Conception et intégration de circuits CMOS et de microsystèmes électromécaniques (MEMS) pour la synthèse d'un oscillateur à haute performance

par

Philippe-Olivier BEAULIEU

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE
LA MAÎTRISE AVEC MÉMOIRE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Sc. A

MONTRÉAL, LE 21 MAI 2019

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

©Tous droits réservés, Philippe-Olivier Beaulieu, 2019

©Tous droits réservés

Cette licence signifie qu'il est interdit de reproduire, d'enregistrer ou de diffuser en tout ou en partie, le présent document. Le lecteur qui désire imprimer ou conserver sur un autre media une partie importante de ce document, doit obligatoirement en demander l'autorisation à l'auteur.

PRÉSENTATION DU JURY

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Nabki, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Deslandes, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Izquierdo, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 23 AVRIL 2019

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

Conception et intégration de circuits CMOS et de microsystèmes électromécaniques (MEMS) pour la synthèse d'un oscillateur à haute performance

Philippe-Olivier BEAULIEU

RÉSUMÉ

La miniaturisation des composants électroniques est un enjeu important dans l'industrie. Cette tendance permet entre autres de réduire la consommation de puissance des systèmes, d'offrir plus de fonctionnalités et de réduire le prix.

Un des circuits touché par la miniaturisation est l'oscillateur. Cet oscillateur génère une fréquence de référence qui est utilisée pour synchroniser les opérations des différents circuits numériques ou analogiques d'un système. Présentement, un résonateur en quartz est employé. Celui-ci offre une fréquence de référence extrêmement stable en température, mais a plusieurs désavantages comme un prix de fabrication relativement élevé, une grande taille et l'impossibilité d'être intégré avec les technologies de fabrication des circuits intégrés.

L'alternative actuelle est donc de remplacer les résonateurs en quartz par des micro-résonateurs. Ces résonateurs sont des systèmes électromécaniques (MEMS) qui eux peuvent être fabriqués avec des technologies compatibles à celles des circuits intégrés. De plus, les résonateurs MEMS sont beaucoup plus petits et se fabriquent à petit prix. Leur désavantage principal est la variation de leur fréquence en fonction de la température. Les différentes techniques de compensation en température passives sont l'objet de la revue de littérature du premier chapitre de ce mémoire.

Le deuxième chapitre présente la première contribution quant à la conception, la fabrication et le test de résonateurs MEMS piézoélectriques et électrostatiques. La technologie commerciale PiezoMUMPS a été utilisée. Deux principales techniques ont été évaluées afin de réduire l'impact de la température sur la fréquence de résonance, soit la conception des ancres des résonateurs et l'ajout de trous dans la structure des résonateurs électrostatiques.

Finalement, le troisième chapitre présente la deuxième contribution de ce travail en présentant deux circuits intégrés d'amplificateur transimpédance. Le premier circuit intégré a été fabriqué avec la technologie CMOS 130 nm d'IBM et a été testé. Le deuxième circuit a été fabriqué avec la technologie CMOS 65 nm de TSMC. Celui-ci contient deux nouveautés par rapport au circuit en 130 nm, soit un circuit de contrôle qui permet d'utiliser l'amplificateur avec deux résonateurs qui ont des fréquences différentes, permettant des applications en télécommunication, et un circuit de contrôle de phase automatique, assurant l'oscillation du système.

Mots-clés : Circuit intégré, MEMS, oscillateur, compensation, température

Design and Integration of Integrated CMOS Circuits and Microelectromechanical Systems (MEMS) for High Performance Oscillator Synthesis

Philippe-Olivier BEAULIEU

ABSTRACT

The miniaturization of electronic components is an important issue in the industry. This trend allows, among other things, to reduce the power consumption of system to offer more features and to reduce the price.

One of the circuits affected by miniaturization is the oscillator. This oscillator generates a reference frequency which is used to synchronize the operations of the different digital or analog circuits of a system. Currently, a quartz resonator is used. The latter has an extremely stable reference frequency in temperature, but has several disadvantages such as a relatively high manufacturing price, a large size and the impossibility of being integrated with the integrated circuit manufacturing technologies.

The current alternative is to replace quartz resonators with micro-resonator. These resonators are microelectromechanical systems (MEMS) which can be manufactured with technologies compatible with those of integrated circuits. In addition, MEMS resonators are much smaller and are manufactured at low cost. Their main disadvantage is the variation of their frequency as a function of temperature. The various passive temperature compensation techniques are the subject of the literature review of the first chapter of this thesis.

The second chapter presents the first contribution to the design, fabrication and testing of piezoelectric and electrostatic MEMS resonators. Commercial technology PiezoMUMPS was used. Two main techniques were evaluated to reduce the impact of temperature on the resonant frequency, namely the design of resonator anchors and the addition of holes in the structure of electrostatic resonators.

Finally, the third chapter presents the second contribution of this work by presenting two integrated transimpedance amplifier circuits. The first integrated circuit was manufactured with IBM 130 nm CMOS technology and has been tested. The second circuit was manufactured using TSMC CMOS 65 nm technology. This circuit includes two new features compared to the 130 nm circuit, which is a control circuit that allows the amplifier to be used with two resonators that have different frequencies, allowing telecommunication applications, and an automatic phase control circuit. , ensuring the oscillation of the system.

Keywords: Integrated circuit, MEMS, oscillator, compensation, temperature

TABLE DES MATIÈRES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 REVUE LITÉRATURE : OSCILLATEUR MEMS 5
1.1 Oscillateurs : MEMS vs Quartz 5
1.1.1 Impact de la température sur le module de Young et sur la fréquence de résonance 7
1.1.2 Module de Young 8
1.1.3 Effet de la température sur le module de Young 11
1.1.4 Effet de la température sur la fréquence de résonance 12
1.1.4.1 Première approche 12
1.1.4.2 Deuxième approche 14
1.1.5 Conclusion sur l'impact de la température sur le module de Young et sur la fréquence de résonance et pistes de solution 15
1.1.6 Compensation mécanique de la variation de fréquence en fonction de la température 16
1.1.7 Dopage du silicium et orientation du résonateur 16
1.1.8 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact du dopage sur la variation en fréquence en fonction de la température 21
1.1.9 Dépôt de couches sur la structure 23
1.1.10 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact du dépôt de couches sur le résonateur 28
1.1.11 Piliers de matériaux différents 28
1.1.12 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact des piliers de matériaux différents 33
1.1.13 Géométrie 34
1.1.13.1 Ondes et réflexions dans le résonateur 34
1.1.13.2 Trous de relâchement 37
1.1.13.3 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact de la géométrie 39
1.1.14 Supports 40
1.1.15 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact supports 42

CHAPITRE 2 RÉSONATEURS MEMS 43
2.1 Système de résonance mécanique : Vibration excitée harmoniquement 44
2.1.1 Système masse-ressort 44
2.1.2 Modèle électrique 48
2.2 Exemple de résonateur MEMS en mode Lamé 52
2.3 Technologie de fabrication 54
2.3.1 Caractéristiques de la technologie PiezoMUMPS 55
2.3.2 Résumé des étapes de fabrication 56
2.4 Résonateurs piézoélectriques 58

2.4.1 Cadre théorique ... 58
2.4.2 Méthodologie de conception ... 60
2.4.2.1 Résultats de simulation ... 62
2.4.2.2 Fabrication et dessin de masques ... 63
2.4.3 Méthodologie de test ... 64
2.4.3.1 Résonateurs piézoélectriques fabriqués ... 65
2.4.3.2 Setup de tests ... 66
2.4.3.3 Résultats des tests ... 68
2.4.4 Interprétation et discussion des résultats des résonateurs piézoélectriques ... 70
2.5 Résonateurs électrostatiques ... 71
2.5.1 Cadre théorique ... 72
2.5.2 Méthodologie de conception ... 73
2.5.2.1 Résultats de simulation ... 75
2.5.2.2 Fabrication et dessin de masques ... 77
2.5.3 Méthodologie de test ... 78
2.5.3.1 Résonateurs électrostatiques fabriqués ... 79
2.5.3.2 Setup de test ... 80
2.5.3.3 Résultats des tests ... 83
2.5.4 Interprétation et discussion des résultats des résonateurs électrostatiques ... 87
2.5.5 Résonateurs MEMS hybrides ... 91
2.6 Contributions au niveau des résonateurs MEMS ... 93

