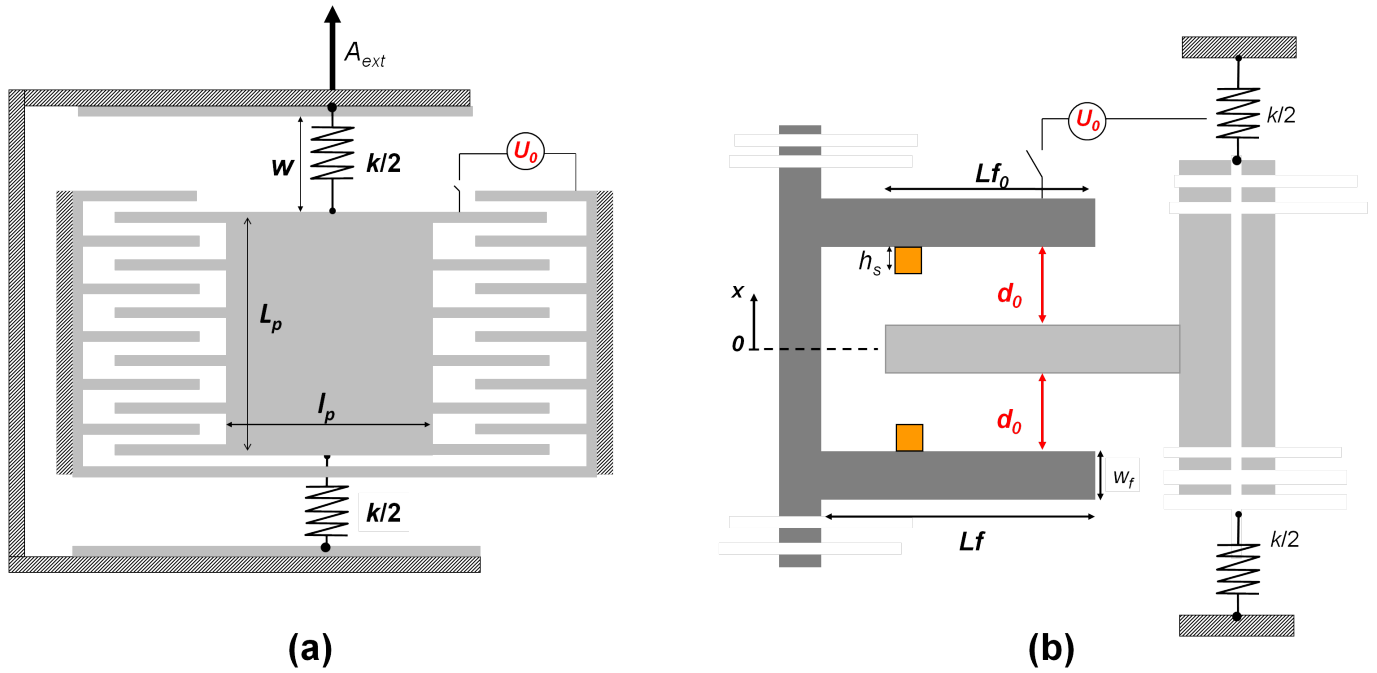


Figure II.22 – Schéma de la structure à peignes inter-digités à entrefer variable.

Longueur de la plaque mobile	L_p
Largeur de la plaque mobile	l_p
Longueur d'un doigt de la masse mobile	L_f
Longueur des électrodes en vis-à-vis	L_{f0}
Distance entre les doigts mobiles et fixes lorsque $U_0 = 0$ et $A_{ext} = 0$ (système au repos)	d_0
Largeur d'un doigt	w_f
Longueur d'un ressort	w
Raideur totale du système (ressorts considérés comme linéaires)	k
Dimension des stoppeurs	h_s

Tableau II.5 – Paramètres de la structure à peignes inter-digités présentée figure II.22.

$P'_{h_{max}}$, tout en conservant une tension aux bornes du système U_{Cvar} inférieure à la tension maximale supportée par l'électronique de conditionnement.

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

3.1 Évolution du système pré-chargé avec une tension U_0 (mode statique)

Dans les conditions statiques (sans accélération externe) et avec une tension de pré-charge $U_0 \neq 0$, les forces électrostatiques se compensent quand la structure est au repos et la masse mobile reste à l'abscisse $x = 0$. Sous l'effet d'une petite perturbation engendrant un déplacement δx , les doigts fixes se rapprochent des doigts mobiles sous l'effet de la force électrostatique.

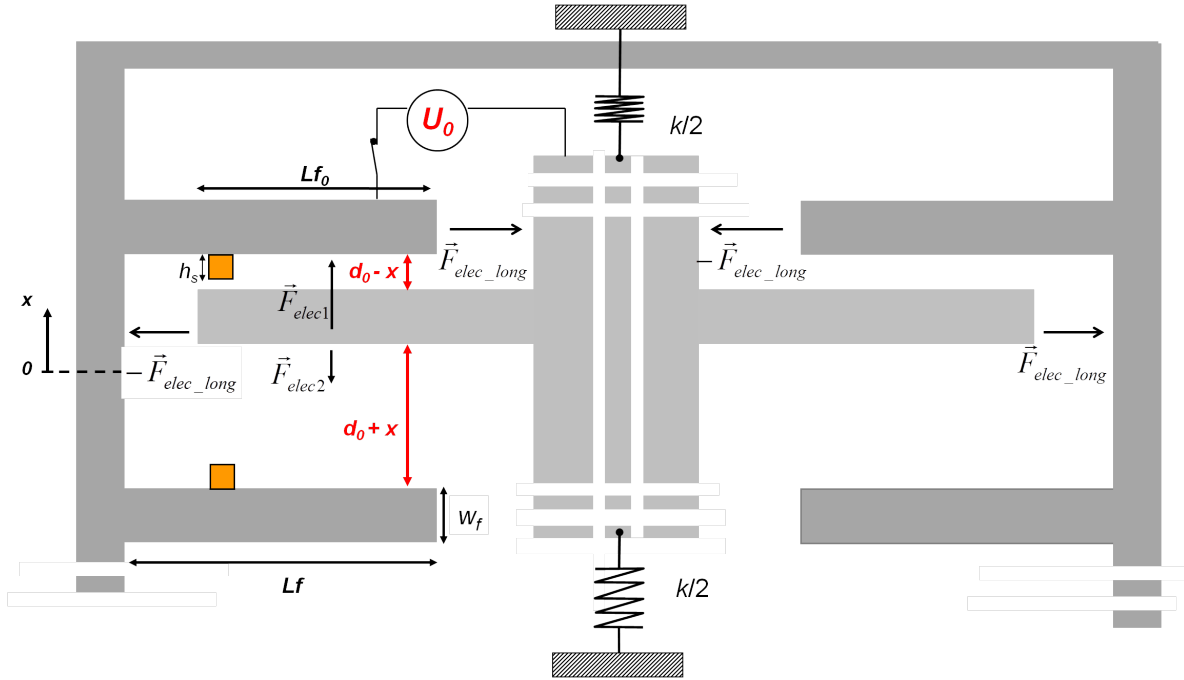


Figure II.23 – Mouvement de la masse mobile avec une tension de pré-charge $U_0 \neq 0$ et sans accélération externe.

Dans un premier temps, considérons un seul doigt mobile situé entre deux doigts fixes. L'énergie totale E du système est donnée par :

$$\begin{aligned}
 E &= E_{elec} + E_{mec} \\
 &= \frac{1}{2}C_{var}U_0^2 + \frac{1}{2}kx^2 \\
 &= \frac{1}{2}\frac{\epsilon S}{d_0 - x}U_0^2 + \frac{1}{2}\frac{\epsilon S}{d_0 + x}U_0^2 + \frac{1}{2}kx^2
 \end{aligned} \tag{II.43}$$

La force totale F agissant sur le système est la somme des forces mécanique F_{mec} et électrostatique

F_{elec} . La structure étant symétrique selon l'axe (ox), les forces électrostatiques longitudinales $F_{elec_{long}}$ se compensent.

$$\begin{aligned} F &= F_{elec} + F_{mec} \\ &= \frac{\varepsilon S}{2(d_0 - x)^2} U_0^2 - \frac{\varepsilon S}{2(d_0 + x)^2} U_0^2 - kx \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

or : $(d_0 - x)^2 - (d_0 + x)^2 = 4xd_0$

d'où :

$$F = \varepsilon S U_0^2 \frac{2d_0 x}{(d_0^2 - x^2)^2} - kx \quad (\text{II.45})$$

A l'équilibre, nous avons :

$$\begin{aligned} F_{mec} &= F_{elec} \\ kx &= \varepsilon S U_0^2 \frac{2d_0 x}{(d_0^2 - x^2)^2} \end{aligned} \quad (\text{II.46})$$

La solution de l'équation (II.46) nous donne le déplacement maximal autorisé x_{max} de la masse mobile pour une pré-charge U_0 donnée. Au-delà de cette position d'équilibre, la force électrostatique devient supérieure à la force de rappel élastique.

$$x_{max} = \sqrt{d_0^2 - U_0 \sqrt{\frac{2\varepsilon S d_0}{k}}} \quad (\text{II.47})$$

Si l'on considère la masse mobile dans son ensemble, avec N le nombre total de doigts mobiles donné par :

$$N = \frac{L_p + wf + 2d_0}{d_0 + w_f} \quad (\text{II.48})$$

on a alors :

$$x_{max} = \sqrt{d_0^2 - U_0 \sqrt{\frac{2\varepsilon N S d_0}{k}}} \quad (\text{II.49})$$

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

En utilisant les expressions normalisées suivantes :

$$\tilde{E} = \frac{E}{kd_0^2} \quad \tilde{x} = \frac{x}{d_0} \quad \tilde{U}_0^2 = \frac{N\varepsilon S}{kd_0^3} U_0^2$$

on obtient :

$$\tilde{E} = \frac{-2\tilde{U}_0^2}{1 - \tilde{x}^2} + \frac{1}{2}\tilde{x}^2 \quad (\text{II.50})$$

$$\begin{aligned} \tilde{F} &= \frac{-\partial\tilde{E}}{\partial\tilde{x}} \\ &= \frac{4\tilde{x}\tilde{U}_0^2}{(1 - \tilde{x}^2)^2} - \tilde{x} \end{aligned} \quad (\text{II.51})$$

Ce qui donne à l'équilibre :

$$\begin{aligned} \tilde{F} &= 0 \\ &\Leftrightarrow \\ \tilde{U}_0 &= \frac{1 - \tilde{x}^2}{2} = h(\tilde{x}) \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

La fonction $h(\tilde{x})$ est représentée sur la figure **II.24**. Au-delà d'une certaine tension \tilde{U}_0 , il n'existe pas de position d'équilibre. Cette tension correspond à la tension de pull-in \tilde{U}_{pi} pour laquelle l'unique position d'équilibre correspond à un déplacement nul ($\tilde{x}_{max} = 0$). L'énergie du système est alors à son minimum (figure **II.24b**).

Pour chaque valeur de tension $\tilde{U}_0 < \tilde{U}_{pi}$, il existe deux positions d'équilibre symétriques l'une de l'autre par rapport à la position de la plaque mobile au repos.

Si on pose $\tilde{x} = 0$ dans l'équation **II.52**, on obtient, en tenant compte des N doigts de la masse

mobile :

$$\begin{aligned}\tilde{U}_{pi} &= \frac{1}{2} \\ \Leftrightarrow \\ U_{pi} &= \sqrt{\frac{kd_0^3}{2N\epsilon S}}\end{aligned}$$

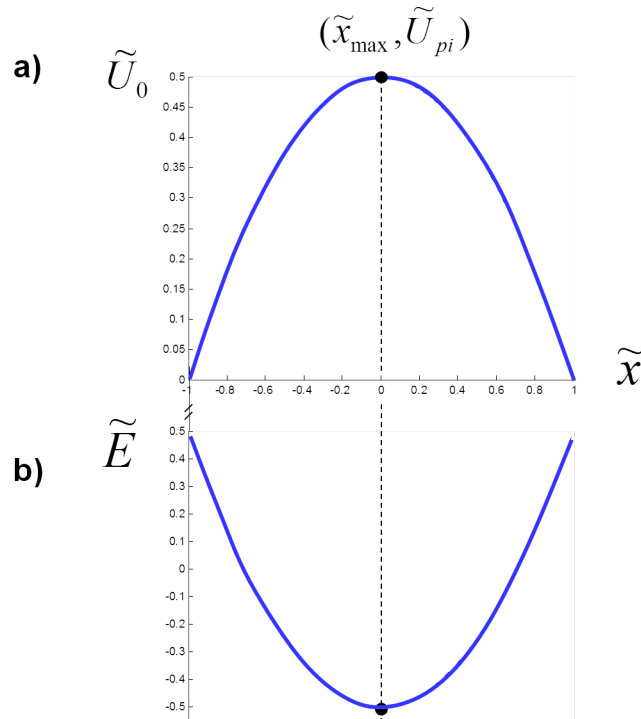


Figure II.24 – Représentation de la fonction h (a) et de l'énergie totale (b) en fonction des positions d'équilibre de la masse mobile.

A partir de l'égalité des forces à l'équilibre, on peut aussi exprimer les positions d'équilibre \tilde{x}_{max} en fonction de la tension de pré-charge appliquée \tilde{U}_0 :

$$\begin{aligned}\tilde{F} &= 0 \\ \Leftrightarrow \tilde{x}_{max} &= \begin{cases} 0 \\ \pm\sqrt{1-2\tilde{U}_0} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{II.53})$$

Il existe donc trois positions d'équilibre pour une tension de pré-charge U_0 donnée :

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

- $\tilde{x}_{max} = 0$, déplacement nul de la masse mobile par rapport à sa position d'origine et pour lequel les forces électrostatiques se compensent et la force mécanique est nulle.
- $\tilde{x}_{max} = \pm\sqrt{1 - 2\tilde{U}_0}$, positions d'équilibre symétriques par rapport à la position de la masse mobile au repos. Au-delà de ces positions, la force électrostatique devient supérieure à la force mécanique de rappel, provoquant ainsi le collage des doigts mobiles avec les doigts fixes.

Ces positions d'équilibre et l'énergie totale du système sont représentés sur la figure **II.25**, pour trois tensions de pré-charge différentes :

- $\tilde{U}_0 < \tilde{U}_{pi}$: la courbe d'énergie passe par un minimum local en $\tilde{x} = 0$ (équilibre stable) et deux maxima locaux en $\pm \tilde{x}_{max}$ représentant les positions d'équilibre instable.
- $\tilde{U}_0 \geq \tilde{U}_{pi}$: l'unique position d'équilibre est en $\tilde{x}_{max} = 0$. La courbe d'énergie possède un seul extremum en ce point. Si la masse mobile subit la moindre perturbation, les doigts fixes viennent se coller aux doigts mobiles.

3.2 Evolution du système soumis à une accélération externe (mode dynamique)

Étudions le parcours de la masse mobile lorsque la structure est soumise à des vibrations externes, et ce pour différentes valeurs de tension de pré-charge.

Si $U_0 = 0$ et $A_{ext} = 0$, la plaque mobile se situe à l'abscisse $x = 0$ (figure **II.26a**). Tant que $U_0 = 0$, aucune force électrostatique n'agit sur la masse mobile et si l'on soumet celle-ci à une accélération externe $a_{ext} \neq 0$, la seule force à prendre en compte est la force mécanique de rappel F_{mec} . Il n'y a donc pas d'instabilité électrostatique et les doigts mobiles peuvent, si l'accélération est suffisante, se déplacer jusqu'à la position $x = \pm(d_0 - h_s)$ (figure **II.26b**).

Si l'on applique maintenant une tension de pré-charge $U_0 \neq 0$, l'électrode mobile est soumise, en plus de la force mécanique de rappel, à une force électrostatique. On retrouve alors le problème d'instabilité à tension constante :

- la tension U_0 applicable doit être inférieure à U_{pi} et la position d'équilibre stable de la masse mobile est $x_{eqstable} = 0$.
- si l'on applique une accélération externe, la plaque mobile oscille autour de cette position d'équilibre.

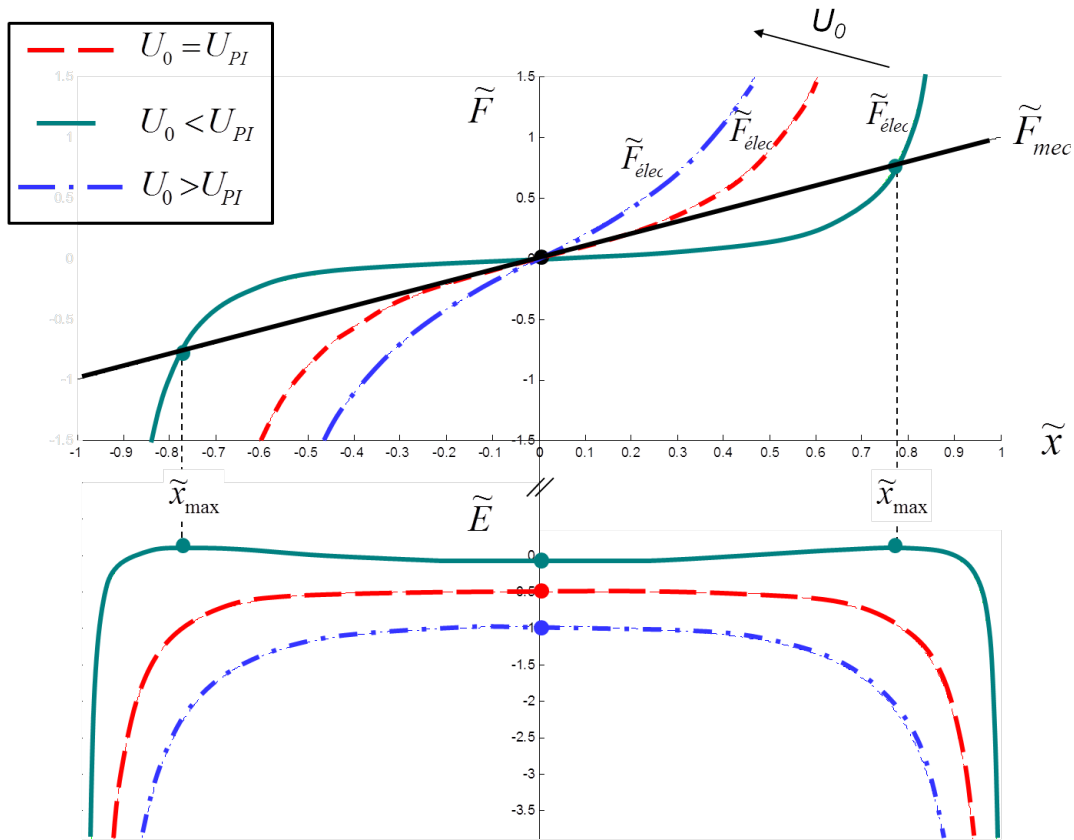


Figure II.25 – Représentation des forces électrostatique et mécanique et de l'énergie totale du système en fonction du déplacement de la masse mobile pour différentes tensions de pré-charge U_0 .

- d'après la courbe de la figure **II.24**, si $U_0 < U_{pi}$, il existe, en plus du point d'équilibre stable, deux positions d'équilibre instable $x_{eq_{instable}} = x_{max}$. Au-delà de ces positions, la force électrostatique devient plus importante que la force de rappel du ressort et le phénomène de pull-in intervient. Ces points sont donc les positions maximales autorisées par la masse mobile lorsque le système est soumis à une accélération externe et pré-chargé avec une tension U_0 . Il est nécessaire de connaître ces positions pour le calcul de la puissance récupérable et définir ainsi un design performant du dispositif.

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

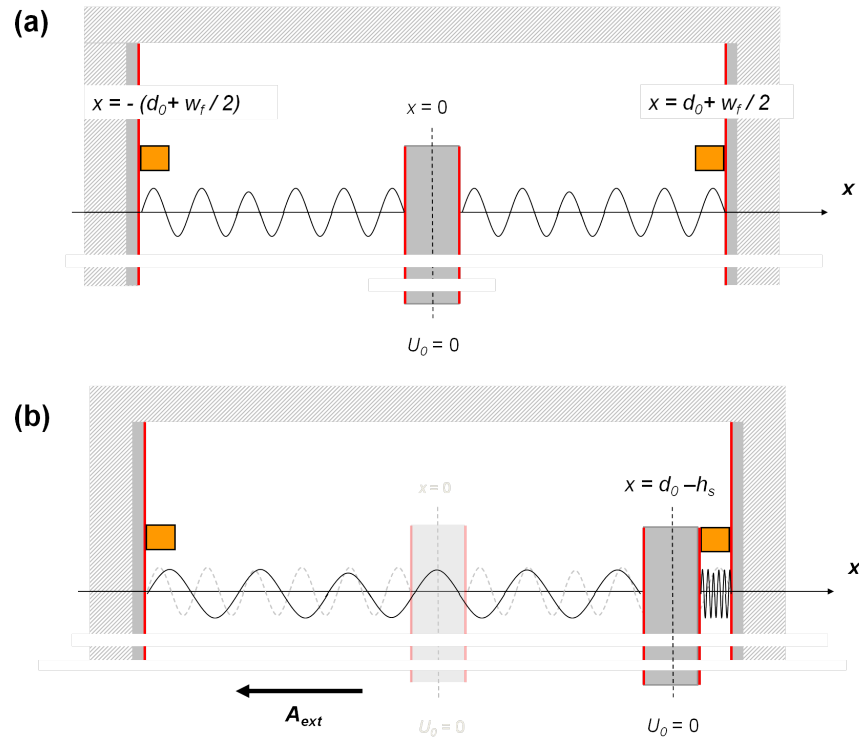


Figure II.26 – Parcours de la masse mobile pour $U_0 = 0$ (a) avant accélération externe et (b) après application d'une accélération maximale.

La figure II.27 représente les positions d'équilibre de la masse mobile soumise à une accélération externe lorsque le système est chargé avec une tension $U_0 < U_{pi}$ (II.27a) ainsi que les forces mécanique et électrostatique du système, en fonction de la distance parcourue par la masse mobile (II.27b).

La figure II.28 représente le déplacement maximal autorisé de la masse mobile (sans tenir compte de l'existence d'un stoppeur) en fonction de la tension de pré-charge U_0 . Pour $U_0 = 0$ V, le déplacement autorisé est évidemment maximal et égal à d_0 puis décroît quand U_0 augmente. Au-delà de la tension $U_0 = U_{PI}$ pour laquelle le déplacement maximal autorisé est nul, le phénomène de pull-in intervient.

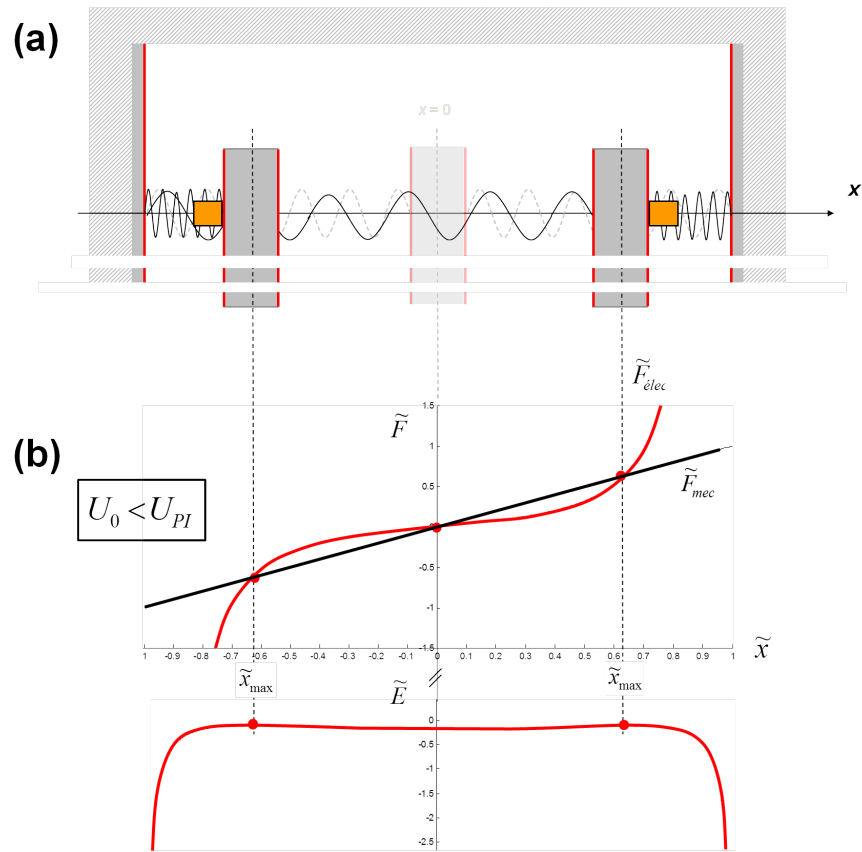


Figure II.27 – Parcours de la masse mobile pour $U_0 \neq 0$ (a) avant accélération externe et (b) après application d'une accélération maximale.

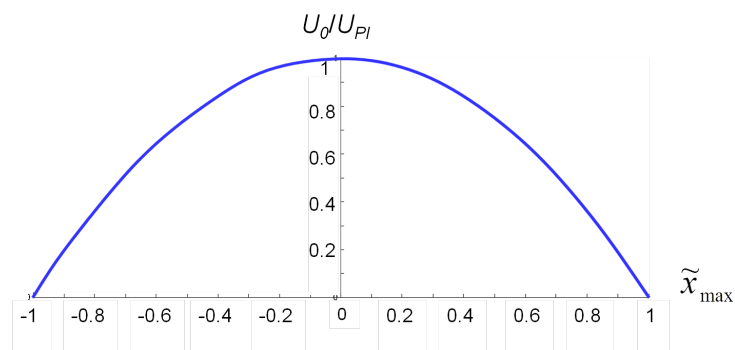


Figure II.28 – Déplacement maximal autorisé normalisé de la masse mobile en fonction de la tension de pré-charge.

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

3.3 Optimisation du design

On fixe les paramètres suivants :

L_p	l_p	L_f	L_{f0}	w_f	h (épaisseur du substrat)
1 cm	6 mm	2 mm	1.97 mm	30 μm	400 μm

Dans un premier temps, on prendra une capacité parasite $C_{par} = 10$ pF et une position des stoppeurs fixée à $d_0 - 1$ μm .

La fréquence mécanique de résonance f_{mec} du système est fixée à 200 Hz. La constante de raideur correspondante dépend directement de la masse et donc du nombre de doigts mobiles.

a) Étude de la puissance récupérable

On rappelle que la puissance maximale récupérable par un REV à transduction électrostatique est donnée par :

$$P'_{h_{max}} = \frac{1}{2} U_0^2 C_{max} \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1 \right) f_{elec}$$

Dans le cas de cette structure, on a $f_{elec} = 2 \times f_{mec}$.

La capacité maximale C_{max} est définie par :

$$C_{max} = C_{par} + N \times \left[\frac{\varepsilon S}{d_0 - x_{max}} + \frac{\varepsilon S}{d_0 + x_{max}} \right]$$

Comme le montre la figure **II.29**, C_{max} décroît lorsque U_0 augmente (le déplacement maximal autorisé devient plus faible) et diminue quand d_0 augmente car le nombre de doigts diminue.

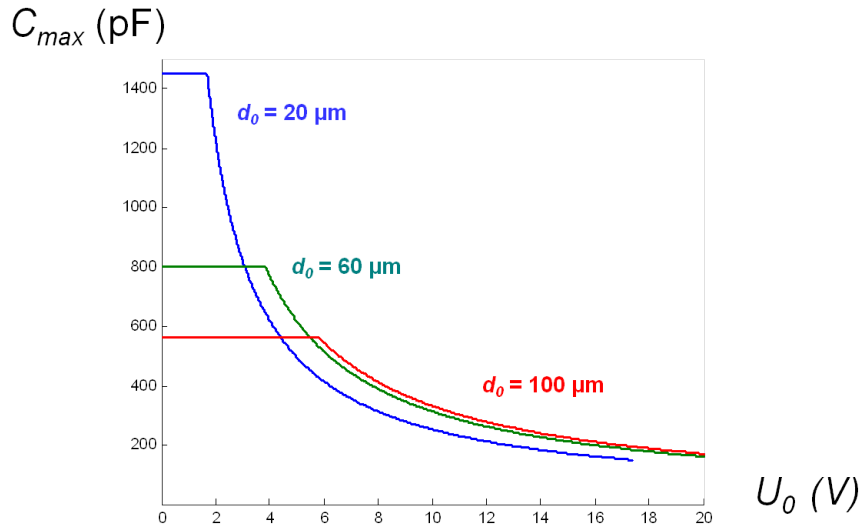


Figure II.29 – Variation de la capacité maximale en fonction de la tension de pré-charge pour différentes valeurs de d_0 .

La figure **II.30** montre l'évolution de la capacité minimale C_{min} avec d_0 .

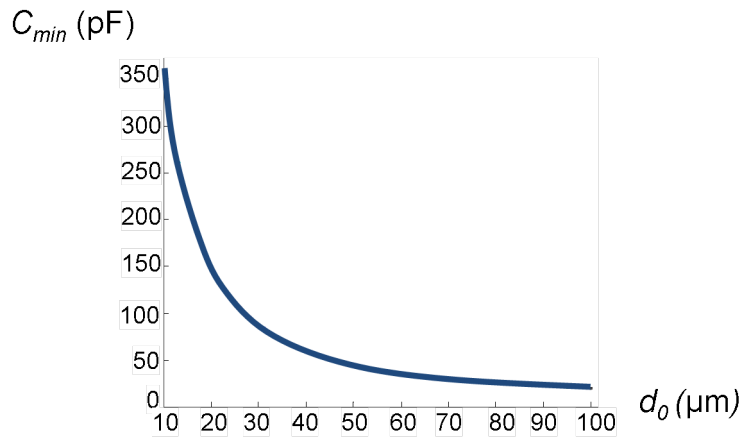


Figure II.30 – Variation de la capacité minimale en fonction de d_0

La figure **II.31** présente la variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de la tension de pré-charge pour différentes valeurs de d_0 . Comme pour la structure hors-plan à deux électrodes à entrefer variable, la puissance diminue quand U_0 augmente (le rapport C_{max}/C_{min} diminue) et augmente avec d_0 .

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

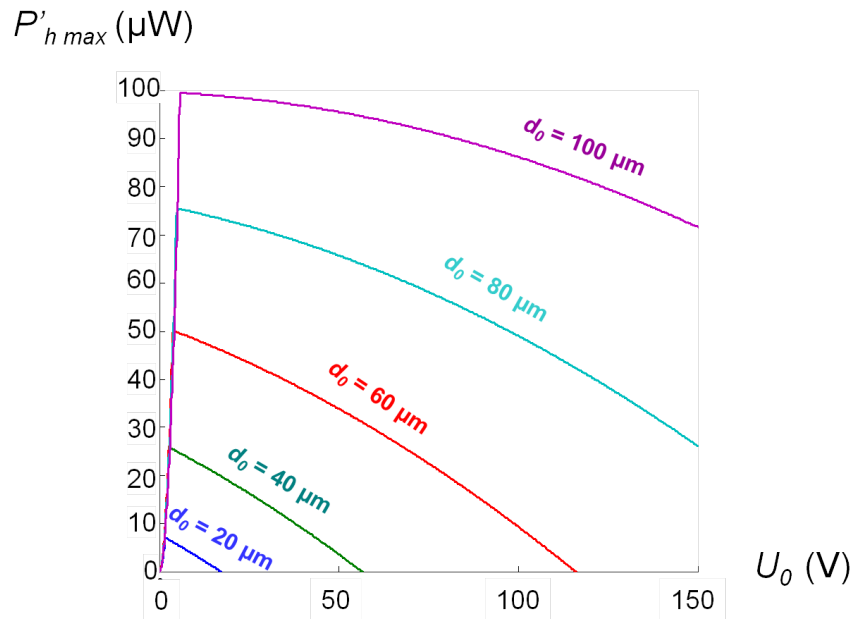


Figure II.31 – Variation de la puissance récupérable en fonction de U_0 .

b) Prise en compte d'une limite sur la tension $U_{Cvar_{max}}$

Rappelons les expressions de U_{Cvar} et $U_{Cvar_{max}}$, tensions aux bornes de la structure à tout instant et en position C_{min} respectivement.

$$U_{Cvar} = U_0 \frac{C_{max}}{C_{var}}$$

$$U_{Cvar_{max}} = U_0 \frac{C_{max}}{C_{min}}$$

La figure **II.32** présente l'évolution de la tension $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de U_0 pour différentes valeurs de d_0 . La tension augmente avec U_0 et d_0 .

La tension maximale supportée par l'électronique de conditionnement est fixée à 60 V (cf. section 2.2 paragraphe b)). On constate que seules les structures possédant un gap d_0 inférieur à 50 μm peuvent avoir une tension à leurs bornes qui n'excède pas 60 V, et ce pour une gamme de tensions de pré-charge propre à chaque valeur de d_0 .

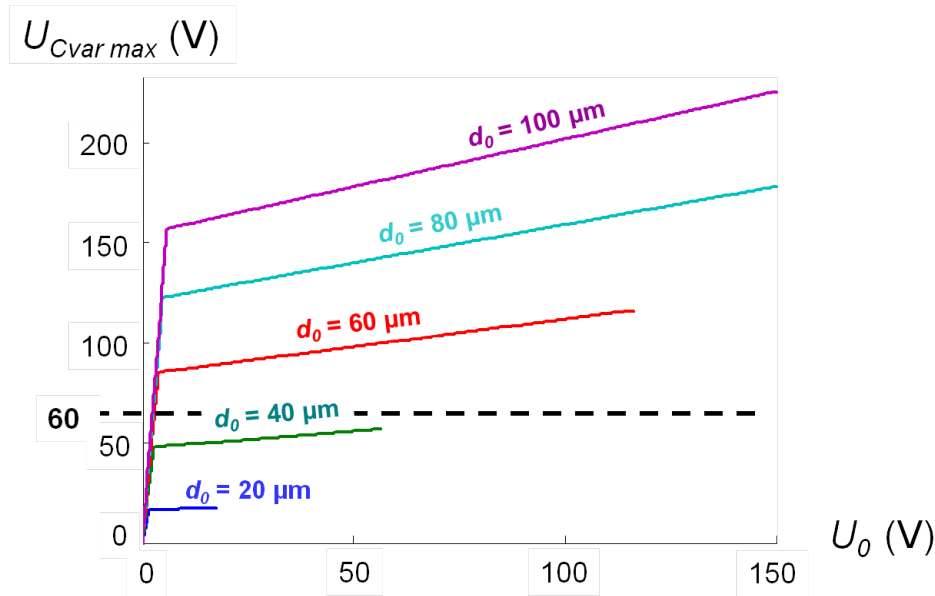


Figure II.32 – Variation de la tension $U_{Cvar_{max}}$ en fonction de U_0 .

La figure II.33 présente l'évolution de la puissance $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour différentes valeurs de d_0 .

Tout comme pour la structure hors-plan, la partie en pointillés correspond à la gamme de tensions U_0 pour lesquelles la véritable position $x_{eq_{instable}}$ se situe au-delà des stoppeurs situés à $d_0 - 1 \mu m$. La valeur de C_{max} est constante et $P'_{h_{max}}$ varie en U_0^2 . Les courbes présentent un sommet où l'énergie récupérable est maximale.

Ici, il s'agit de placer ce sommet à une tension $U_{Cvar_{max}} = 60$ V pour travailler dans des conditions optimales et ainsi récupérer un maximum d'énergie.

La fonction *optimtool* de Matlab[®] permet de trouver un design optimal pour le système. Le programme nous donne les paramètres suivants : $d_0 = 46.7 \mu m$ et $U_0 = 3.15$ V. La tension $U_{Cvar_{max}}$ est de 60 V et la puissance récupérée $P'_{h_{max}}$ est d'environ $34 \mu W$.

Dans ces conditions, le déplacement de la masse mobile est de $45.7 \mu m$ à partir de sa position d'équilibre et le rapport C_{max}/C_{min} est égal à $917 \text{ pF}/48 \text{ pF} \sim 19$. Le nombre de doigts mobiles N est de 132.

La figure II.34 présente la variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction $U_{Cvar_{max}}$ pour ce design optimisé.

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

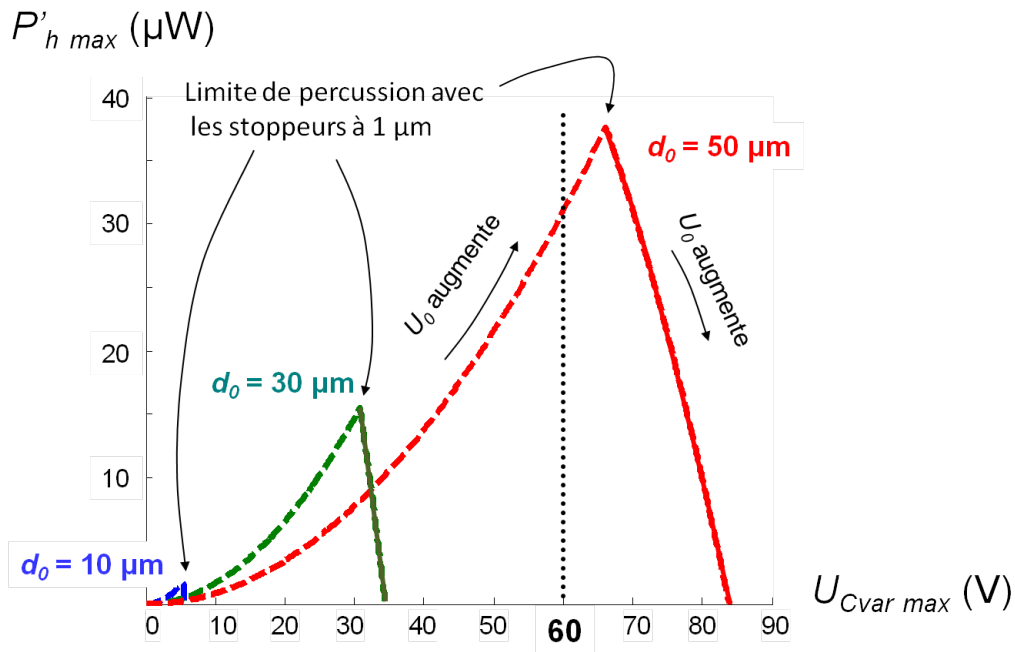


Figure II.33 – Variation de la puissance $P'_{h\max}$ en fonction de la tension $U_{Cvar\max}$

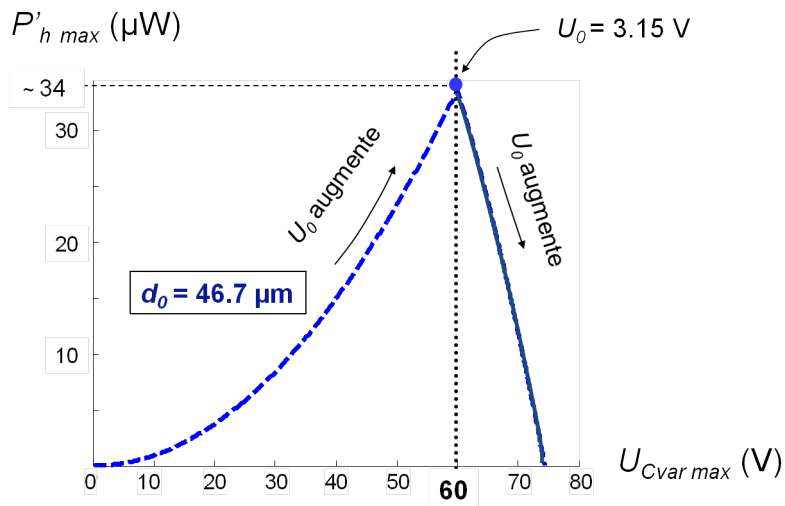


Figure II.34 – Variation de $P'_{h\max}$ en fonction de $U_{Cvar\max}$ pour une structure optimisée.

c) Conséquence d'une variation de l'accélération externe

L'accélération externe était jusqu'à présent considérée comme suffisante pour que la masse mobile atteigne les stoppeurs situés à $d_0 - 1\mu\text{m}$. Si, dans la structure optimisée précédemment, le déplacement de la masse mobile est réduit de 10% ($41.1\ \mu\text{m}$ au lieu de $45.7\ \mu\text{m}$), le nouveau rapport C_{max}/C_{min} est de ~ 4 .

La figure II.35 représente la variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ du design précédent mais pour une accélération engendrant un déplacement de la masse mobile réduit de 10%. Pour une même valeur de U_0 , la puissance maximale récupérable est désormais $P'_{h_{max}} \sim 1\ \mu\text{W}$. Pour cette accélération, $U_{Cvar_{max}}$ est maximisée pour une tension de pré-charge de 16 V. Dans ces conditions, le rapport C_{max}/C_{min} est toujours de ~ 4 mais désormais $P'_{h_{max}} \sim 26\ \mu\text{W}$, ce qui représente une diminution de seulement 23 % de la puissance maximale récupérée avec une accélération maximale.

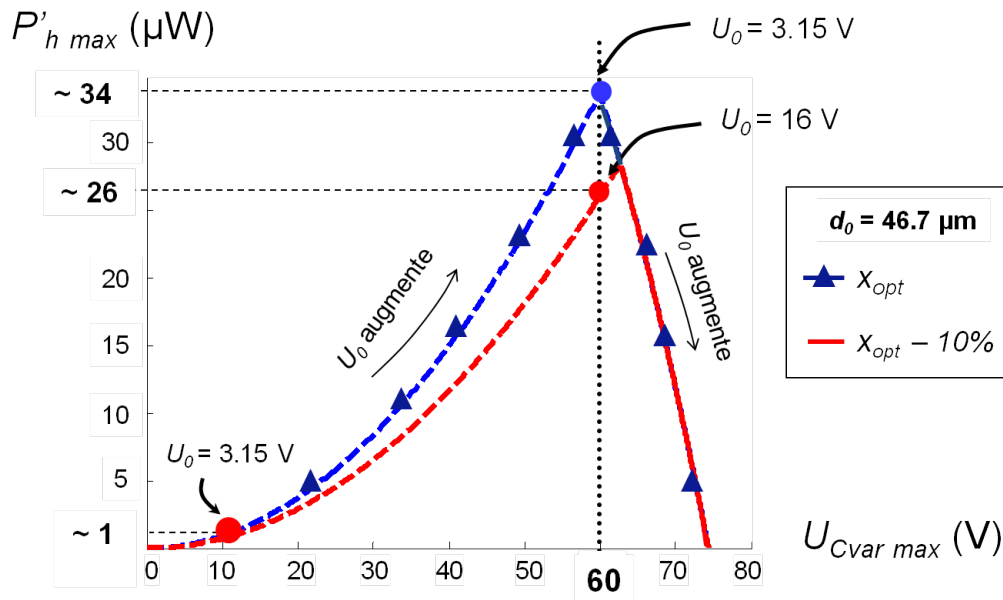


Figure II.35 – Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour une accélération externe engendrant un mouvement de la masse mobile réduit.

Afin d'être moins sensibles à une variation de l'accélération externe, reprenons l'étude faite dans le cas du transducteur hors-plan et optimisons un design dont le rapport C_{max}/C_{min} vaut 4 lorsque la masse mobile présente un déplacement maximal.

Le nouveau gap initial entre les doigts fixes et mobiles est $d_0=45.5\ \mu\text{m}$ et lorsque la structure est

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

préchargée avec une tension $U_0=15$ V, la puissance maximale récupérable $P'_{h_{max}}$ est de $27.7 \mu\text{W}$. Le déplacement maximal de la masse mobile est de $40.4 \mu\text{m}$ à partir de sa position d'origine.

Si une variation de l'accélération occasionne un déplacement réduit de 10% de la masse mobile, $P'_{h_{max}}$ chute à $8 \mu\text{W}$ pour une même tension de pré-charge.

La figure II.36 présente la variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour ce nouveau design soumis à une accélération de moindre amplitude.

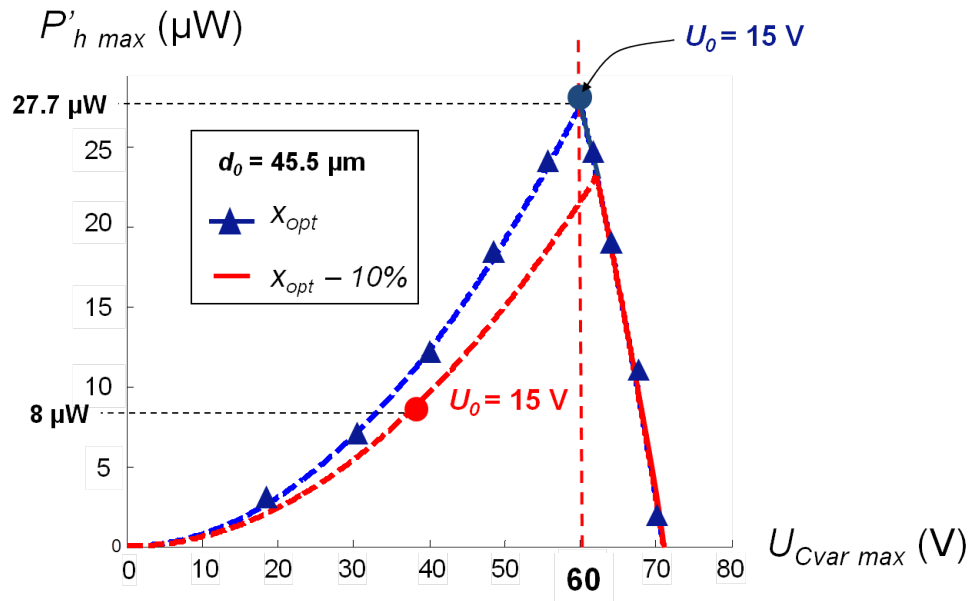


Figure II.36 – Variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ d'un transducteur présentant un rapport $C_{max}/C_{min}=4$ et soumis à une accélération externe engendrant un mouvement de la masse mobile réduit.

Ainsi, le transducteur optimisé sans contrainte sur le rapport C_{max}/C_{min} voit l'énergie qu'il peut délivrer chuter de 97% si le déplacement de sa masse mobile est réduit de 10%. Si U_0 est ajustée, l'énergie décroît de seulement 23%.

Pour un transducteur dont le rapport $C_{max}/C_{min}=4$, la même variation d'accélération externe occasionnera une perte de 71%.

d) Influence de la fréquence de résonance sur la puissance récupérable

La puissance maximale récupérable dépend directement de la fréquence électrique et donc de la fréquence mécanique du système. Il est intéressant d'étudier dans quelle mesure celle-ci impacte sur la valeur de $P'_{h_{max}}$ pour un design optimisé pour chaque fréquence.

Le tableau **II.6** présente les paramètres de design optimisé pour des fréquences de 100, 300 et 1000 Hz et la puissance récupérable $P'_{h_{max}}$ correspondante. Le gap initial d_0 et le déplacement maximal x_{max} diminuent avec la fréquence et bien sûr la puissance augmente.

F_{mec} (Hz)	d_0 (μm)	U_0 (V)	$P'_{h_{max}}$ (μW)	$U_{Cvar_{max}}$ (V)	C_{max}/C_{min}
100	78.5	2.39	9.2	60 V	25
	73.7	15.1	7.7	60 V	4
300	35.6	3.8	71	60 V	16
	35	15	58	60 V	4
1000	16.4	7.4	608	60 V	8
	16.4	15	527	60 V	4

Tableau II.6 – Paramètres des structures optimisées pour différentes valeurs de fréquence de résonance.

e) Influence de la capacité parasite sur la puissance récupérable

Les calculs précédents ont été réalisés en tenant compte d'une capacité parasite $C_{par} = 10$ pF.

L'augmentation de C_{par} influe fortement sur la valeur de C_{min} . Augmenter la valeur de la capacité parasite revient à diminuer le rapport C_{max}/C_{min} et donc à diminuer la puissance maximale récupérable. La figure **II.37** représente la variation de $P'_{h_{max}}$ en fonction de $U_{Cvar_{max}}$ pour la structure optimisée au paragraphe b) et ce pour deux valeurs de C_{par} .

Cependant, si la valeur de la capacité parasite est connue lors de l'étape de design du transducteur, celui-ci peut être optimisé en fonction de C_{par} .

Les géométries optimisées sont répertoriées dans le tableau **II.7** pour différentes valeurs de capacité parasite. La puissance maximale récupérable augmente avec C_{par} .

3.4 Validation de l'étude analytique par simulation ELDO/VHDL-AMS

Ce système électromécanique a été simulé en utilisant le modèle mixte ELDO/VHDL-AMS déjà utilisé à la section 2.3. Afin de valider l'optimisation effectuée sur le design, le transducteur a été

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

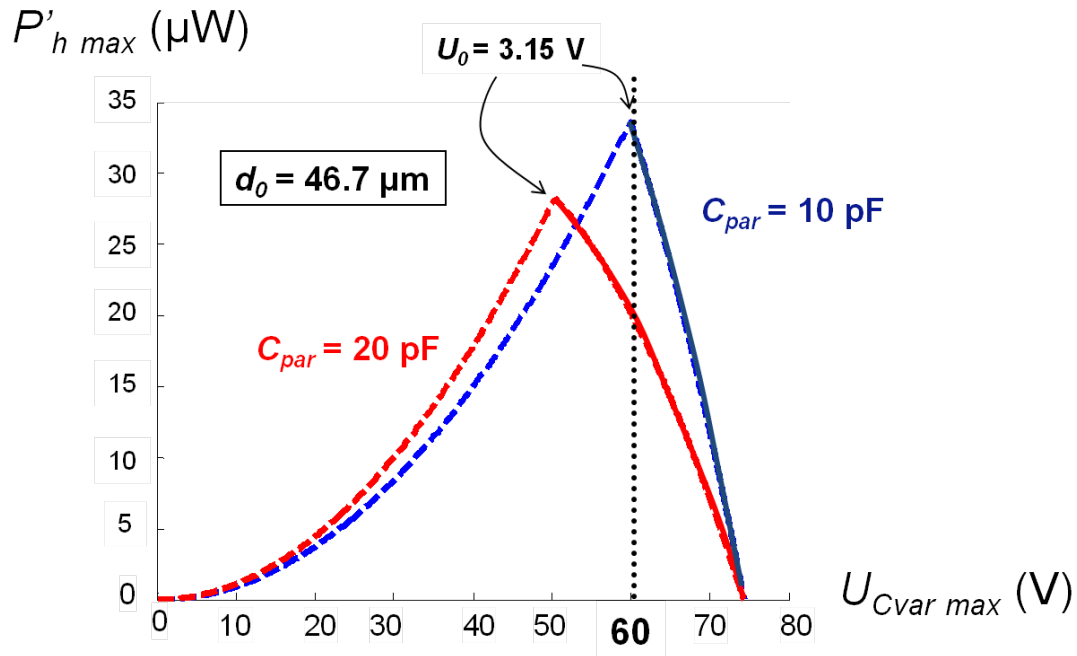


Figure II.37 – Effet d'une augmentation de la capacité parasite sur la variation de la puissance récupérable $P'_{h_{max}}$ en fonction de la tension aux bornes des électrodes $U_{Cvar_{max}}$.

C_{par} (pF)	d_0 (μm)	U_0 (V)	$P'_{h_{max}}$ (μW)	$U_{Cvar_{max}}$ (V)	C_{max}/C_{min}	h_s (μm)
10	46.7	3.15	34	60 V	19	1
	45.5	15	27.7	60 V	4	5.6
20	54	3.5	34.1	60 V	17	1
	50.6	15.5	28.2	60 V	4	4.8
60	159	8.8	38.8	60 V	7	1
	109.5	15	36	60 V	4	2.4

Tableau II.7 – Paramètres des structures optimisées en fonction de différentes valeurs de C_{par} .

implémenté dans le circuit électrique présenté figure **II.38**. Ce circuit de conditionnement contient une source de tension DC qui génère la tension U_0 et une résistance dans laquelle la capacité se décharge. Deux interrupteurs pilotés par un bloc décrit en VHDL-AMS relient les électrodes du transducteur au générateur et à la résistance. Le bloc génère des pulses sur les interrupteurs SW1 et SW2 quand la valeur de la capacité est maximale et minimale respectivement. Connaissant les valeurs de capacités minimale et maximale du transducteur ainsi que la tension de pré-charge, l'énergie convertie par cycle est calculée d'après l'équation **(I.15)**.

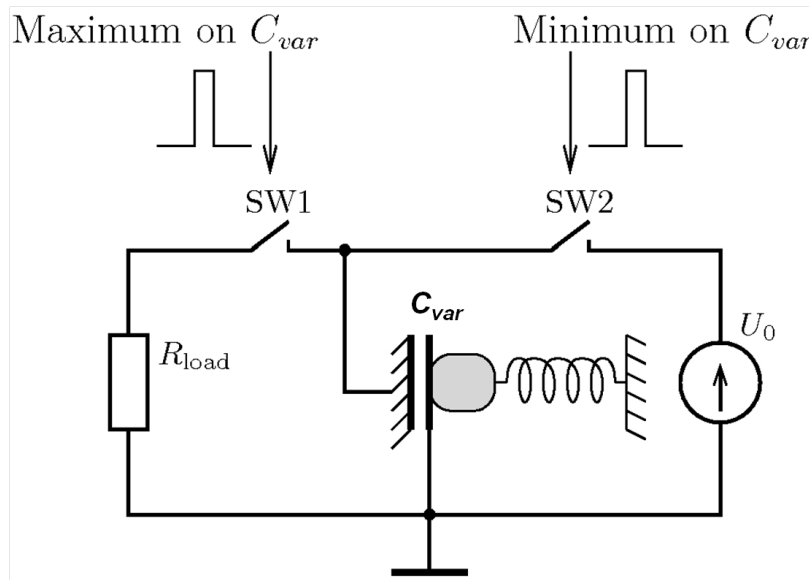


Figure II.38 – Circuit de conditionnement simplifié utilisé pour la simulation ELDO/VHDL-AMS.

On simule le design optimisé précédemment ($d_0=46.7 \mu\text{m}$), sans stoppeurs, pré-chargé avec une tension $U_0 = 3.15 \text{ V}$ et soumis à une accélération externe sinusoïdale de fréquence égale à 200 Hz et dont l'amplitude croît linéairement dans le temps. On fixe un facteur de qualité constant et égal à $Q=10$

La figure **II.39** présente l'amplitude de l'accélération externe, le déplacement x de la masse mobile, la variation de la capacité variable C_{var} , la tension maximale sur le dispositif $U_{C_{var}}$ ainsi que l'énergie convertie par cycle E_{cycle} .

L'amplitude du mouvement de la masse mobile croît avec l'accélération. Sur le zoom n°1, on observe un mouvement périodique et sinusoïdal de l'électrode mobile. La tension $U_{C_{var}}$ et l'énergie convertie par cycle augmentent de façon régulière. Quand le déplacement atteint $44 \mu\text{m}$, le comportement dynamique de la masse mobile devient chaotique.

Le zoom n°2 illustre le phénomène de pull-in qui intervient comme prévu dès que $x > 45.7 \mu\text{m}$. La capacité sature à $\sim 940 \text{ pF}$ et $U_{C_{var_{max}}}=60 \text{ V}$. L'énergie maximale convertie par cycle est égale à 82 nJ (figure **II.40**). En multipliant cette énergie par la fréquence électrique, on obtient la puissance convertie, soit $32.8 \mu\text{W}$. Ce résultat coïncide avec notre étude analytique avec une précision de 95%. Si l'on ne considère que le comportement dynamique stable du transducteur, avec un déplacement

3. Étude d'un récupérateur d'énergie vibratoire à peignes inter-digités à entrefer variable

maximal de $44 \mu\text{m}$, la puissance convertie par cycle n'est que de $6 \mu\text{W}$.

Pour un déplacement réduit de 10%, soit un déplacement de la masse mobile de $41 \mu\text{m}$, on a pu observer une énergie convertie est de 2.5 nJ . La puissance correspondante est donc de $1 \mu\text{W}$. Celle-ci correspond exactement à la puissance calculée au paragraphe c) de la section 3.3.

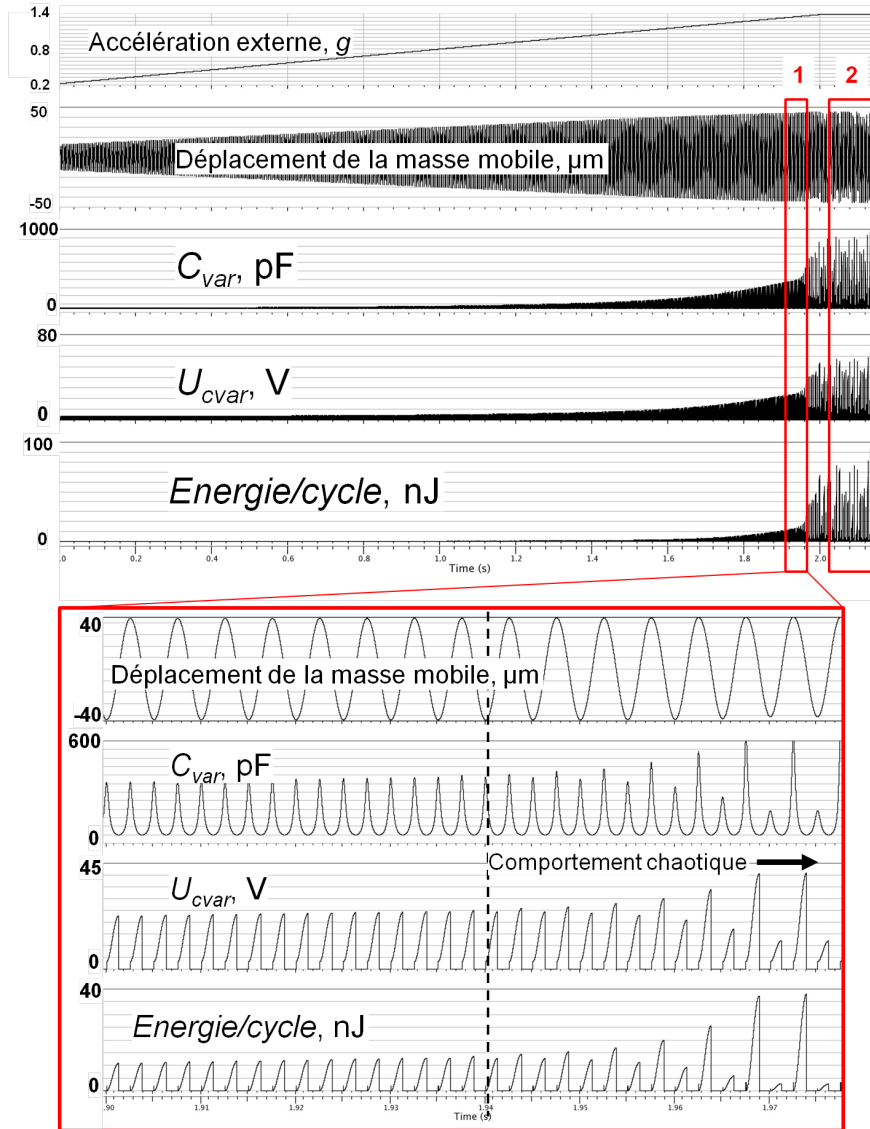


Figure II.39 – Résultat de la simulation ELDO/VHDL-AMS de l'architecture à peignes inter-digités à entrefer variable.

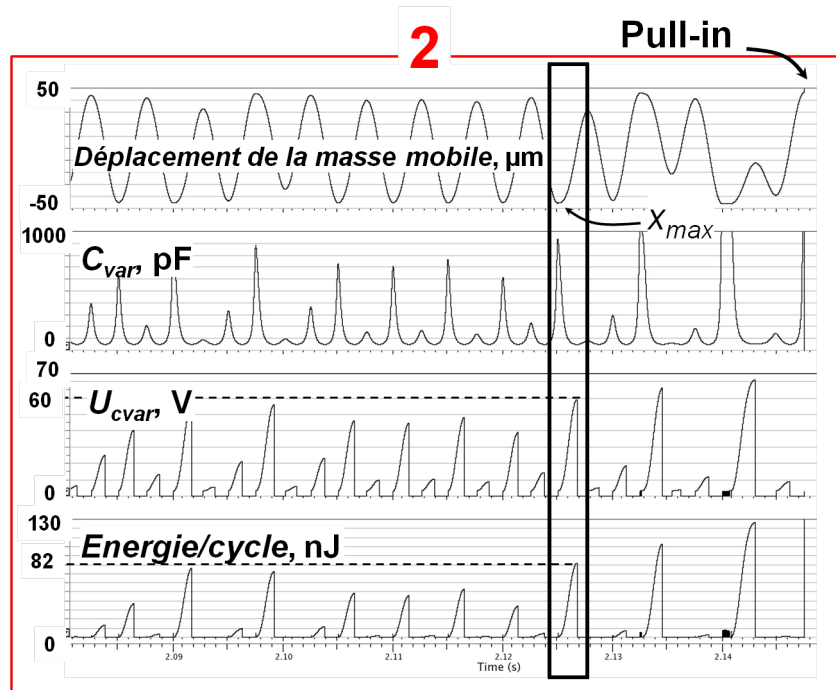


Figure II.40 – Détection du déplacement maximal x_{max} de l'électrode mobile.

4. Conclusion

Nous avons mené une étude de la dynamique et de la stabilité de deux types de transducteur :

- un REV hors-plan à entrefer variable,
- un transducteur à peignes inter-digités à entrefer variable.

Les positions d'équilibres stable et instable ont été calculées en fonction des tensions de polarisation.

La tension de *pull-in* au-delà de laquelle il n'existe aucune position d'équilibre a été identifiée.

Pour chaque transducteur, nous avons optimisé deux designs optimaux résonant à 200 Hz afin de maximiser la puissance convertie du domaine électrique vers le domaine mécanique, tout en conservant une tension sur les électrodes inférieure à la tension maximale supportée par l'électronique de conditionnement :

- un premier design pour lequel la fréquence d'excitation est constante et l'accélération maximale, permettant ainsi à l'électrode mobile de parcourir la totalité de son excursion,
- un second design pour lequel une variation du déplacement de l'électrode mobile (engendrée par une diminution de l'accélération externe ou une variation de la fréquence d'excitation) aura une

4. *Conclusion*

conséquence moins désastreuse en matière de puissance récupérée.

Ces designs ont été simulés en utilisant un modèle mixte ELDO/VHDL-AMS dans lequel les transducteurs ont été implémentés dans un circuit de conditionnement simplifié. Ces modélisations nous ont permis de valider nos calculs.

Chapitre III

Fabrication et caractérisation du récupérateur d'énergie

1.	Fabrication du transducteur	98
1.1	Gravure du verre	99
1.2	Photolithographie de l'aluminium	99
1.3	Gravure du silicium par DRIE	101
1.4	Soudure anodique silicium-verre	104
1.5	Rendement et difficultés rencontrées	104
2.	Caractérisation du transducteur	107
2.1	Caractérisation de la table vibrante	107
2.2	Réponse fréquentielle des structures	110
2.3	Mesure de la variation de capacité	117
2.4	Mesure de la puissance électrique récupérée	126
2.5	Conclusion	150

Ce chapitre porte sur la micro-fabrication et la caractérisation du récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électrostatique. Dans un premier temps, nous détaillerons le procédé de fabrication collective des transducteurs, puis nous présenterons les différentes étapes de leur caractérisation jusqu'aux mesures de récupération d'énergie.

1. Fabrication du transducteur

Nous avons fabriqué un récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électrostatique en technologie verre-silicium. Son architecture est celle d'un récupérateur à peignes-interdigités à entrefer variable. Le substrat en silicium dopé utilisé présente une résistivité $< 0.02 \Omega \cdot \text{cm}$. La structure est soudée sur un substrat de verre dans lequel une cavité est creusée pour permettre le déplacement de la masse mobile.

Le procédé de fabrication est présenté sur la figure III.1.

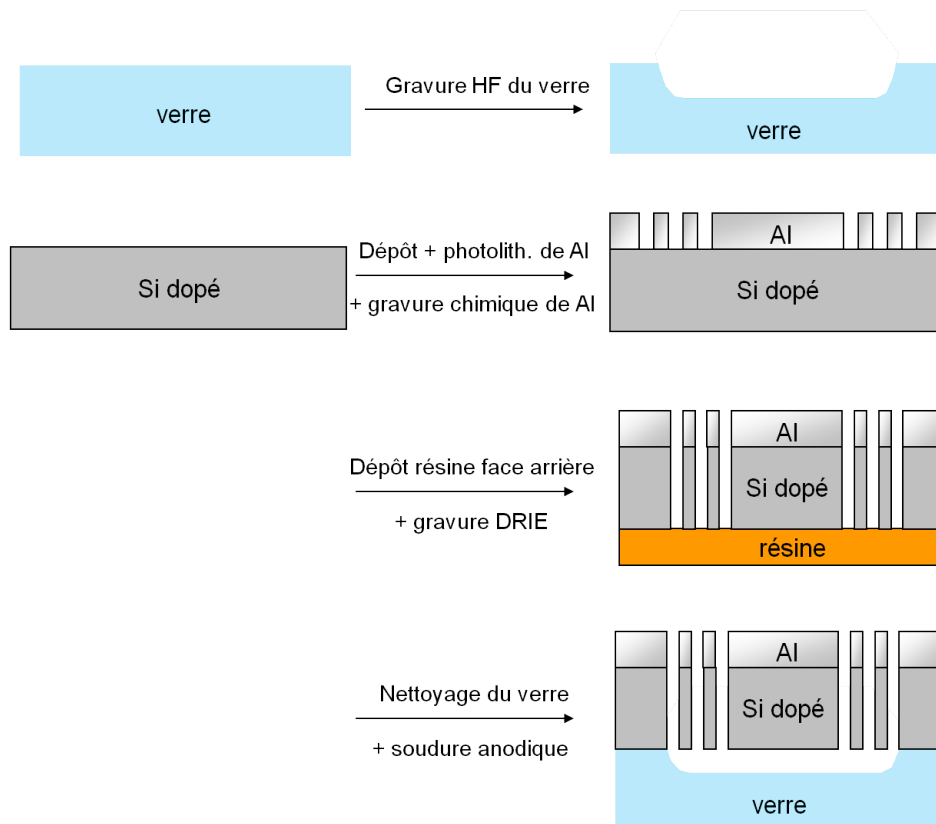


Figure III.1 – *Procédé de fabrication du transducteur à peignes inter-digités à entrefer variable.*

1. Fabrication du transducteur

1.1 Gravure du verre

Une bi-couche Cr (100 nm)/Au (500 nm) est déposée sur un substrat de verre 4" d'une épaisseur de 500 μm . Une étape de photolithographie permet d'obtenir des ouvertures rectangulaires d'environ 1.5 cm de coté. Après gravure chimique de l'Au et du Cr, les ouvertures sont ensuite gravées au HF sur une profondeur de 100 μm .

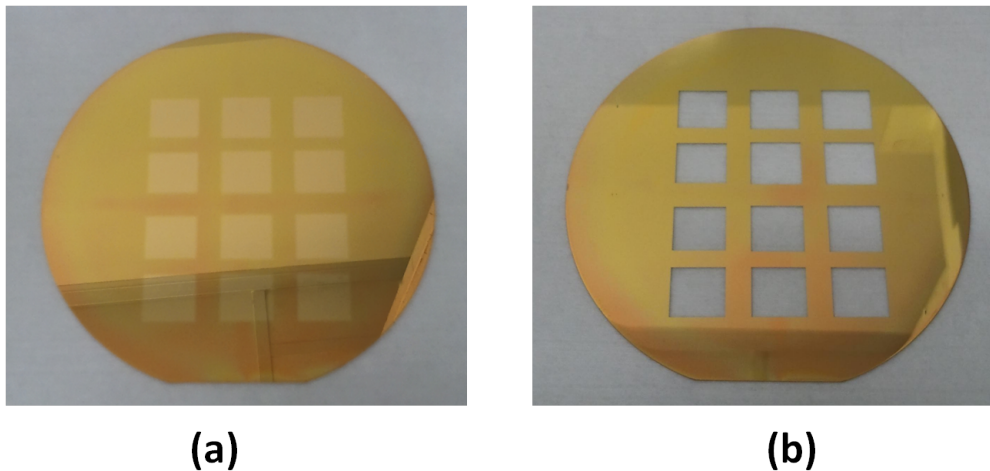


Figure III.2 – Substrat de verre avant (a) et après (b) gravure au HF.

1.2 Photolithographie de l'aluminium

Une couche d'aluminium de 500 nm, déposée sur le substrat par pulvérisation cathodique, sert de masque pour l'étape de gravure du silicium.

Le masque utilisé pour la lithographie optique comprend 12 structures, maintenues en suspension à l'aide de quatre ressorts linéaires de type "serpentins", et conçues pour avoir une fréquence de résonance de 200 Hz : six composants optimisés avec des rapports $C_{max}/C_{min} \sim 19$ (puces 4 à 9), trois autres avec des rapports de capacité $C_{max}/C_{min} \sim 4$ (puces 10 à 12). Les trois structures restantes (puces 1 à 3) sont identiques aux 6 premières mais avec des stoppeurs plus grands permettant un déplacement maximal de la masse mobile de 43.7 μm (au lieu de 45.7 μm). On espère ainsi éviter tout risque de court-circuit si toutefois les doigts mobiles ne sont pas complètement rigides. Le rapport C_{max}/C_{min} pour ces composants est de ~ 7 .

Une image GDS du masque et les dimensions de la puce sont présentées figures [III.3](#) et [III.4](#).

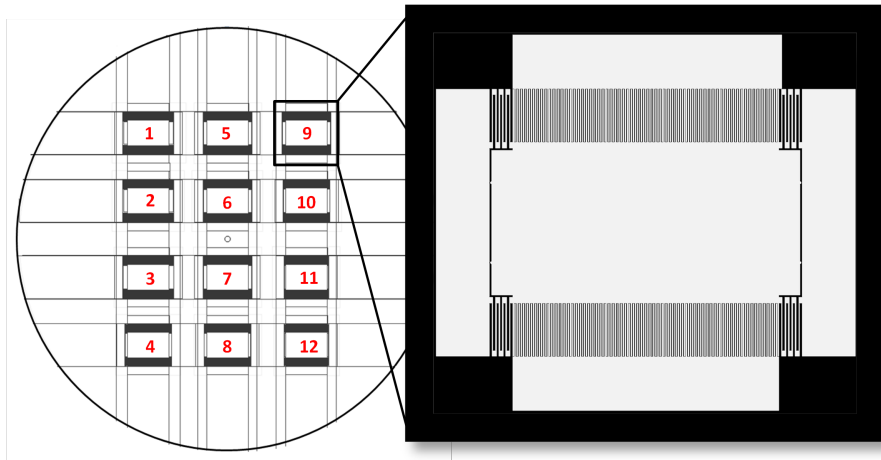


Figure III.3 – Schéma du masque utilisé pour la lithographie optique de la couche d'aluminium.

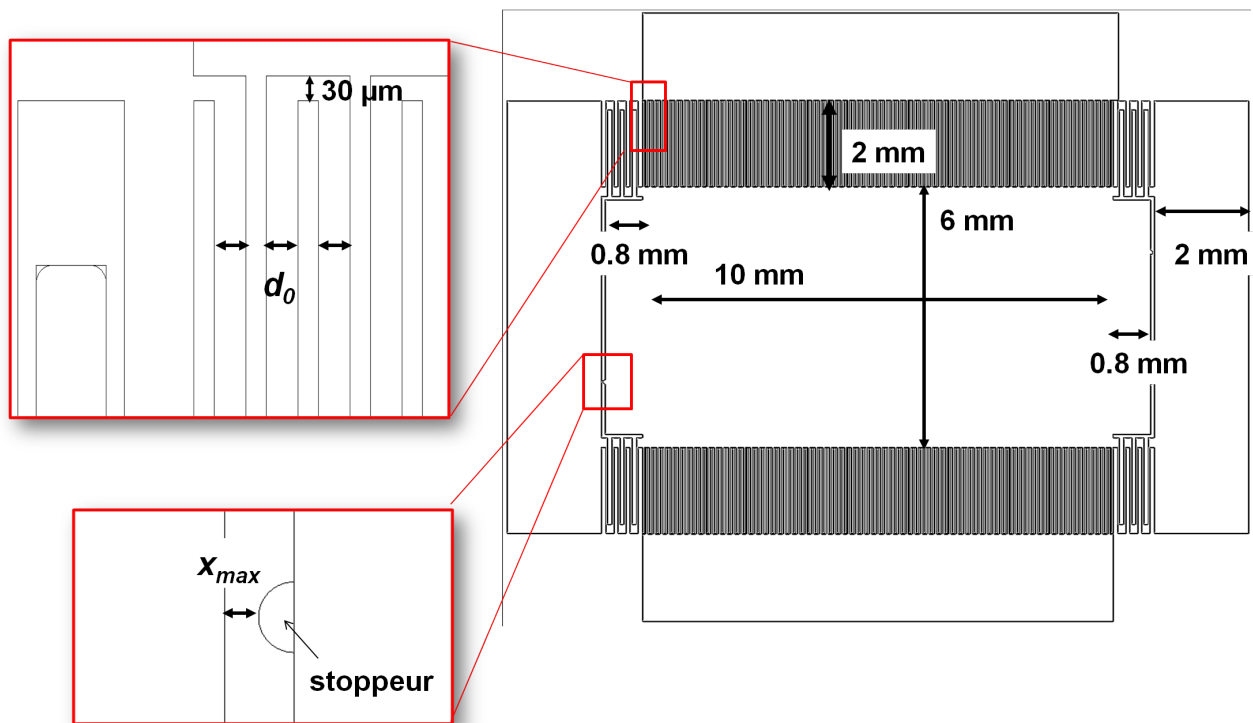


Figure III.4 – Dimensions des différents éléments constitutifs de la structure.

1.3 Gravure du silicium par DRIE

La gravure du silicium par DRIE est certainement l'étape la plus critique du procédé de fabrication. Elle doit permettre d'obtenir une gravure anisotrope avec un grand rapport d'aspect.

A l'ESIEE, l'étape de DRIE est assurée par le bâti 601E d'Alcatel. Celui-ci est équipé d'une source ICP de 2 KW et d'un générateur RF ou LF utilisé pour la polarisation du substrat. Ce dernier est clampé mécaniquement et peut être maintenu à des températures comprises entre $-150\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $+20\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Le procédé utilisé est le procédé *Bosch* dans lequel deux étapes sont répétées successivement afin d'obtenir des profils de gravure verticaux :

- une étape de gravure isotrope par un plasma d'hexafluorure de soufre SF_6 . Ce plasma contient des ions qui attaquent la plaque selon un axe perpendiculaire au plan du substrat.
- une étape de dépôt d'une couche de passivation C_4F_8 .

Chaque étape peut durer plusieurs secondes. La couche de passivation protège principalement les flancs verticaux du substrat des attaques chimiques tandis que durant la phase de gravure, les ions du plasma attaquent, avec une incidence normale, la couche de passivation déposée sur les flancs horizontaux. Ces deux étapes sont répétées plusieurs fois et à chaque cycle doit correspondre une gravure anisotrope du silicium sur une faible épaisseur.

Sur notre dispositif, il nous faut graver des ouvertures $30\text{ }\mu\text{m}$ minimum sur toute l'épaisseur du substrat ($400\text{ }\mu\text{m}$). L'étape est particulièrement critique à cause des effets physiques bien connus observés dans les gravures DRIE, appelés effets ARDE (*Aspect Ratio Dependant Etching*) [53]. Ces effets sont observés lorsque l'on essaie de graver sur un même masque des structures dont les ouvertures diffèrent. Pour pallier ce problème, une couche de résine faisant office de couche d'arrêt est déposée sur la face arrière du substrat de silicium. Ainsi, même les structures présentant des gap plus étroits peuvent être micro-usinés sans porter atteinte aux dimensions critiques des autres structures. Cependant, la sur-gravure doit être contrôlée avec précision : en effet, le bombardement prolongé des ions sur la résine peut induire le chargement de celle-ci avec pour conséquence l'attaque des flancs verticaux du substrat par rétro-diffusion des ions (phénomène de *notching*).

Le procédé de gravure DRIE est constitué des trois étapes consécutives suivantes :

1) Polarisation RF (étape 1)

- débit de 300 cm^3 de SF_6 sur 5 secondes
- débit de 150 cm^3 de C_4F_8 sur 2 secondes
- pression = 4 Pa
- puissance de la source ICP = 1800 W
- puissance de la source du substrat = 100 W

2) Polarisation RF (étape 2)

- le temps de gravure par le gaz SF_6 passe à 6 secondes.

3) Polarisation LF (étape 3)

- le substrat est maintenant polarisé en LF

La première étape RF se poursuit jusqu'à une épaisseur de substrat gravée de 200-250 μm . Pour de plus grandes profondeurs, la passivation peu poser problème : en effet, la quantité de polymère déposée peut devenir si importante qu'il est ensuite impossible d'enlever celui-ci. Pour éviter ceci, on augmente le temps de gravure à 6 secondes en conservant la même concentration de gaz.

Lors de la dernière étape, la différence de potentiel RF est modifiée en LF. La fréquence du signal est de 400 kHz et permet ainsi à la couche d'arrêt de se décharger. On évite ainsi le phénomène de *notching* évoqué précédemment.

Les structures ainsi libérées suivent un procédé mixte RF/LF. Le temps de gravure total est d'environ 1 h 30 min. Sur la figure [III.5](#), obtenue par microscopie électronique à balayage, on peut observer la structure libérée après l'étape de gravure. La figure [III.6](#) présente une image effectuée au microscope optique des faces avant (aluminium) et arrière (silicium) du substrat après les étapes de gravure DRIE et de retrait de la couche d'arrêt.