CHAPITRE 3 AMPLIFICATEURS TRANSIMPÉDANCE ... 95
3.1 Conditions d'oscillation ... 95
3.1.1 Résumé des conditions d'oscillation ... 97
3.2 Amplificateur CMOS 130 nm ... 98
3.2.1 Technologie CMOS 130 nm d'IBM ... 98
3.2.2 Méthodologie de conception ... 99
3.2.2.1 Architecture du circuit ... 99
3.2.2.2 RCG différentiel ... 100
3.2.2.3 Amplificateur à gain variable ... 102
3.2.2.4 Amplificateur différentiel ... 104
3.2.2.5 Super source suiveuse ... 106
3.2.2.6 Contrôle de gain automatique ... 107
3.2.2.7 Résultats de simulations ... 108
3.2.2.8 Fabrication et dessin de masques ... 112
3.2.3 Dessin de masques des circuits ... 113
3.2.3.1 RGC différentiel ... 114
3.2.3.2 Amplificateur à gain variable (VGA) ... 115
3.2.3.3 Amplificateur différentiel ... 115
3.2.3.4 Super source suiveuse ... 116
3.2.3.5 Contrôle de gain automatique ... 117
3.2.4 Méthodologie de test ... 117

3.2.4.1 Types de connecteurs des entrées/sorties du PCB 119
3.2.4.2 Boîtier de la puce 119
3.2.4.3 Alimentation et régulateurs 120
3.2.5 Amplificateur transimpédance fabriqué en CMOS 130 nm 122
3.2.6 Setup de tests 123
3.2.7 Résultats des tests 124
3.2.8 Interprétation et discussion des résultats du circuit d'amplificateur 130 nm 126
3.3 Amplificateur CMOS 65 nm 128
3.3.1 Technologie 65 nm de TSMC 128
3.3.2 Méthodologie de conception 128
3.3.2.1 Conception de la partie analogique de l'amplificateur 130
3.3.2.2 Conception de la partie numérique de l'amplificateur 135
3.3.2.3 Résultats de simulations 138
3.3.2.4 Fabrication et dessin de masques 140
3.3.2.5 Circuit fabriqué 142
3.3.2.6 Méthodologie, setup et résultats des tests 144
3.3.3 Interprétation et discussion des résultats 144
3.4 Contributions au niveau des circuits intégrés 145

CONCLUSION 147

RECOMMANDATIONS 149

BIBLIOGRAPHIE 151

LISTE DES TABLEAUX

Page

Tableau 1.1 Rigidité et souplesse équivalentes pour différents modes Tiré de Ng et al. (2015) 10

Tableau 1.2 Valeurs de souplesse et rigidité du silicium Adapté de Hall (1967) 10

Tableau 1.3 Module de Young pour l'orientation <110> et <100> Adapté de Hall (1967) 11

Tableau 1.4 Propriétés physiques du silicium Adapté de Gysin et al. (2004) 15

Tableau 1.5 TCF pour des résonateurs troués et non troués pour différents niveaux de dopage Tiré de Luschi et Pieri (2014) 39

Tableau 2.1 Résultats de simulations des résonateurs piézoélectriques 63

Tableau 2.2 Comparaison des résultats des résonateurs piézoélectrique avec la littérature 71

Tableau 2.2 Paramètres des différents modèles de résonateur électrostatique 75

Tableau 2.3 Résultats de simulations des résonateurs électrostatiques 76

Tableau 2.2 Comparaison des résultats des résonateurs électrostatiques avec la littérature 91

Tableau 3.1 Tailles des composants du circuit RGC différentiel 102

Tableau 3.2 Gain et bande passante du RGC différentiel 102

Tableau 3.3 Tailles des composants du VGA 104

Tableau 3.4 Gain et bande passante du VGA 104

Tableau 3.5 Tailles des composants de l'amplificateur différentiel 106

Tableau 3.6 Gain et bande passante de l'amplificateur différentiel 106

Tableau 3.7 Tailles des composants de la super source suiveuse 107

Tableau 3.8 Tailles des composants du circuit de contrôle de gain automatique 108

Tableau 3.9 Tensions de sortie du LT3082 pour différentes résistances Adapté de Linear Technology (2009) 121

Tableau 3.10 Paramètres des entrées du circuit imprimé pour les tests de l'amplificateur en 130 nm.....125

Tableau 3.11 Tailles des composants du circuit RGC différentiel 130

Tableau 3.12 Tailles des composants du VGA.....131

Tableau 3.13 Tailles des composants de la super source suiveuse.....132

Tableau 3.14 Tailles des composants du circuit de contrôle de gain automatique (AGC).....133

Tableau 3.15 Tailles des composants du circuit de contrôle de phase automatique (APC) 135

Tableau 3.16 Tailles des transistors des inverseurs 136

Tableau 3.17 Tailles des portes de transmission de l'amplificateur transimpédance 65 nm 138

LISTE DES FIGURES

Page

Figure 1.1 Variation de la fréquence en température d'un résonateur MEMS commercial Tirée d'Electronic Design (2013).....5

Figure 1.2 Dépendance en température théorique du module de Young obtenue à partir de l'équation de Wachtman Tirée de Boyd et al. (2013) 6

Figure 1.3 Définition de l'orientation cristalline et des différents plans Tirée de Liu (2012) 8

Figure 1.4 Approximations polynomiales des coefficients a_{ij}, b_{ij} et c_{ij} Tiré de Jaakkola et al. (2015).....18

Figure 1.5 Simulations des TCF pour différents modes et pour une orientation et un ratio de largeur/longueur différents Tirée de Jaakkola et al. (2015).....19

Figure 1.6 TCF du résonateur Lamé pour différents niveaux de dopage et différentes orientations Tirée de Jaakkola et al. (2015).....19

Figure 1.7 Résonateur SiBAR Tirée de Samarao et Ayazi (2012).....20

Figure 1.8 TCF du résonateur SiBAR dopé Tirée de Samarao et Ayazi (2012).....20

Figure 1.9 Saturation du TCF lors du dopage Tirée de Samarao et Ayazi (2012).....21

Figure 1.10 Endommagement de la structure cristalline du silicium après le dopage Tirée de Samarao et Ayazi (2012) 22

Figure 1.11 Résonateur « flexural » composé de plusieurs couches de matériaux différents Tirée de Melamud et al. (2009) 24

Figure 1.12 Variation de la fréquence en fonction de la température pour différentes épaisseurs de SiO_2 Tirée de Melamud et al. (2009).....25

Figure 1.13 Comparaison de la variation en température avec un résonateur composé de silicium et de SiO_2 et un résonateur quartz Tirée de Melamud et al. (2009).....25

Figure 1.14 (a) Simulation de la réponse fréquentielle d'un résonateur BAW en GaN, (b) coupe transversale idéale du résonateur et (c)

photographie électronique du MEMS fabriqué Tirée de Ansari et Rais-Zadeh (2014) 26

Figure 1.15 Comparaison des comportements en température des résonateurs avec et sans couche de SiO_2 pour deux modes différents Tirée de Ansari et Rais-Zadeh (2014) 27

Figure 1.16 Résonateur en oxyde de silicium fabriqué à partir d'un procédé CMOS standard Tirée de Liu et al. (2013) 29