1. Fabrication du transducteur

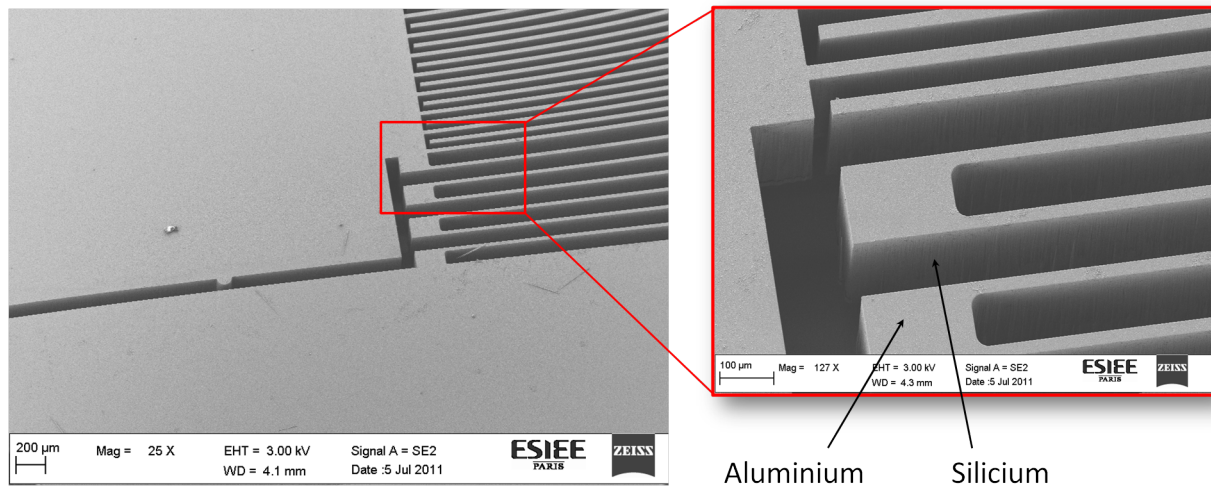


Figure III.5 – Image MEB de la structure après l'étape de gravure DRIE.

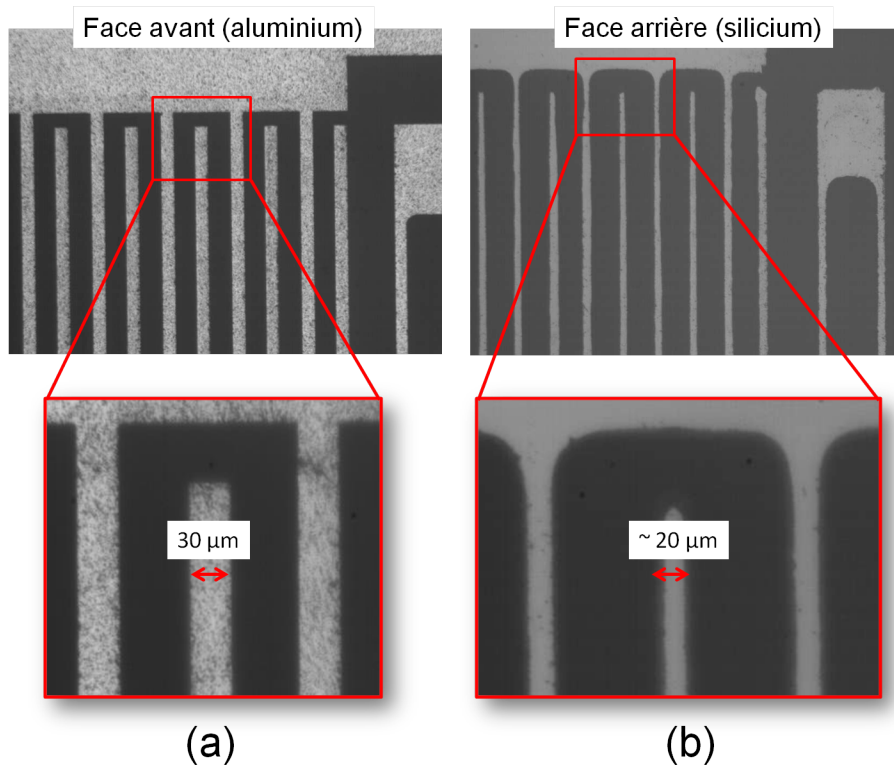


Figure III.6 – Images réalisées au microscope optique des face avant (a) et arrière (b) du substrat après l'étape de DRIE.

Sur la face avant, la largeur d'un doigt est de $30\ \mu\text{m}$ tandis qu'en face arrière, cette cote est d'environ $20\ \mu\text{m}$. Ce résultat pourrait être amélioré en réduisant la durée de la phase de gravure sur chaque cycle et en augmentant davantage le nombre de cycles.

1.4 Soudure anodique silicium-verre

La soudure anodique du silicium sur le substrat de verre est assurée par l'équipement *Electronic Visiontm 501S*.

La soudure anodique ou électrostatique est une étape à part entière du procédé de fabrication. Les substrats de verre et de silicium sont placés en contact puis chauffés à une température de $420\ ^\circ\text{C}$ sous une pression de 10^{-4} mbar. La chaleur provoque la mobilité des ions sodium présents dans le verre. Une tension de $500\ \text{V}$ est ensuite appliquée et sous l'effet de cette différence de potentiel, les cations migrent vers la surface du verre ce qui crée une zone de déplétion avec un fort champ électrique à l'interface verre/silicium ; sous l'action de ce champ les substrats sont intimement en contact. Les anions du verre migrent vers le silicium et créent un lien chimique permanent.

La figure **III.7a** présente le substrat de silicium sur lequel est soudé le substrat de verre. On remarque quelques zones de décohésion susceptibles de rajouter un peu de fragilité aux puces une fois la plaque découpée.

Les substrats soudés sont ensuite découpés (figure **III.7b**). On s'assure sur chaque puce que le substrat a été gravé sur toute son épaisseur en mesurant la résistance, normalement infinie, entre les parties fixes et la partie mobile de la structure.

1.5 Rendement et difficultés rencontrées

Le nombre de puces fonctionnelles sur un substrat en fin de procédé est de 4 sur 12. La surface relativement importante de la masse mobile, la longueur des doigts et la largeur des ressorts sont autant de paramètres qui rendent la structure fragile et sensible aux moindres défauts de lithographie.

Un contrôle minutieux au microscope doit être effectué une fois l'aluminium gravé en phase liquide. En effet, les ouvertures des structures sont relativement grandes et laissent bien souvent place à des défauts : il peut rester de la résine entre les doigts (et donc de l'aluminium) une fois celle-ci développée. Même dans le cas d'une photolithographie "propre", la gravure de l'aluminium peut

1. Fabrication du transducteur

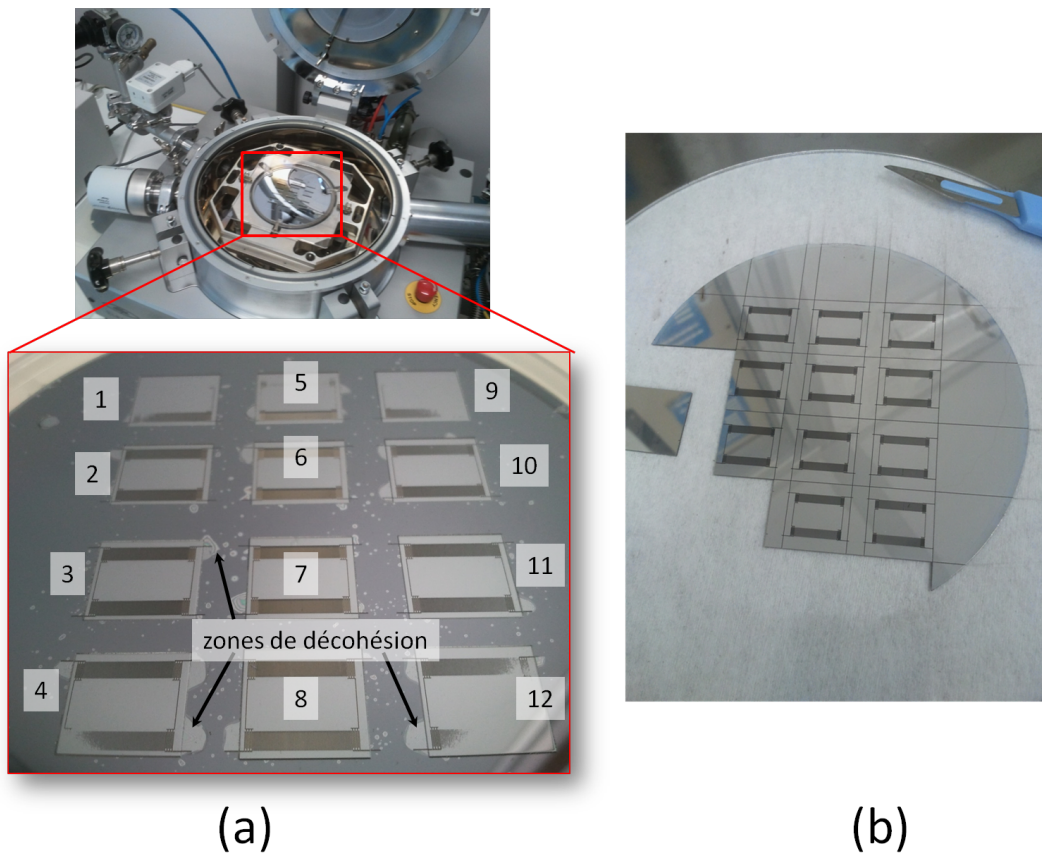


Figure III.7 – (a) Substrat de silicium sur lequel est soudé le substrat de verre et (b) substrats découpés.

laisser certains résidus. Les images réalisées au microscope optique (figure III.8a) et au MEB (figure III.8b) illustrent ces défauts. Ceux-ci limitent forcément le déplacement de la masse mobile, induisant un rapport de capacités C_{max}/C_{min} souvent inférieur à 2. Une solution périlleuse consiste à casser les doigts défectueux.

Durant l'étape de DRIE, une sur-gravure trop importante des ressorts des puces au centre du substrat, nécessaire si l'on veut libérer les puces en bord de plaque, provoque l'effondrement du MEMS. Dans tous les cas, tant que le substrat de silicium n'est pas soudé au verre, la plaque est à manipuler avec une extrême précaution.

Les puces sont collées sur un PCB et le câblage du MEMS vers le circuit de conditionnement est effectué par "wire bonding" (figure III.9).

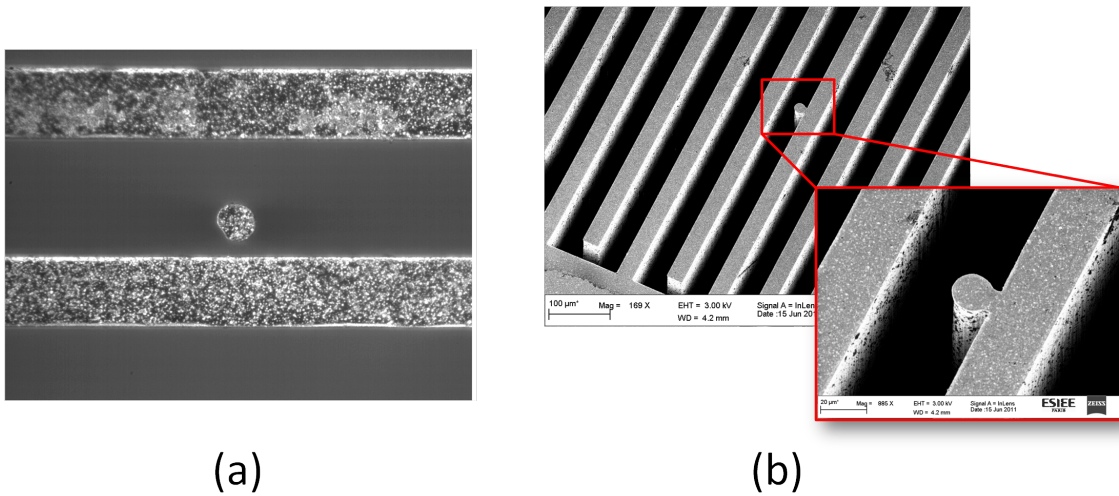


Figure III.8 – Images réalisées au microscope optique (a) et au MEB (b) des défauts entre les doigts mobiles et fixes qui limitent le déplacement de la masse mobile.

Le PCB est fixé sur l'actuateur piézoélectrique P621.1-CL développé par *Physik InstrumenteTM* qui délivre des vibrations dans le plan. Le contrôleur piézo E-501 permet de piloter la table vibrante avec ou sans contre-réaction : si l'actuateur fonctionne sous asservissement, l'accélération est mesurée à la sortie d'une boucle à contre-réaction comportant un correcteur améliorant la précision. L'amplitude et la fréquence de déplacement de la table sont fonction de la tension sinusoïdale délivrée par la source d'excitation. Théoriquement, l'amplitude déplacement de la table est de $1 \mu\text{m}$ par volt injecté et est limitée à $100 \mu\text{m}$.

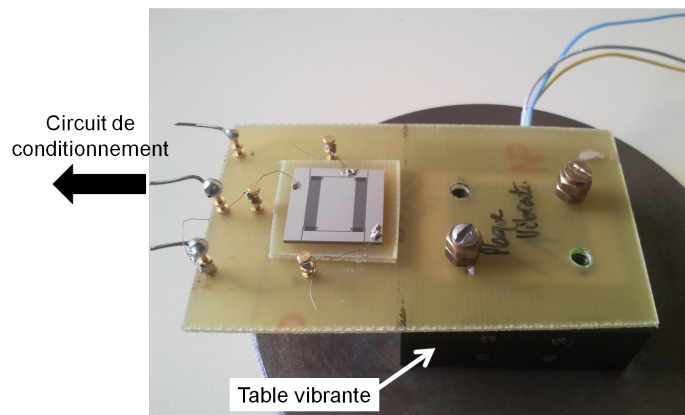


Figure III.9 – Photographie du MEMS câblé sur le PCB, lui-même fixé sur la table vibrante.

2. Caractérisation du transducteur

2. Caractérisation du transducteur

Le tableau III.1 rappelle les principaux paramètres des deux types de structure étudiées par la suite :

Structure	Rapport C_{max}/C_{min} théorique	d_0	x_{max}	$C_{min_{théorique}} + 10 \text{ pF}_{par}$
Grand C_{max}/C_{min}	19	46.7 μm	45.7 μm	50 pF
Petit C_{max}/C_{min}	4	45.5 μm	40.4 μm	51 pF

Tableau III.1 – Principaux paramètres des deux types de structures testées expérimentalement.

2.1 Caractérisation de la table vibrante

La caractérisation de la table vibrante va permettre de mesurer l'accélération à laquelle est soumis notre dispositif en fonction des fréquence et tension d'excitation de la table. L'accéléromètre MMA7360L développé par *Freescale* est capable d'effectuer des mesures sur les trois axes x, y et z . Il dispose d'une plage de mesures de 400 Hz selon les axes x et y et de 300 Hz selon l'axe z . En considérant que l'accéléromètre a approximativement la même masse que la puce, celui-ci est fixé sur le PCB. Un schéma du montage expérimental est présenté figure III.10.

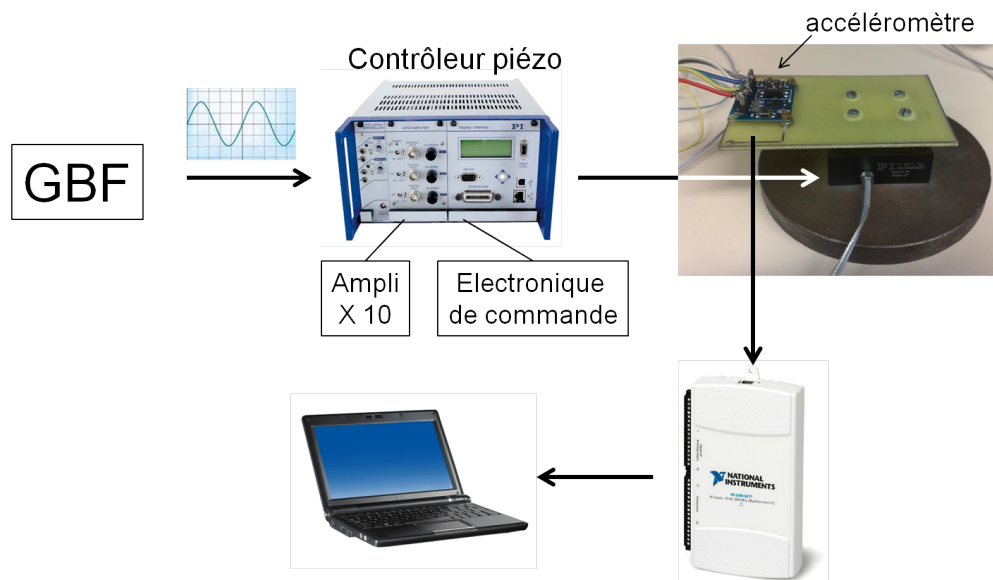


Figure III.10 – Schéma du montage expérimental pour la caractérisation de la table vibrante.

Les figures **III.11a** et **III.11b** présentent l'accélération et le déplacement de la table vibrante respectivement, en fonction de la fréquence du signal alternatif délivré par le générateur et pour une tension crête d'excitation sur le GBF, V_{GBF} , de 1 V.

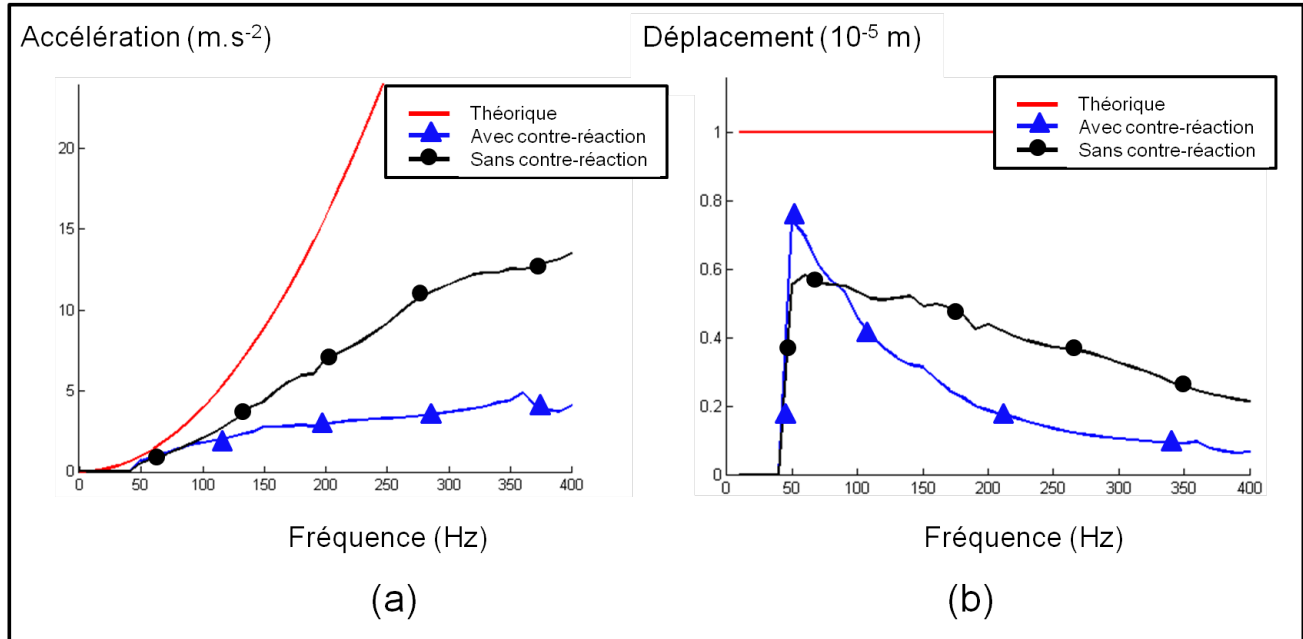


Figure III.11 – Mesure de l'accélération **(a)** et du déplacement **(b)** de la table vibrante en fonction de la fréquence d'excitation, avec et sans utilisation de la boucle de contre-réaction, pour une tension crête d'excitation $V_{GBF}=1$ V.

Les courbes d'accélération expérimentales coïncident avec la courbe d'accélération théorique pour des faibles valeurs de fréquence (< 100 Hz). A 200 Hz, l'accélération fournie par la table est de ~ 0.25 g et ~ 0.7 g lorsque celle-ci est excitée avec et sans contre-réaction respectivement. Théoriquement, l'accélération devrait être de 1.6 g. Conformément à l'équation **(III.1)** qui lie l'amplitude de déplacement x à la fréquence f et l'accélération a :

$$a = x \times (2\pi f)^2 \quad \text{(III.1)}$$

on retrouve un déplacement à partir de la position d'origine de ~ 1.5 μm et 4.5 μm au lieu des 10 μm prévus à cette fréquence.

L'écart entre les courbes expérimentales et les courbes théoriques se fait plus important quand la

2. Caractérisation du transducteur

fréquence augmente. Cependant, le comportement de la table est plus proche du comportement théorique lorsque elle est utilisée sans la contre-réaction.

La figure III.12 présente les mêmes graphes que précédemment mais pour une tension d'excitation $V_{GBF}=5$ V (tension crête). Les courbes expérimentales de l'accélération et du déplacement de la table sont bien différentes des courbes théoriques. L'accélération est quasiment constante sur toute la plage de fréquences, et comprise entre 1 et 2 g , avec ou sans contre-réaction. L'amplitude de déplacement est à peu près égale au déplacement théorique ($50 \mu\text{m}$) pour les basses fréquences ne cesse de diminuer quand la fréquence augmente à partir de 100 Hz.

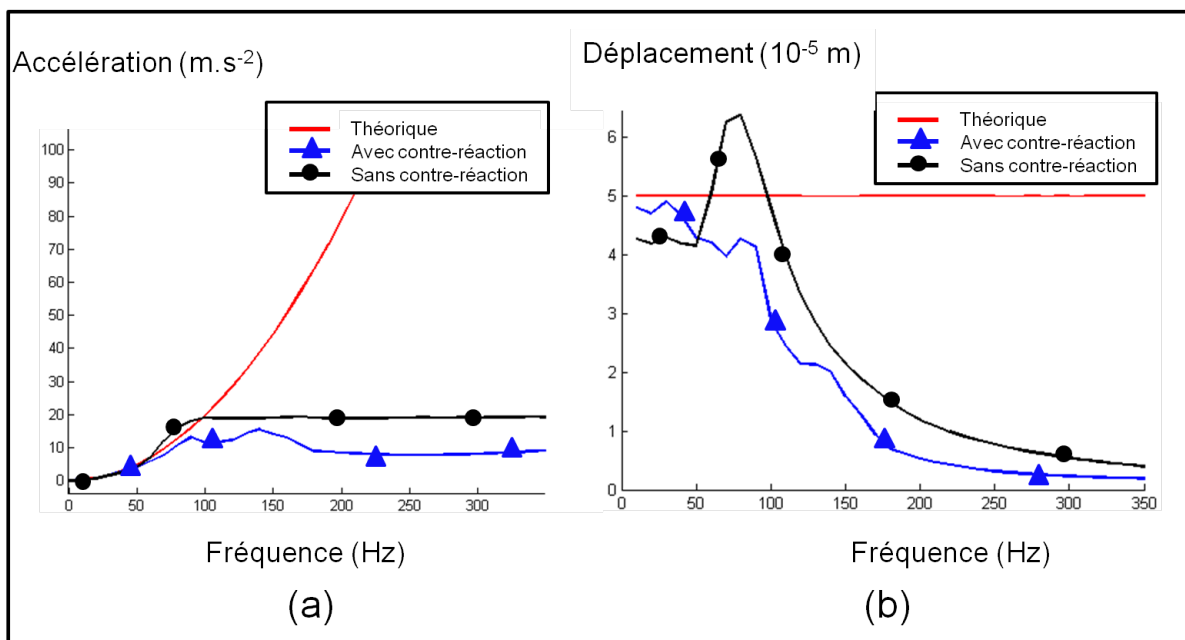


Figure III.12 – Mesure de l'accélération (a) et du déplacement (b) de la table vibrante en fonction de la fréquence d'excitation pour une tension crête d'excitation $V_{GBF}=5$ V (tension crête).

2.2 Réponse fréquentielle des structures

La première étape de caractérisation du transducteur est la recherche de sa fréquence de résonance et le calcul de son facteur de qualité.

Un schéma et une photo du montage expérimental sont présentés figures III.13 et III.14 : l'analyseur de spectre *Agilent 89410A* délivre une tension V_{AC} sinusoïdale de fréquence ω pour alimenter la table vibrante.

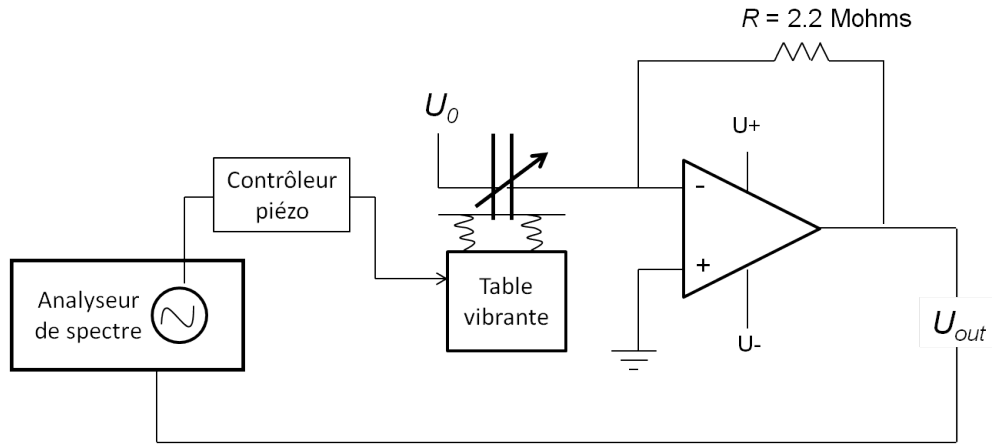


Figure III.13 – Schéma du montage expérimental pour la mesure de la fréquence de résonance du résonateur.

L'injection de charges dans le MEMS se fait via la tension DC U_0 , inférieure à sa tension de pull-in (typiquement 2.5 V). Le courant en sortie du transducteur est égal à :

$$\begin{aligned}
 i &= \frac{dQ}{dt} \\
 &= \frac{dC_{var}}{dt} U_0 \\
 &= \frac{dC_{var}}{dx} \frac{dx}{dt} U_0
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

Le courant est donc fonction de la vitesse de déplacement de la masse mobile. Plus celle-ci se déplace rapidement, plus le courant mesuré est important et, théoriquement, est maximal lorsque le transducteur sera excité à sa fréquence de résonance.

Un convertisseur courant-tension permet de récupérer un signal dont l'amplitude est mesurée à la fréquence 2ω . On rappelle en effet que $f_{elec} = 2 \times f_{mec}$ (cf. chapitre II, section 3.3). Les amplitudes

2. Caractérisation du transducteur

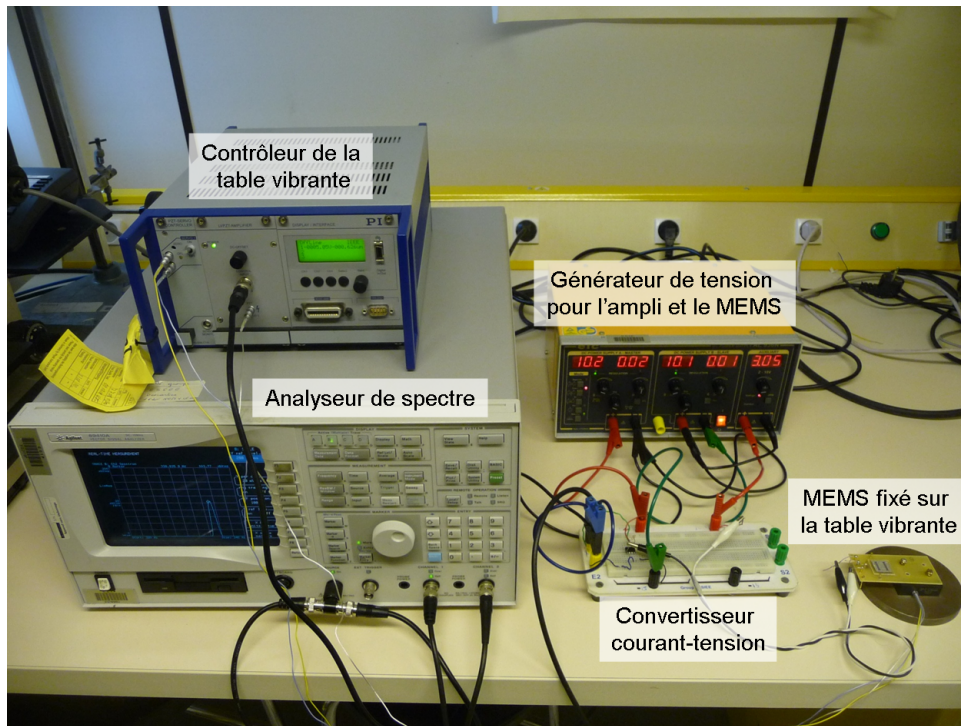


Figure III.14 – Montage expérimental pour étudier la réponse en fréquence du résonateur.

sont reportées point par point dans les graphes présentant le coefficient de transmission T , exprimé en mVrms, en fonction de la fréquence d'excitation.

a) Influence de l'air

L'expérience est menée dans un premier temps sur une structure possédant un grand rapport C_{max}/C_{min} théorique.

La mesure s'effectue à pression atmosphérique, avec une tension $U_0 = 2.5$ V et une tension d'excitation de la table vibrante de tension crête $V_{GBF} = 1$ V. La réponse en fréquence de la structure est représentée figure **III.15**.

La mesure nous donne une fréquence de résonance f_r de 162 Hz. Rappelons que le REV était conçu pour résonner à 200 Hz. Cette différence s'explique par la géométrie des ressorts : ceux-ci sont amincis par sur-gravure lors de l'étape de DRIE et leur constante de raideur est ainsi abaissée.

Le facteur de qualité Q d'un résonateur représente sa capacité à conserver son énergie mécanique

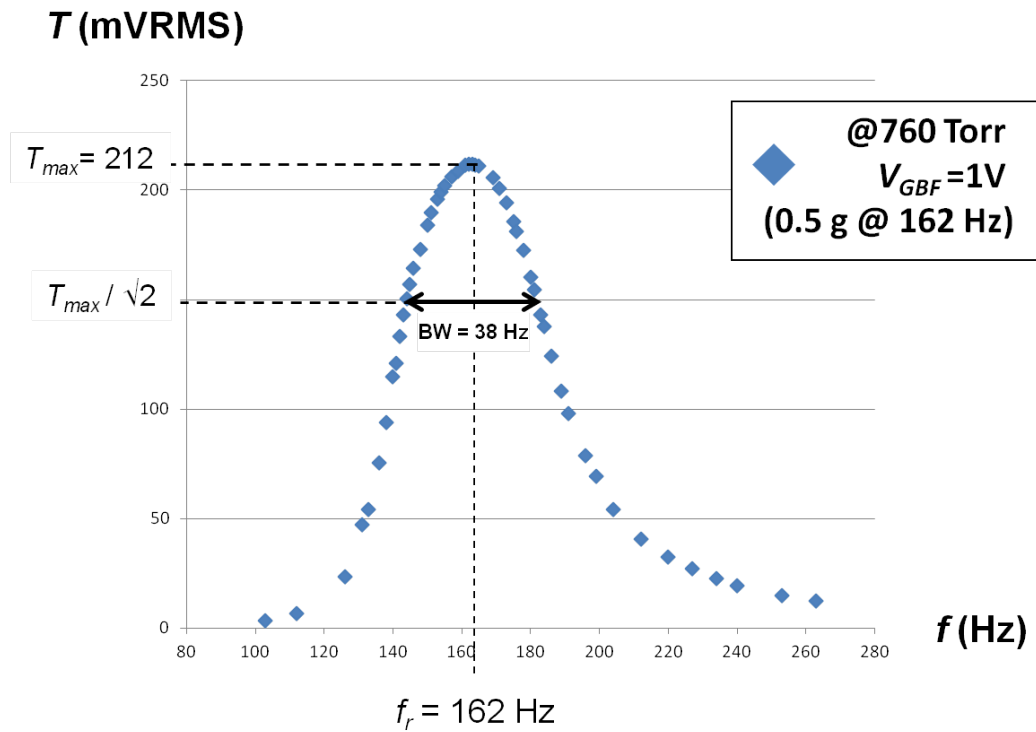


Figure III.15 – Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'excitation pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} .

au cours de la vibration. Plus Q est faible et plus l'énergie dissipée par période est grande.

La valeur de Q est donnée par :

$$Q = \frac{f_r}{BW_{T_{max}/\sqrt{2}}} \quad (\text{III.3})$$

Le facteur de qualité de la structure est ici très faible. La bande passante à $T_{max}/\sqrt{2}$ est de 38 Hz ce qui donne $Q \sim 4$.

Il existe plusieurs mécanismes à l'origine des dissipations énergétiques, et on peut classer ceux-ci selon deux catégories :

- les mécanismes de dissipation extrinsèques : principalement les pertes dans le support, les ancrages des ressorts et l'amortissement lié à l'environnement gazeux
- les mécanismes de dissipation intrinsèques : ces mécanismes sont propres au matériau utilisé (présence de défauts et viscosité interne du matériau), ainsi qu'à la vibration considérée (effet thermoélastique).

2. Caractérisation du transducteur

Le transducteur est fixé par collage sur un PCB. L'énergie vibratoire n'est plus seulement concentrée dans le résonateur et une faible proportion d'énergie est transmise au support. Dû au comportement viscoélastique de la colle, une partie de cette énergie transmise va être dissipée et aura pour conséquence directe de diminuer le facteur de qualité du résonateur.

L'amortissement thermoélastique représente les pertes d'énergie causées par le couplage entre les champs thermique et de déformation au sein d'un résonateur. Une compression locale du matériau induit une augmentation locale de température et une dilatation induit une baisse de température. Ainsi, lorsqu'un solide thermoélastique est en mouvement, il se trouve en déséquilibre thermique et le couplage entre la déformation et les gradients de température dans le matériau est à l'origine d'un mécanisme de dissipation d'énergie qui incite le système à se relaxer pour retrouver son état d'équilibre.

Soit τ_{relax} le temps caractéristique associé au transfert de chaleur et défini par :

$$\tau_{relax} = \frac{w_f}{D_{Si}} \quad (\text{III.4})$$

où $w_f = 30 \mu\text{m}$ est la largeur des doigts et $D_{Si}=87 \text{ m.s}^{-1}$ est la diffusivité thermique du silicium. Ici, $\tau_{relax} = 10^{-11} \text{ s}$ et est bien inférieur à la période de vibration. Le solide se trouve en permanence en équilibre thermique et les vibrations sont alors qualifiés d'“isothermes”. La dissipation d'énergie est quasi nulle.

Une fois les puces fabriquées puis collées sur le PCB, seul l'amortissement dû à l'air peut être réduit en vu d'augmenter le facteur de qualité.

L'amortissement fluide de l'air peut agir selon deux modes :

- le volume d'air présent entre le substrat de verre et la masse mobile de silicium peut freiner le déplacement de la masse mobile (*slide film damping*)
- le pincement de l'air entre les doigts mobiles et fixes empêche la partie mobile de se déplacer de façon optimale (*squeeze film damping*).

L'expérience suivante est menée à nouveau dans les mêmes conditions mais avec des tensions d'excitation V_{GBF} plus faibles. Ainsi, le déplacement de la masse mobile est diminué. Ces résultats sont présentés figure III.16.

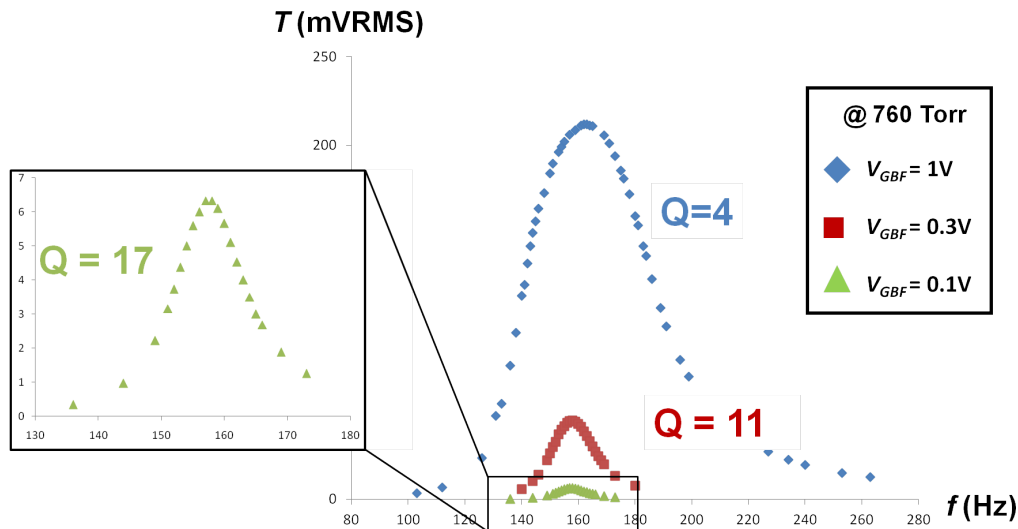


Figure III.16 – Mise en évidence de l'amortissement fluïdique en faisant varier la tension d'excitation de la table vibrante. Le déplacement de la masse mobile diminue avec la tension délivrée par le GBF. L'influence de l'air devient moins importante ce qui entraîne une augmentation du facteur de qualité.

La facteur de qualité augmente lorsque le déplacement de la masse mobile diminue. Q atteint la valeur maximale de 17 pour une tension minimale $V_{GBF}=0.1$ V.

Les expériences sont dorénavant menées sous vide avec des pressions comprises entre 760 Torr (pression atmosphérique) et 0.15 Torr (vide secondaire).

En faisant varier l'excitation mécanique (et donc l'amplitude de la table vibrante), il s'agit désormais de retrouver le même déplacement de l'électrode mobile à la fréquence de résonance pour différentes pressions et ainsi de voir l'évolution du facteur de qualité Q . Les résultats de cette mesure sont présentés figure III.17. L'amplitude d'excitation de la table vibrante nécessaire pour un même déplacement de la masse mobile diminue avec la pression. La largeur de bande à $T_{max}/\sqrt{2}$ du résonateur diminue avec la pression et $BW=8$ à 0.5 Torr.

On a ainsi démontré l'influence non négligeable de l'air dans le phénomène de dissipation énergétique. L'amortissement diminue avec l'amplitude de la masse mobile à pression constante et diminue

2. Caractérisation du transducteur

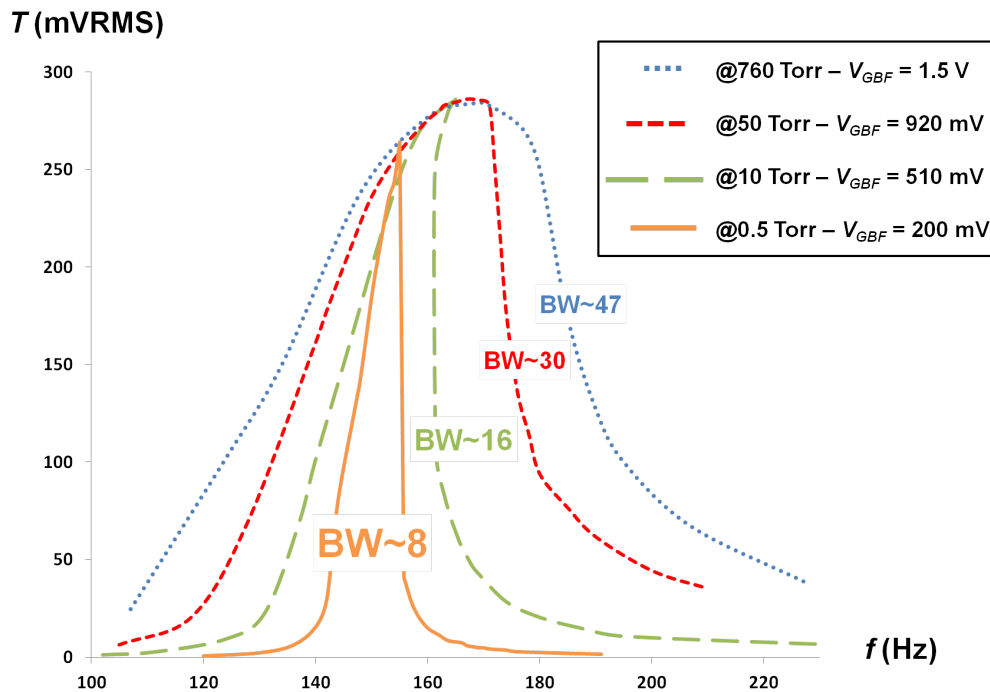


Figure III.17 – Illustration de l'influence de l'air sur le facteur de qualité Q pour un même déplacement de la masse mobile d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} .

naturellement avec la pression.

b) Comportement du résonateur pour de fortes accélérations

Des mesures sont réalisées à 15 Torr pour une tension $V_{GBF}=0.3$ V (figure III.18a). Le facteur Q mesuré est de 17, soit plus élevé qu'à pression atmosphérique pour une même excitation mécanique ($Q=11$). Si l'on augmente V_{GBF} et donc le déplacement de l'électrode mobile, on observe un comportement non-linéaire de la structure.

Si l'on abaisse la pression à 1 Torr, la non-linéarité intervient même pour une faible excitation mécanique ($V_{GBF}=0.3$ V) et s'accroît avec le vide (figure III.18b).

Les mesures sont maintenant effectuées avec une tension $V_{GBF}=1$ V pour différentes pressions. Les courbes résultantes sont représentées figure III.19. Plus la pression est faible et plus le déplacement de l'électrode mobile est grand (amortissement dû à l'air moins important) et plus le comportement non-linéaire s'accroît. La non-linéarité, bien que faible, est déjà présente à 28 Torr. La cassure des

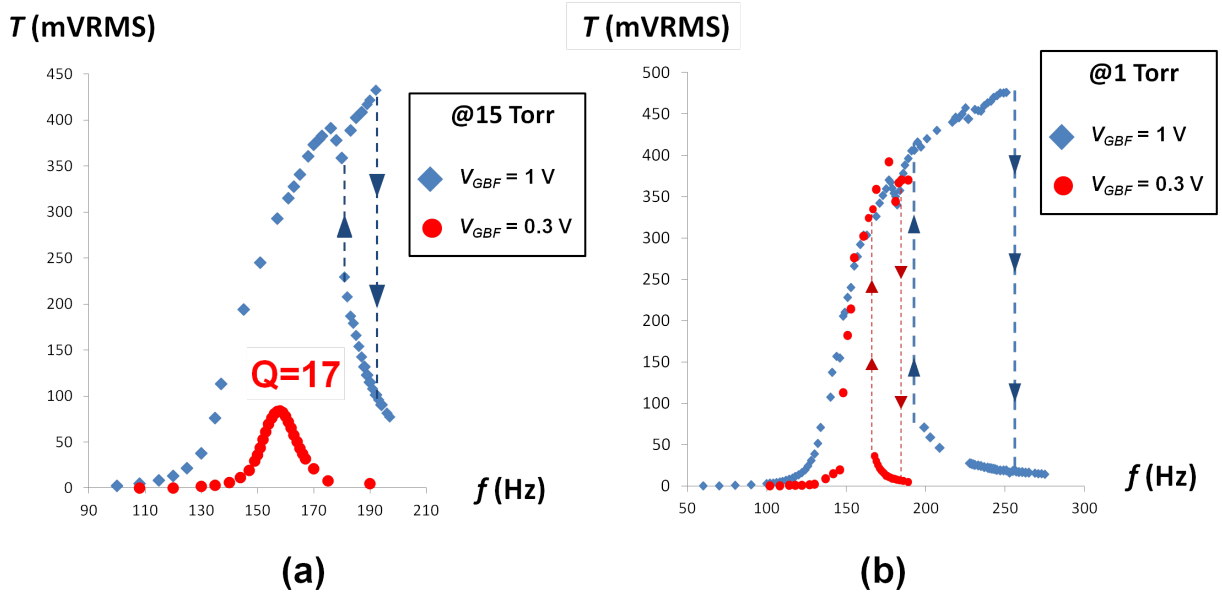


Figure III.18 – Mise en évidence du comportement non-linéaire d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} pour de fortes accélérations.

courbes effectuées à 10 Torr et 1 Torr autour de 180 Hz sera interprétée au paragraphe a) de la section 2.4.

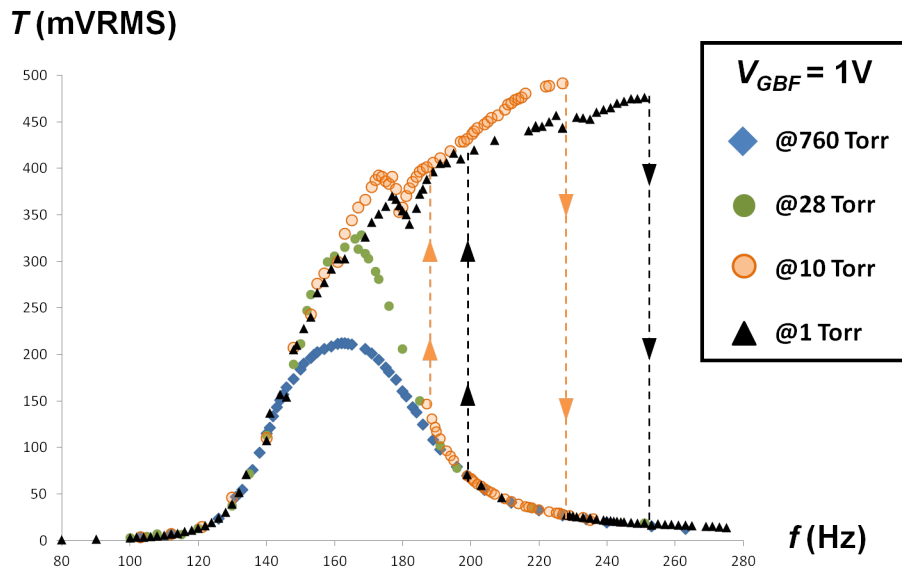


Figure III.19 – Mise en évidence de l'accentuation du comportement non-linéaire de la structure à faibles pressions et pour de grands déplacements de la masse mobile sur une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} .

2. Caractérisation du transducteur

Ce comportement non-linéaire est caractéristique d'un oscillateur défini par parties, c'est-à-dire dont l'oscillation est mécaniquement interrompue par un obstacle : l'oscillateur oscille comme un oscillateur harmonique amorti sur une partie de sa période puis se comporte comme un oscillateur différent sur le reste de la période. Cette limitation d'amplitude a été étudiée et modélisée par Soliman *et al.* [54]. Lorsque le déplacement x de la masse mobile est supérieur à $d_0 - h_s$, la constante de raideur du système augmente et la force mécanique de rappel F_{mec} devient :

$$F_{mec} = \begin{cases} kx & \text{si } x < d_0 - h_s \\ k'x + (k - k')(d_0 - h_s) & \text{si } x \geq d_0 - h_s \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

avec $k' > k$.

L'équation de mouvement peut alors s'écrire :

$$m\ddot{z} + b\dot{z} + kz = -m\ddot{y} + (k' - k)(d_0 - h_s)H(x - (d_0 - h_s))$$

où b est le facteur d'amortissement et $H(x - (d_0 - h_s))$ est la fonction de Heaviside.

2.3 Mesure de la variation de capacité

La mesure dynamique de C_{var} est obtenue par le déphasage de la tension dans un circuit RC_{var} alimenté par une tension AC V_{in} (figure III.20). La fréquence V_{in} est plus grande de quelques ordres de grandeur que la fréquence de la tension d'excitation de la table vibrante.

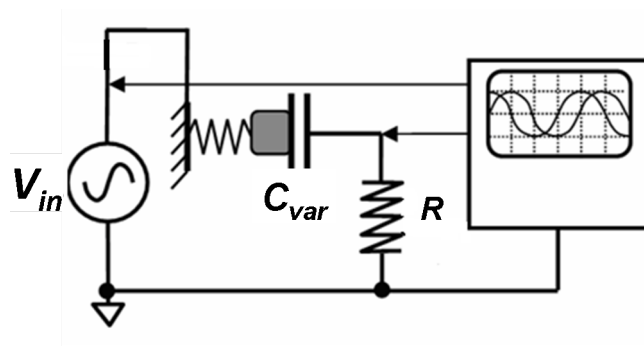


Figure III.20 – Schéma du circuit RC_{var} pour la mesure dynamique de C_{var} .

La valeur de C_{var} est calculée selon la formule suivante :

$$C_{var} = \frac{1}{\tan\theta R\omega} \quad (\text{III.6})$$

où ω est la fréquence angulaire de la tension V_{in} , θ le décalage de phase entre la tension de la source V_{in} et la tension en sortie du transducteur et R la valeur de la résistance connectée à C_{var} . La précision de la mesure de θ est définie par la période d'échantillonnage T_s de l'oscilloscope. En considérant l'erreur sur la valeur de R négligeable, l'erreur sur la valeur de C_{var} est définie par :

$$\begin{aligned} \Delta C_{var} &= d\left(\frac{1}{\tan\theta R\omega}\right) \\ &= \frac{-1}{R\omega} \frac{1}{\sin^2(\theta)} d\theta \\ &= -C_{var} \frac{1}{\cos\theta\sin\theta} \frac{d\theta}{dt} dt \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

où dt est l'erreur de mesure sur le temps. En prenant $dt = T_s$ et $d\omega = T_s\omega$, on obtient :

$$\frac{\Delta C_{var}}{C_{var}} = -2 \frac{T_s\omega}{\sin(2\theta)} \quad (\text{III.8})$$

Afin de minimiser l'erreur sur la mesure de C_{var} , il faut tenter d'approcher une valeur du déphasage $\theta = \pi/4$. Puisque l'on connaît l'ordre de grandeur des valeurs attendues de C_{var} , il nous faut ajuster ω et R afin de pouvoir effectuer la mesure la plus précise de la valeur moyenne de la capacité variable, *i.e.* $C_{var_{moyen}}$. De l'équation (III.6), on obtient :

$$C_{var_{moyen}} R\omega = 1 \quad (\text{III.9})$$

On peut alors fixer l'un des deux paramètres et ajuster le second. Cependant, deux conditions contraignent le choix de la valeur de ω : d'une part, la fréquence ω doit être bien supérieure à la fréquence de résonance du transducteur. Cette condition est nécessaire pour que le circuit opère dans un mode sinusoïdal quasi-stationnaire. D'autre part, d'après l'équation (III.8), on observe que l'erreur de mesure sur C_{var} est proportionnelle à ω . La mémoire disponible de l'oscilloscope (et donc le temps maximal d'acquisition) étant par ailleurs limitée, une fréquence ω élevée est incompatible avec une longue durée d'acquisition et rend donc difficile l'observation de la variation de la capacité dans le temps. Un compromis doit donc être fait sur la valeur de ω . Des équations (III.6) et (III.8),

2. Caractérisation du transducteur

on obtient l'expression de l'erreur relative sur C_{var} :

$$\frac{\Delta C_{var}}{C_{var}} = -2 \frac{T_s \omega}{\sin \left[2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{\omega R C_{var}} \right) \right]} \quad (\text{III.10})$$

Les paramètres de l'expérience sont les suivants : on applique des vibrations dans le plan à la fréquence de résonance du système. La fréquence de la tension AC V_{in} est fixée à 200 kHz avec une tension crête de 1 V. Les mesures sont effectuées avec l'oscilloscope *LeCroytm 9354AL*. L'acquisition se fait généralement sur 10 ms avec une résolution de $200 \cdot 10^6$ points/s. La valeur de la résistance R optimale pour mesurer la valeur la plus précise de $C_{var_{moyen}}$ peut varier de 2 à 6 k Ω .

a) Variation de capacité d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}

Les premières mesures de variation de capacité d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} sont effectuées à pression atmosphérique avec une fréquence d'excitation de 162 Hz, fréquence de résonance du système à 760 Torr.

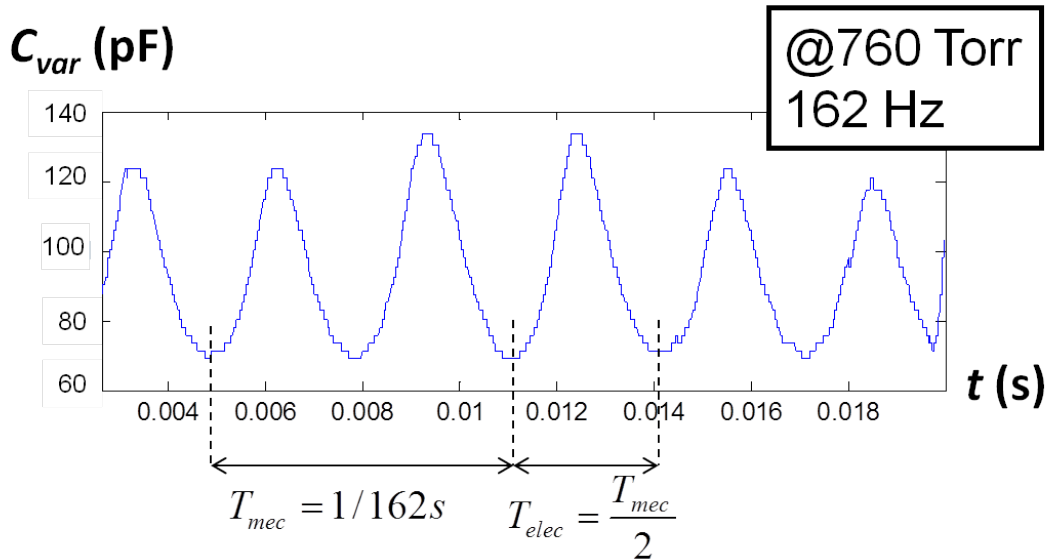


Figure III.21 – Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à pression atmosphérique et pour une accélération de 0.5 g

La figure III.21 montre une variation de capacité de 70 pF à 130 pF. La valeur de C_{min} , supérieure à la valeur théorique, s'explique par la capacité parasite supplémentaire apportée par les fils qui

relient le MEMS au circuit de mesure. En revanche, la valeur de C_{max} est bien en-deçà de la valeur théorique. Si l'on augmente l'accélération procurée par la table vibrante à 2 g ($V_{GBF}=5$ V), la variation de C_{var} n'est pas plus élevée que précédemment et le mouvement de la masse mobile devient par ailleurs chaotique (figure III.22).

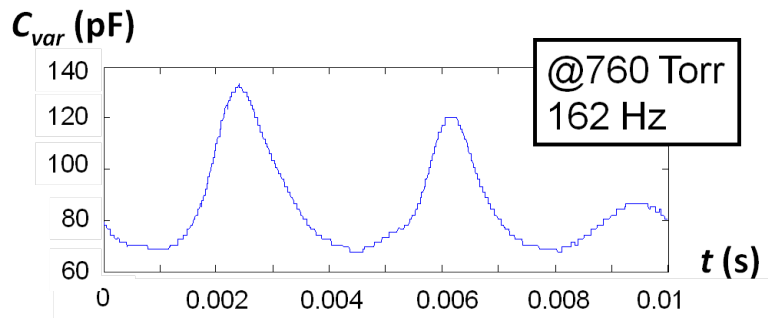


Figure III.22 – Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à pression atmosphérique et pour une accélération de 2 g.

Ce déplacement réduit de la masse mobile est attribué au phénomène d'amortissement fluide. Pour vérifier cette hypothèse, la mesure de variation de capacité est maintenant réalisée sous vide, à une pression de 0.15 Torr (figure III.23). En conservant une fréquence d'excitation de 162 Hz, la valeur de C_{max} est certes plus élevée (180 pF) mais toujours du même ordre de grandeur que précédemment .

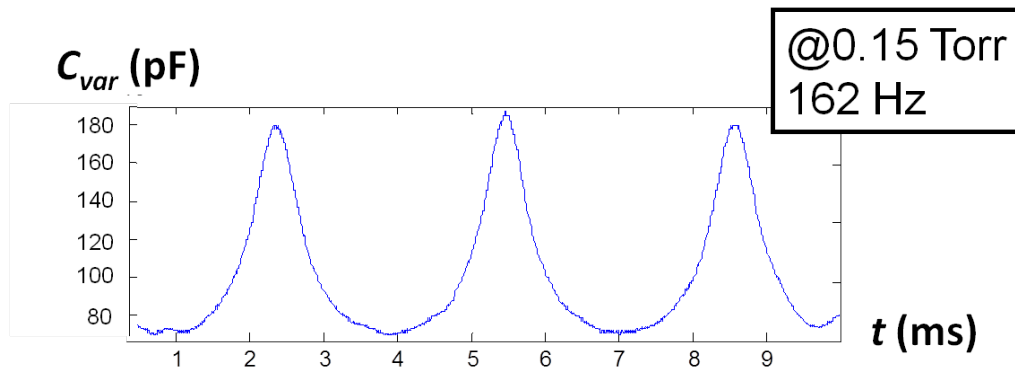


Figure III.23 – Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à 0.15 Torr et pour une accélération de 0.5 g.

2. Caractérisation du transducteur

Afin de prendre en compte la non-linéarité pour de fortes accélérations observée figure III.19, on augmente la fréquence d'excitation de la table vibrante. La figure III.24 montre une variation maximale de C_{var} sous $0.7 g$ pour une fréquence d'excitation de 210 Hz. On observe une asymétrie de la variation de C_{var} de part et d'autre de la position d'équilibre de la masse mobile : la capacité n'atteint sa valeur maximale qu'à chaque période mécanique.

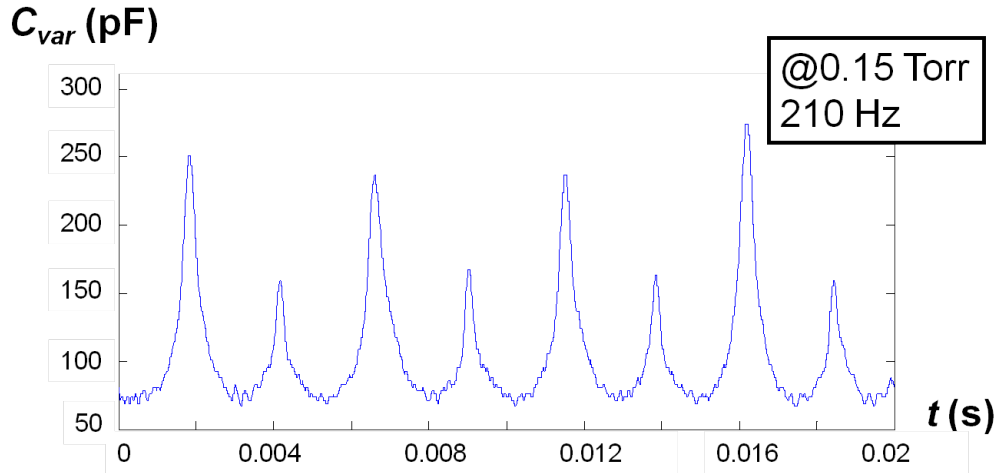


Figure III.24 – Variation de C_{var} d'une structure à grand rapport $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ à 0.15 Torr et sous une accélération de $0.7 g$.

La figure III.24 peut être interprétée de la façon suivante : lorsque la masse mobile vient heurter les stoppeurs, la capacité maximale C_{max} est d'environ 250 pF. On suppose le choc avec les stoppeurs inélastique : une partie de l'énergie cinétique de la masse mobile est perdue et son retour vers sa position d'équilibre est plus lent si bien qu'elle ne peut atteindre les stoppeurs opposés. La valeur de C_{max} est donc nécessairement plus faible (~ 150 pF). Cependant, la valeur de C_{max} , lorsque la masse mobile est au contact des stoppeurs, reste très faible devant sa valeur théorique. Cela s'explique par les flancs de gravure des doigts fixes et mobiles qui ne sont pas verticaux (cf. figure III.6).

Calculons la variation de la capacité C_{var} en fonction de l'avancement x de la masse mobile et de l'angle α tel que défini sur la figure III.25 :

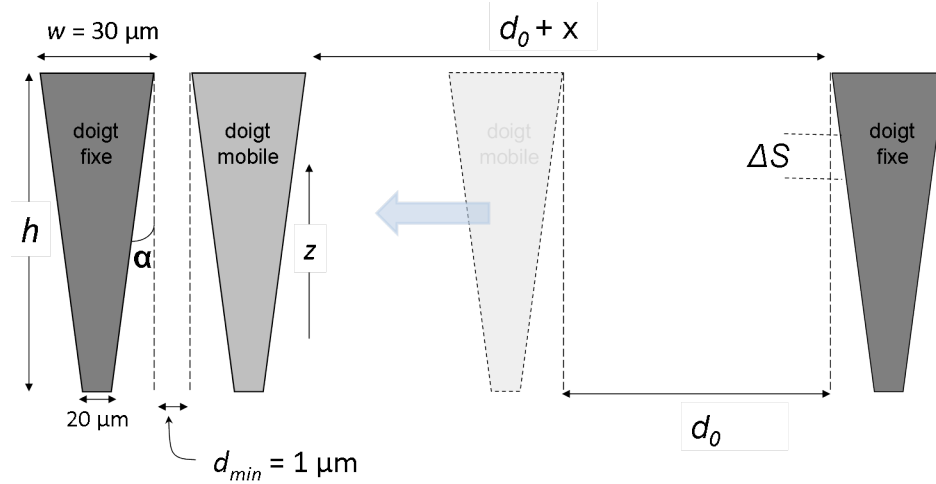


Figure III.25 – Représentation schématique d'un doigt mobile entre deux doigts fixes avec des flancs de gravure obliques.

$$C_{var} = N \times \left[\int_0^h \frac{\varepsilon}{d_0 - x + 2z \tan \alpha} dS + \int_0^h \frac{\varepsilon}{d_0 + x + 2z \tan \alpha} dS \right] \quad (\text{III.11})$$

avec $dS = dz \times l_{f_0}$, d'où :

$$C_{var} = N \times \varepsilon \times l_{f_0} \times \frac{1}{2 \tan \alpha} \times \left[\int_0^h \frac{dz}{\frac{d_0 - x}{2 \tan \alpha} + z} + \int_0^h \frac{dz}{\frac{d_0 + x}{2 \tan \alpha} + z} \right]$$

$$C_{var} = N \times \varepsilon \times l_{f_0} \times \frac{1}{2 \tan \alpha} \times \left[\left[\ln \left(\frac{d_0 - x}{2 \tan \alpha} + z \right) \right]_0^h + \left[\ln \left(\frac{d_0 + x}{2 \tan \alpha} + z \right) \right]_0^h \right]$$

$$C_{var} = N \times \varepsilon \times l_{f_0} \times \frac{1}{2 \tan \alpha} \times \left[\ln \left(\frac{d_0 - x + 2h \tan \alpha}{d_0 - x} \right) + \ln \left(\frac{d_0 + x + 2h \tan \alpha}{d_0 + x} \right) \right] \quad (\text{III.12})$$

2. Caractérisation du transducteur

La variation de C_{var} est représentée sur la figure III.26.

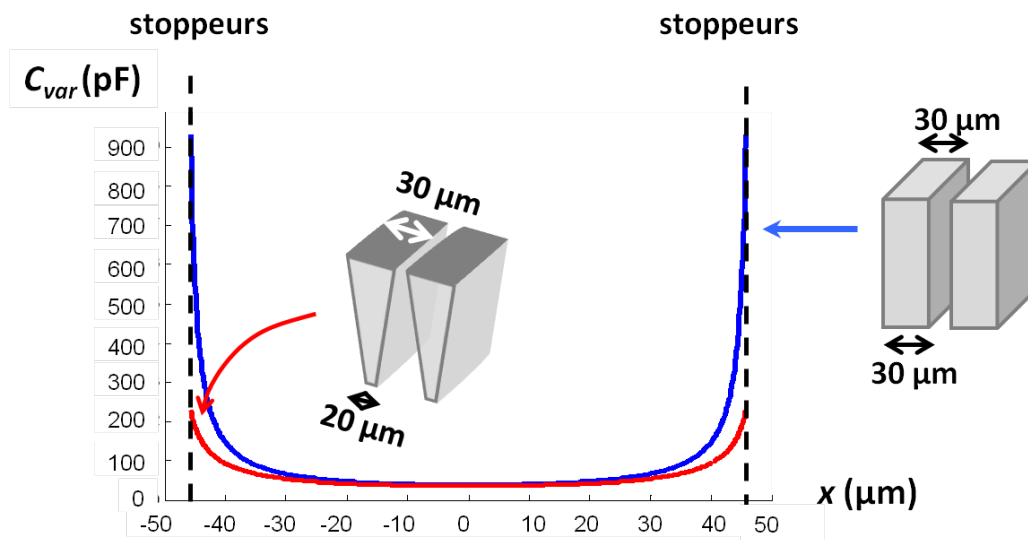


Figure III.26 – Variation de C_{var} en fonction de l'avancement x de la masse mobile et du profil géométrique des doigts fixes et mobiles.

Pour des largeurs de doigts de $20 \mu\text{m}$ en face arrière de substrat, la capacité maximale totale calculée correspond bien à celle mesurée ($\sim 250 \text{pF}$).

Si l'on augmente la fréquence d'excitation, à 250Hz par exemple, et donc la vitesse de la masse mobile, C_{var} atteint des valeurs supérieures à 300pF (figure III.27). Cela s'explique par le profil de gravure des stoppeurs, illustré sur la figure III.28a : leurs flancs n'étant pas verticaux, leur fonction est donc limitée. On peut supposer qu'une fois que la masse mobile entre en contact avec les stoppeurs, et si l'accélération est suffisamment importante, les ressorts se déforment selon l'axe z ou y et permettent ainsi à la partie mobile de se déplacer un peu plus selon l'axe x (figure III.28b). Cette piste sera validée dans le paragraphe iii) de la section 2.4. Par ailleurs, le phénomène de non-linéarité observé précédemment pourrait même être accentué par cette déformation des ressorts lors de fortes accélérations.

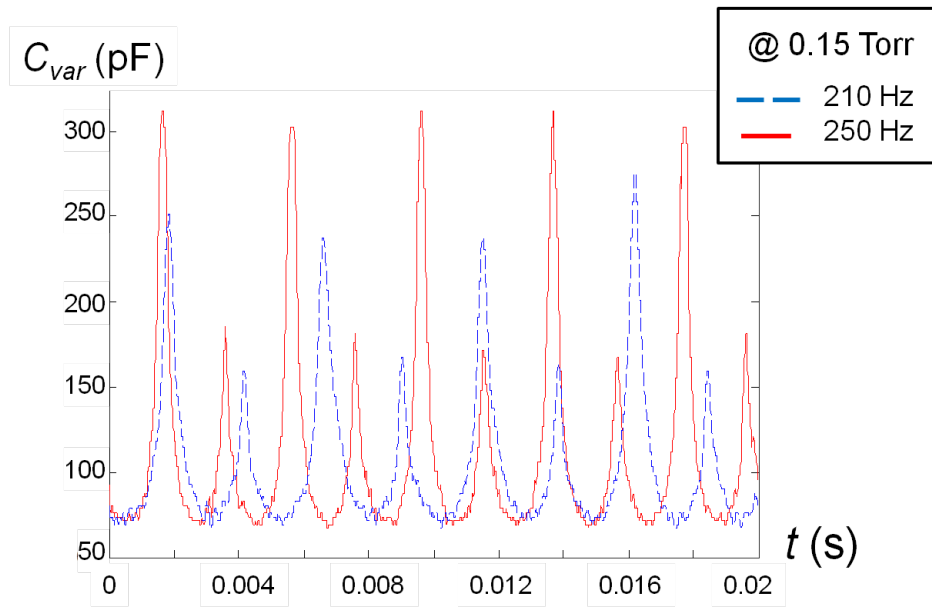


Figure III.27 – Variation de C_{var} pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , à 0.15 Torr et pour des accélérations de 0.7 g (210 Hz) et 0.9 g (250 Hz).

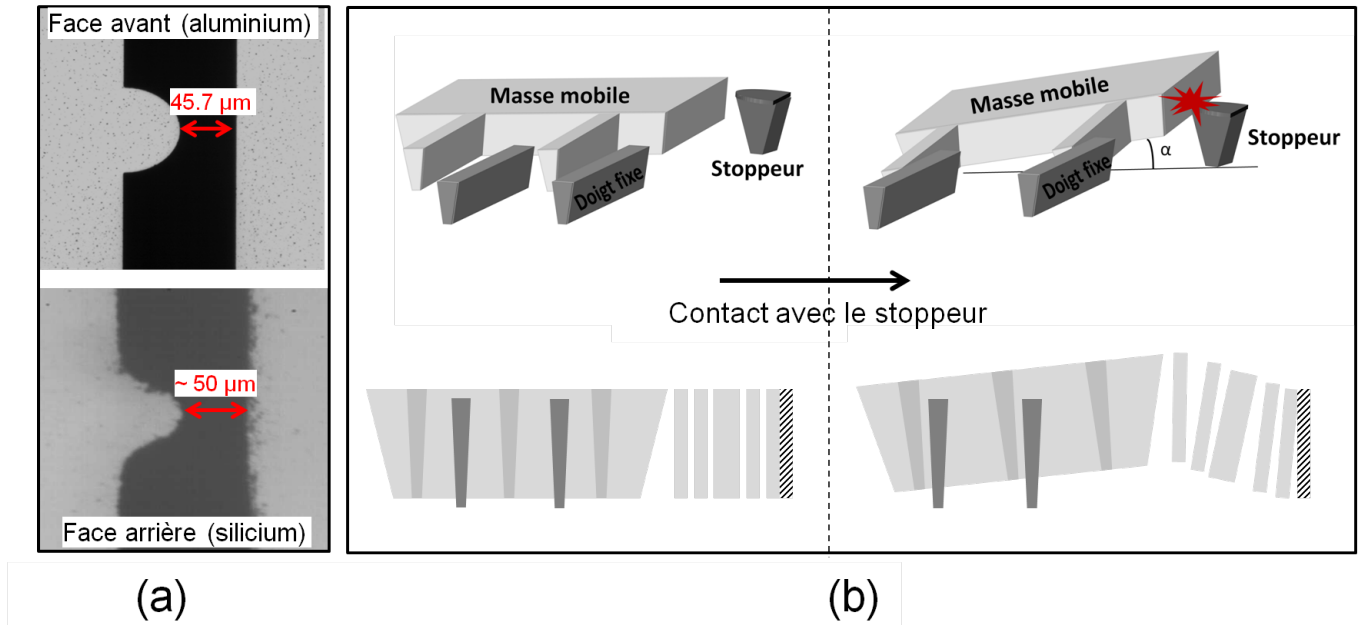


Figure III.28 – (a) Images réalisées au microscope optique des stoppeurs en face avant et en face arrière de substrat. (b) Représentation schématique du comportement de la masse mobile lors du contact avec les stoppeurs. La vue en coupe met en avant le phénomène de torsion des ressorts.

2. Caractérisation du transducteur

b) Variation de capacité d'une structure à petit rapport C_{max}/C_{min}

On s'intéresse maintenant aux structures possédant un petit rapport C_{max}/C_{min} , théoriquement égal à 4.

En observant la figure III.26, on constate qu'une capacité de 100 pF correspond à un déplacement d'environ 40 μm . On peut alors supposer que pour ce type de structure, possédant un rapport $C_{max}/C_{min}=4$, l'excursion maximale de la masse mobile pourra être parcourue à pression atmosphérique.

Cette structure, conçue pour résonner à 200 Hz, possède une fréquence de résonance de 296 Hz à pression atmosphérique comme le montre la figure III.29 et est située en bordure de wafer (puce n° 11 sur la figure III.3). On sait que la gravure DRIE est plus lente lorsque l'on s'éloigne du centre du substrat. On peut supposer que la structure a été sous-gravée, avec pour conséquence une fréquence de résonance plus élevée.

Sous vide, le phénomène de non-linéarité apparaît suite au choc de la masse mobile avec les stop-peurs.

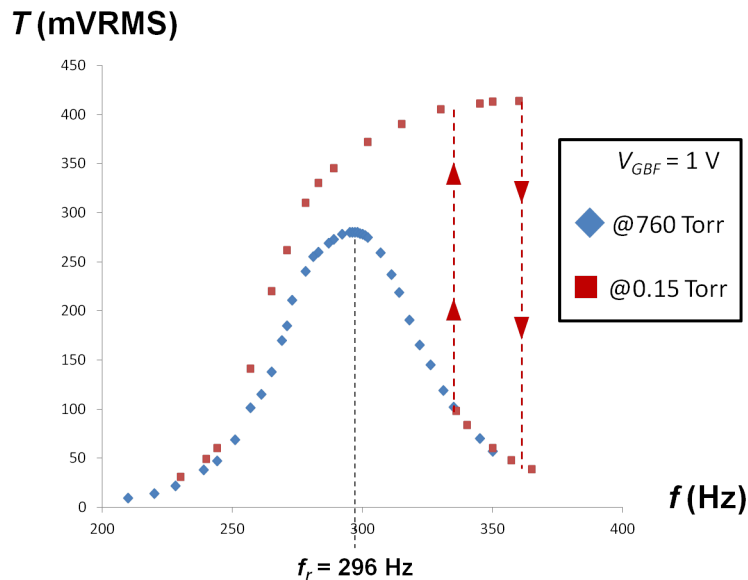


Figure III.29 – Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'excitation pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} .

Les mesures de variation de capacité à pression atmosphérique sont présentées sur la figure III.30a. Celle-ci confirme bien l'hypothèse précédente : la totalité de l'excursion de la masse mobile est

parcourue à pression ambiante. Le choc inélastique entre la masse mobile et les stoppeurs est clairement visible.

Les mêmes mesures effectuées à 0.15 Torr sont présentées figure III.30b. L'amortissement étant plus faible, le mouvement de la masse mobile est donc plus rapide sous vide qu'à pression atmosphérique pour une même accélération. On retrouve le phénomène cité au paragraphe précédent : une petite déformation en z ou y des ressorts, lorsque la masse mobile heurte les stoppeurs, provoque un déplacement plus important de celle-ci en x , et donc une augmentation de $C_{var_{max}}$.

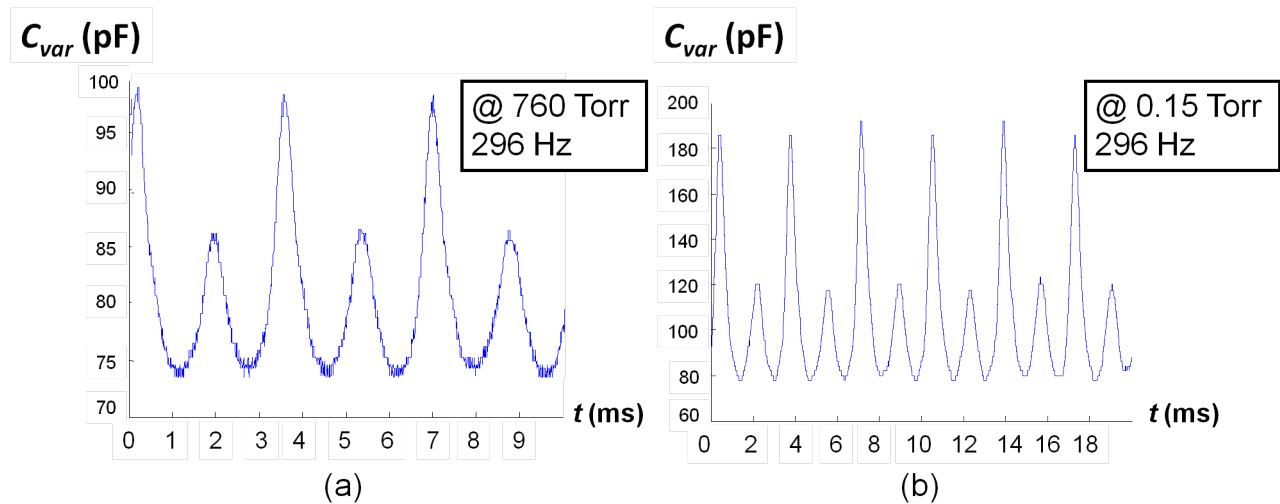


Figure III.30 – Variation de C_{var} d'une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} à pression atmosphérique et à 0.15 Torr et pour une accélération de 1.2 g.

2.4 Mesure de la puissance électrique récupérée

La mesure de puissance convertie par le transducteur se fait à l'aide de deux circuits de conditionnement :

- un circuit RC_{var}
- un circuit de pompe de charge.

Chacun des deux circuits, et les mesures qui lui sont associées, sera explicité dans les paragraphes qui vont suivre.

Une photographie du banc de mesure est présentée figure III.31.

Par la suite, la tension V_{GBF} est fixée à 1 V.