Figure 1.17 Résonateur en silicium avec une compensation en température en (a) ajoutant une couche de SiO_2 sur le MEMS et (b) en intégrant des piliers de SiO_2 dans le MEMS Tirée de Tabrizian, Casinovi, et Ayazi (2013) 30

Figure 1.18 Résultats de simulations montrant le déplacement et l'énergie mécanique pour un résonateur comprenant des piliers de SiO_2 Tirée de Tabrizizzan, Casinovi, et Ayazi (2013) 31

Figure 1.19 Mesures des TCF pour différents modes du résonateur compensé par SiO_2 Tiré de Tabrizian, Casinovi, et Ayazi (2013) 31

Figure 1.20 Résonateur proposé à partir d'une technologie CMOS standard pour lequel un modèle théorique du calcul de TCF est développé Tirée de Bahr et al. (2015) 32

Figure 1.21 Région du mode Lamé où mettre des piliers d'oxyde 34

Figure 1.22 Géométrie proposée pour réduire le TCF en renvoyant l'énergie mécanique dans le résonateur Tirée de Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010) 35

Figure 1.23 Comparaison des tensions mécaniques dans le résonateur SiBAR et CBAR Tirée de Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010) 36

Figure 1.24 Mesure des TCF pour le SiBAR et le CBAR Tirée de Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010) 37

Figure 1.25 Résonateur Lamé avec trous de relâche Tirée de Luschi, Iannaccone, et Pieri (2017) 37

Figure 1.26 Résonateur en poutre compensé mécaniquement en température Tirée de Wan-Thai Hsu, Clark, et Nguyen (2000) 40

Figure 1.27 Stress induit par la température du résonateur compensé mécaniquement Tirée de Wan-Thai Hsu, Clark, et Nguyen (2000) 41

Figure 2.1 Système masse-ressort avec amortissement Adapté de Thomson et Dahleh (2005) 44

Figure 2.2 Amplitude et phase d'un système masse-ressort 47

Figure 2.3 Équivalent électrique du modèle mécanique de masse-ressort avec amortissement 48

Figure 2.4 Résonateur en mode Lamé 53

Figure 2.5 Résonance en mode Lamé 54

Figure 2.6 Résumé des étapes de fabrication du procédé PiezoMUMPS de MEMSCAP 57

Figure 2.7 Résonateur piézoélectrique où les connexions et couches importantes sont illustrées 59

Figure 2.8 Modèles (a) en U et (b) en L des ancres des résonateurs piézoélectriques....61

Figure 2.9 Dessin de masques des résonateurs piézoélectriques....64

Figure 2.10 Aperçu du banc d'essai pour les tests des résonateurs piézoélectriques....65

Figure 2.11 Résonateurs piézoélectriques fabriqués 66

Figure 2.12 Circuit imprimé sur lequel le résonateur piézoélectrique est connecté 67

Figure 2.13 Banc d'essai réel utilisé pour les tests des résonateurs piézoélectriques....68

Figure 2.14 Réponse fréquentielle du premier modèle de résonateur piézoélectrique sous vide et dans l'air 69

Figure 2.15 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur piézoélectrique sous vide et dans l'air 69

Figure 2.16 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur piézoélectrique pour différentes puissances d'entrée 70

Figure 2.17 Modèles (a) en U et (b) en L des ancres des résonateurs électrostatiques 74

Figure 2.18 Dessin de masques des premiers types de résonateurs électrostatiques....77

Figure 2.19 Dessin de masques des deuxièmes types de résonateurs électrostatiques....78

Figure 2.20 Aperçu du banc d'essai pour les tests des résonateurs électrostatiques....79

Figure 2.21 Résonateurs électrostatiques fabriqués....79

Figure 2.22 Caractéristiques des résonateurs électrostatiques fabriqués....80

Figure 2.23 Circuit imprimé sur lequel le résonateur électrostatique est connecté....81

Figure 2.24 Banc d'essai réel utilisé pour les tests des résonateurs électrostatiques....82

Figure 2.25 Setup de test pour les résonateurs électrostatiques....82

Figure 2.26 Réponse fréquentielle du résonateur électrostatique avec des trous espacés de 9 μm pour différentes puissances d'entrée....83

Figure 2.27 Réponse fréquentielle du résonateur électrostatique avec des trous espacés de 9 μm pour différentes pressions....84

Figure 2.28 Réponse fréquentielle du résonateur électrostatique avec des trous espacés de 9 μm pour différentes tensions de polarisation 85

Figure 2.29 Réponse fréquentielle de résonateur électrostatique couvert d'AlN....85

Figure 2.30 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur électrostatique sous vide et dans l'air....86

Figure 2.31 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur électrostatique pour des puissances d'entrée de 0 dBm et de 10 dBm....86

Figure 2.32. Réponse fréquentielle du premier modèle de résonateur électrostatique pour différentes tensions de polarisation....87

Figure 2.33 Dessins de masques des résonateurs hybrides....92

Figure 2.34 Résonateurs hybrides fabriqués....92

Figure 2.35 Transmission en fonction de la fréquence pour le résonateur hybride pour différentes tensions de polarisation....93

Figure 3.1 Schéma bloc d'un oscillateur MEMS Adapté de van Beek et Puers (2012) 96

Figure 3.2 Schéma bloc de l'oscillateur MEMS le modèle électrique du résonateur Adapté de van Beek et Puers (2012) 96

Figure 3.3 Schéma-bloc de l'oscillateur MEMS de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 130 nm d'IBM 100

Figure 3.4 Circuit RGC différentiel de l'étage d'entrée....100

Figure 3.5 Circuit de l'amplificateur à gain variable (VGA) de l'amplificateur transimpédance 130 nm....103

Figure 3.6 Circuit de l'amplificateur différentiel 105

Figure 3.7 Circuit de la super source suiveuse (SSF)....107

Figure 3.8 Circuits du contrôle de gain automatique (AGC) 108

Figure 3.9 Gain CC de l'amplificateur pour différentes tensions V_{CTRL} 109

Figure 3.10 Gain CA du circuit complet pour différentes tensions V_{CTRL} 110

Figure 3.11 Bande passante CC en fonction de la tension $V_{RESTUNE}$ pour une tension V_{CTRL} (a) de 0 V et (b) de 1.2 V....111

Figure 3.12 Bande passante CA pour différentes tensions $V_{RESTUNE}$ et (a) V_{CTRL} = 0 V et (b) V_{CTRL} = 1.2 V 111

Figure 3.13 Dessin de masques de la puce ICGQMBN1 113

Figure 3.14 Dessin de masques du RGC différentiel 114

Figure 3.15 Dessin de masques du VGA 115

Figure 3.16 Dessin de masques de l'amplificateur différentiel 116

Figure 3.17 Dessin de masques du SSF 116

Figure 3.18 Dessin de masques de l'AGC 117

Figure 3.19 Circuit imprimé de tests pour l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 130 nm d'IBM 118

Figure 3.20 Boîtier utilisé sur le circuit imprimé pour le circuit intégré....119

Figure 3.21 Circuit typique du régulateur LT3082 Tirée de Linear Technology (2009) 120

Figure 3.22 Photo du circuit intégré de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 130 nm d'IBM 122

Figure 3.23 Setup de tests du TIA en 130 nm envisagé 123

Figure 3.24 Setup de tests du TIA en 130 nm réel 123

Figure 3.25 Réponse fréquentielle testée de l'amplificateur en 130nm pour différente tension de V_{CTRL} 125

Figure 3.26 Gain testé de l'amplificateur en 130nm pour différente tension de V_{CTRL} 126

Figure 3.27 Schéma-bloc de l'oscillateur MEMS à deux résonateurs de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 65 nm de TSMC 129