2. Caractérisation du transducteur

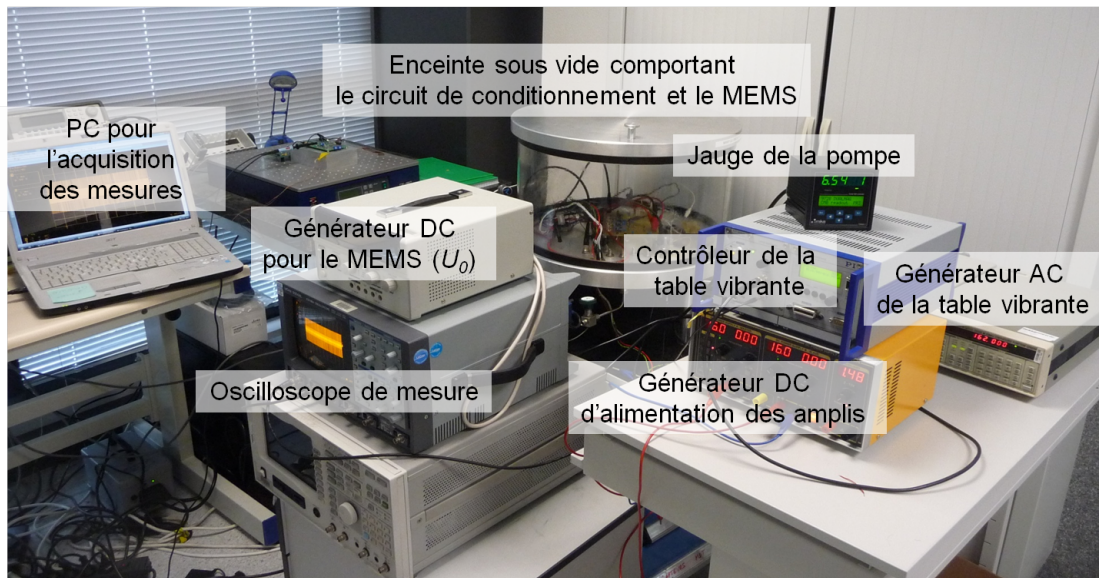


Figure III.31 – Photographie du bench de mesure pour les expériences de récupération d'énergie.

a) Puissance électrique récupérée dans un circuit RC_{var}

Ce circuit, utilisé pour la première fois par Chiu en 2008 [55] pour caractériser un récupérateur d'énergie, est relativement facile à mettre en oeuvre. Il est par ailleurs moins sujet aux pertes électriques qu'un circuit de pompe de charge puisqu'il ne contient qu'une résistance de charge et la capacité variable.

i) Description de la méthode

Le circuit de conditionnement est présenté figure III.32.

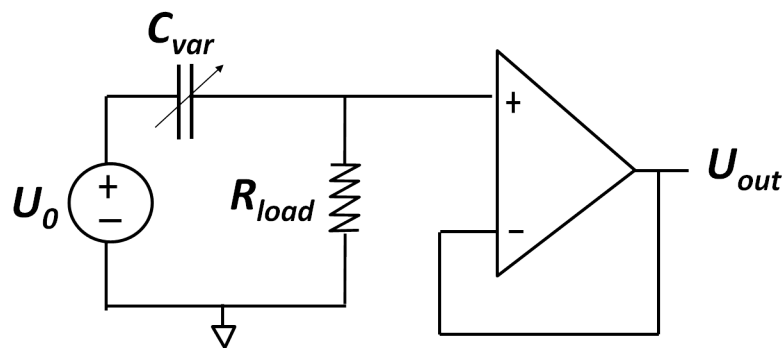


Figure III.32 – Circuit de conditionnement RC_{var} pour la caractérisation du MEMS.

Le transducteur est polarisé avec une tension U_0 délivrée par un générateur DC. La capacité variable peut se décharger dans la résistance R_{load} . La tension à la sortie de celle-ci est amplifiée et mesurée.

Le transducteur et le circuit de conditionnement sont simulés sous Simulink[®]. Le facteur de qualité est fixé à 10 et l'accélération externe à 1 g . Cela nous permet de nous faire une idée précise de l'allure des courbes caractéristiques de la tension $U_{out} = f(t)$. Celles-ci sont présentées figure III.33.

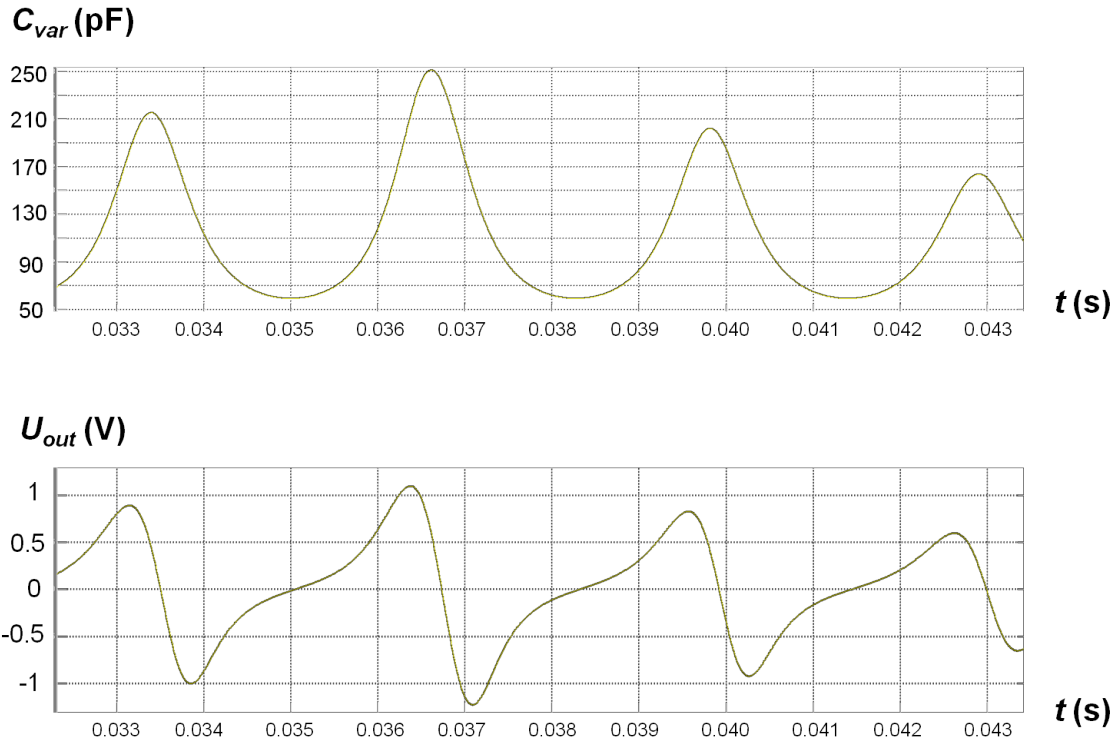


Figure III.33 – Allure des courbes obtenue par Simulink[®] et présentant l'évolution de C_{var} et U_{out} dans le temps lorsque le transducteur est placé dans un circuit RC_{var} .

D'après les courbes, U_{out} semble être proportionnelle à $\frac{dC_{var}}{dt}$: la tension U_{out} est nulle lorsque $C_{var} = C_{min}$ ou $C_{var} = C_{max}$ tandis que les extrema de U_{out} correspondent aux vitesses de la masse mobile les plus élevées.

La puissance convertie du domaine électrique au domaine mécanique $P_{out_{RC}}$ est calculée selon la formule suivante :

$$P_{out_{RC}} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_2}^{t_1} \frac{U_{out}^2}{R_{load}} dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \sum_{\Delta t_i} \frac{U_{out}^2}{R_{load}} \Delta t_i \quad (\text{III.13})$$

2. Caractérisation du transducteur

ii) Mesures sur une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}

Dans un premier temps, cherchons à évaluer la tension maximale avec laquelle on peut polariser le transducteur sans risque de pull-in pour des fréquences allant jusqu'à 250 Hz. La recherche de U_{0max} se fait en calculant la valeur moyenne de la force électrostatique $F_{elec_{moyenne}}$. En effet, compte tenu de la géométrie des doigts, il n'est plus possible de calculer la force électrostatique par la formule classique. On compare ensuite celle-ci à la force mécanique de rappel. La valeur de $F_{elec_{moyenne}}$ est donnée par :

$$F_{elec_{moyenne}} = \frac{1}{2} \epsilon S U_0^2 \times \frac{1}{h} \int_0^h \left[\frac{1}{(d_0 - x + 2z \tan \alpha)^2} - \frac{1}{(d_0 + x + 2z \tan \alpha)^2} \right] dz \quad (\text{III.14})$$

avec α et h représentés figure III.25.

La figure III.34 représente la force mécanique pour différentes fréquences d'excitation ainsi que la force électrostatique pour une tension $U_0=10$ V, qui semble être proche de la tension maximale applicable.

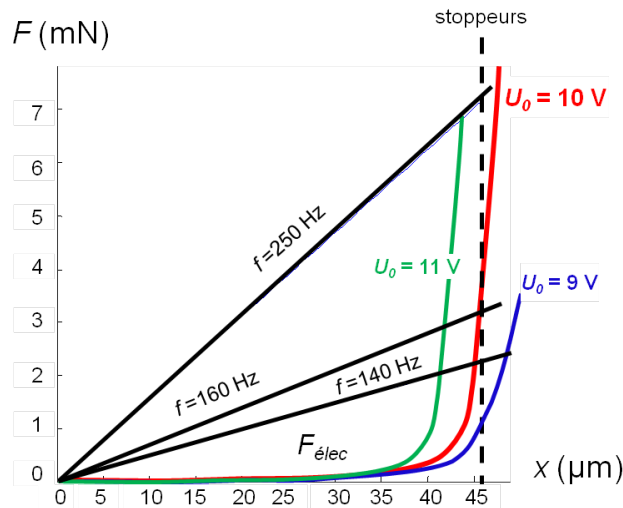


Figure III.34 – Représentation de la force mécanique pour différentes fréquences d'excitation et de la force électrostatique pour une tension $U_0=10$ V d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} .

La recherche d'une résistance R_{load} optimale a été effectuée pour des tensions U_0 de 5 V, 9 V et 12 V avec une fréquence d'excitation de 250 Hz et sous une accélération de 0.9 g et une pression de 0.15 Torr. Les résultats sont présentés figure III.35.

La résistance optimale est aux alentours de 750 k Ω . Cependant, pour $U_0=12$ V et des valeurs de résistance inférieures à 560 k Ω , les mesures de la puissance générée semblent aberrantes.

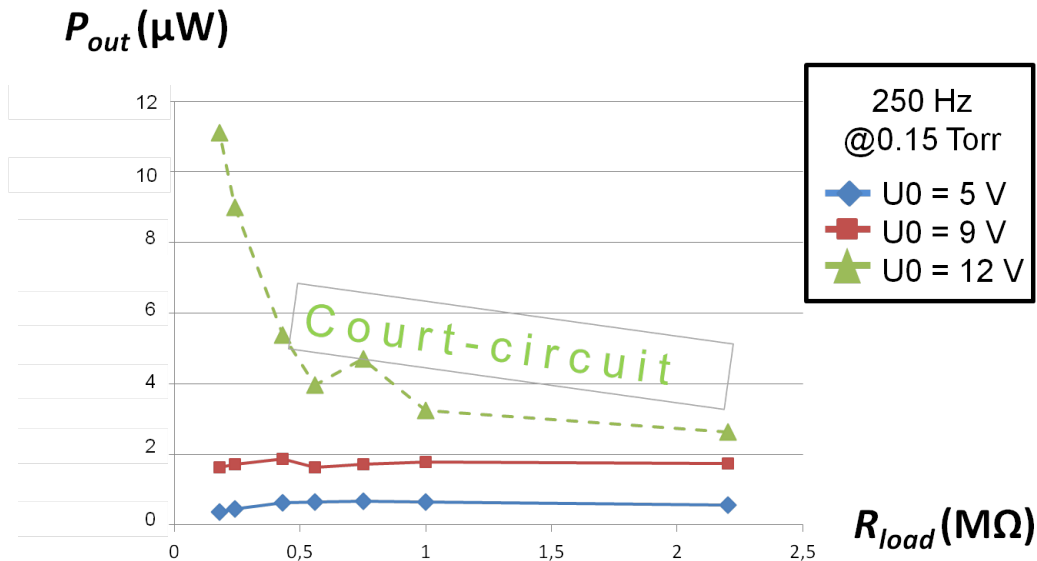


Figure III.35 – Puissance générée en fonction de la résistance R_{load} et de la tension U_0 pour une fréquence d'excitation de 250 Hz et sous une accélération de 0.9 g et une pression de 0.15 Torr

Si l'on compare les courbes $U_{out}=f(t)$ pour $U_0=9$ V et $U_0=12$ V pour $R_{load}=240$ k Ω sur la figure III.36, on constate deux allures de courbes bien différentes :

- sur la courbe rouge, qui correspond à $U_0=9$ V, les valeurs des maxima et minima sont quasiment symétriques par rapport à 0 (environ +1 V et -1 V),
- la courbe bleue, marquée de points, qui correspond à $U_0=12$ V, présente au contraire des maxima de 4-5 V environ tandis que ses minima oscillent entre -1 V et -2 V. Ce comportement peut être assimilé à un court circuit dû au phénomène de pull-in. La force électrostatique est plus forte que la force mécanique de rappel. Les stoppeurs, à cause de leur forme géométrique, ne sont pas aussi efficaces qu'ils le devraient si bien que les doigts fixes et mobiles entrent en contact. Cette hypothèse est vérifiée en mesurant en temps réel, à l'aide d'un multimètre, la résistance entre les électrodes fixe et mobile du MEMS : celle-ci chute pendant de courts instants à quelques k Ω

2. Caractérisation du transducteur

pendant la mesure.

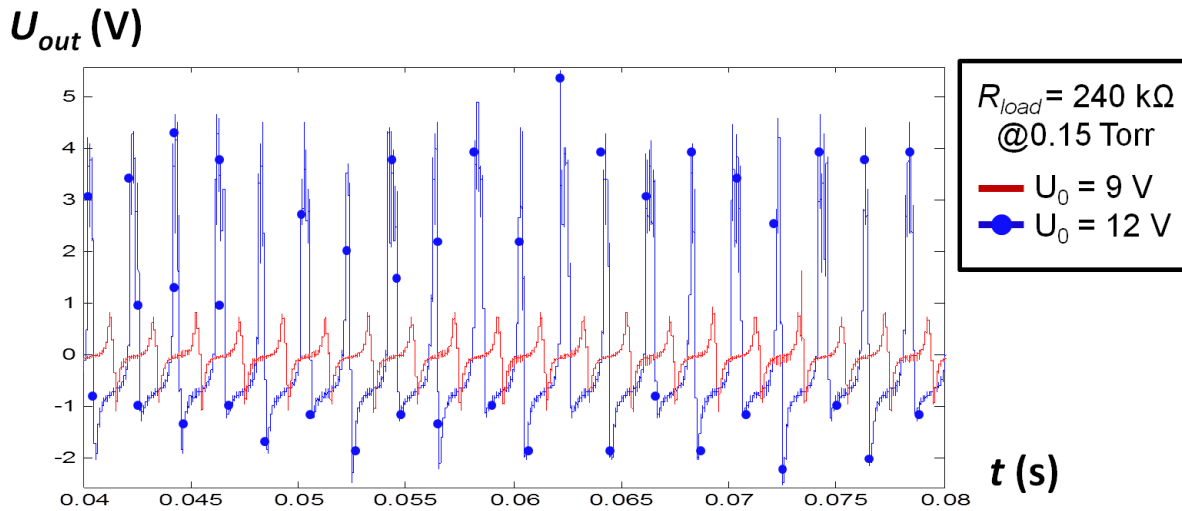


Figure III.36 – Evolution de la tension U_{out} au cours du temps pour deux tensions de pré-charge différentes. Mise en évidence d'un court-circuit.

La figure **III.37** présente la puissance générée en fonction de la fréquence d'excitation pour une tension de pré-charge $U_0=5$ V et une résistance $R_{load}=1$ M Ω . La pression dans l'enceinte est alors de 1 Torr.

La puissance augmente naturellement avec la fréquence de 140 Hz à 180 Hz puis chute brutalement jusqu'à 190 Hz. Etudions les courbes $U_{out}=f(t)$ pour les deux points de mesure à 180 Hz (point 1) et 190 Hz (point 2). A 180 Hz, les maxima et minima sont égaux d'une période électrique à l'autre. Les faibles variations que l'on détecte d'un pic à l'autre sont les conséquences du 50 Hz ambiant. En revanche, pour une fréquence d'excitation de 190 Hz, les maxima et minima sont égaux seulement toutes les deux périodes électriques. Cette alternance est due au choc inélastique entre la masse mobile et les stoppeurs. Le rapport C_{max}/C_{min} est donc plus faible qu'à 180 Hz et la puissance générée décroît fatalement. Ce phénomène était déjà clairement visible sur la figure **III.19** lors de la mesure de la fréquence de résonance : la vitesse de la masse mobile chutait dans cette gamme de fréquences. La puissance augmente ensuite avec la fréquence jusqu'à 303 Hz. Au-delà, il y a court-circuit pour l'une des deux raisons suivantes :

- l'accélération procurée par la table vibrante est si grande que les doigts mobiles viennent toucher

- les doigts fixes (même sans polarisation du transducteur),
- l'accélération n'est pas suffisante pour provoquer à elle-seule un court circuit. Le contact entre la partie fixe et la partie mobile est dû à la force électrostatique qui provoque un pull-in.

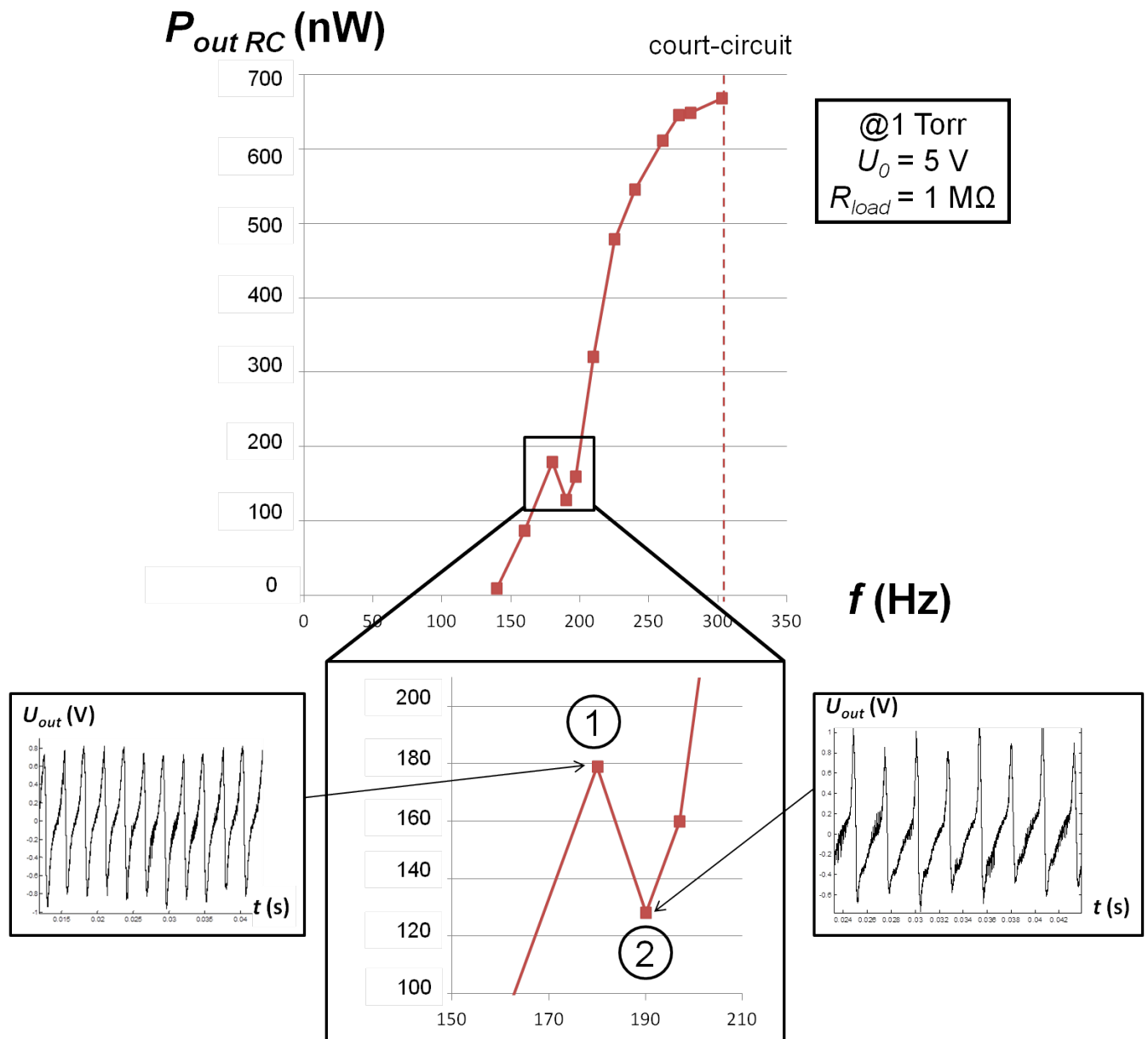


Figure III.37 – Interprétation de l'évolution de la puissance récupérée $P_{out RC}$ à 1 Torr pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , en fonction de la fréquence d'excitation à l'aide des graphes présentant la tension U_{out} en fonction du temps.

2. Caractérisation du transducteur

La même expérience est menée à 0.15 Torr (figure III.38a). La puissance P_{outRC} augmente avec la fréquence de 140 Hz à 197 Hz. En analysant la courbe $U_{out}=f(t)$ à 197 Hz, on constate que la masse mobile effleure les stoppeurs : l'asymétrie évoquée précédemment, même si elle est faible, est présente. Si l'on augmente encore la fréquence d'excitation, un court-circuit se produit. Ce court-circuit peut être assimilé à un phénomène de pull-in. Pour une même excitation mécanique, le déplacement de la masse mobile est plus important à 0.15 Torr qu'à 1 Torr. Pour une même tension de précharge U_0 , il n'est donc pas impossible que le pull-in survienne à une pression plus faible. Si on augmente encore la fréquence, cela revient à augmenter la force mécanique de rappel et donc à retarder l'effet de pull-in. C'est pourquoi, de 215 à 295 Hz, le déplacement de la masse mobile se fait sans court-circuit. Au-delà, un court-circuit provient pour l'une des deux raisons évoquées précédemment, à savoir un contact entre les doigts fixes et mobiles à cause d'une accélération trop grande ou bien une force électrostatique importante et responsable d'un pull-in classique.

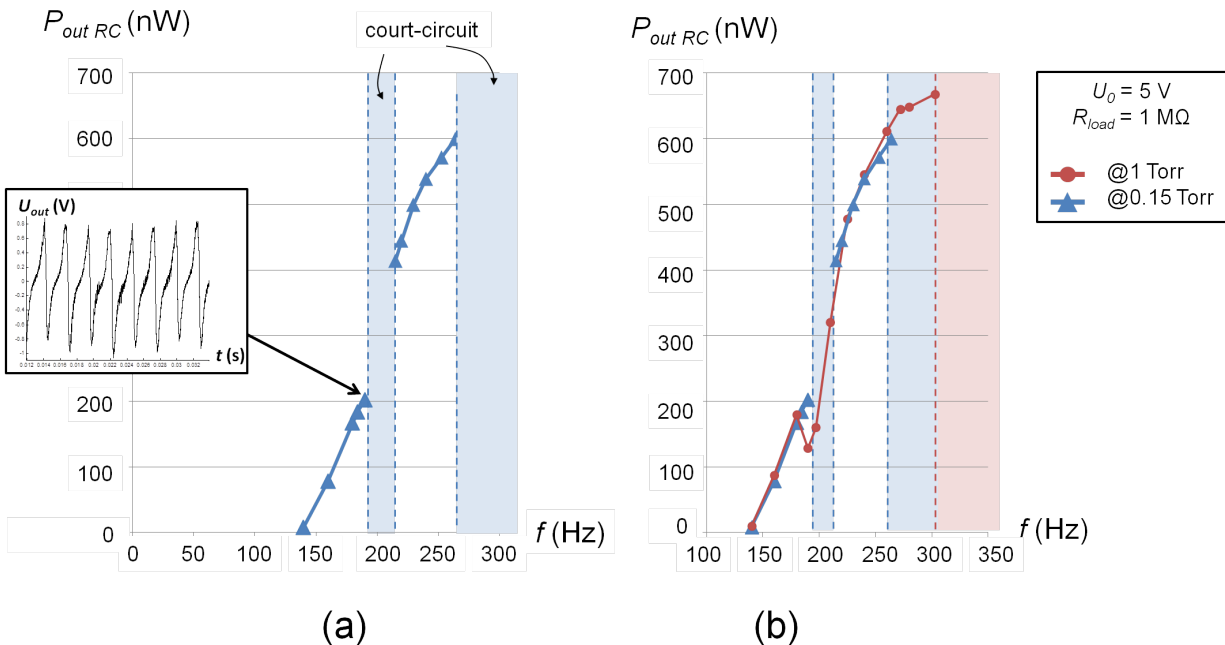


Figure III.38 – Evolution de la puissance récupérée P_{outRC} au cours du temps pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} et pour une tension $U_0=5$ V - Mise en évidence d'un court-circuit pour de très faibles pressions.

On pourrait penser que chaque court-circuit provoque un apport de charges issu de la source de tension U_0 sur le transducteur, invalidant ainsi les mesures de puissance délivrée à posteriori. Ce-

pendant les courbes réalisées à 1 Torr (sans aucun court-circuit sur toute la plage de fréquences) et à 0.15 Torr sont parfaitement superposables. Ceci valide la fiabilité et la répétabilité de la mesure (figure III.38b).

La même étude est menée, mais cette fois-ci avec une tension de pré-charge $U_0=10$ V. Les résultats sont présentées figure III.39.

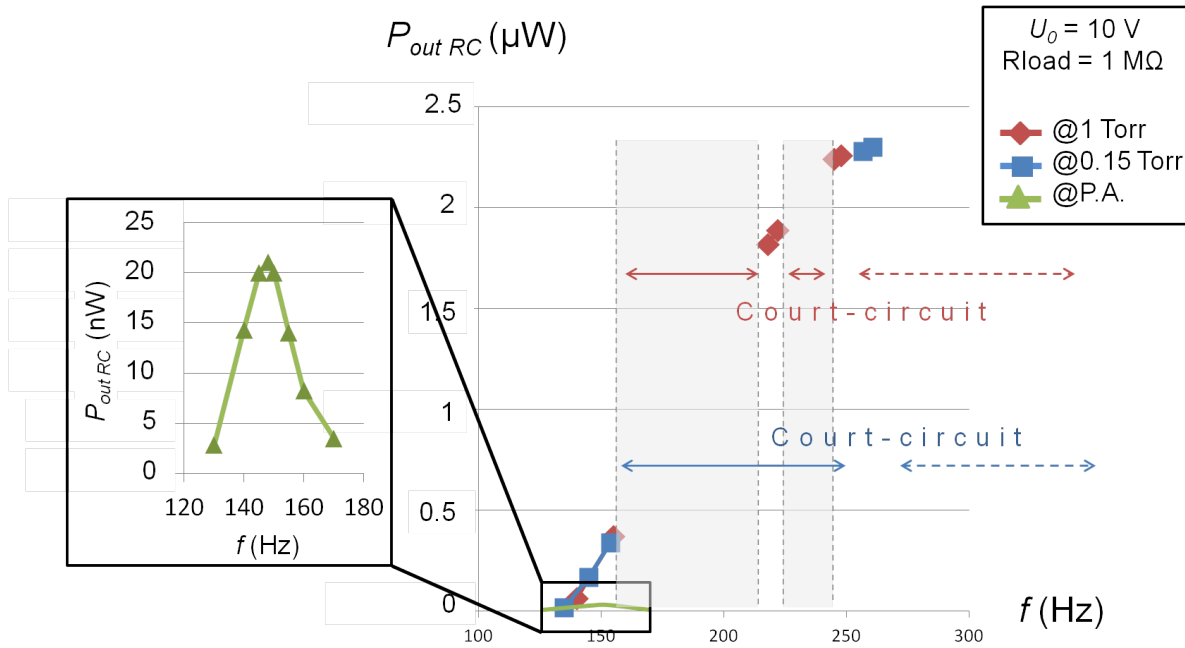


Figure III.39 – Evolution de la tension U_{out} au cours du temps pour une tension $U_0=10$ V. Mise en évidence de court-circuits intervenant sur des plages de fréquence qui dépendent de la pression.

La force électrostatique est plus importante que précédemment. Par conséquent, des court-circuits dus au pull-in apparaissent à 1 Torr, contrairement aux mesures menées avec $U_0=5$ V. Le premier court-circuit apparaît vers 155 Hz. En augmentant la fréquence d'excitation, on augmente le déplacement de la masse mobile et donc la force de rappel des ressorts. A 218 Hz, celle-ci devient plus forte que la force électrostatique et le déplacement de l'électrode mobile s'effectue dans créer de court-circuit.

Un court circuit apparaît à nouveau à 222 Hz. La force de rappel des ressorts reprend le dessus sur la force électrostatique à partir de 245 Hz. A partir de 250 Hz, l'accélération et la force électrostatique sont si importantes que le court-circuit est permanent pour des fréquences plus élevées.

Les mêmes phénomènes sont observés à 0.15 Torr. Les plages de fréquences pour lesquelles il y a

2. Caractérisation du transducteur

court-circuit sont plus larges. Ceci est dû au fait que le déplacement de l'électrode mobile est plus grand à pression moindre et à fréquence identique. La puissance maximale récupérée est alors de $2.3 \mu\text{W}$ à 260 Hz sous une accélération de $1 g$.

A pression atmosphérique, et pour une tension de pré-charge de 10 V, la puissance récupérée est de 21 nW à 150 Hz pour une accélération de $0.4 g$.

iii) Mesures sur une structure à petit rapport C_{max}/C_{min}

Cette structure est, dans un premier temps, mesurée à pression atmosphérique puisque l'intégralité du déplacement peut être parcouru par la masse mobile dans ces conditions.

Il est intéressant d'évaluer la tension U_{0max} avec laquelle il n'est plus possible de polariser le MEMS et pour laquelle le pull-in intervient. Cela permettra de travailler avec des résultats cohérents et de ne pas endommager la structure. Traçons la force mécanique pour une fréquence de 250 Hz et 296 Hz et cherchons la tension U_0 pour laquelle la force électrostatique devient égale à la force mécanique pour un déplacement x de $40.4 \mu\text{m}$. La tension U_{0max} calculée est de 40 V (figure III.40).

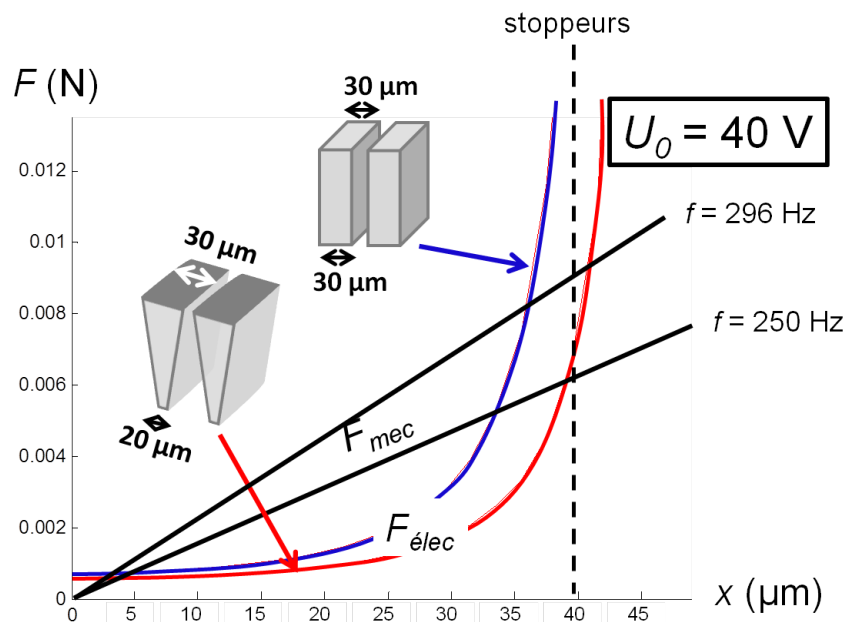


Figure III.40 – Évaluation de la tension U_0 pour une force électrostatique égale à la force mécanique au niveau des stoppeurs.

La figure III.41 présente la puissance récupérée en fonction de R_{load} pour différentes fréquences et tension de pré-charge U_0 .

Dans un premier temps, la fréquence d'excitation mécanique est égale à la fréquence de résonance du système mesurée au paragraphe 2.2, soit 296 Hz. Pour $5 \text{ V} < U_0 \leq 20 \text{ V}$, la puissance récupérée augmente naturellement avec U_0^2 et $P_{out_{RC}}$ est maximale pour une résistance optimale $R_{load}=2.2 \text{ M}\Omega$. Pour $U_0 > 20 \text{ V}$, $P_{out_{RC}}$ n'augmente plus si l'on conserve la même fréquence d'excitation. En effet, il faut alors tenir compte de la force électrostatique qui provoque un décalage de la fréquence de résonance vers les fréquences décroissantes [56]. Pour une tension $U_0=28 \text{ V}$, $P_{out_{RC}}$ est maximale à une fréquence de 282 Hz. De la même façon, si $U_0=40 \text{ V}$, $P_{out_{RC}}$ est maximale à une fréquence de 250 Hz avec une résistance $R_{load}=3 \text{ M}\Omega$.

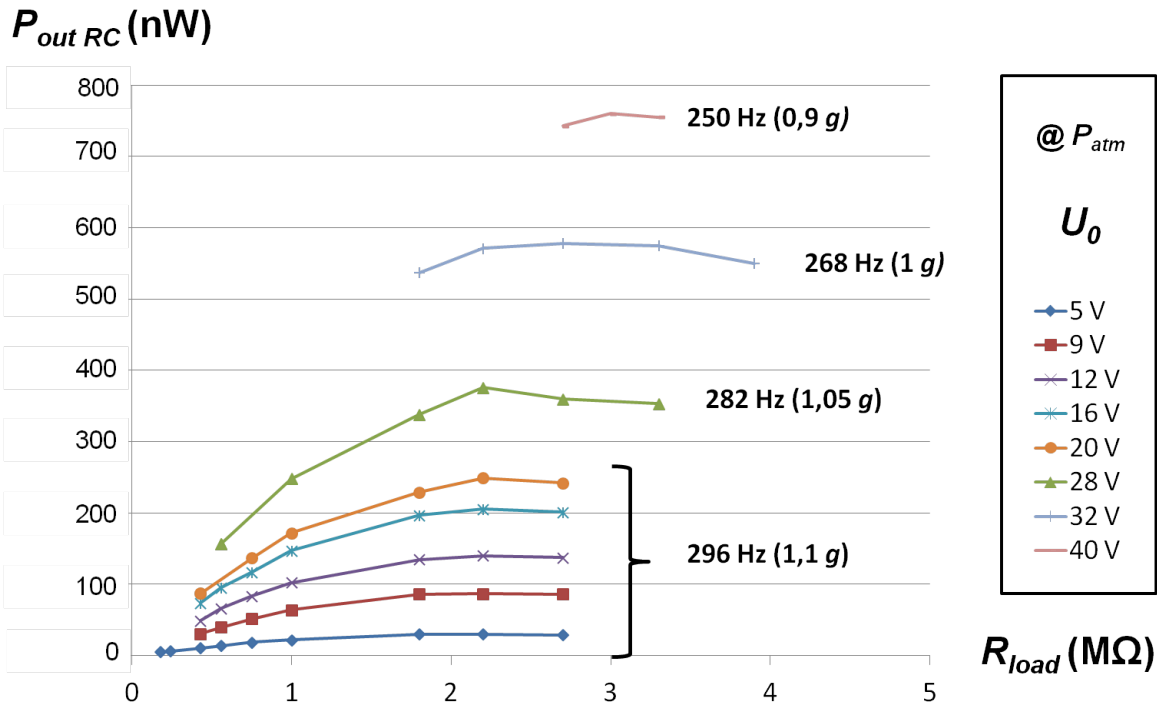


Figure III.41 – Puissance récupérée en fonction de R_{load} par une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} , pour différentes tensions de pré-charge et fréquences d'excitation.

La mesure s'effectue maintenant à U_0 et R_{load} (optimale) fixées pour différentes fréquences d'excitation. Les résultats de ces mesures de $P_{out_{RC}}$ sont présentés figure III.42. La puissance maximale générée augmente avec U_0 et la fréquence de résonance associée décroît quand U_0 augmente.

2. Caractérisation du transducteur

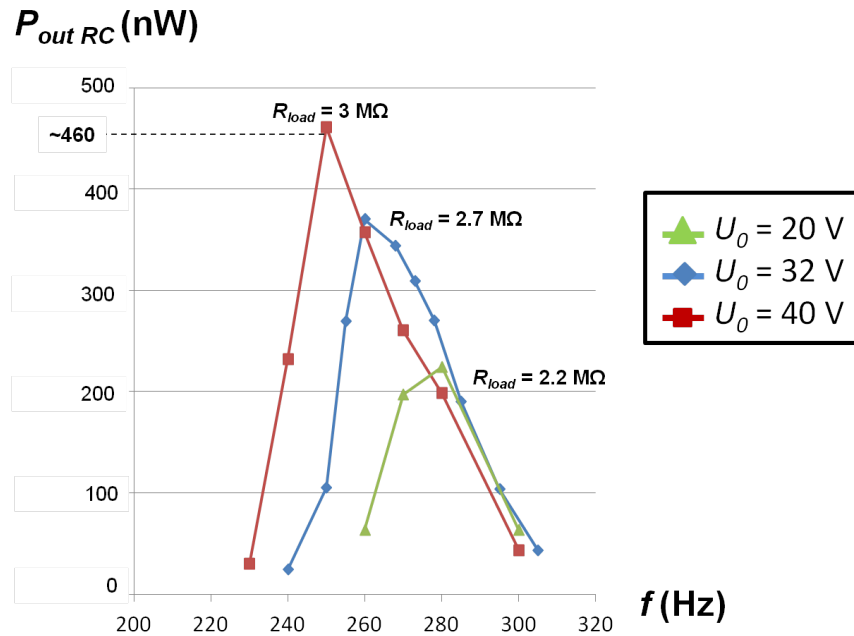


Figure III.42 – Puissance récupérée pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} à pression atmosphérique en fonction de la fréquence d'excitation, pour différentes tensions de pré-charge et des résistances de charge R_{load} optimales.

Lorsqu'elle est pré-chargée avec une tension de 40 V, cette structure délivre au maximum, à pression atmosphérique et sous une accélération de 0.9 g , une puissance $P_{out RC} \sim 460$ nW à 250 Hz sur une résistance de 3 M Ω .

N.B. : ces mesures ont été effectuées le lendemain de l'expérience présentée figure III.41. Malheureusement, nous ne sommes jamais parvenus à atteindre les mêmes niveaux de puissance.

Les expériences menées sous vide pour cette structure n'ont en revanche pas été fructueuses. Après une première mesure, effectuée à 0.15 Torr à 296 Hz sous une accélération de 1.1 g avec une tension de pré-charge de 5 V, permettant de récupérer 150 nW, un court-circuit sous une tension de pré-charge relativement élevée (9 V) a abîmé la structure. Les courbes $U_{out} = f(t)$ sont présentées sur la figure III.43. Il se peut qu'à ces fréquences élevées, l'accélération soit trop forte pour effectuer des mesures avec des tensions de pré-charge supérieures à 5 V et sans qu'un court-circuit ne se produise.

Par la suite, toutes les mesures effectuées sur cette puce présentaient des courbes $U_{out} = f(t)$

similaire à celle présentée figure III.43b

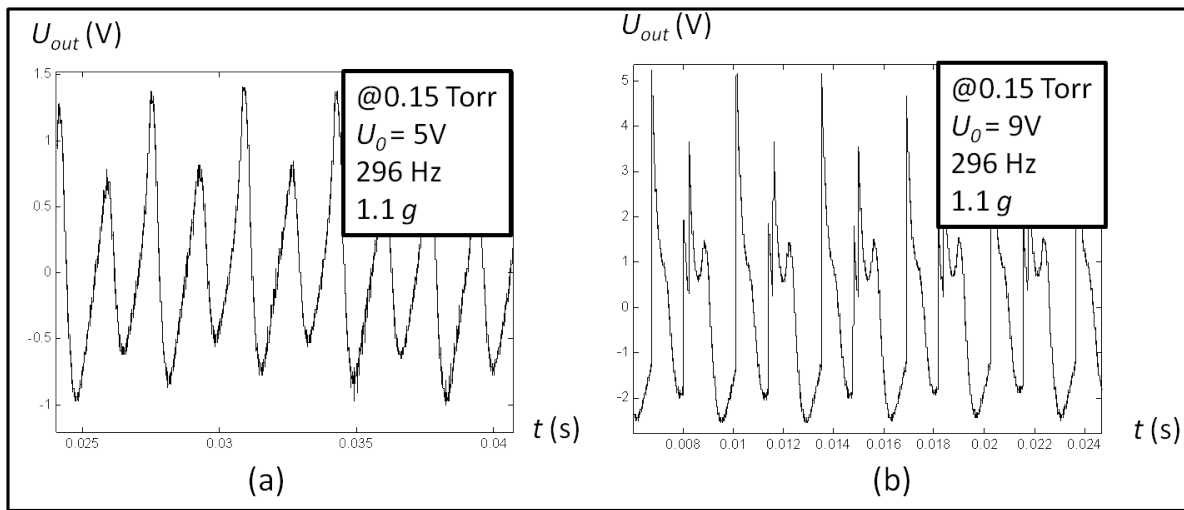


Figure III.43 – Courbes $U_{out} = f(t)$ réalisées sous vide sur une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} avec des tensions de pré-charge de 5 V (a) et 9 V (b). L'allure de la courbe réalisée pour $U_0 = 9$ V montre un court-circuit et témoigne des dégâts occasionnés.

b) Comparaison des mesures avec l'étude analytique du chapitre II

Il est difficile de trouver une analogie entre les résultats expérimentaux et ceux annoncés lors de l'étude du chapitre II. En effet, les valeurs de capacités maximale et minimale mesurées sont très différentes des valeurs théoriques du fait de la géométrie des électrodes après l'étape de gravure du silicium. Par conséquent, les tensions maximales $U_{0_{max}}$ avec lesquelles on peut pré-charge les structures sont bien supérieures à celles calculées. Les fréquences de résonance des structures fabriquées sont différentes de celles initialement prévues et varient en fonction de la force électrostatique. Les puissances mesurées, qui dépendent directement de U_0^2 , de C_{max} , C_{min} et f_{mec} , diffèrent de un voire deux ordres de grandeur avec les valeurs simulées.

Pour la structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , la puissance calculée à 200 Hz était de 34 μ W avec une tension $U_0 = 3.15$ V dans le cas d'un déplacement maximal de l'électrode mobile. A 1 Torr, la puissance $P_{out_{RC}}$ mesurée est d'environ 120 nW à 200 Hz pour une tension de pré-charge de 5 V. Dans le cas où le déplacement était réduit de 10%, une même tension de pré-charge conduisait, d'après nos calculs, à une puissance maximale récupérée de 1 μ W. A pression atmosphérique, le

2. Caractérisation du transducteur

déplacement correspond à peu près au déplacement maximal réduit de 10%. En réalité, la puissance ne doit pas excéder quelques nW et est trop faible pour être mesurée.

Pour la structure à petit rapport C_{max}/C_{min} , nous avons calculé une puissance maximale récupérable de $27.7 \mu\text{W}$ à 200 Hz une fois la structure pré-chargée avec une tension U_0 de 15 V. Il s'avère que $P_{out_{RC}}$ vaut environ 220 nW à 280 Hz avec une tension de pré-charge de 20 V.

Afin d'avoir des résultats cohérents avec les puissances annoncés au chapitre précédent, il faudrait établir un nouveau design optimisé et qui tient compte de la fonction présentant la variation de capacité définie par l'équation (III.12). Cela nécessiterait un calcul complexe : en effet, il faudrait dériver l'expression (III.12) afin d'obtenir une expression de la force électrostatique puis résoudre la nouvelle équation qui permet de trouver le déplacement maximal en fonction de la tension de pré-charge.

c) Puissance récupérée dans un circuit de pompe de charge

Ce circuit de conditionnement du transducteur a été présenté dans [57]. Il est schématisé figure III.44.

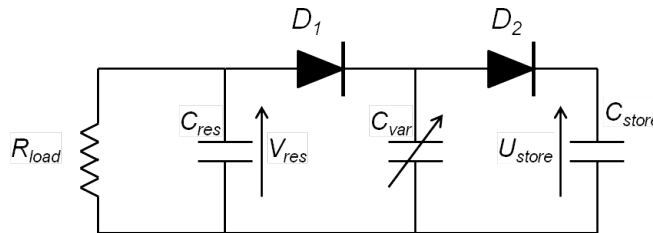


Figure III.44 – Circuit de conditionnement du transducteur incluant une pompe de charge, d'après [57].

La nouveauté par rapport au circuit RC est l'utilisation d'une troisième capacité, appelée C_{store} , qui accumule de l'énergie durant les cycles de variation de C_{var} .

Pendant le fonctionnement de la pompe de charge, le diagramme $Q - V$ est plus complexe que celui à charge constante présenté au chapitre I figure I.12. Il est composé de 4 zones au cours desquelles la trajectoire $Q - V$ change à chaque cycle (figure III.45a) : si au point de départ (point A), $U_{res} = U_{store} = U_{var} = U_0$ et $C_{var} = C_{max}$, le premier cycle est triangulaire (cycle ABC). Le second cycle contient quant à lui un point additionnel (le point A_{bis}) et comme U_{store} a augmenté,

ce cycle prend une forme trapézoïdale constituée des points A, A_{bis}, B_{bis} et C_{bis}. Le cycle suivant comprend les points A, A'_{bis}, B'_{bis} et C'_{bis} et l'aire correspondante est plus grande que celle du cycle précédente. Etant donné que l'aire de chaque cycle est égale à l'énergie convertie [58], cela signifie que la quantité d'énergie récupérée augmente à chaque cycle.

Le diagramme $Q - V$ est délimité par les droites correspondant aux valeurs de C_{min} et C_{max} : $Q = C_{min} \times V$ et $Q = C_{max} \times V$. Ces droites fixent la valeur maximale sur U_{store} (U_{sat}). Quand U_{store} est très proche de U_{sat} , le cycle devient très fin jusqu'à devenir une simple ligne pour laquelle il n'y a plus de conversion d'énergie. Il existe donc un nombre optimal de cycles pour lequel la pompe de charge emmagasine un maximum d'énergie (figure III.45b).

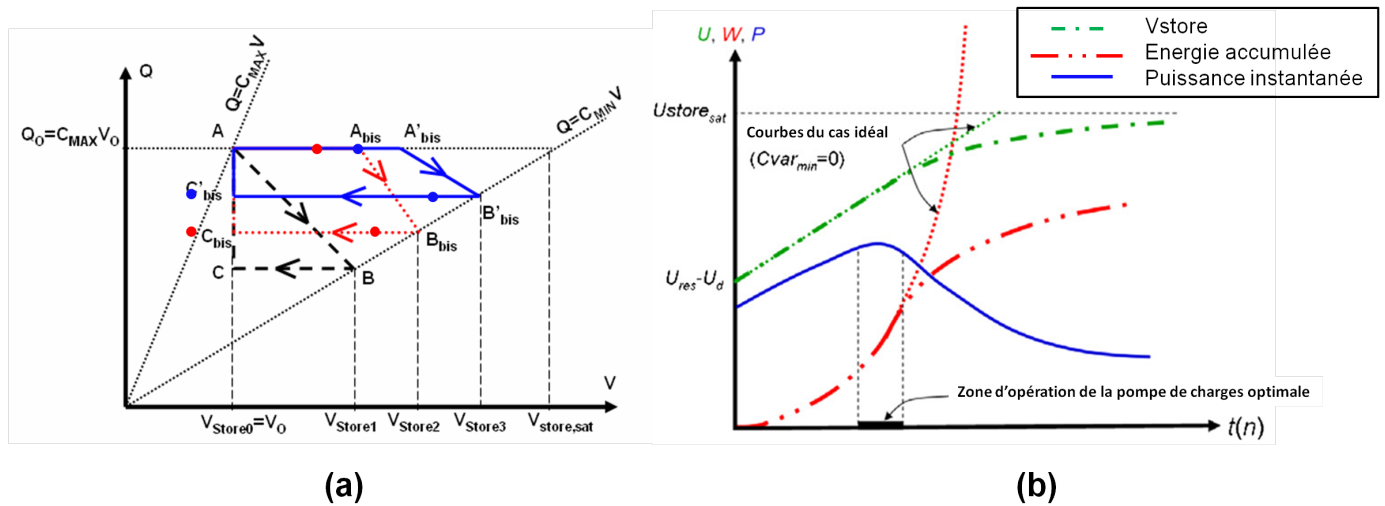


Figure III.45 – (a) Diagramme $Q - V$ pendant l'opération de pompe de charge et (b) évolution de la tension, de l'énergie et de la puissance sur C_{store} [59]. n est le nombre de cycles de variation de C_{var} .

La pompe de charge est synchronisée avec les variations de C_{var} grâce aux diodes D_1 et D_2 qui jouent le rôle d'interrupteurs.

2. Caractérisation du transducteur

i) Fonctionnement de la pompe de charge

Établissons la formulation de l'énergie générée par la transduction électromécanique à l'aide de la pompe de charge.

La pompe de charge convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Elle comprend trois capacités et deux diodes : la capacité réservoir C_{res} qui fournit l'énergie initiale au système, la capacité variable C_{var} (qui possède un maximum $C_{var_{max}}$ et un minimum $C_{var_{min}}$) qui varie sous l'effet des vibrations externes, et la capacité de stockage C_{store} qui est utilisée pour stocker la charge électrique pendant le processus de conversion électromécanique. Les diodes $D1$ et $D2$ sont des interrupteurs passifs.

Les conditions initiales sur la pompe de charge sont les suivantes :

$$\begin{aligned} U_{res} &= U_{C_{var}} = U_{store} = U_0 > 0 \\ C_{var} &= C_{max} \\ D1 \text{ et } D2 &\text{ OFF} \end{aligned}$$

On suppose que la chute de tension à travers les diodes est nulle en état ON. Quand le résonateur commence à vibrer, C_{var} diminue et la tension du transducteur $U_{C_{var}}$ augmente. La diode $D2$ va alors passer en mode ON ce qui va permettre l'apparition d'un flux de la charge électrique de C_{var} vers C_{store} .

Une fois que la capacité est minimale, C_{var} augmente à nouveau et $U_{C_{var}}$ diminue. La diode $D2$ passe à l'état OFF. Lorsque $U_{C_{var}} = U_{res}$, la diode $D1$ entre à l'état ON provoquant un flux de la charge électrique de C_{res} vers C_{var} . Ces itérations sur les variations de C_{var} font croître U_{store} et décroître U_{res} . La charge électrique, en revanche, reste constante.

Pour conserver U_{res} constant durant le fonctionnement de la pompe de charge, il faut nécessairement :

$$C_{res} \gg C_{store} \text{ et } C_{res} \gg C_{var}.$$

L'expression de U_{store} est [60] :

$$(U_{store})_n = U_0 \left[\left(1 - \frac{C_{max}}{C_{min}} \right) \left(\frac{C_{store}}{C_{store} + C_{min}} \right)^n + \frac{C_{max}}{C_{min}} \right] \quad (\text{III.15})$$

où n est le nombre de cycles de la pompe de charge. Quand $n \rightarrow \infty$, C_{store} atteint un niveau de

saturation et U_{store} a une valeur constante, donnée par :

$$U_{sat} = \frac{C_{max}}{C_{min}} U_0 \quad (\text{III.16})$$

Le nombre de cycles n nécessaires à l'établissement d'un niveau de saturation peut être calculé à partir de l'équation (III.15) :

$$n = \log \left(\frac{\frac{U_{sat}}{U_0} - \frac{C_{max}}{C_{min}}}{1 - \frac{C_{max}}{C_{min}}} \frac{U_{sat}}{U_0} - \frac{C_{max}}{C_{min}} \right) \div \log \left(\frac{C_{store}}{C_{store} + C_{min}} \right) \quad (\text{III.17})$$

L'incrément d'énergie stockée par C_{store} est donné par :

$$\Delta E_{1 \rightarrow n} = \frac{C_{res} C_{store}}{2(C_{res} + C_{store})} [(U_{store})_n - (U_{res})_n]^2 \quad (\text{III.18})$$

Comme U_{res} est constant et $C_{res} \gg C_{store}$, l'équation (III.18) se simplifie pour donner :

$$\Delta E_{1 \rightarrow n} = \frac{C_{store}}{2} [(U_{store})_n - U_{res}]^2 \quad (\text{III.19})$$

où $(U_{store})_n$ est la tension sur C_{store} à la fin du $n^{ième}$ cycle et est égale à :

$$(U_{store})_n = \frac{C_{store}}{C_{store} + C_{min}} (U_{store})_{n-1} + U_0 \frac{C_{max}}{C_{store} + C_{min}} \quad (\text{III.20})$$

Le maximum de quantité d'énergie $\Delta E(n)_{max}$ récupérable est donné par la formule :

$$E_{n_{max}} = \frac{U_{res}^2}{2} \frac{C_{min} \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1 \right)^2}{\frac{C_{min}}{C_{store}} + 2} \quad (\text{III.21})$$

Comme $C_{store} \gg C_{min}$, $E_{n_{max}}$ est $2/(1 - C_{min}/C_{max})$ fois plus faible que l'énergie maximale récupérée lors d'un cycle dans le triangle idéal $Q - V$. Si C_{max}/C_{min} et C_{store}/C_{min} sont élevés, ce facteur tend vers 2.

La résistance R_{load} est désormais placée en flyback afin de réduire les pertes et permettre à la totalité du courant généré par la capacité variable de passer à travers la charge.

Le schéma du montage expérimental est présenté figure III.46.

La pompe de charge est composée de trois capacités : une grande capacité $C_{res}=1.3 \mu\text{F}$, une plus

2. Caractérisation du transducteur

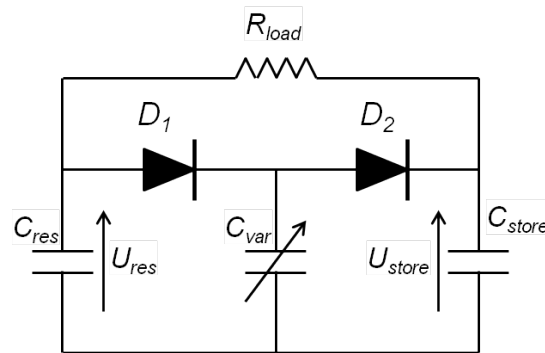


Figure III.46 – Circuit de conditionnement proposé avec R_{load} monté entre C_{store} et C_{res} .

petite $C_{store}=3.3$ nF, et enfin C_{var} , la capacité variable du transducteur. Il faut nécessairement que $C_{var} \ll C_{store}$. Le rôle de la pompe de charge est de transférer des charges de C_{res} vers C_{store} . Puisque $C_{store} \ll C_{res}$, le transfert de charges requiert une énergie externe fournie par les variations de C_{var} . Sans la résistance de charge R_{load} , la tension sur C_{store} augmente tandis que la tension sur C_{res} diminue jusqu'à ce que la pompe de charge atteigne un régime de saturation dans lequel aucune puissance n'est générée. Pour que la pompe de charge fonctionne en régime continu, une résistance R_{load} est connectée entre C_{res} et C_{store} . La tension aux bornes de C_{store} augmente à cause des variations de C_{var} . La tension de C_{store} augmente et la capacité fournit de l'énergie à la résistance de charge R_{load} . Le courant qui va alimenter cette résistance participe ensuite à alimenter C_{res} en charges. C'est donc C_{store} elle-même qui fournit le courant de charges, sans avoir recours à un circuit flyback pour alimenter C_{res} en énergie.

Le courant qui est produit par la variation de C_{var} est réparti entre la résistance de charge et le condensateur C_{store} . Lorsque le courant produit par C_{var} est supérieur au courant consommé par la résistance de charge, la différence s'accumule dans C_{store} provoquant ainsi l'élévation de sa tension. En supposant constantes la variation de C_{var} et la fréquence de vibration, les tensions aux bornes de C_{store} et de R_{load} deviennent stables au bout d'un certain temps. En négligeant les pertes dues au courant de fuite et en supposant la valeur de U_{store} constante, le courant généré par C_{var} est transmis en totalité à la résistance de charge.

La charge fournie par le condensateur C_{var} pour un cycle de vibrations est donnée par :

$$\Delta Q_{C_{var}} = Q_{var_{initial}} - Q_{var_{final}} = C_{max}U_{res} - C_{min}U_{store} \quad (\text{III.22})$$

Le courant fourni par C_{var} est donné par :

$$i_{var} = \frac{dQ}{dt} = \frac{dC_{var}U_{var}}{dt} \quad (\text{III.23})$$

Le courant i_{var} peut également s'exprimer par :

$$i_{var} = (C_{max}U_{res} - C_{min}U_{store}) \times f_{elec} \quad (\text{III.24})$$

On calcule le courant de charge i_{R_L} par l'expression (III.25)

$$i_{R_L} = \frac{U_{store} - U_{res}}{R_L} \quad (\text{III.25})$$

Si U_{store} est constante, $i_{R_L} = i_{var}$ et donc :

$$R_L = \frac{U_{store} - U_{res}}{(C_{max}U_{res} - C_{min}U_{store}) \times f_{elec}} \quad (\text{III.26})$$

La puissance sur R_L est calculée selon l'expression (III.27) :

$$\begin{aligned} P_{out_{pump}} &= (U_{store} - U_{res}) \times (C_{max}U_{res} - C_{min}U_{store})f_{elec} \\ &= \frac{(U_{store} - U_{res})^2}{R_{load}} \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Les mesures de récupération d'énergie s'effectuent ainsi : dans un premier temps, C_{res} est pré-chargée avec une tension U_0 . On applique des vibrations dans le plan au transducteur puis on déconnecte la source de tension du circuit. La pompe de charge devient autonome. C_{res} et C_{store} se déchargent et injectent de l'énergie dans le circuit tandis que les diodes et R_{load} consomment l'énergie. On a alors l'égalité suivante :

$$E_{R_{load}} + E_{diodes} = E_{C_{res}} + E_{C_{store}} \quad (\text{III.29})$$

Cependant, comme le transducteur convertit l'énergie mécanique en énergie électrique, l'énergie

2. Caractérisation du transducteur

consommée doit être plus élevée que l'énergie fournie par les capacités. On a donc l'égalité :

$$E_{mec} = E_{R_{load}} + E_{diodes} - E_{C_{res}} - E_{C_{store}} \quad (\text{III.30})$$

où E_{mec} , $E_{R_{load}}$, E_{diodes} , $E_{C_{res}}$ et $E_{C_{store}}$ sont l'énergie convertie à partir des vibrations mécaniques, l'énergie consommée par la résistance, l'énergie consommée par les diodes, l'énergie emmagasinée dans C_{res} et C_{store} respectivement.

L'énergie délivrée par les capacités est donnée par :

$$E_C = \frac{C}{2} [U_C^2(t_0) - U_C^2(t_0 + \Delta t)] \quad (\text{III.31})$$

et l'énergie consommée par la charge est donnée par :

$$E_{R_{load}} = \int_{t_0+\Delta t}^{t_0} \frac{(U_{store} - U_{res})^2}{R_{load}} dt \quad (\text{III.32})$$

L'expression (III.33) donne la valeur de l'énergie consommée par les diodes :

$$E_{diodes} = \Delta Q_{res} U_D + \Delta Q_{store} U_D \quad (\text{III.33})$$

où U_D est constant et $U_D=6$ V.

Pour un bon fonctionnement de la pompe de charges, les diodes doivent avoir un courant de fuite inverse très faible afin de minimiser les pertes dans le processus de récupération d'énergie. Cette condition s'exprime par :

$$Q_{initial} = C_{max} U_0 \gg Q_{pertes} = T \times I_{inverse} \quad (\text{III.34})$$

où $Q_{initial}$, C_{max} , U_0 , $I_{inverse}$, Q_{pertes} , et T sont la charge initiale stockée dans le transducteur, la capacité maximale du transducteur, la tension de pré-charge, le courant de fuite inverse, la perte de charges que celui-ci provoque et la période d'un cycle respectivement.

Les composants choisis sont les diodes *JPAD5* de *Calogic corporation*tm qui possèdent un courant de fuite de 5 pA. Si notre système est pré-chargé avec une tension $U_0=10$ V et en considérant

une valeur de $C_{max} \sim 300$ pF, alors $Q_{initial}=3$ nC. Avec une fréquence électrique de 500 Hz, $Q_{pertes}=10$ fC. Cette valeur est négligeable devant la charge injectée.

ii) Mesures sur une structure à grand rapport C_{max}/C_{min}

La pompe de charge est, dans un premier temps, testée sans résistance de charge. C_{res} est chargée avec une tension de 5.6 V. Avec les vibrations, la tension sur C_{store} croît et sature au bout d'un certain temps.

Sous une pression de 0.15 Torr et avec une fréquence d'excitation de 260 Hz et une accélération de 1 g , le rapport $C_{max}/C_{min} \sim 4$ (cf. figure III.27). D'après l'équation (III.16), on s'attend à obtenir $U_{store}=20$ V. La tension sur C_{store} mesurée sature effectivement à ~ 19 V.

Le tableau III.2 présente les valeurs de saturation de U_{store} en fonction de U_{res} pour une fréquence d'excitation de 250 Hz sous une pression de 0.15 Torr.

U_{res} (V)	U_{store} à saturation (V)
5.6	19
8.6	30.5
10.6	38.2

Tableau III.2 – Tension de saturation sur C_{store} en fonction de U_{res} d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} .

Une fois la résistance R_{load} branchée entre C_{res} et C_{store} , la première étape consiste à chercher l'impédance optimale pour laquelle $P_{out_{pump}}$ est maximale. La figure III.47 présente la puissance récupérée en fonction de différentes valeurs de R_{load} pour une fréquence d'excitation mécanique de la structure de 260 Hz et sous une pression de 0.15 Torr.

La résistance R_{load} optimale est ~ 15 M Ω et la puissance maximale récupérée à l'aide de la pompe de charge est d'environ 1.4 μ W.

La source de tension est maintenant déconnectée du système qui va alors fonctionner de façon autonome. La figure III.48 montre l'évolution des tensions U_{store} et U_{res} au cours du temps avec une résistance de charge connectée entre C_{res} et C_{store} de 15 M Ω . U_{store} chute d'environ 800 mV en 500 secondes. Cette baisse de tension est due aux courants de fuite des trois condensateurs.

A $t = t_0 + 500s$, $P_{out_{pump}}$ vaut 940 nW.

2. Caractérisation du transducteur

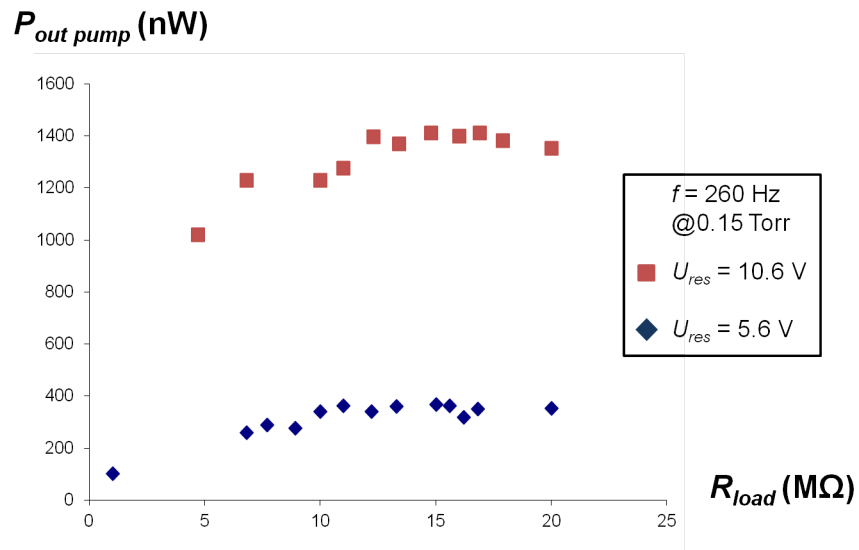


Figure III.47 – Puissance récupérée en fonction de R_{load} dans le circuit de pompe de charges pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} .

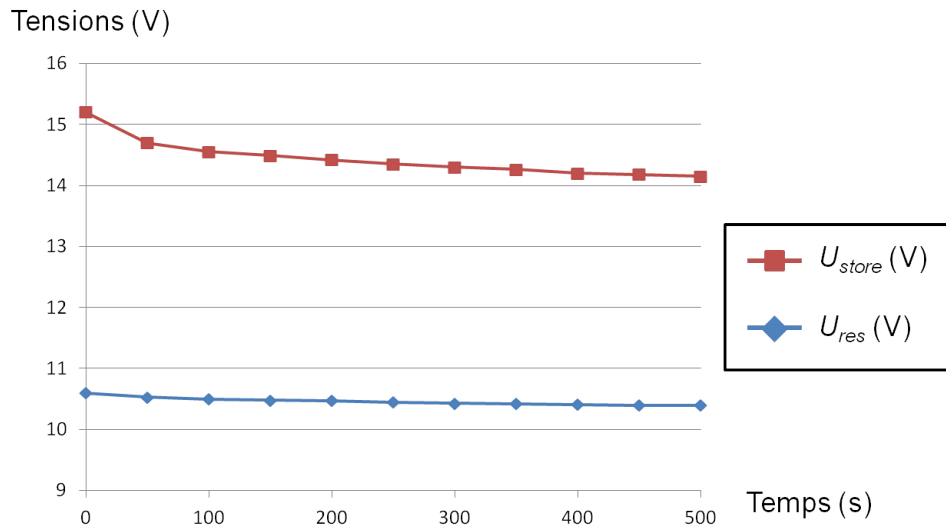


Figure III.48 – Evolution de U_{store} et U_{res} au cours du temps d'une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} et pour une résistance de charge de $15\ M\Omega$

iii) Mesures sur une structure à petit rapport C_{max}/C_{min}

Le tableau III.3 présente la tension de saturation sur C_{store} en fonction de U_{res} lorsqu'aucune résistance n'est connectée à la pompe de charge. Les mesures sont effectuées à pression atmosphérique et pour une fréquence d'excitation de 250 Hz.

U_{res} (V)	U_{store} à saturation (V)
10.6	14.6
20.6	30.1
40.6	63.5

Tableau III.3 – Tension de saturation sur C_{store} en fonction de U_{res} d'une structure à petit C_{max}/C_{min}

Les valeurs de $U_{store_{sat}}$ mesurées correspondent bien à des rapports $C_{max}/C_{min} \sim 1.5$, comme observés figure III.30.

La figure III.49 présente la puissance récupérée $P_{out_{pump}}$ pour différentes valeurs de la résistance de charge R_{load} lorsque celle-ci est branchée entre C_{res} et C_{store} .

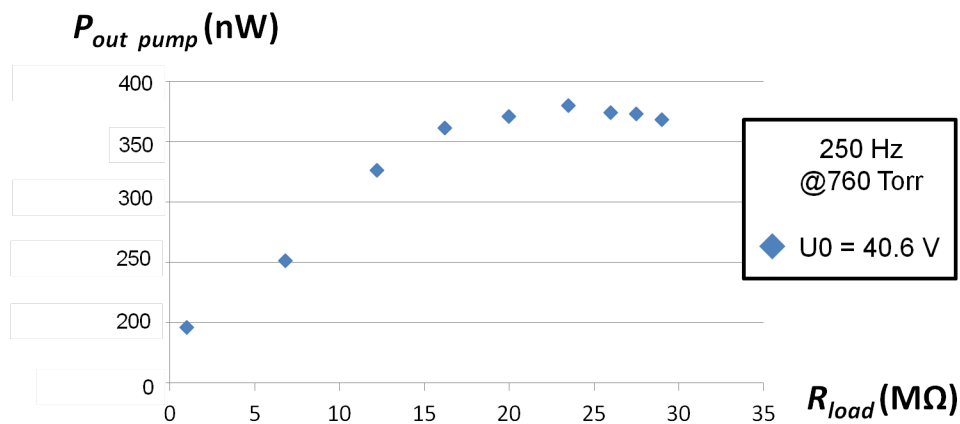


Figure III.49 – Evolution de la puissance récupérée $P_{out_{pump}}$ en fonction de la résistance de charge R_{load} pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} .

L'impédance optimale est d'environ 23 MΩ et la puissance mesurée est alors de ~ 380 nW.

2. Caractérisation du transducteur

Une fois la source de tension déconnectée, les tensions U_{store} et U_{res} évoluent comme le montre la figure III.50. Au bout de 500 s, la tension sur C_{store} est de 42.3 V et la puissance récupérée est alors de 179 nW.

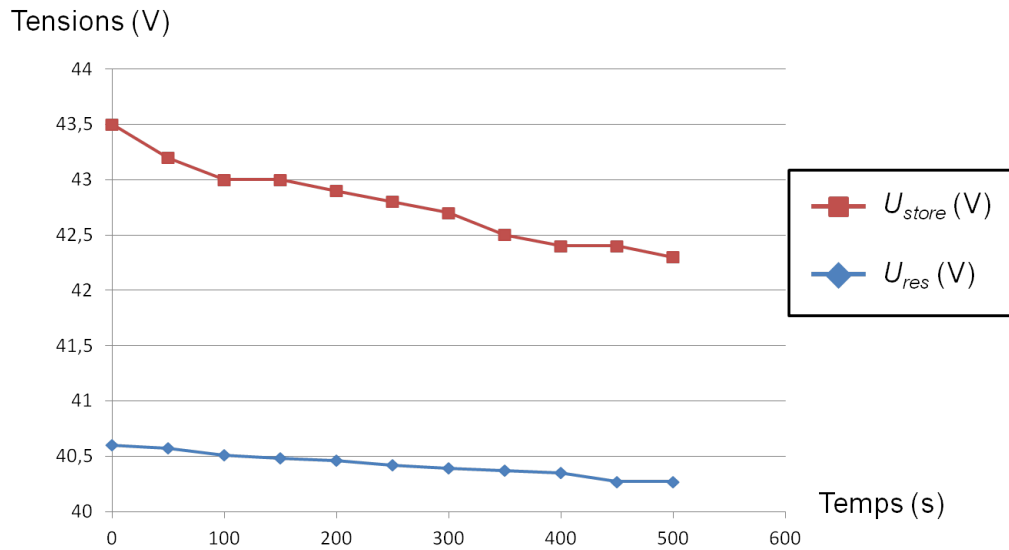


Figure III.50 – Evolution des tensions sur C_{store} et C_{res} au cours du temps pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} .

2.5 Conclusion

Nous avons fabriqué des récupérateurs d'énergie vibratoire par transduction électrostatique à grand et faible rapports C_{max}/C_{min} . Leur caractérisation a permis la mesure de leur fréquence de résonance et d'observer l'évolution de leur capacité au cours du temps. La présence de stoppeurs provoque un comportement fortement non-linéaire de la structure, probablement renforcé par une possible torsion des ressorts.

Les mesures de récupération d'énergie sont réalisées à l'aide de deux circuits différents :

- dans un circuit RC_{var} , les puissances maximales récupérées sont de $2.3 \mu\text{W}$ à 260 Hz sous une accélération de 1 g à 0.15 Torr pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} , et de 460 nW à 250 Hz sous 0.9 g à pression ambiante pour une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} , avec des tensions de pré-charge de 10 V et 40 V respectivement.
- l'implémentation des transducteurs dans un circuit de conditionnement à pompe de charge permet d'obtenir un système parfaitement autonome sur plusieurs minutes. A 0.15 Torr et avec une tension $U_{res}=10.6$ V, la puissance récupérée évolue de $1.4 \mu\text{W}$ à 940 nW entre t_0 (moment où le système devient autonome) et $t_0 + 500$ s pour une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} à 260 Hz sous 1 g . A pression atmosphérique, nous sommes capables de récupérer une puissance qui évolue de 380 nW à ~ 180 nW pendant le même intervalle de temps, à 250 Hz sous 0.9 g avec une tension $U_{res}=40.6$ V.

Chapitre IV

Conclusions et perspectives

1.	Résumé du travail de thèse	152
2.	Rendement des récupérateurs électrostatiques	154
3.	Comparaison de nos dispositifs avec les récupérateurs électrostatiques existants . .	155
4.	Travaux futurs	157
4.1	Méthode pour accroître la gamme de fréquences de travail d'un récupérateur d'énergie	158
4.2	Circuit de conditionnement avec retour inductif	165

Ce chapitre offre une conclusion générale sur le travail de recherche qui a été mené. Il est composé de quatre parties : la première résume le travail de thèse et les résultats obtenus. Dans la seconde section, nous évaluerons le rendement de nos REV, en comparant la puissance convertie mesurée avec la puissance maximale théorique. Nous comparerons ensuite le récupérateur d'énergie que nous avons fabriqué avec les transducteurs électrostatiques existants sur la base de figures de mérite présentées au chapitre I. Enfin, afin d'accroître la puissance générée par le transducteur et d'implémenter celui-ci dans un système autonome global, des perspectives seront présentées dans une quatrième partie.

1. Résumé du travail de thèse

Dans le cadre du projet ANR SESAM, nous avons fabriqué un récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électrostatique en technologie MEMS silicium. Ce travail s'inscrit dans la continuité de la thèse de Ayyaz Mahmood Paracha [35].

Après avoir présenté les différentes méthodes de transduction pour convertir l'énergie vibratoire en énergie électrique, nous avons dressé un état de l'art des récupérateurs électrostatiques avec et sans utilisation d'électrets. Parmi les différentes structures électrostatiques de base, notre choix s'est porté sur deux d'entre elles :

- la structure hors-plan à entrefer variable,
- la structure à peignes inter-digités à entrefer variable.

Une étude analytique a été menée sur les deux structures et un design optimal a été établi afin de maximiser la puissance récupérable. Ce design prend en compte le gap initial entre les électrodes, la tension de pré-charge et, pour la première fois, la tension aux bornes du dispositif. La limite de cette tension est fixée à 60 V afin de ne pas endommager le circuit de conditionnement. Elle est donnée par la technologie CMOS 0.35 μm de *Austrian Microsystems*.

Un second design prend également en compte une éventuelle variation de l'amplitude de l'accélération externe : cette structure possède un faible rapport C_{max}/C_{min} (théoriquement = 4). Si l'accélération ne permet pas à l'électrode mobile de parcourir son déplacement maximal, le résultat sera alors moins dramatique en termes de puissance récupérable.

1. Résumé du travail de thèse

Ces calculs ont été validés par des simulations ELDO/VHDL-AMS qui ont également permis de mettre en avant les instabilités du comportement dynamique de l'électrode mobile de la structure hors-plan.

Nous avons mis au point un procédé de fabrication collective de la structure à peignes inter-digités. Celui-ci est constitué d'une étape de photolithographie et d'une étape de gravure DRIE du substrat de silicium dopé sur $400\ \mu\text{m}$. Le substrat est ensuite soudé anodiquement à un wafer de verre qui présente des cavités de $100\ \mu\text{m}$ de profondeur.

Les structures fabriquées montrent une faible variation de capacité avec une capacité maximale comprise entre 180 pF et 300 pF à 0.15 Torr (au lieu de 900 pF théorique). Cela provient du profil des doigts fixes et mobiles après l'étape de gravure DRIE.

Les résonateurs montrent un faible facteur de qualité à pression atmosphérique. A basse pression, les résonateurs adoptent un comportement fortement non-linéaire dû aux chocs de la masse mobile avec les stoppeurs. Si l'accélération est trop forte et une fois la masse mobile au contact des stoppeurs, les ressorts sont susceptibles de se tordre et occasionnant un court-circuit entre les doigts fixes et mobiles.

La puissance récupérée a été mesurée à l'aide de deux circuits de conditionnement :

- **un circuit RC_{var}** avec lequel une puissance maximale de $2.3\ \mu\text{W}$ a été mesurée à 0.15 Torr avec une pré-charge de 10 V et sous une accélération de $1\ g$ à 260 Hz ($21\ \text{nW}$ à 1 atm à 150 Hz sous $0.4\ g$) sur une structure à grand rapport C_{max}/C_{min} . A pression atmosphérique, la structure à faible rapport C_{max}/C_{min} peut délivrer $460\ \text{nW}$ à 250 Hz à $0.9\ g$ et avec une tension de pré-charge de 40 V. Nous n'avons pas pu hélas tester la structure sous vide. Les tensions de pré-charge utilisées sont les tensions maximales avec lesquelles nous pouvons polariser les structures. Au-delà, un court-circuit se produit.
- **un circuit à pompe de charge** qui permet au système de fonctionner en totale autonomie pendant plus de 500 s. Pendant cet intervalle de temps, la structure à grand rapport C_{max}/C_{min} délivre une puissance qui chute de $1.4\ \mu\text{W}$ à $940\ \text{nW}$ à 0.15 Torr avec une tension de pré-charge de 10.6 V. La puissance délivrée par une structure à petit rapport C_{max}/C_{min} varie de $380\ \text{nW}$ à $180\ \text{nW}$ à pression atmosphérique avec une tension de pré-charge de 40.6 V.

Les puissances récupérées sont bien sûr plus faibles que celles calculées au chapitre II du fait de la forme géométrique des doigts et donc de la faible variation de capacité.

2. Rendement des récupérateurs électrostatiques

Le tableau **IV.1** présente la puissance maximale théorique $P_{h_{max}}$ récupérable pour un système masse ressort, la puissance maximale récupérable $P'_{h_{max}}$ dans le cycle triangulaire idéal $Q - V$, la puissance maximale récupérable dans un circuit de pompe de charge $P_{pump_{max}}$ et les puissances mesurées $P_{out_{RC}}$ et $P_{out_{pump}}$ dans les circuits RC_{var} et de pompe de charge respectivement.

Il faut préciser que $P'_{h_{max}}$ et $P_{pump_{max}}$ sont calculées en tenant compte du choc inélastique entre la masse mobile et les stoppeurs et qui est responsable des variations de C_{max} d'une période électrique à l'autre.