Figure 3.28 Circuit modifié du RGC différentiel de l'étage d'entrée 130

Figure 3.29 Circuit de l'amplificateur à gain variable (VGA) 131

Figure 3.30 Circuit de la super source suiveuse (SSF) 132

Figure 3.31 Circuits du contrôle de gain automatique (AGC) 133

Figure 3.32 Circuits du contrôle de phase automatique (APC) 134

Figure 3.33 Buffer numérique pour le signal de contrôle des multiplexeurs 136

Figure 3.34 Multiplexeur 1-2 à 2 bits basé sur les portes de transmission 137

Figure 3.35 Gain de l'amplificateur en fonction de la tension de contrôle V_{CTRL} 139

Figure 3.36 Bande passante de l'amplificateur en fonction de la tension de contrôle $V_{RESTUNE}$ 139

Figure 3.37 Réponse temporelle de l'amplificateur en 65 nm en fonction de la tension de contrôle pour un signal de 5 MHz et de 10 MHz 140

Figure 3.38 Visualisation 3D de l'amplificateur transimpédance en 65 nm 141

Figure 3.39 Visualisation 3D de module de contrôle de phase automatique de l'amplificateur transimpédance en 65 nm 141

Figure 3.40 Photo du circuit intégré de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 65 nm de TSMC.....142

Figure 3.41 Photo de l'APC 143

Figure 3.42 Photo de l'amplificateur transimpédance.....143

Figure 3.43 Photo du (dé)multiplexeur 143

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

MEMS	*Microelectromechanical system* Microsystème électromécanique
PCB	*Printed circuit board* Circuit imprimé
TIA	*Transimpedance amplifier* Amplificateur transimpédance
CMOS	*Complementary metal-oxide-semiconductor*
TCF	Coefficient de température
CTE	Coefficient d'expansion thermique
AlN	Nitrure d'aluminium
Al	Aluminium
PLL	*Phase lock-loops*
VNA	*Virtual Network Analyser* Analyseur de réseau
RGC	*Regulated cascode*
VGA	*Variable gain amplifier* Amplificateur à gain variable
APC	*Automatic phase control* Contrôle de phase automatique
AGC	*Automatic gain control* Contrôle de gain automatique
LVS	*Layout vs schematic* Dessin de masques vs schématique
DRC	*Design rule check* Vérification des règles de dessin
SSF	*Super source follower* Super source suiveuse

CC	Courant continu
CA	Courant alternatif

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

µm	micromètre
A	ampère
A_x	gain
C	capacité
dB	décibel
dBm	décibel par rapport à 1 mWatt
dBΩ	décibel (V / I)
E	module de Young
F	force
f	fréquence
G	module de cisaillement
GPa	giga pascal
I	courant
kHz	kilohertz
L	inductance
MHz	mégahertz
nm	nanomètre
Q	facteur de qualité
R	résistance
t	épaisseur
Torr	pression
V	volt
X	déplacement

ε	permittivité
ρ	densité

INTRODUCTION

Dans un contexte où chaque mm^2 des produits technologiques doit être optimisé, la miniaturisation des systèmes devient primordiale. Qu'on parle de systèmes électroniques, mécaniques ou optiques, tout espace sauvé permet de réduire des coûts de fabrication ou permet d'ajouter des fonctions supplémentaires au système. Presque la totalité des systèmes électroniques possède un processeur et qui dit processeur, dit aussi horloge. Cette horloge, qui sert entre autres à synchroniser les circuits numériques, est généralement une onde carrée générée à partir d'une fréquence de référence.

Comment peut-on obtenir cette fréquence de référence? À l'aide d'un oscillateur composé de deux éléments qui feront l'objet de ce mémoire. Le premier élément est un résonateur, tandis que le deuxième est un amplificateur.

Présentement, les résonateurs utilisés dans les oscillateurs sont en quartz. La principale raison de son utilisation dans ce type de système est sa fréquence de résonance stable et de grande précision. Toutefois, un résonateur en quartz est relativement grand (quelques mm^2) si on le compare aux dimensions des circuits intégrés. Une alternative qui prend de plus en plus d'ampleur sur le marché est de remplacer ce type de résonateur par des résonateurs de la famille des microsystèmes électromécaniques (MEMS).

La raison de ce changement est simple. Les résonateurs MEMS peuvent être beaucoup plus petits (< 0.1 mm^2) en plus d'être fabriqués à l'aide de procédés de fabrication semblables à ceux des circuits intégrés. Les résonateurs en quartz, quant à eux, ne peuvent être fabriqués avec les procédés de circuits intégrés.

En plus de ces deux avantages, les MEMS sont encapsulés dans des boitiers semblables à ceux des circuits intégrés. C'est-à-dire des boitiers à faible coût. Il est également possible, au besoin, d'encapsuler le résonateur directement dans le boitier du circuit intégré pour lequel il sert de

référence, diminuant ainsi les coûts et suivant la tendance de la miniaturisation. On se retrouve donc avec un système autonome.

Évidemment, l'utilisation des résonateurs MEMS n'est pas sans défi. L'inconvénient majeur des résonateurs MEMS est leur variation de la fréquence de résonance en fonction de la température. Ils sont beaucoup moins stables que les résonateurs en quartz. Cela pose un problème dans l'intégration de ces résonateurs dans les systèmes commerciaux où l'on désire en premier lieu avoir un système le plus stable possible

Afin de réduire l'impact de la température sur la fréquence de résonance, il existe deux grands types de compensation. Celles dites actives et celles dites passives. On classifie les méthodes actives par les méthodes qui emploient des circuits électroniques afin de compenser cet effet. Une technique répandue est de chauffer le MEMS au-delà de la température ambiante, ce qui a pour effet de modifier sa fréquence de résonance. Lorsque la température ambiante augmente, il suffit de moins chauffer le MEMS pour que la fréquence reste stable. Ce type de compensation, bien qu'offrant des résultats intéressants, a le désavantage d'augmenter la consommation de courant, ce qui va à l'inverse des tendances actuelles où l'on veut réduire la puissance des systèmes électroniques. Pour ce qui est du deuxième type, soit la compensation passive, on parle de toutes les techniques qui sont mécaniques et qui n'utilisent pas de circuits électroniques. Ce de ce type que traitera ce mémoire.

Pour ce qui est du circuit d'amplificateur, les amplificateurs transimpédance sont utilisés afin de convertir des faibles courants d'entrée en une tension de sortie. Plusieurs topologies et techniques existent, mais une où le gain et la phase sont contrôlés de façon automatique sera étudiée.

Les objectifs de recherches sont d'étudier l'impact de la conception des ancres sur le facteur de qualité des résonateurs MEMS piézoélectriques et électrostatiques, d'étudier l'impact de l'ajout de nitrure d'aluminium sur les résonateur électrostatique au niveau de la réponse fréquentielle, de concevoir et fabriquer un premier amplificateur transimpédance qui possèdera

un gain élevé, un contrôle de gain automatique ou manuel et un contrôle manuel de la bande passante et finalement de concevoir un deuxième amplificateur transimpédance qui améliorera ce premier circuit en ajoutant un circuit de contrôle numérique à l'entrée et à la sortie en plus d'ajouter un circuit qui permet le contrôle automatique de la phase du système.

Ce mémoire est divisé en trois grands chapitres.

Le premier chapitre contient une revue de littérature sur l'impact de la température sur la fréquence de résonance des résonateurs MEMS. Les méthodes de compensation passives et mécaniques seront le sujet principal de cette section. Des pistes de solutions et d'innovation y seront proposées.

Le deuxième chapitre présentera les résonateurs piézoélectriques et électrostatiques qui ont été conçus, dessinés, fabriqués et testés. Un cadre théorique est présenté pour chaque type de résonateur. Par la suite, la méthodologie de conception et les résultats des simulations est sont présentés. La méthodologie de test est décrite. Les résultats de tests sont ensuite donnés. Finalement, le chapitre termine avec une interprétation et une discussion des résultats obtenus.

Le troisième chapitre traite des deux circuits intégrés qui ont été conçu, dessinés et fabriqués. Le premier circuit d'amplificateur a été conçu et fabriqué avec la technologie CMOS 130 nm d'IBM. Ce circuit a été testé à l'aide d'un circuit imprimé qui a également été conçu et fabriqué dans le cadre de ce travail. Quant au deuxième circuit, il a été conçu et fabriqué avec la technologie CMOS 65 nm de TSMC. Le circuit a seulement été fabriqué et il n'a pas encore été testé, mais il présente deux innovations par rapport au premier circuit. Un bloc de contrôle de phase automatique a été ajouté et un circuit de contrôle numérique est conçu afin de faire fonctionner le futur oscillateur MEMS avec deux résonateurs de fréquences de résonance différentes. Tout comme pour le chapitre sur les résonateurs MEMS, toutes les étapes de la conception aux résultats de tests, si applicable, seront décrites. Chacune des sections termine par une interprétation et une discussion des résultats obtenus.

CHAPITRE 1

REVUE LITÉRATURE : OSCILLATEUR MEMS

1.1 Oscillateurs : MEMS vs Quartz

Contrairement aux cristaux de quartz, les résonateurs MEMS sont plus sensibles à la température. C'est-à-dire que la fréquence de résonance ainsi que le facteur de qualité des résonateurs MEMS ont une grande dépendance à une variation de température. La Figure 1.1 montre une comparaison entre les résonateurs MEMS non compensés, un résonateur quartz et un résonateur compensé en température de la compagnie SiTime (Electronic Design, 2013).

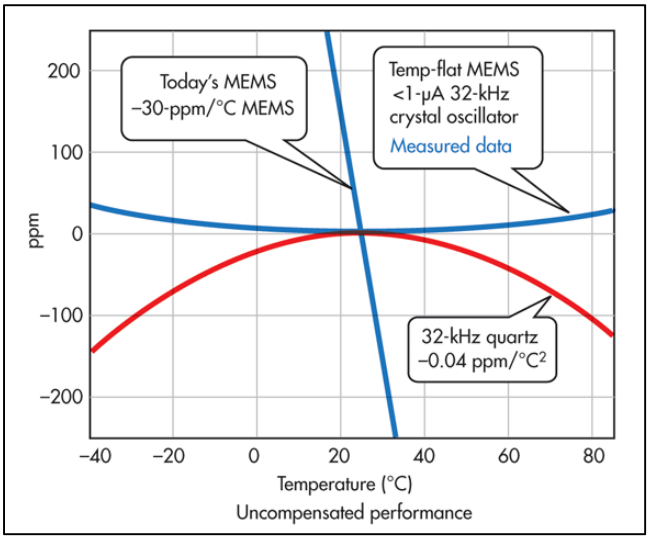


Figure 1.1 Variation de la fréquence en température d'un résonateur MEMS commercial
Tirée d'Electronic Design (2013)

Pour ce qui est de la variation du facteur de qualité en fonction de la température, il est démontré dans Kim et al. (2008) et Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010) que le mode de résonance et donc que la géométrie ont un impact important. Beaucoup de recherche se fait encore sur ce domaine.

Tant qu'à la variation de la fréquence de résonance en fonction de la température, ce phénomène est bien connu et peut être prévu plus facilement pour différentes structures. On caractérise cette variation par le coefficient TCF, qui peut être définit comme suit (Bhugra et Piazza, 2017) :

$$TCF = \frac{1}{f_0}\frac{\partial f_0}{\partial T} \approx \frac{1}{2}(TCE + CTE) \tag{1.1}$$

où TCE et CTE sont le coefficient de température du module de Young et le coefficient d'expansion thermique respectivement. D'autres approches pour la formule du TCF seront présentées dans les autres sections et le terme α sera utilisé pour définir le terme CTE.

Le paramètre limitant principalement le TCF des résonateurs MEMS est le TCE du silicium. Le graphique de la Figure 1.2 illustre le TCE du silicium, tandis que la valeur typique du CTE varie entre 2.6 et 2.9 ppm/^{o}C (Boyd et al. 2013) et (Brigham Young University, 2017).

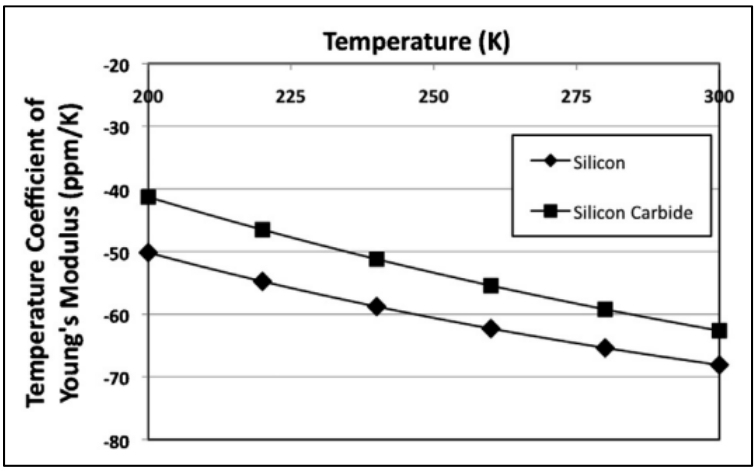


Figure 1.2 Dépendance en température théorique du module de Young obtenue à partir de l'équation de Wachtman
Tirée de Boyd et al. (2013)

Il est aussi important de noter que l'orientation du cristal et l'orientation du résonateur sur la puce affectent grandement le TCF, rendant ainsi difficile de le prévoir pour des structures plus

complexes. Toutefois, l'élasticité du matériel joue un grand rôle dans la détermination du TCF, ce qui veut dire qu'il est relativement simple de prévoir la variation en température si les propriétés du matériau sont bien connues (Crine, 2010).

Afin d'offrir une performance comparable au résonateurs quartz, il y a deux catégories de compensation en température. La première, qui sera développée plus en profondeur dans ce rapport, est au niveau mécanique (compensation passive) de la structure du résonateur. La deuxième est une compensation au niveau électronique (compensation active).

La première section du rapport consistera en la définition du module de Young et des paramètres élastiques du silicium tandis que la deuxième section présentera les différentes méthodes pour la compensation mécanique des résonateurs MEMS.

1.1.1 Impact de la température sur le module de Young et sur la fréquence de résonance

Le module de Young d'un matériau est une propriété physique qui relie la contrainte de traction/compression et le début de la déformation d'un matériau élastique isotrope. Concrètement, plus le module de Young d'un matériau est grand, plus celui-ci est rigide. Dans le cas d'un résonateur MEMS, ceci se traduit par une augmentation de la fréquence de résonance. C'est également le module de Young qui a un impact sur le comportement du résonateur MEMS lors d'une variation en température. Si la température augmente, le module de Young diminue et le résonateur devient moins rigide, entrainant ainsi une diminution de la fréquence de résonance. Il est donc important de définir ce paramètre physique ainsi que son comportement en fonction de la température.

1.1.2 Module de Young

Afin de définir le module de Young du silicium et ses propriétés en fonction de la température, il faut d'abord définir l'orientation cristalline du silicium. Les principales orientations cristallines sont présentées à la Figure 1.3.