Structure	Conditions	$P_{h_{max}}$ eq. (I.11)	$P'_{h_{max}}$ eq. (I.15)	$P_{pump_{max}}$ eq. (III.21)	$P_{out_{RC}}$	$P_{out_{pump}}$
Grand $\frac{C_{max}}{C_{min}}$	@0.15 Torr 260 Hz $U_0 = 10V$ 1 g	23.6 μW	16 μW	6 μW	2.3 μW	1.4 μW
Grand $\frac{C_{max}}{C_{min}}$	@1 atm 150 Hz $U_0 = 10V$ 0.4 g	4.8 μW	1.6 μW	0.430 μW	21 nW	non testé
Petit $\frac{C_{max}}{C_{min}}$	@1 atm 250 Hz $U_0 = 40V$ 0.9 g	18 μW	10.2 μW	1.2 μW	0.46 μW	0.38 μW

Tableau IV.1 – Comparaisons des puissances théoriques avec les puissances mesurées dans les circuits RC_{var} et de pompe de charge.

On remarque tout d'abord que la puissance maximale récupérable $P'_{h_{max}}$ pour un transducteur électrostatique est, dans notre cas, bien plus faible que la puissance maximale théorique proposée par Mitcheson *et al.*. Cela provient notamment du fait que les rapports C_{max}/C_{min} de nos dispo-

3. Comparaison de nos dispositifs avec les récupérateurs électrostatiques existants

sitifs sont peu élevés. De la même façon, nous avons vu au chapitre III que les puissances $P'_{h_{max}}$ et $P_{pump_{max}}$ différaient d'un facteur 2 pour de grands rapports C_{max}/C_{min} . On se rapproche de ce facteur pour la structure mesurée à 0.15 Torr et pour laquelle $C_{max}/C_{min} = 4$ (figure III.27). En revanche, les rapports de capacité sont trop faibles à pression atmosphérique et les puissances $P'_{h_{max}}$ et $P_{pump_{max}}$ diffèrent d'un facteur 3 à 9.

Les puissances mesurées sont, elles, bien plus faibles que les valeurs de puissance théoriques correspondantes :

- le cycle $Q - V$ idéal est difficilement reproductible de façon expérimentale lorsque l'on travaille en mode continu et les puissances $P_{out_{RC}}$ diffèrent de plus d'un ordre de grandeur avec $P'_{h_{max}}$ lorsque les structures sont testées à pression atmosphérique.
- les pertes dans les diodes et les différentes capacités du circuit de pompe de charge sont en partie responsables du facteur 4 qui nous sépare de la puissance maximale récupérable.

En considérant une gravure DRIE parfaitement anisotrope permettant d'obtenir des électrodes à flancs verticaux, et en conservant un même rapport entre les puissances théoriques et celles mesurées précédemment, nous estimons des puissances $P_{out_{anisotrope}}$ du même ordre de grandeur que celles mesurées. En effet, il faut utiliser les tensions de pré-charge maximales calculées au chapitre II. Celles-ci sont bien plus faibles que les tensions de pré-charge utilisées lors de nos expériences du fait de la nouvelle géométrie des doigts. Étant donné que la puissance varie avec U_0^2 , les fortes tensions de pré-charge pourraient compenser les faibles rapports C_{max}/C_{min} obtenus par la micro-fabrication. Ces calculs sont toutefois à considérer avec précaution, n'ayant aucune information sur le rapport $P'_{h_{max}}/P_{out}$ et pouvant difficilement prévoir le comportement de la masse mobile lorsque celle-ci heurte les stoppeurs.

3. Comparaison de nos dispositifs avec les récupérateurs électrostatiques existants

Le tableau IV.2 présente les caractéristiques et les puissances converties de quelques récupérateurs d'énergie vibratoire par transduction électrostatique de la littérature. Ceux-ci sont comparés en calculant leur densité de puissance volumique (DPV) et à l'aide de deux figures de mérite (cf. cha-

pitre I section 4.5) dont les formules sont rappelées ici :

$$DPV = \frac{P_{convertie}}{Vol} \quad (\text{IV.1})$$

$$FoM_V = \frac{P_{convertie}}{\frac{1}{16} Y_0 \rho_{Au} Vol^{4/3} \omega^3}$$

$$FoM_{BW} = \frac{P_{convertie}}{mA_{ext}^2 Q_m} = 2\pi \frac{8P_{convertie} BW}{mA_{ext}^2 8\omega_0}$$

Auteur [réf]	Accél. (m/s ²)	Fréq. (Hz)	Volume du dispositif (mm ³)	Puissance convertie (μW)	DPV (μW.cm ⁻³)	FoM _{BW} (%)	FoM _V (%)
Mitcheson <i>et al.</i> [61]	50	30	750	3.7	3.6	-	0.02
Meninger <i>et al.</i> [62]	-	2520	75	8	107	-	-
Roundy <i>et al.</i> [63]	2.3	100	100	11	110	-	1.4
Hoffmann <i>et al.</i> [64]	130	1400	30	3.5	117	24	0.027
Hoffmann <i>et al.</i> [65]	35	1350	16	0.6	43.8	106	0.058
Despesse <i>et al.</i> [66]	8.8	50	18000	1050	58.3	-	0.06
Yang <i>et al.</i> [67]	2.5	63	39.4	0.39	9.9	-	0.24
Yen <i>et al.</i> [68]	400	1560	21780	9.47	0.43	-	3.3×10 ⁻⁷
Paracha <i>et al.</i> [35]	2.5	250	59.4	0.061	1.03	0.9	0.0056
Suzuki <i>et al.</i> (électret) [69]	14	40	990	6	6.1	-	0.014
Boisseau <i>et al.</i> (électret) [38]	1	50	-	50	-	34	-
Ce travail (@ 0.15 Torr) grand C _{max} /C _{min}	10	260	96	2.3	23.9	91	0.026
Ce travail (@ 1 atm) grand C _{max} /C _{min}	4	150	96	0.021	0.22	1.6	0.001
Ce travail (@ 1 atm) petit C _{max} /C _{min}	9	250	96	0.46	4.8	0.7	0.006

Tableau IV.2 – Comparaison des figures de mérite de nos dispositifs avec certains récupérateurs électrostatiques de la littérature.

4. Travaux futurs

En termes de densité de puissance volumique, nos dispositifs sont plutôt bien placés dans l'état de l'art. Il faut noter que les volumes des dispositifs de Hoffmann *et al.* ne prennent en compte que la partie active du transducteur tandis que les volumes des autres dispositifs tiennent compte du packaging ou du substrat sous-jacent (le substrat de verre nous concernant).

La figure de mérite FoM_{BW} , qui tient compte de la bande passante du dispositif, classe notre travail parmi les plus remarquables. En effet, pour la structure mesurée à 0.15 Torr, la bande passante du dispositif est de 50 Hz si l'on ne tient pas compte des court-circuits qui peuvent se produire. Il est cependant dommage de ne pas avoir profité de la non-linéarité sur la structure à faible rapport C_{max}/C_{min} en mesurant celle-ci sous vide.

Les dispositifs mesurés à pression atmosphérique présentent une FoM_V faible par rapport à l'état de l'art. Bien que les valeurs de l'accélération externe et du volume du dispositif soient satisfaisantes, les valeurs de puissance mesurées restent faibles. En revanche, les expériences menées sous vide permettent de nous distinguer : en effet, la majorité des dispositifs délivrant une puissance supérieure à $2.3 \mu\text{W}$ sont soit des dispositifs macroscopiques, soit des dispositifs nécessitant une accélération externe élevée, ou encore des dispositifs à base d'électrets.

4. Travaux futurs

Ce travail de thèse offre de nouvelles perspectives afin d'améliorer le rendement et d'accroître la bande passante (sans dégrader l'efficacité) de nos générateurs.

D'un point de vue procédé de fabrication, des efforts pourront être effectués afin d'obtenir une gravure DRIE anisotrope et ainsi augmenter la puissance récupérée. On pourra également redéfinir un design qui prend en compte la capacité parasite, désormais connue, provenant des fils qui relient le MEMS au circuit de mesure. Il sera également prévu de fabriquer des transducteurs fonctionnant à basse fréquence afin de favoriser leur utilisation pour des applications de la vie courante. Cela peut être réalisé à l'aide d'une masse rapportée afin d'abaisser la fréquence de résonance.

Les dispositifs que nous avons fabriqués sont large-bande grâce à leur comportement non-linéaire dû au choc de la masse mobile avec les stoppeurs. De plus, leur fréquence de résonance est ajustable car elle varie en fonction de la force électrostatique. Nous allons présenter quelques exemples tirés de la littérature dans lesquels la bande passante des résonateurs est élargie par différentes méthodes.

4.1 Méthode pour accroître la gamme de fréquences de travail d'un récupérateur d'énergie

La plupart des récupérateurs d'énergie vibratoire génèrent le maximum de puissance lorsque la fréquence des vibrations ambiantes coïncide avec la fréquence de résonance du système. Du moindre écart entre ces deux fréquences peut résulter une baisse significative de la puissance générée. Ceci constitue une limite fondamentale des générateurs résonants et limite leur utilité pour des applications concrètes. Il existe deux solutions pour palier ce problème :

- la modification périodique de la fréquence de résonance du générateur de façon à ce que celle-ci coïncide avec la fréquence des vibrations ambiantes à tout instant. Cette modification peut se faire selon une méthode mécanique ou électrique.
- élargir la bande passante du résonateur en utilisant des ressorts non-linéaires, des structures bi-stables ou profiter de la présence de stoppeurs mécaniques.

a) Modification de la fréquence de résonance

Il est possible de changer la fréquence de résonance d'un résonateur mécanique de plusieurs façons :

- en changeant les dimensions de la structure,
- en modifiant la masse sismique,
- en changeant la constante de raideur du système,
- en introduisant des contraintes dans la structure.

i) Modification des dimensions de la structure

Cette méthode est principalement valable dans le cas de poutres encastées-libres. La seule dimension qu'il est possible de modifier en pratique est la longueur de la poutre. Le récupérateur électromagnétique de Gieras [70] exploite ce principe : son dispositif est composé d'une poutre encastée libre avec des aimants en bout de poutre qui se déplacent à proximité de bobines. Un actionneur permet d'ajuster la longueur effective de la poutre et donc de changer la fréquence de résonance (figure IV.1). Aucun résultat expérimental n'a cependant été présenté.

4. Travaux futurs

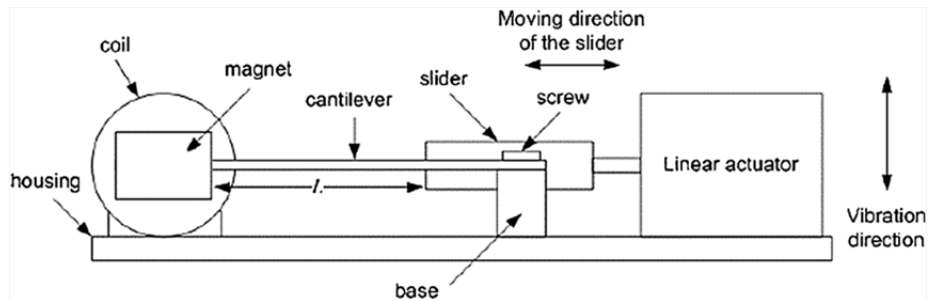


Figure IV.1 – Générateur électromagnétique de Gieras avec réglage de la longueur effective de la poutre [70].

ii) Modification de la masse sismique

Denhollander a pu modifier la masse à proprement parler d'une poutre encastree-libre par absorption de molécules d'hydrogène par une masse en palladium fixée en bout de poutre [71].

Il est aussi possible de changer la position du centre de gravité de la masse sismique, et donc sa fréquence de résonance [72].

iii) Modification de la raideur du système

On peut modifier la fréquence de résonance d'un système en modifiant sa raideur, et ce par deux méthodes :

Application d'une force extérieure :

Scheibner a développé un détecteur de vibrations composé de 8 résonateurs à peignes inter-digités [73]. Chaque résonateur possède une fréquence de résonance différente qui peut être modifiée en appliquant une tension continue aux électrodes. La figure IV.2 présente la structure de base d'un résonateur et les fréquences de résonances obtenues pour les 8 résonateurs en fonction de la tension appliquée.

Application de contraintes mécaniques :

Cabuz a conçu un résonateur basé sur une poutre encastree-encastree où la fréquence de résonance peut-être réglée par l'application d'une contrainte axiale [74]. Un côté de la poutre est encastree dans un support fixe, tandis que l'autre côté est encastree dans un support mobile qui peut tourner sous l'action d'une force électrostatique. Cela introduit une contrainte axiale dans la poutre. La fréquence de résonance peut alors prendre des valeurs égales à 518 ± 16 Hz pour des tensions

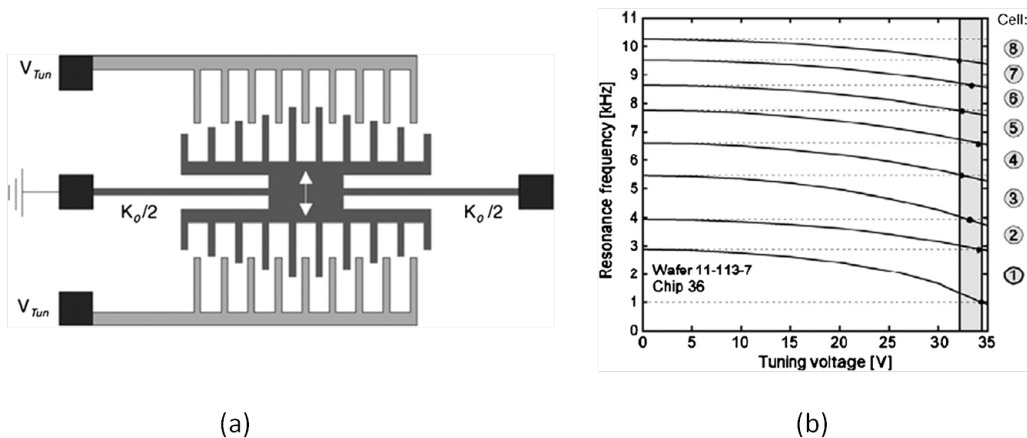


Figure IV.2 – Structure de base d'un résonateur (a) et modification de la fréquence de résonance des résonateurs en fonction de la tension appliquée (b) [73]

appliquées comprises entre 0 et 16 V.

b) Élargissement de la bande passante du générateur

Cette méthode nécessite de faire un compromis : en effet, une large bande-passante implique un faible facteur de qualité avec pour conséquence une puissance maximale convertie diminuée.

i) Matrice de résonateurs

Une méthode consiste à utiliser une matrice de micro-générateurs en série, avec des fréquences de résonance légèrement différentes et de façon à ce que leurs réponses en fréquence s'additionnent. Cela revient à élargir la bande passante du dispositif. L'approche est toutefois peu efficace d'un point de vue volumique.

ii) Augmentation de l'amortissement

Cette méthode a déjà été évoquée au chapitre I. Une structure électrostatique qui présente un amortissement électrique important possède une large bande passante. Cette méthode a fait ses preuves principalement sur les micro-générateurs piézoélectriques [75, 76]. On peut également citer le dispositif électrostatique de Despesse qui était capable de récupérer de l'énergie sur une large bande sous les 100 Hz [66]. Cette méthode est peu coûteuse en matière d'énergie consommée (interrupteurs électroniques) et son implémentation est plus facile que les méthodes mécaniques.

4. Travaux futurs

iii) Limiteurs d'amplitude

Soliman fut le premier à exploiter la présence de stoppeurs pour augmenter la bande passante de ses résonateurs [43]. L'inconvénient majeur concerne la puissance récupérée qui se retrouve réduite. Des problèmes de fiabilité peuvent aussi se présenter à cause des chocs de la structure contre les stoppeurs.

iv) Les résonateurs couplés

L'utilisation de résonateurs couplés peut aussi accroître la bande passante du générateur [77]. Le système proposé est représenté figure IV.3. Il est composé de deux oscillateurs, de deux ressorts et de deux amortisseurs. Le premier ressort relie une masse au cadre soumis aux vibrations tandis que le second ressort relie les deux masses. Chacune d'entre elles est reliée au cadre par des amortisseurs.

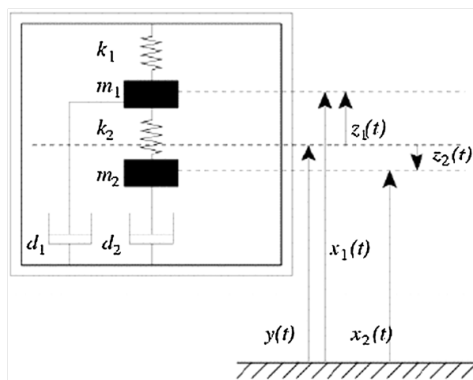


Figure IV.3 – Représentation schématique d'un système à résonateurs couplés, d'après [77].

La puissance récupérée a été simulée en fonction de la fréquence d'excitation normalisée (figure IV.4). Le système opère certes sur une plus large gamme de fréquences mais la puissance récupérée est plus faible que pour un système à masse unique.

v) Les structures non-linéaires et bi-stables

Enfin, les structures non-linéaires et bi-stables sont deux solutions potentielles pour accroître la gamme de fréquences de travail d'un récupérateur d'énergie vibratoire.

Ramlan *et al.* a étudié théoriquement un système bistable en vue de faire de la récupération d'énergie [78]. Ce type de système possède deux positions stables en statique et oscille entre ces deux

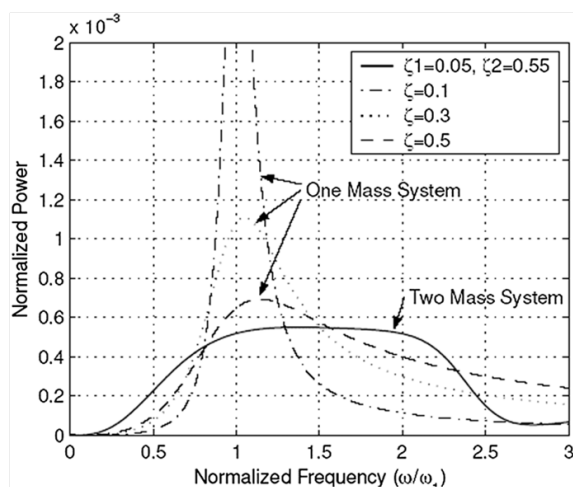


Figure IV.4 – Puissance récupérée pour un système à résonateurs couplés et à résonateur unique, pour différentes valeurs de l'amortissement, d'après [77].

positions lorsque l'excitation dynamique est suffisante. Selon Ramlan, ce type de structure peut produire 30 % d'énergie en plus qu'un système linéaire. Ramlan démontre également que les systèmes bistables fonctionnent bien pour des fréquences de fonctionnement inférieures à la fréquence de résonance du générateur. Les systèmes bistables ont aussi été étudiés pour agrandir la bande passante [79–81]. Ces systèmes fonctionnent avec des aimants pour introduire les deux positions stables.

En 2010, Halvorsen *et al.* présentent un récupérateur d'énergie large bande à ressorts non-linéaires [82] (figure IV.5a). Selon que la masse mobile se déplace vers les x décroissants ou croissants sur l'axe correspondant, les ressorts adoptent un comportement de *spring softening* ou de *spring hardening*. Ce comportement non-linéaire est illustré sur la figure IV.5b : l'évolution de la tension de sortie du transducteur est représentée en fonction de la fréquence d'excitation pour une tension de 28.4 V. L'amplitude des accélérations varie de 0.062 g à 0.135 g .

Le générateur peut délivrer une puissance de 152 nW pour une accélération de $7 \times 10^{-4} g^2 \text{ Hz}^{-1}$ (contre 90.4 nW si l'on considérait les ressorts comme parfaitement linéaires).

L'énergie cinétique de notre environnement est produite de manière aperiodique et le plus souvent à basses fréquences avec une amplitude supérieure au déplacement maximal possible du générateur.

4. Travaux futurs

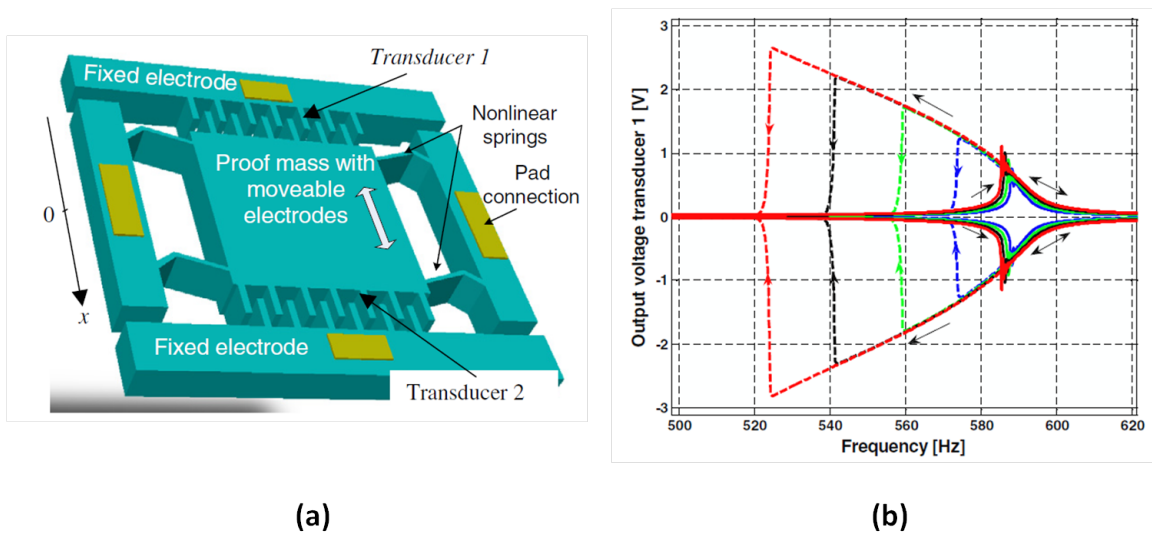


Figure IV.5 – (a) Générateur électrostatique développé par Halvorsen et al. et (b) évolution de la tension de sortie en fonction de la fréquence d'excitation, illustrant le phénomène de non-linéarité des ressorts (*spring softening*), d'après [82].

Najafi *et al.* ont développé l'architecture PFIG¹ pour pallier ce problème [83]. Le PFIG utilise une structure mécanique bi-stable pour initier des oscillations mécaniques à haute fréquence dans un transducteur électromagnétique.

Le principe repose sur une masse mobile en carbure de tungstène qui transmet une partie de son énergie cinétique à deux FIGs (Frequency Increased Generators) situés aux deux extrémités de son déplacement. Un FIG est constitué d'un aimant en NdFeB pour la génération d'énergie et d'un second aimant plus petit responsable de la bi-stabilité (figure IV.6). La masse oscille donc entre les deux FIGs sous l'influence de l'accélération externe. Lorsque la masse se détache de l'un des deux générateurs, celui se met à osciller à sa propre fréquence de résonance, généralement d'un ordre de grandeur supérieure à celle des vibrations ambiantes. L'énergie mécanique stockée dans ses ressorts est convertie en électricité par transduction électromagnétique.

Le dispositif fabriqué est présenté figure IV.7 et peut générer un pic de puissance de 288 μW et une puissance moyenne de 5.8 μW à partir d'une accélération de 1 g à 10 Hz. Le volume du générateur est de 2.1 cm^3 et peut fonctionner sur une gamme de fréquences de 20 Hz.

1. Parametric Frequency Increased Generator

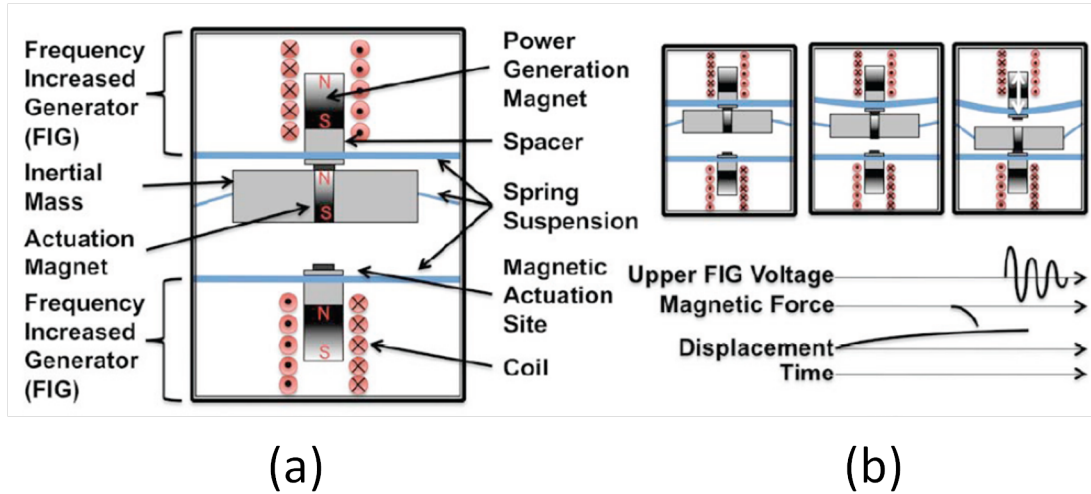


Figure IV.6 – (a) Représentation schématique de l'architecture du PFIG et (b) illustration du principe fonctionnement, d'après [83].

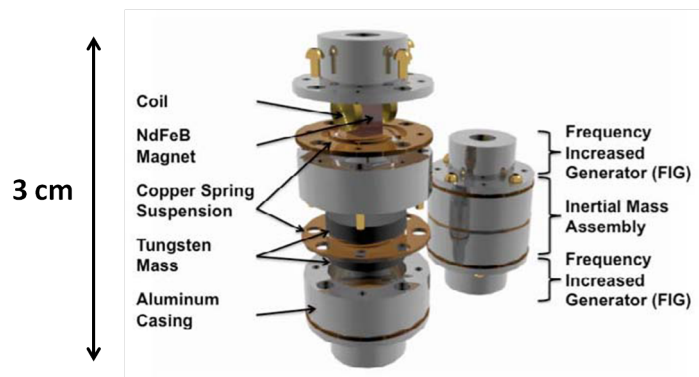


Figure IV.7 – Générateur PFIG développé par Najafi et al. [83].

4. Travaux futurs

4.2 Circuit de conditionnement avec retour inductif

Le but final est d'implémenter notre transducteur dans le circuit de conditionnement présenté figure IV.8.

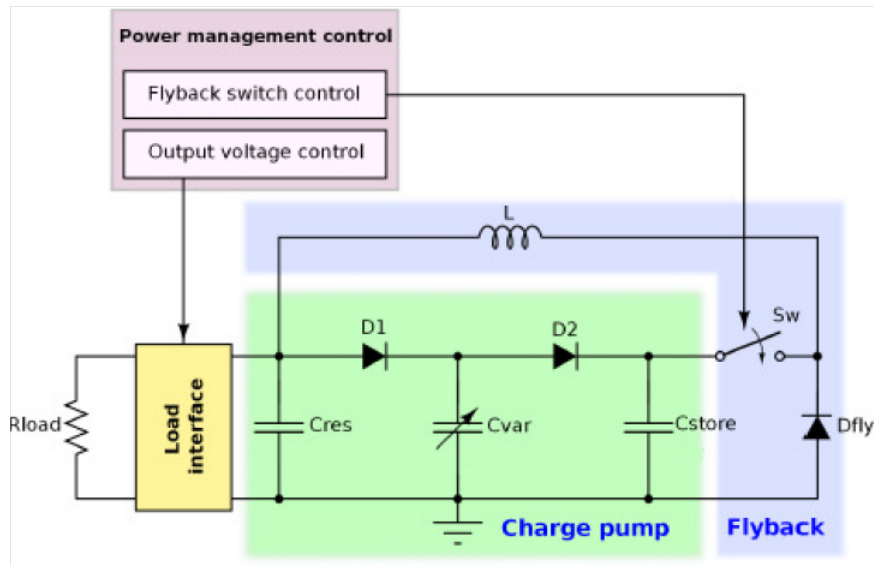


Figure IV.8 – Circuit de conditionnement global avec retour inductif, d'après [84].

Cette architecture pour conditionner le fonctionnement du capteur a été proposée par Yen en 2006 [85]. Elle est composée du circuit de pompe de charge et d'un circuit dit *flyback*. Ces deux sous-circuits correspondent à deux phases de récupération d'énergie et la commutation entre les deux phases se fait à l'aide de l'interrupteur SW. Une étude théorique a mis en évidence la nécessité d'une commande complexe pour ce switch et la difficulté de son implémentation réside dans le fait que c'est un switch "flottant" (connecté entre deux noeuds), et il fonctionne à une haute tension par rapport à la masse. Par ailleurs, cet interrupteur et ses circuits de commande doivent consommer le moins d'énergie possible.

L'interrupteur doit être "intelligent" et prendre les états ON et OFF en fonction de la tension sur C_{store} et non plus en fonction du cycle de charge/décharge. Ces niveaux de tension correspondent à la zone d'opération de la pompe de charge où le maximum d'énergie est généré (cf. figure III.45 page 140).

Ce circuit de conditionnement fait l'objet de travaux en cours [84,86].

Références bibliographiques

- [1] Wade Roush. “10 Emerging Technologies That Will Change the World”. *MIT Technology Review*, page 2, Feb. 2003.
- [2] G. J. Pottie. “Wireless Sensor Networks”. *Proc. Information Theory Workshop*, pages 139–140, June 1998.
- [3] G. J. Pottie and W. Caiser. “Wireless Sensor Networks”. *Communications of the ACM*, 43 :51–58, May 2000.
- [4] I. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci. “Wireless sensor networks : A survey”. *Comput. Networks*, 38 :393–422, 2002.
- [5] A. Mainwaring, J. Polastre, R. Szewczyk, D. Culler, and J. Anderson. “Wireless Sensor Networks for Habitat Monitoring”. *Proc. 1st ACM Int. Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications (WSNA’02)*, pages 88–97, Sept. 2002.
- [6] P. Zhang, C.M. Sadler, S.A. Lyon, and M. Martonosi. “Hardware design experiences in ZebraNet”. *Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems, USA ’04*, pages 227–238, 2004.
- [7] P. Volgyesi, G. Balogh, A. Nadas, C. B. Nash, and A. Ledeczi. “Shooter localization and weapon classification with soldier-wearable networked sensors”. *Proc. in 5th international conference on Mobile systems, applications and services*, page 126, 2007.
- [8] K. Römer and F. Mattern. “The Design Space of Wireless Sensor Networks”. *IEEE Wireless Communication*, Dec. 2004.
- [9] G. Simon, M. Maróti, A. Lédeczi, G. Balogh, B. Kusy, A. Nádas, G. Pap, J. Sallai, and K. Frampton. “Sensor Network-Based Countersniper System”. *Proc. of the 2nd International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, 2004.

- [10] Glacsweb. “<http://envisense.org/glacsweb/>”. July 2010.
- [11] Permasense. “<http://www.permasense.ch/>”. July 2010.
- [12] P. Wang, Z. Sun, M.C. Vuran, M.A. Al-Rodhaan, A.M. Al-Dhelaan, and I.F. Akyildiz. “On network connectivity of wireless sensor networks for sandstorm monitoring”. *Computer Networks*, 55 (5) :1150–1157, 2011.
- [13] H. Baldus, K. Klabunde, and G. Muesch. “Reliable Set-up of Medical Body-sensor Networks”. in *European Conference on Wireless Sensor Networks’04*, Jan. 2004.
- [14] R.J.M. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof, and R. Mertens. “Micropower energy harvesting”. *Solid-State Electronics*, 53 :684–693, 2009.
- [15] J. Rabaey. “Ultra-Low Cost and Power Communication and Computation Enables Ambient Intelligence”. *Proceedings of the Smart Object Conference*, 2003.
- [16] T. E. Starner. “Powerful change part 1 : batteries and possible alternatives for the mobile market”. *Pervasive Computing, IEEE*, 2, 2003.
- [17] S.J. Roundy. “Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion”. *University of California*, 2003.
- [18] V. Jovanovic and S. GHamaty. “Design, Fabrication and Testing of Energy-Harvesting Thermoelectric Generators”. *Proceedings of SPIE*, 6173 :G1–G8, 2006.
- [19] Stark, Ingo, Zhou, and Peter. “Low power thermoelectric generator”. <http://www.freepatentsonline.com/6958443.html>, 2006.
- [20] “www.micropelt.com”.
- [21] E.M. Yeatman. “Advances in power sources for wireless sensor nodes”. *Wearable and Implantable Body Sensor Networks*, pages 6–7, 2004.
- [22] Inc Applied Innovative Technologies. “www.appliedinnotech.com”.
- [23] Seiko. “www.seiko.fr”.
- [24] S. Roundy, P.K. Wright, and J. Rabaey. “A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes”. *Computer Communications*, 26 :1131–1144, 2003.
- [25] N. S. Shenck and J. A. Paradiso. “Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics”. *IEEE Micro*, 21(3) :30–42, 2001.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [26] P.D. Mitcheson, T.C. Green, E.M. Yeatman, and A.S. Holmes. “Architectures for Vibration-Driven Micropower Generators”. *J. Electromech. Syst.*, 13 :429–440, June 2004.
- [27] C. B. Williams and R. B. Yates. “Analysis of a micro-electric generator for microsystems”. *Sensors and Actuators A : Physical*, 52 (1) :8–11, 1996.
- [28] P.D. Mitcheson, E.M. Yeatman, G. Kondala Rao, A.S. Holmes, and T.C. Green. “Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices”. *Proceedings of the IEEE*, 96 (9) :1457–1486, 2008.
- [29] T. Von Büren, P. Lukowicz, and G. Tröster. “Kinetic energy powered computing-an experimental feasibility study”. *Proceedings of the Seventh IEEE International Symposium on Wearable Computers (ISWC’03)*, 1530 :17–00, 2003.
- [30] A. Khaligh, P. Zeng, and C. Zheng. “Kinetic Energy Harvesting Using Piezoelectric and Electromagnetic Technologies State of the Art”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (3) :850–860, 2010.
- [31] S.P. Beeby, R.N. Torah, M.J. Tudor, P. Glynne-Jones, T. O’Donnell, C. R. Saha, and S. Roy. “A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 17 :1257–1265, 2007.
- [32] S.J. Roundy. *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion*. PhD thesis, University of California, 2003.
- [33] M. Defosseux, M. Allain, P. Ivaldi, E. Defay, and S. Basrour. “Highly efficient piezoelectric micro harvester for low level of acceleration fabricated with a CMOS compatible process”. *proc. of 16th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (Transducers’11), Beijing*, 2011.
- [34] P.D. Mitcheson, T. Sterken, C. He, M. Kiziroglou, E.M. Yeatman, and R. Puers. “Electrostatic microgenerators”. *Measurement and Control*, 41 :114–119, 2008.
- [35] Ayyaz Mahmood Paracha. *Conception et réalisation d’un micro-système pour la récupération de l’énergie vibratoire du milieu ambiant par transduction électrostatique*. PhD thesis, University Paris EST, 2009.
- [36] S. Meninger, R. Amirtharajah J.O. Mur-Miranda, A.P. Chandrakasan, and J.H. Lang. “Vibration-to-electric energy conversion”. *IEEE Trans. Very Large Scale Integ. (VLSI) Syst.*, 9 (1) :64–76, Feb. 2001.

- [37] G. Despesse. *Etude des phénomènes physiques utilisables pour alimenter en énergie électrique des microsystèmes communicants*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [38] Sébastien Boisseau. *Récupération d'énergie vibratoire à électrets*. PhD thesis, École Doctorale d'Electronique, Electrotechnique, Automatique Traitement du Signal (EEATS), 2011.
- [39] Pierre-Jean COTTINET. *Actionnement et récupération d'énergie à l'aide de polymères électro-actifs*. PhD thesis, INSA de Lyon, 2010.
- [40] R. Guignon. *Dimensionnement et réalisation d'une structure piézoélectrique vibrante pour la récupération d'énergie*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.
- [41] P. Miao, P. D. Mitcheson, A. S. Holmes, E. Yeatman, T. Green, , and B. Stark. "MEMS inertial power generators for biomedical applications". *Microsyst. Technol.*, 10-11 :1079–1083, Sep. 2006.
- [42] D. Hoffmann, B. Folkmer, and Y. Manoli. "Fabrication, characterization and modelling of electrostatic micro-generators". *J. Micromech. Microeng.*, 19, 2009.
- [43] M.S.M. Soliman, E.M. Abdel-Rahma, E.F. El-Saadany, and R.R. Mansour. "A wideband vibration-based energy harvester". *J. Micromech. Microeng.*, 18, 2008.
- [44] B. Yang, C. Lee, R. K. Kotlanka, J. Xie, and S. P. Lim. "A MEMS rotary comb mechanism for harvesting the kinetic energy of planar vibrations". *J. Micromech. Microeng.*, 20, May 2010.
- [45] D. Hoffmann, B. Folkmer, and Y. Manoli. "Analysis and characterization of triangular electrode structures for electrostatic energy harvesting". *J. Micromech. Microeng.*, 21, 2011.
- [46] Y. Naruse, N. Matsubara, K. Mabuchi, M. Izumi, and S. Suzuki. "Electrostatic Micro Power Generation From Low Frequency Vibration such as Human Motion". *J. Micromech. Microeng.*, 19, 2009.
- [47] K. Matsumoto, K. Saruwatari, and Y. Suzuki. "Vibration-powered Battery-less Sensor Node Using Electret Generator". *11th Int. Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications (PowerMEMS 2011)*, pages 134–137, 2011.
- [48] A. Dompierre, S. Vengallatore, and L.G. Frechette. "Theoretical and practical limits of power density for piezoelectric vibration energy harvesters". *Proceeding of the 11th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications (PowerMEMS'11)*, Nov. 2011.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [49] A. Dudka, D. Galayko, and P. Basset. “Smart adaptive power management in electrostatic harvesters of vibration energy”. *Proceeding of the 9th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications (PowerMEMS'09)*, Washington, USA, 2009.
- [50] D. Galayko, R. Pizarro, P. Basset, A. Mahmood. Paracha, and G. Amendola. “AMS modeling of controlled switch for design optimization of capacitive vibration energy harvester”. *Proc. of IEEE Int. Behavioral Modeling and Simulation Conf. (BMAS'07)*, pages 115–120, 2007.
- [51] D. Galayko and P. Basset. “A General Analytical Tool for the Design of Vibration Energy Harvesters Based on the Mechanical Impedance Concept”. In *IEEE TCAS I*, vol. 58, num. 2, February 2011.
- [52] J.P. Den Hartog. “Forced Vibrations with Combined Coulomb and Viscous Friction”. *J. Appl. Mech.*, 53 :107–115, Dec. 1931.
- [53] F. Marty, L. Rousseau, B. Saadany, B. Mercier, O. Français, Y. Mita, and T. Bourouina. “Advanced etching based on deep reactive ion etching for silicon high aspect ratio microstructures and three dimensional micro and nano structures”. *Microelectronics Journal*, 36 :673–677, 2005.
- [54] M.S.M. Soliman, E.M. Abdel-Rahma, E.F. El-Saadany, and R.R. Mansour. “A wideband vibration-based energy harvester”. *J. Micromech. Microeng.*, 18, 2008.
- [55] Y. Chiu Y and V.F.G. Tseng. “A capacitive vibration-to-electricity energy converter with integrated mechanical switches”. *J. Micromech. Microeng.*, 18, 2008.
- [56] K. B. Lee and Y. H. Cho. “Frequency Tuning ; of a Laterally Driven Microresonator Using an Electrostatic Comb Array of Linearly Varied Length”. *Solid State Sensors and Actuators*, 113 :673–677, 1997.
- [57] S. Roundy, P.K. Wright, and J.M. Rabaey. *Scavenging for Wireless Sensor Networks with Special Focus on Vibrations*. Kluwer, 2003.
- [58] S. Meninger, J.O. Miranda, R. Amirtharajah, A.P. Chandrakasan, and J.H. Lang. “Vibration-to-electric energy conversion”. *IEEE Trans. on Very Large Scale Integration Systems*, 9(1) :64–76, 2001.
- [59] P. Basset, D. Galayko, A. Mahmood Paracha, F. Marty, A. Dudka, and T. Bourouina. “A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester”. *J. Micromech. Microeng.*, 19, 2009.