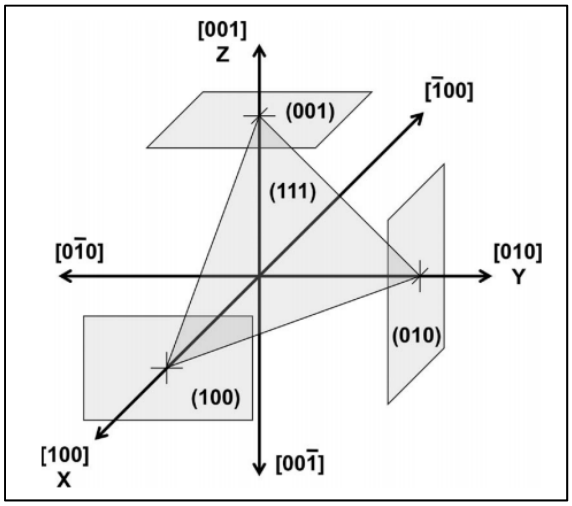


Figure 1.3 Définition de l'orientation cristalline et des différents plans
Tirée de Liu (2012)

Les indices qui seront utilisés, soient les indices « hkl », font références au système de coordonnées XYZ. Il est aussi important de noter que les directions [100], [010] et [001] font parties de la famille <100>. Pour plus de détails sur l'orientation cristalline et sur les différentes notations, se référez à Liu (2012) et Nye (1985).

L'élasticité du matériau peut être définie par la relation entre la tension (ε) et le stress (σ) du matériau. La relation entre ces deux termes est exprimée, grâce à la loi d'Hooke, en fonction de la souplesse (*compliance*) S et de la rigidité (*stiffness*) C et est donnée par les équations (1.2) et (1.3) (Liu 2012) :

$$\varepsilon = S\sigma \tag{1.2}$$

$$\sigma = C\varepsilon \tag{1.3}$$

Dans un cas où le matériau est isotrope et uni-axial, la rigidité (C) est directement donnée par le module de Young (E). Le module de Young est alors exprimé comme étant le ratio du stress par rapport à la tension ($E = \sigma/\varepsilon$). Pour ce qui est des matériaux anisotropes, un tenseur de rang 4 est nécessaire pour exprimer l'élasticité. Les équations de Hooke deviennent donc les suivantes (Nye, 1985):

$$\sigma_{ij} = c_{ijkl}\varepsilon_{kl} \tag{1.4}$$

$$\varepsilon_{ij} = s_{ijkl}\sigma_{kl} \tag{1.5}$$

À l'aide de la symétrie cubique présente dans le cristal de silicium, il est possible d'exprimer le tenseur de rang 4 à l'aide de seulement 3 paramètres indépendants, soient s_{11}, s_{12} et s_{44} (ou c_{11}, c_{12} et c_{44}) (Liu 2012) et (Ng et al. 2015). Il est important de noter que les indices ij peuvent seulement être 11, 12 et 44. Ce tenseur est généralement représenté par les matrices des équations (1.6) et (1.7) (Cho, 2008).

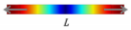
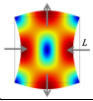
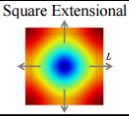
$$\begin{bmatrix}\sigma_1\\ \sigma_2\\ \sigma_3\\ \sigma_4\\ \sigma_5\\ \sigma_6\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}c_{11} & c_{12} & c_{12} & 0 & 0 & 0\\ c_{12} & c_{11} & c_{12} & 0 & 0 & 0\\ c_{12} & c_{12} & c_{11} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\varepsilon_1\\ \varepsilon_2\\ \varepsilon_3\\ \varepsilon_4\\ \varepsilon_5\\ \varepsilon_6\end{bmatrix} \tag{1.6}$$

$$\begin{bmatrix}\varepsilon_1\\ \varepsilon_2\\ \varepsilon_3\\ \varepsilon_4\\ \varepsilon_5\\ \varepsilon_6\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}s_{11} & s_{12} & s_{12} & 0 & 0 & 0\\ s_{12} & s_{11} & s_{12} & 0 & 0 & 0\\ s_{12} & s_{12} & s_{11} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_1\\ \sigma_2\\ \sigma_3\\ \sigma_4\\ \sigma_5\\ \sigma_6\end{bmatrix} \tag{1.7}$$

La résolution de ces matrices peut s'avérer ardue, mais les valeurs équivalentes de rigidité et de souplesse pour certains résonateurs idéaux sont présentées dans le Tableau 1.1 (Ng et al. 2015).

Pour ce qui est des valeurs de souplesse et de rigidité, il est possible de se référer au Tableau 1.2, où les valeurs ont été calculées dans Hall (1967). Les valeurs typiques du module de Young dépendamment de l'orientation du cristal sont données dans le Tableau 1.3.

Tableau 1.1
Rigidité et souplesse équivalentes
pour différents modes
Tiré de Ng et al. (2015)

Resonant Mode	s_{eq}	$c_{eq} = \frac{1}{s_{eq}}$	Example Mode Shape	L_{eff} of Mode	Calculated Frequency-Compliance Coefficients		
					γ_{11} γ_{12} γ_{44}	$\gamma_{11,12}$ $\gamma_{12,44}$ $\gamma_{11,44}$	$\gamma_{11,11}$ $\gamma_{12,12}$ $\gamma_{44,44}$
Uniaxial longitudinal modes along <100>	s_{11}	$\frac{c_{11}+c_{12}}{(c_{11}-c_{12})(c_{11}+2c_{12})}$	Length Extensional 	$2L$ (1st length extensional mode)	-0.5 0 0	0 0 0	0.375 0 0
Uniaxial longitudinal modes along <110>	$\frac{1}{2}s_{11}+\frac{1}{2}s_{12}+\frac{1}{4}s_{44}$	$\frac{4c_{44}(c_{11}^2+c_{11}c_{12}-2c_{12}^2)}{c_{11}^2+c_{11}c_{12}-2c_{12}^2+2c_{11}c_{44}}$			-0.3249 0.0905 -0.2656	-0.0882 -0.0721 0.2589	0.1583 0.0123 0.1058
Shear modes along <110> (Lamé along <100>*)	$2(s_{11}-s_{12})$	$\frac{1}{2}(c_{11}-c_{12})$	Lamé 	$\sqrt{2}L$ (1st Lamé mode)	-0.3911 -0.1089 0	0.1278 0 0	0.2294 0.0178 0
Shear modes along <100> (Lamé along <110>*)	s_{44}	c_{44}			0 0 -0.5	0 0 0	0 0 0.375
Square extensional longitudinal mode^	$s_{11}+s_{12}$	$c_{11}+c_{12}-2\frac{c_{12}^2}{c_{11}}$	Square Extensional 	$2L$ (1st square extensional mode)	-0.6930 0.1930 0	-0.4013 0 0	0.7204 0.0559 0

Resonant frequencies are given by (1). The relation between the compliances and stiffnesses is given in [20]: $c_{11} = \frac{s_{11}+s_{12}}{(s_{11}-s_{12})(s_{11}+2s_{12})}$; $c_{12} = \frac{-s_{12}}{(s_{11}-s_{12})(s_{11}+2s_{12})}$; $c_{44} = \frac{1}{s_{44}}$.
* Resonant geometry as oriented on a (100) silicon wafer. Direction of wave propagation is diagonal to device edge [21].
^ For all planar orientations on a (100) silicon wafer using a mode shape approximation [22].

Tableau 1.2
Valeurs de souplesse et rigidité du silicium
Adapté de Hall (1967)

Matériau	**c_{11} (GPa)**	**c_{12} (GPa)**	**c_{44} (GPa)**	**s_{11} (GPa)**	**s_{12} (GPa)**	**s_{44} (GPa)**
Silicium	165.6	63.9	79.5	7.68	-2.14	12.6

Tableau 1.3
Module de Young pour l'orientation <110> et <100>
Adapté de Hall (1967)

Orientation du résonateur	Module de Young
Directions <110> (Plan X ou Y)	169 GPa
Directions <100> (45°)	130 GPa

1.1.3 Effet de la température sur le module de Young

Une fois le module de Young défini, il est possible de redéfinir certaines équations en incluant les dépendances à la température. Lorsque la température augmente, le silicium s'étend dans toutes les directions uniformément (Nye, 1985). Cette expansion tend à rendre le matériau plus mou et donc à faire diminuer la fréquence de résonance du résonateur, ce qui est indésirable. L'effet de la température sur les propriétés élastiques, en particulier sur la souplesse, peut s'exprimer par les équations suivantes (Bourgeois et al. 1997) :

$$\frac{\Delta s_{eq}}{s_{eq,0}} \approx \sum\nolimits_i \mu_i \left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right) + \sum\nolimits_i \sum\nolimits_j \mu_{i,j} \left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right)\left(\frac{\Delta s_j}{s_{j,0}}\right) \tag{1.8}$$

$$\mu_i = \frac{\partial \left({\Delta s_{eq}}/{s_{eq,0}}\right)}{\partial \left({\Delta s_i}/{s_{i,0}}\right)} \tag{1.9}$$

$$\mu_{i,j} = \frac{\partial^2 \left({\Delta s_{eq}}/{s_{eq,0}}\right)}{\partial \left({\Delta s_i}/{s_{i,0}}\right) \partial \left({\Delta s_j}/{s_{j,0}}\right)} \tag{1.10}$$

Ces équations sont dérivées grâce à une expansion de Taylor du 2e degré des valeurs de souplesse à la température de référence ($s_{11,0}$, $s_{12,0}$, et $s_{44,0}$). Sauf s'il est indiqué autrement, les indices *0* représentent les valeurs des paramètres à la température de référence. Bien que la température ne soit pas explicitement représentée dans les équations précédentes, il faut savoir qu'il existe un Δs_x causé par une variation de la température. Il est possible de simplifier

l'équation (1.8) en définissant d'autres variables provenant de la résolution des matrices des équations (1.6) et (1.7).

L'équation (1.8) se réduit donc à

$$\frac{\Delta s_{eq}}{s_{eq,0}} = \sum_i \left(\lambda_i \frac{s_{i,0}}{s_{eq,0}}\right)\left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right) \tag{1.11}$$

en utilisant la matrice de la souplesse et en faisant une rotation du tenseur (Nye, 1985), (Ng et al. 2015), où

$$\lambda_{11} = 1 - 2\beta$$
$$\lambda_{12} = 2\beta$$
$$\lambda_{44} = \beta$$
$$\beta = a_{x1}^2 a_{x2}^2 + a_{x2}^2 a_{x3}^2 + a_{x1}^2 a_{x3}^2$$

Les paramètres « a » correspondent aux cosinus bidirectionnels entre le stress en direction *x* et l'axe de référence suivant l'orientation dans la direction <100>.

Ces équations serviront dans les sections suivantes dans le but d'établir les relations entre la variation de la souplesse (S) en fonction de la température et la variation de la fréquence de résonance des résonateurs MEMS.

1.1.4 Effet de la température sur la fréquence de résonance

1.1.4.1 Première approche

La variation de la fréquence de résonance en fonction de la température est associée directement à la variation de la souplesse du matériau. Il est possible d'utiliser les relations trouvées précédemment et de relier à la variation de la fréquence. L'équation générale est obtenue par une expansion de Taylor de l'équation (1.12) et est donnée par l'équation (1.13).

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}} = \frac{1}{L_{eff}}\sqrt{\frac{c_{eq}}{\rho}} = \frac{1}{L_{eff}}\frac{1}{\sqrt{\rho s_{eq}}} \tag{1.12}$$

$$\frac{\Delta f}{f} \approx \sqrt{(1 + \alpha^{(1)}\Delta T + \alpha^{(2)}(\Delta T)^2)}\left(1 + \frac{\Delta f}{f}\Big|_{\alpha=0}\right) - 1 \tag{1.13}$$

Dans l'équation (1.12), L_{eff} est la longueur effective ou la longueur d'onde, ρ est la densité et s_{eq} est la souplesse équivalente. Dans cette équation, la longueur effective et la densité sont sujettes à une expansion thermique, tandis que la souplesse équivalente est sujette à une variation des propriétés élastiques.

Les termes $\alpha^{(1)}$ et $\alpha^{(2)}$ sont coefficients de température du premier et deuxième degré et sont d'environ 2.84 ppm/°C et 8.5 ppb/°C^2 respectivement pour le silicium. Le terme $\frac{\Delta f}{f_0}\Big|_{\alpha=0}$ représente la variation des propriétés élastiques du matériau en fonction de la température et est donné par :

$$\frac{\Delta f}{f}\Big|_{\alpha=0} \approx -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta s_{eq}}{s_{eq,0}}\right) + \frac{3}{8}\left(\frac{\Delta s_{eq}}{s_{eq,0}}\right)^2 \tag{1.14}$$

En utilisant l'équation 14 précédente, on trouve que :

$$\begin{aligned}\frac{\Delta f}{f}\Big|_{\alpha=0} \approx & -\frac{1}{2}\sum\nolimits_i \mu_i\left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right) - \frac{1}{4}\sum\nolimits_i\sum\nolimits_j \mu_{i,j}\left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right)\left(\frac{\Delta s_j}{s_{j,0}}\right) \\ & + \frac{3}{8}\sum\nolimits_i\sum\nolimits_j \mu_i\mu_j\left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right)\left(\frac{\Delta s_j}{s_{j,0}}\right)\end{aligned} \tag{1.15}$$

$$\frac{\Delta f}{f}\Big|_{\alpha=0} = \sum\nolimits_i \gamma_i\left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right) + \sum\nolimits_i\sum\nolimits_j \gamma_{i,j}\left(\frac{\Delta s_i}{s_{i,0}}\right)\left(\frac{\Delta s_j}{s_{j,0}}\right) \tag{1.16}$$

où

$$\gamma_i = -\frac{1}{2}\lambda_i\left(\frac{s_{i,0}}{s_{eq,0}}\right) \tag{1.17}$$

$$\gamma_{i,j} = \frac{3}{8}\lambda_i\lambda_j\left(\frac{s_{i,0}}{s_{eq,0}}\right)\left(\frac{s_{j,0}}{s_{eq,0}}\right) \tag{1.18}$$

Les termes des équations (1.17) et (1.18) ont été calculés (Ng et al. 2015) et sont présentés dans le Tableau 1.1 pour certains modes.

1.1.4.2 Deuxième approche

Une deuxième approche pour calculer la variation de la fréquence de résonance en fonction de la température est possible. Cette approche est entre autres présentée par Cho (2008). Tel que mentionné plus haut, le coefficient TCF peut être définit par l'équation (1.1).

$$TCF = \frac{1}{f_0}\frac{\partial f_0}{\partial T} \approx \frac{1}{2}(TCE + CTE)$$

Dans cette équation, le coefficient d'expansion thermique CTE est le même que présenté avec la première approche et est donné par α. L'équation se réécrit donc de la façon suivante :

$$TCF = \frac{1}{2}(TCE + \alpha) \tag{1.19}$$

Quant au coefficient de température du module de Young TCE, il peut être exprimé sous la même forme que le TCF et est donné par l'équation (1.20).

$$TCE = \frac{1}{E}\frac{\partial E}{\partial T} \tag{1.20}$$

Une équation semi-empirique a déjà été proposée par Wachtman et al. pour exprimer le module de Young par l'équation (1.21) où E_0 est le module de Young au zéro absolu, B est une constante invariante en température qui a trait à module d'élasticité et T_0 est relié à la température de Debye du matériau. Ces valeurs ont été calculées pour le silicium dans Gysin et al. (2004) et sont présentés dans le Tableau 1.4.

$$E = E_0 - B * T * \exp\left(\frac{-T_0}{T}\right) \tag{1.21}$$

Tableau 1.4
Propriétés physiques du silicium
Adapté de Gysin et al. (2004)

Matériau	**E_0 (GPa)**	**B (MPa/K)**	**T_0 (K)**
Silicium	167.5	15.8	317

On peut réécrire l'équation (1.20) comme suit :

$$TCE = \frac{1}{E}\frac{\partial E}{\partial T} = \frac{-B * \exp(-T_0/T) * [(-T_0/T) + 1]}{E_0 - B * T * \exp(-T_0/T)} \tag{1.22}$$