- [60] B. C. Yen and H. L. Jeffery. “A Variable Capacitance Vibration-to-Electric Energy Harvester”. *IEEE trans. on circuits and systems*, vol. 53, n2 :288–295, 2006.
- [61] P. Mitcheson, B. Stark, P. Miao, E. Yeatman, A. Holmes, and T. Green. “Analysis and optimization of MEMS on-chip power supply for self powering of slow moving sensors”. *Proc. Eurosensors XVII*, pages 30–31, 2003.
- [62] S. Meninger, J. Mur-Miranda, R. Amirtharajah, A. P. Chandrasakan, and J. H. Lang. “Vibration to electric energy conversion”. *IEEE Trans. on VLSI*, 9(1), Feb. 2001.
- [63] S.J. Roundy. *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion*. PhD thesis, University of California, 2003.
- [64] D. Hoffmann, B. Folkmer, and Y. Manoli. “Fabrication, characterization and modelling of electrostatic micro-generators”. *J. Micromech. Microeng.*, 19, 2009.
- [65] D. Hoffmann, B. Folkmer, and Y. Manoli. “Analysis and characterization of triangular electrode structures for electrostatic energy harvesting”. *J. Micromech. Microeng.*, 21, 2011.
- [66] G. Despesse. *Etude des phénomènes physiques utilisables pour alimenter en énergie électrique des microsystèmes communicants*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [67] B. Yang, C. Lee, R. K. Kotlanka, J. Xie, and S. P. Lim. “A MEMS rotary comb mechanism for harvesting the kinetic energy of planar vibrations”. *J. Micromech. Microeng.*, 20, May 2010.
- [68] B.C. Yen and J.H. Lang. “A variable capacitance vibration-to-electric energy harvester”. *J. Micromech. Microeng.*, pages 288–295, 2006.
- [69] K. Matsumoto, K. Saruwatari, and Y. Suzuki. “Vibration-powered Battery-less Sensor Node Using Electret Generator”. *11th Int. Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications (PowerMEMS 2011)*, pages 134–137, 2011.
- [70] H. Gieras. “Electromechanical energy harvesting system”. *Patent WO2007070022*, 2007.
- [71] M. Denhollander and F. Myersere. “Proposal : Passive tuning of piezoelectric energy scavengers using dynamic chemical absorption”.
- [72] X. Wu, J. Lin, S. Kato, K. Zhang, T. Ren, and L. Liu. “A frequency adjustable vibration energy harvester”. *Proc. of PowerMEMS*, 2008.

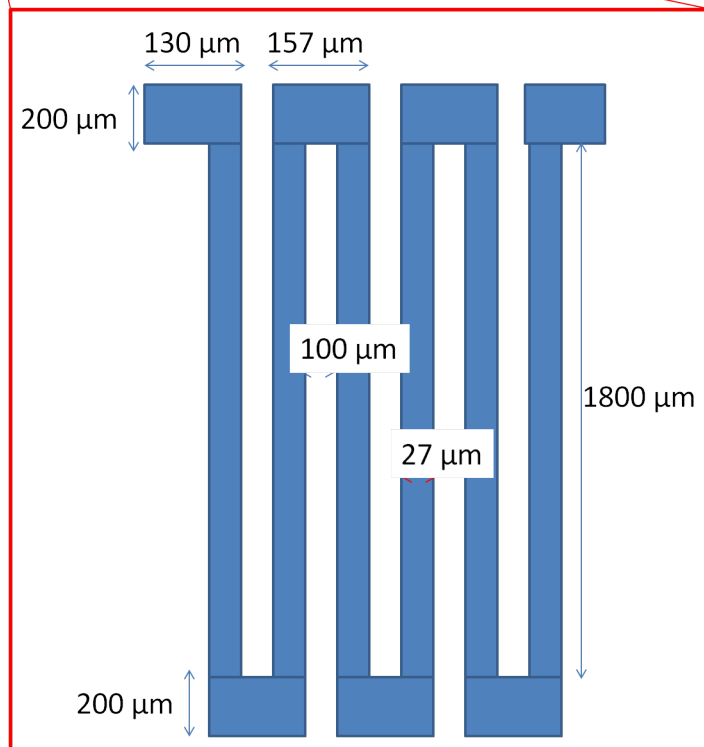
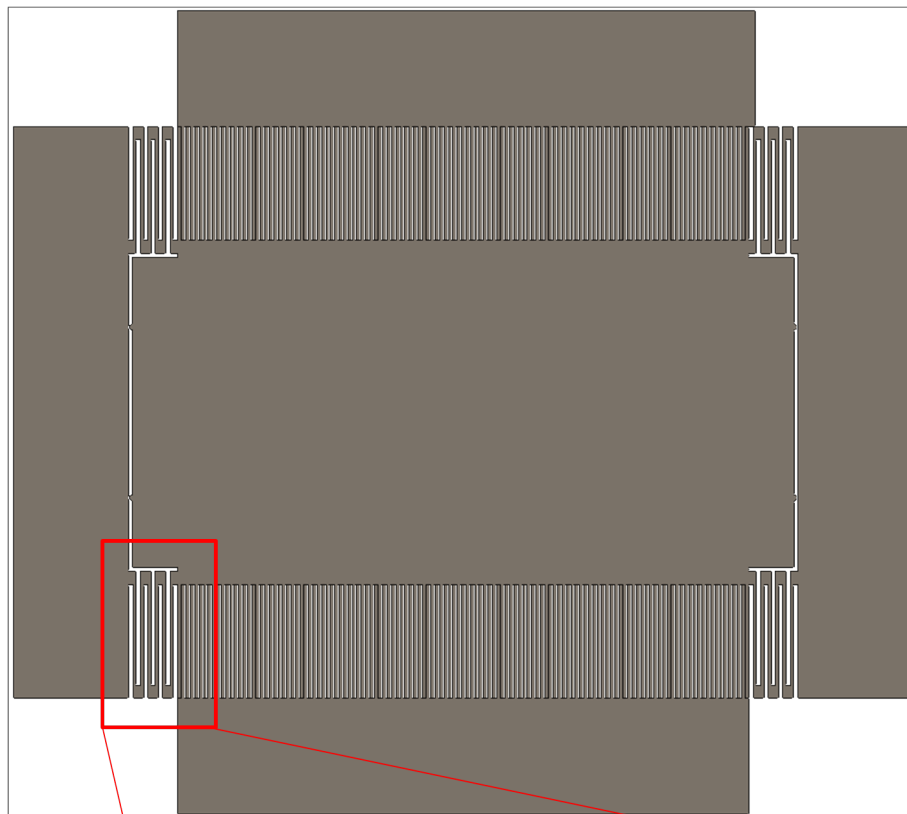
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

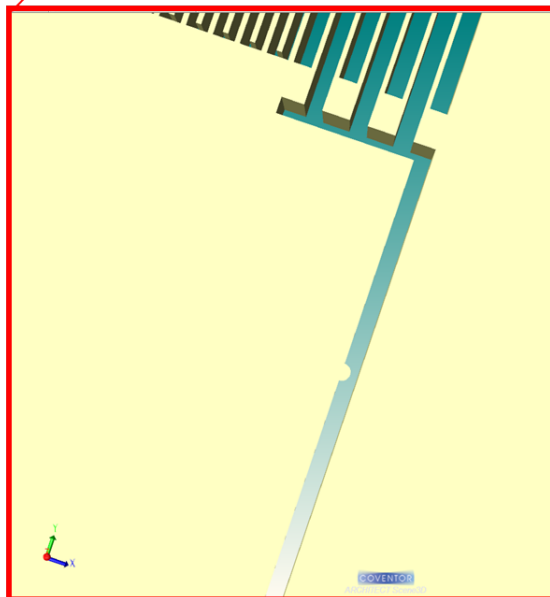
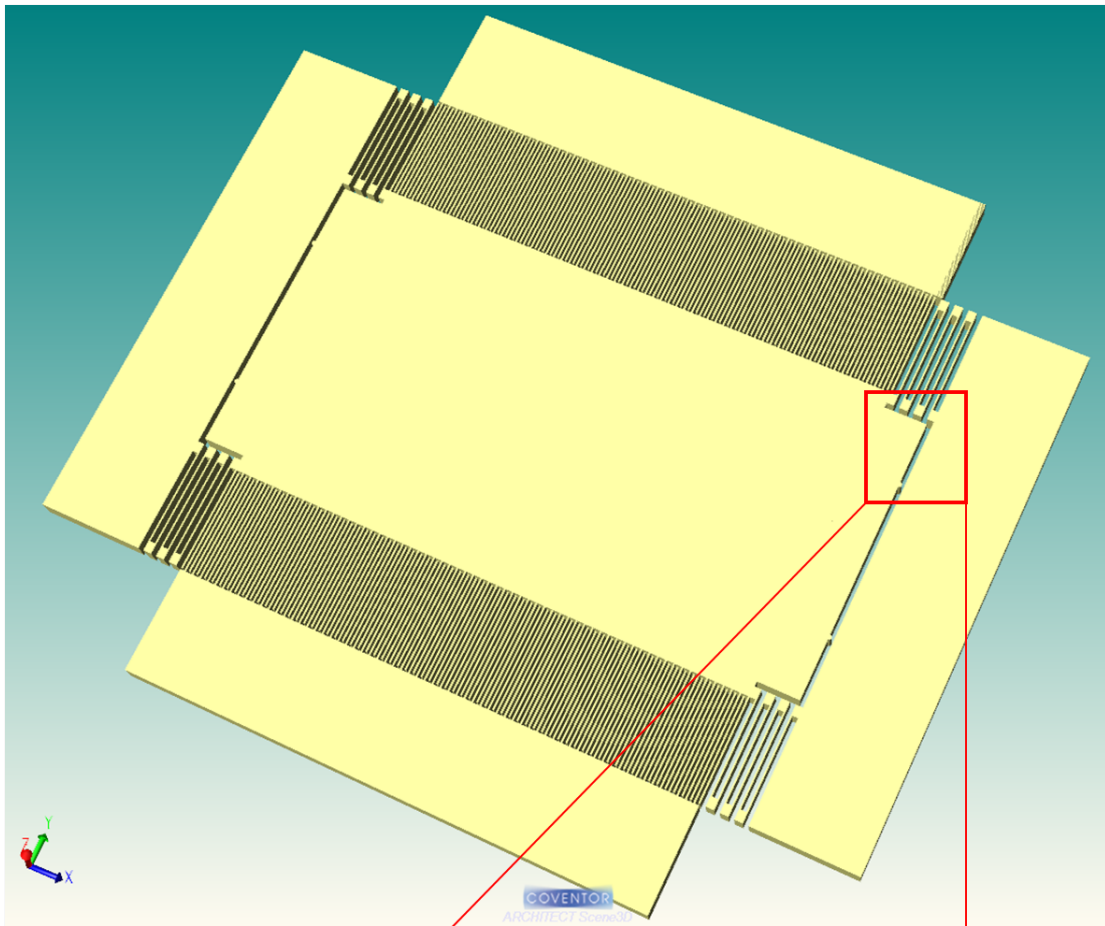
- [73] D. Scheibner, J. Mehner, D. Reuter, T. Gessner, and W. Dötzel W. “A spectral vibration detection system based on tunable micromechanical resonators”. *Sensors Actuators A*, 123-124 :63–72, 2005.
- [74] C. Cabuz, K. Fukatsu, H. Hashimoto, S. Shoji, T. Kurabayashi, K. Minami, , and M. Esashi. “Fine frequency tuning in resonant sensors”. *Proc. of MEMS '94, IEEE Workshop on Micro Electro Mechanical Systems*, pages 245–250, 1994.
- [75] W-J Wu, Y-Y Chen, B-S Lee, J-J He, and Y-T Peng. “Tunable resonant frequency power harvesting devices”. *Proc. SPIE*, 6169 :55–62, 2006.
- [76] D. Charnegie. “Frequency tuning concepts for piezoelectric cantilever beams and plates for energy harvesting”. *MSc Dissertation School of Engineering, University of Pittsburgh, USA*, 2007.
- [77] T. Petropoulos, E.M. Yeatman, and P.D. Mitcheson. “MEMS coupled resonators for power generation and sensing”. *Micromechanics Europe, Leuven, Belgique*, 2004.
- [78] R. Ramlan, M. Brennan, B. Mace, , and I. Kovacic. “Potential benefits of a non-linear stiffness in an energy harvesting device”. *Nonlinear Dynamics*, 59 (4) :545–558, 2010.
- [79] B. Mann and B. Owens. “Investigations of a nonlinear energy harvester with a bistable potential well”. *Journal of Sound and Vibration*, 329 (9) :1215–1226, 2010.
- [80] S. C. Stanton, C. C. McGehee, and B. P. Mann. “Nonlinear dynamics for broadband energy harvesting : Investigation of a bistable piezoelectric inertial generator”. *Physica D : Nonlinear Phenomena*, 239 (10) :640–653, 2010.
- [81] M. Ferrari, V. Ferrari, M. Guizzetti, B. Andò, S. Baglio, and C. Trigona. “Improved energy harvesting from wideband vibrations by nonlinear piezoelectric converters”. *Sensors and Actuators A : Physical*, 162 (2) :425–431, 2010.
- [82] D.S. Nguyen, E. Halvorsen, G.U. Jensen, and A. Vogl. “Fabrication and characterization of a wideband MEMS energy harvester utilizing nonlinear springs”. *J. Micromech. Microeng.*, 20, 2010.
- [83] T. Galchev, H. Kim, and K. Najafi. “A parametric frequency increased power generator for scavenging low-frequency ambient vibrations”. *Euroensors XXIII, Lausanne, Switzerland*, Sep. 2009.

- [84] R. Khalil, A. Dudka, D. Galayko, and P. Basset. “High-voltage low power analogue-to-digital conversion for adaptative architectures of capacitive vibration energy harvesters”. *Proc. 10th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications POWERMEMS 2010, Leuven, Belgium*, 2010.
- [85] B.C. Yen and J.H. Lang. “A variable-capacitance vibration-to-electricity energy harvester”. *IEEE TCAS*, 53(2) :288–295, 2006.
- [86] A. Dudka, D. Galayko, and P. Basset. “VHDL-AMS modeling of adaptative electrostatic harvester of vibration energy with dual-output DC-DC converter”. *Proc. of the International Behavioral Modeling and Simulation Conference (BMAS’09), Sans José, USA*, 2009.

Annexe A

Fichier GDS de la structure





Annexe B

Code VHDL-AMS du transducteur

ANNEXE B : Code VHDL-AMS du transducteur

```

--
-- ADVance MS model for electromechanical harvesting_resonator adms_vhdlams_ESYCOM_juine2007
--
-- The model is adapted for the ESIEE device of 2011
LIBRARY DISCIPLINES;
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;
library IEEE;
use IEEE.MATH_REAL.all;

ENTITY electrostatic_transducer IS
    GENERIC(
        d:real:=1.0e-6; --transducer's gap
        d_stoppers:real:=1.0e-6; -- stopper position
        Cpar:real:=10.0e-12;
        l:real:=340.0e-6; --transducer's length
        w:real:=60.0e-6; --transducer's width
        N: integer;-- number of capacitors
        Q0:real:=0.0; --initial charge
        x0:real:=0.0 --initial position
    );

    -- les terminaux : C1 et C2 are the capacitor's electrodes
    --      Mp et Mm are the mechanical terminal
    --      generating the transducer's force (voltage)
    --      Their polarity is important
    --      pos: the x-coordinate of the transducer,
    --      an output terminal for measurement purposes
    PORT (
        TERMINAL C1      : Electrical;
        TERMINAL C2      : Electrical;
        TERMINAL Mp      : Electrical;
        TERMINAL Mm      : Electrical;
        TERMINAL pos      : Electrical;
        TERMINAL capa     : Electrical
    );
END;

ARCHITECTURE gap_closing_transducer OF electrostatic_transducer IS

--function transducer_capacitance_gap_closing(x:real; d:real;S:real) return real is
--variable capa:real;
--begin
--      --capa:=Cpar+8.85e-12*S/(d-x);
--return capa;
--end;

function transducer_capacitance_gap_closing_symmetrical(x:real; N: integer; d:real;S:real) return real is
variable capa:real;
begin
    capa:=Cpar+8.85e-12*real(N)*S*2.0*d/(d**2.0-x**2.0);
return capa;
end;

```

```

quantity charge : real:=0.0;
quantity dCvar_dx : real;
quantity uC across iC through C1 to C2; -- the capacitor voltage
quantity force across v through Mp to Mm; -- the force of transducer
quantity x across ix through pos to electrical_ground; -- position of the mobile electrode of transducer
quantity Cvar across icapa through capa to electrical_ground;
quantity F_stoppers:real; -- position of the mobile electrode of transducer

constant mu_stoppers:real:=1.0e2;
constant k_stoppers:real:=1.0e2;
constant dx :real:=0.001e-6;
BEGIN

-- mechanical side model : a force generator.
-- However, the position must be known for the force calculation
-- We integrate the speed (the current through Mp and Mm) to know the position
x==v'integ+x0;
-- then we calculate the capacitance gradient at x
dCvar_dx==(transducer_capacitance_gap_closing_symmetrical(x+dx,N, d, l*w)-transducer_capacitance_gap_closing_symmetrical(x, N, d, l*w))/dx;
-- and the force

if (X'above(d-d_stoppers)) use
F_stoppers==mu_stoppers*v-k_stoppers*(x-(d-d_stoppers));
else
F_stoppers==0.0;
end use;
force==uC*uC*dCvar_dx/2.0+F_stoppers;

-- Electrical side model : a simple capacitor
-- first we calculate the capacitance value at x
Cvar==transducer_capacitance_gap_closing_symmetrical(x, N, d, l*w); -- le dispo de l'ESIEE du 2011
-- then the charge
charge==iC'integ+Q0;
-- then the capacitor voltage
uC==charge/Cvar;

-- that's all...
break on X'above(d-d_stoppers);
END;

```

ANNEXE B : Code VHDL-AMS du transducteur

```

--ADVance MS model for electromechanical thyristor_limitingadms_vhdlams
--
LIBRARY IEEE, DISCIPLINES;
USE IEEE.math_real.ALL;
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;

ENTITY maximum_detector IS
  GENERIC (
    clock_period:time:=1.0 us;
    td: time:=1.0 us;
    ti: time:=0.0 ms--2.0 ms
  );
  PORT (
    TERMINAL input : Electrical;
    TERMINAL output_max: Electrical;
    TERMINAL output_min: Electrical;
    TERMINAL common: Electrical
  );
END ENTITY maximum_detector;

ARCHITECTURE adms_vhdlams OF maximum_detector IS

  quantity Vin across input to common ;
  quantity Vout_max across iout_max through output_max to common ;
  quantity Vout_min across iout_min through output_min to common ;

  signal clock: bit:='1';
  signal clock_measure: bit:='1';
  signal init:bit:='1';
  signal Vinn_2:real:=0.0;
  signal Vinn_1:real:=0.0;
  signal Vinn:real:=0.0;
  signal comp:boolean:=false;
  signal comp_delayed:boolean:=false;
  signal comp_delayed_inhibition:boolean:=false;
  signal inhibition:boolean:=false;
  signal maximum:boolean:=false;
  signal minimum:boolean:=false;
  signal init_clk_counter:real:=0.0;

BEGIN
  _*****HORLOGE*****
P1: PROCESS(clock)
BEGIN
  clock<=not clock after clock_period/2.0;
END PROCESS P1;

P2: PROCESS(clock)
BEGIN
  if clock'event and clock='1' then
    Vinn_2<=Vinn_1;
    Vinn_1<=Vinn;
    Vinn<=Vin;

  if (init_clk_counter<4.0) then
    init_clk_counter<=init_clk_counter+1.0;

```

```

init<='1';
else
  init_clk_counter<=init_clk_counter;
  init<='0';
end if;
end if;

end PROCESS P2;

clock_measure<=clock and not init;

P3: PROCESS(clock_measure, inhibition)
BEGIN
if clock_measure'event and clock_measure='1' and inhibition=false then
  if (Vinn < Vinn_1) and (Vinn_1>Vinn_2) then
    comp<=true;
  end if;
  if (Vinn > Vinn_1) and (Vinn_1<Vinn_2) then
    comp<=false;
  end if;
end if;
end PROCESS P3;

-- generation of inhibition for the measurement after one peak detection
comp_delayed_inhibition <= comp after ti;
inhibition<=(comp and not comp_delayed_inhibition) or (not comp and comp_delayed_inhibition);

comp_delayed <= comp after td;
maximum <= comp and not comp_delayed;
minimum <= not comp and comp_delayed;

if maximum use
Vout_max==1.0;
else
Vout_max==0.0;
end use;

if minimum use
Vout_min==1.0;
else
Vout_min==0.0;
end use;

break on maximum;
break on minimum;
break on clock;
END ARCHITECTURE adms_vhdlams;

```

ANNEXE B : Code VHDL-AMS du transducteur

```

--
--ADVance MS model for electromechanical thyristor_limiting adms_vhdlams
--
LIBRARY IEEE, DISCIPLINES;
USE IEEE.math_real.ALL;
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;

ENTITY energymeter IS
    PORT (
        TERMINAL start : Electrical;
        TERMINAL stop: Electrical;
        TERMINAL var: Electrical;
        TERMINAL cvar: Electrical;
        TERMINAL output: Electrical
    );
END ENTITY energymeter ;

ARCHITECTURE adms_vhdlams OF energymeter IS

    quantity vvar across var to electrical_ground ;
    quantity vcvar across cvar to electrical_ground ;
    quantity vstart across start to electrical_ground ;
    quantity vstop across stop to electrical_ground ;
    quantity energy across ienergy through output to electrical_ground ;
    signal energy_start:real:=0.0 ;
    signal energy_stop:real:=0.0 ;
    signal start_dig, stop_dig:boolean:=false ;

BEGIN
_*****HORLOGE*****

start_dig<=vstart'above(0.5);
stop_dig<=vstop'above(0.1);
P1: PROCESS(start_dig, stop_dig)
BEGIN
    if start_dig'event and start_dig=false then
        energy_start<=vvar*vvar*vcvar/2.0;
    end if ;

    if stop_dig'event and stop_dig=true then
        energy_stop<=vvar*vvar*vcvar/2.0;
        energy_start<=0.0;
    end if;
end PROCESS;

--energy==senergy;
energy==vvar*vvar*vcvar/2.0-energy_start;
--break on senenergy;
break on energy_start;
--break on energy_stop;
END ARCHITECTURE adms_vhdlams;

```

```

.param V0=3.15
.param masse={6.33e-5}
.param k={100}
.param d0=46.7e-6
.param d_stoppers=0.0e-6
.param Q=1
.param mu={sqrt(masse*k)/Q}
.param freq_ext_vibr=200

.MODEL maximum_detector(adms_vhdlams) MACRO LANG=VHDL-AMSLIB=DISPO
.MODEL electrostatic_transducer(gap_closing_transducer) MACRO LANG=VHDL-AMSLIB=DISPO
.MODEL energymeter(adms_vhdlams) MACRO LANG=VHDL-AMSLIB=DISPO

.subckt transducer C1 C2 capa
Yl6 electrostatic_transducer(gap_closing_transducer)
+PORT: C1 C2 0 Mp pos capa
+GENERIC: d={d0} d_stoppers={0.0e-6} l={1970.0e-6} w={400e-6} Q0={0.0} x0={0.0e-6} N={66*2}
* d_stoppers at 29.9e-6 u
C_spring Mp N2 {1/k}
R2 N2 N3 mu
L N3 N4 masse

*Va_sin N4 0 sin 0 {10*masse*0.8} 200

Va_sin NN1 0 sin 0 1 freq_ext_vibr
Va_env NN2 0 pulse {10*masse*2} {10*masse*7.5} 0 2 2 100
*.param rampe=masse*7/3*5
*.param duree_rampe=1;
*.param m_aext_init=masse*8;
*.param m_aext_finale={m_aext_init+duree_rampe*rampe}
*Va_env NN2 0 pulse m_aext_init m_aext_finale 0.0 duree_rampe 0.4 0.6 100
Ya_ext MULT PIN: NN1 NN2 N4
*Vperturb N4 pert 0 * pulse 0 {masse*20} 0 1e-5 1e-5 1e-4 50e-3
.ends

Ydet maximum_detector(adms_vhdlams)
+PORT: capa out_max out_min 0
+GENERIC: clock_period={10e-6} td={10e-6}

Xtransd C1 0 capa transducer
*Rtmp C1 tmp vtmp 1e-3
*Vtmp vtmp 0 V0

*Xtransd1 var1 0 capa1 transducer
*VDC var2 0 13
*R var2 var1 1e-3

Ysw1 vswitch pin: res C1 out_max 0 param: level=1 von=0.55 voff=0.45
Ysw2 vswitch pin: load C1 out_min 0 param: level=1 von=0.55 voff=0.45

Vres res1 0 V0
Rvres res1 res 1e-3

```


ANNEXE B : Code VHDL-AMS du transducteur

```
Rload load 0 1.0e-3
*mesure of energy

YI7 energymeter(adms_vhdlams)
+PORT: out_max out_min C1 capa energy

.tran 1 1
*.step param V0 list 2.5 10 15

.plot v(in) v(out_max) v(out_min) v(C1) v(capa) v(Xtransd.pos) v(res) v(load) v(Xtransd.mp) v(Xtransd.N4) v(energy) v(pert)

*.printfile tran v(mp) v(Xtransd.NN2) v(C1) v(Xtransd.pos) file=data_aext_8_13.dat step=1e-6

.plot v(Xtransd.pos) v(Xtransd.NN2) v(out_max) v(C1) v(C1_tmp)

.option hmax=1e-5 vntol=3e-9 reltol=0.000005 eps=1e-12 chgtol=5e-12 abstol=1e-10 gmin=1e-12 hmin=1e-13
```

```
Rload load 0 1.0e-3
*mesure of energy

YI7 energymeter(adms_vhdlams)
+PORT: out_max out_min C1 capa energy

.tran 1 1
*.step param V0 list 2.5 10 15

.plot v(in) v(out_max) v(out_min) v(C1) v(capa) v(Xtransd.pos) v(res) v(load) v(Xtransd.mp) v(Xtransd.N4) v(energy) v(pert)

*.printfile tran v(mp) v(Xtransd.NN2) v(C1) v(Xtransd.pos) file=data_aext_8_13.dat step=1e-6

.plot v(Xtransd.pos) v(Xtransd.NN2) v(out_max) v(C1) v(C1_tmp)

.option hmax=1e-5 vntol=3e-9 reltol=0.000005 eps=1e-12 chgtol=5e-12 abstol=1e-10 gmin=1e-12 hmin=1e-13
```

Annexe C

Code Matlab[®] pour l'optimisation
des REV

ANNEXE C : Code Matlab[®] pour l'optimisation des REV

```

function [P_triangulaire max_to_min Cmax]=puissance_complete_comb_drive(S, Cpar, xstop, Vmax, U0, d0)
global file;
file=fopen('trace.dat', 'a');

%parametres de depart
f=1000;

% amplitude de vibration souhaitee pour assurer Cmax/Cmin intrinseque

Lp=1e-2;
wf=30e-6;
h=400e-6;
Lf=2e-3;
eps=8.85e-12;
massevolumique=2.33e+3;
lp=6e-3;

N=2*(Lp+wf+2.*d0)./(2.*d0+2*wf);

masse=Lp*lp*h*massevolumique+N*Lf*wf*h*massevolumique;

k=(2*pi*f)^2*masse;
xmaxth=(d0.^2-U0.*(2*8.85e-12.*N*S.*d0./k).^0.5).^0.5;
xmax=min(d0-xstop,xmaxth);

Cmax=Cpar+2*8.85e-12*S.*N.*d0./(d0.^2-xmax.^2);
Cmin=Cpar+2*8.85e-12*S.*N./d0;

P_triangulaire=1/2*U0^2*Cmax*(Cmax/Cmin-1)*2*f;
max_to_min=Cmax/Cmin;
Vvar_max_test=max_to_min*U0;
if Vvar_max_test>Vmax
P_triangulaire=0;
end

% if max_to_min>4
% P_triangulaire=0;
% end
fprintf(file, 'V0=%e, d0=%e, P=%e \n', U0,d0,P_triangulaire)
fclose(file)
end

```

```
function [ P ] = funct_to_minimize_comb_drive(x )
```

```
S= 7.8800e-007;
```

```
Cpar=10e-12;
```

```
Vmax=60;
```

```
xstop=1e-6;
```

```
U0=x(1);
```

```
d0=x(2);
```

```
% k=x(3);
```

```
[puissance max_to_min Cmax]=puissance_complete_comb_drive(S, Cpar, xstop, Vmax, U0, d0);
```

```
P=100e-6-puissance;
```

```
end
```

```

function Ph_max=f(V0,d0)
[d0,V0]=meshgrid(10e-6:1e-6:100e-6,0:5:20);
S=7.88e-7;
[d0,V0]=meshgrid(10e-6:0.1e-6:15e-6,4:0.1:6);
%nombre total de doigts
N=2*(Lp+wf+2.*d0)/(2.*d0+2*wf);

%Cmin varie avec d
Cmin=Cpar+2.*N*eps*S./d0;

xmax=(d0.^2-V0.*(2*eps*S.*N.*d0/k).^0.5).^0.5;
K=k./(2.*N*eps*S);
V0max=d0.*(K.*d0).^0.5-0.00001;
xmaxmax=(d0.^2-V0max.*(2*eps*S.*N.*d0/k).^0.5).^0.5;%
Cmax=2*eps*S.*N.*d0./(d0.^2-xmax.^2);
Cmaxmax=Cpar+2*eps*S.*N.*d0./(d0.^2-xmaxmax.^2);%devrait être égal à Cmin
A=d0.^2-V0.*(2*eps*S.*N.*d0/k).^0.5

while (V0<20)
    if A<=0
        Ph_max=0
    else
        Ph_max=0.5.*(V0.^2).*Cmax.*(Cmax./Cmin-1)*2*f
    end
end
end

```

Annexe D

Code Matlab[®] pour la mesure de la
capacité C_{var}

ANNEXE D : Code Matlab[®] pour la mesure de la capacité C_{var}

```

c1=csvread('I:\Raph_ESIEE_fevrier2012\courbesCdeTpourthese\puce10_9.1kohm_1V_296Hz_0.1
5Torr\C1.txt',5,0);
c2=csvread('I:\Raph_ESIEE_fevrier2012\courbesCdeTpourthese\puce10_9.1kohm_1V_296Hz_0.1
5Torr\C2.txt',5,0);
temps=c1(:,1); %Time vector
vs=c1(:,2); %Source voltage
v1=c2(:,2); %Voltage value at the resistance
offset_temps = temps(1);
temps = temps - offset_temps; %To make the start of the readings from zero time

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
N=length(temps); %Number of measured points
pas_sample=temps(3)-temps(2);
fsource=200e3; % Frequency of the sinousoidal source
R1=9.1e3; %Series resistance
offset_dc=0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

dT=N*pas_sample; % acquisition time
periode_sugg=1/fsource;
freq_res=1/dT;
fs=(N)/dT; %Sampled frequency

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%et=length(temps);
Harmonics_corr=1000; %The factor which corresponds to the harmonic noise
%freq=0:freq_res:(fs-freq_res);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Filtering vs
eY = fft(vs); % Fourier transform of noisy signal
%n = size(vs,2)/2; % use size for scaling
%amp_spec = abs(eY)/n; % compute amplitude spectrum
fY = sign(fix(abs(eY)/Harmonics_corr)).*eY; % set numbers < 500 to zero
ifY = ifft(fY); % inverse Fourier transform of fixed data
cy = real(ifY); % remove imaginary parts => Vs after low-pass filtering

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Filtering v1
eY1 = fft(v1); % Fourier transform of noisy signal
fY1 = sign(fix(abs(eY1)/Harmonics_corr)).*eY1; % set numbers < 500 to zero
ifY1 = ifft(fY1); % inverse Fourier transform of fixed data
cy1 = real(ifY1); % remove imaginary parts => V1 after low-pass filtering

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Zero crossing of the signal
fc_1 = 0.005; % Error factor of 0.5%
t_crois_vs = [];
j = 1;
act_crois=0;
for i = 1:( N - 1 )
    a = cy(i + 1);
    b = cy(i);
    if (a >= offset_dc && b < offset_dc) || (a <= offset_dc && b > offset_dc)
        prec_crois=act_crois;
        act_crois=temps(i);
    end
    if (((a <= offset_dc) && (b > offset_dc)) && (act_crois-prec_crois>fc_1*periode_sugg))
        t_crois_vs(j) = temps(i);
        j = j + 1;
    end
end
end

```

```

%%et=length(temps);
Harmonics_corr=1000;%The factor which
corresponds to the harmonic noise
%%freq=0:freq_res:(fs-freq_res);

%%%%%%%%%%%%% Filtering vs
eY = fft(vs);% Fourier transform of noisy signal
%%n = size(vs,2)/2;% use size for scaling
%%amp_spec = abs(eY)/n;% compute
amplitude spectrum
fY = sign(fix(abs(eY)/Harmonics_corr)).*eY;%
set numbers < 500 to zero
ifY = ifft(fY);% inverse Fourier transform of
fixed data
cy = real(ifY);% remove imaginary parts => Vs
after low-pass filtering

%%%%%%%%%%%%% Filtering v1
eY1 = fft(v1);% Fourier transform of noisy
signal
fY1 = sign(fix(abs(eY1)/Harmonics_corr)).*eY1;
% set numbers < 500 to zero
ifY1 = ifft(fY1);% inverse Fourier transform of
fixed data
cy1 = real(ifY1);% remove imaginary parts =>
V1 after low-pass filtering

%%%%%%%%%%%%% Zero crossing of the signal
fc_1 = 0.005;% Error factor of 0.5%
t_crois_vs = [];
j = 1;
act_crois=0;
for i = 1:( N - 1 )
    a = cy(i + 1);
    b = cy(i);
    if (a >= offset_dc && b < offset_dc) || (a <=
offset_dc && b > offset_dc)
        prec_crois=act_crois;
        act_crois=temps(i);
    end
    if (((a <= offset_dc) && (b > offset_dc)) &&
(act_crois-prec_crois>fc_1*periode_sugg))
        t_crois_vs(j) = temps (i);
        j = j + 1;
    end
end
end

```


ANNEXE D : Code Matlab[®] pour la mesure de la capacité C_{var}

```

t_crois_vs_fin=[];%Vs final vector
t_crois_vs_fin(1)= t_crois_vs(1);
k= 2;
for i=2:(length(t_crois_vs))
    if ( (t_crois_vs(i)- t_crois_vs(i-1))> fc_1*periode_sugg)
        t_crois_vs_fin(k)= t_crois_vs(i);
        k=k+1;
    end
end
%Same algorithm for V1
t_crois_v1= [];
j= 1;
act_crois=0;
for i = 1:( N -1 )
    a = cy1(i + 1);
    b = cy1(i);
    if (a >= offset_dc && b < offset_dc) || (a <= offset_dc && b > offset_dc)
        prec_crois=act_crois;
        act_crois=temps(i);
    end
    if (((a <= offset_dc) && (b > offset_dc)) && (act_crois-prec_crois>fc_1*periode_sugg))
        t_crois_v1(j)= temps(i);
        j = j + 1;
    end
end
t_crois_v1_fin=[];%Final vector of V1
t_crois_v1_fin(1)= t_crois_v1(1);
k= 2;
for i=2:(length(t_crois_v1))
    if ( (t_crois_v1(i)- t_crois_v1(i-1))> fc_1*periode_sugg)
        t_crois_v1_fin(k)= t_crois_v1(i);
        k=k+1;
    end
end

m=[];
for i=1:1:length(t_crois_vs_fin)
    m(i)=t_crois_vs_fin(i)-t_crois_v1_fin(i);%Difference of time in two signals VS and V1
end
index = 1;
item=1;
p_vs = t_crois_vs_fin(index + 1) - t_crois_vs_fin(index);
p_v1 = t_crois_v1_fin(index + 1) - t_crois_v1_fin(index);
freq_s = p_vs ^ -1; %Applied AC frequency
w = 2*pi*freq_s;
while(item<=length(m))
    %t_diff = m;
    P_vs_new(item)=p_vs*item/2;
    t_diff(item)=m(item);
    angle_deph = 2*pi*t_diff(item)/p_vs;% To calculate phase difference from time differenc
    Cvar = 1/(w*R1*tan(angle_deph));% To calculate capacitance
    Cv(item)=Cvar;
    err(item)=-2*1/fs*w/sin(2*atan(1/(w*R1*Cvar)));
    item=item+1;
end

Cv2=[];
Cv2(:,1)=t_crois_vs_fin;
Cv2(:,2)=Cv;
csvwrite('Cv.txt',Cv2);
subplot(211)

```

```

p_vs = t_crois_vs_fin(index+ 1) - t_crois_vs_fin(index);
p_v1 = t_crois_v1_fin(index+ 1) - t_crois_v1_fin(index);
freq_s = p_vs ^ -1; %Applied AC frequency
w = 2*pi*freq_s;
while(item<=length(m))
    %t_diff = m;
    P_vs_new(item)=p_vs*item/2;
    t_diff(item)=m(item);
    angle_deph = 2*pi*t_diff(item)/p_vs; % To calculate phase difference from time difference
    Cvar = 1/(w*R1*tan(angle_deph)); % To calculate capacitance
    Cv(item)=Cvar;
    err(item)=-2*1/fs*w/sin(2*atan(1/(w*R1*Cvar)));
    item=item+1;
end

Cv2=[];
Cv2(:,1)=t_crois_vs_fin;
Cv2(:,2)=Cv;
csvwrite('Cv.txt',Cv2);
subplot(211)
plot(t_crois_vs_fin,abs(Cv))%,'o-')
V=axis;
V(2)=temps(N);
axis(V)
subplot(212)
hold on
% plot(temps,cy)
% plot(temps,cy1,'r')
% plot(t_crois_vs,0)%,'m*','LineWidth',2)
% plot(t_crois_v1,0)%,'g*','LineWidth',2)
V=axis;
V(2)=temps(N);
axis(V)
%axis([0 temps(N) fix(min(cy)-1) fix(max(cy)+1)])
hold off

```