Un remplaçant le terme TCE par l'équation (1.22), on trouve un TCF de :

$$TCF = \frac{1}{f_0}\frac{\partial f_0}{\partial T} \approx \frac{1}{2}\left(\frac{-B * \exp(-T_0/T) * [(-T_0/T) + 1]}{E_0 - B * T * \exp(-T_0/T)} + \alpha\right) \tag{1.23}$$

1.1.5 Conclusion sur l'impact de la température sur le module de Young et sur la fréquence de résonance et pistes de solution

Deux phénomènes principaux causent une variation de la fréquence de résonance en fonction de la température. Le premier est dû au coefficient de température du module de Young (TCE) et le deuxième est causé par l'expansion thermique (CTE). Le coefficient de variation de la fréquence en fonction de la température (TCF) est une combinaison des termes TCE et CTE. Afin d'avoir le plus petit TCF possible, il faut soit être en mesure de réduire TCE et CTE le

plus près de zéro possible ou soit les rendre inverses. La première solution n'est pas réaliste, car les termes sont des propriétés physiques et il est impossible d'annuler le coefficient d'expansion thermique, par exemple. La deuxième solution, quant à elle, semble réalisable. Le résonateur MEMS doit avoir un TCE et un CTE de même ordre de grandeur, mais avec un signe opposé. Ce faisant, le TCF total serait nul.

La section suivante du rapport présentera les techniques mécaniques possibles pour réduire l'impact de la température sur la fréquence de résonance. Cette section traitera du dopage des résonateurs, des dépôts de couches sur les résonateurs, des piliers de matériaux dans la structure, de la géométrie des résonateurs ainsi que de la géométrie des supports.

1.1.6 Compensation mécanique de la variation de fréquence en fonction de la température

L'avantage principal qu'a la compensation mécanique de la variation en température est qu'il s'agit d'une compensation passive. Le système complet, soit l'oscillateur, ne consommera pas plus de courant et n'aura pas de rétroaction active électronique. Le système sera donc fiable et se compensera automatique pour un certain intervalle de température.

Plusieurs solutions mécaniques peuvent être employées pour compenser la variation de TCF. Les méthodes qui seront expliquées sont le dopage et l'orientation des résonateurs, l'ajout de différentes couches sur le résonateur, l'ajout de piliers de matériaux différents dans la structure du résonateur, des géométries différentes de résonateurs et l'ajout de stress grâce aux supports. Chaque sous-section contiendra une conclusion qui résume les points principaux et qui mettra en évidence des pistes de solutions ou d'innovations.

1.1.7 Dopage du silicium et orientation du résonateur

Les résonateurs qui résonnent à un mode qui a un TCF_1 plus grand que zéro peuvent être compensés en température à l'aide d'une compensation de premier ordre en réduisant le niveau de dopage. En plus de modifier le dopage, une technique est souvent employée en même temps

afin de réduire l'impact de la température. Cette technique consiste à modifier l'orientation du résonateur. La combinaison de ces deux méthodes est présentée, entre autres, dans Jaakkola et al. (2015) et Jaakkola et al. (2014).

Pour mettre en évidence l'impact du dopage, les équations du TCF de premier et deuxième ordre seront réécrites de la façon suivante (Jaakkola et al. 2015) :

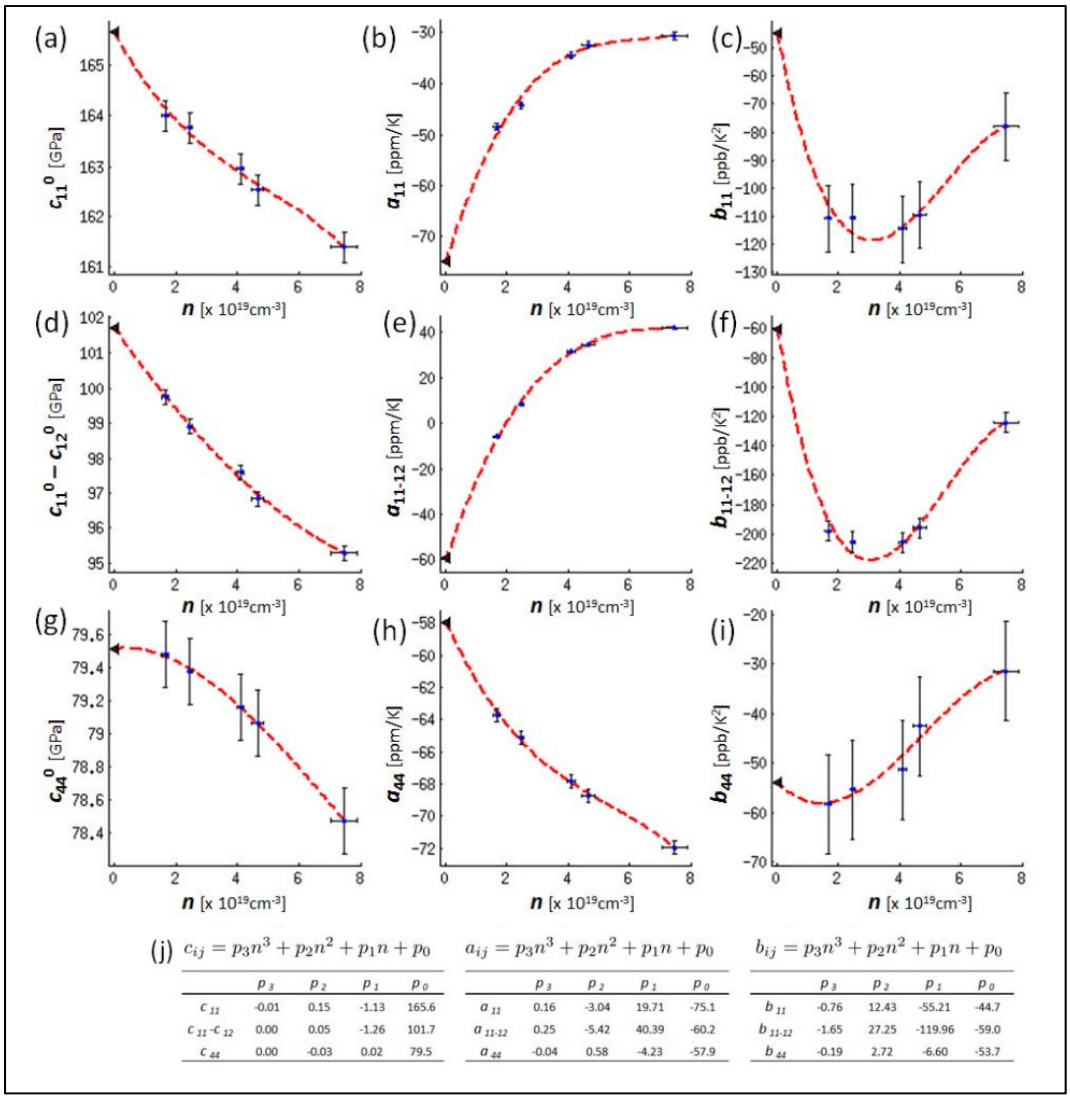
$$TCF_1 = \frac{1}{f}\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}T}\bigg|_{T=T_0} = \frac{1}{f}\sum_{ij}\frac{\partial f}{\partial c_{ij}}c_{ij}^0 a_{ij} + \alpha_1/2 \tag{1.24}$$

$$TCF_2 = \frac{1}{2f}\frac{\mathrm{d}^2 f}{\mathrm{d}T^2}\bigg|_{T=T_0} = \frac{1}{f}\sum_{ij}\frac{\partial f}{\partial c_{ij}}c_{ij}^0 b_{ij} + \alpha_2/2 \tag{1.25}$$

où les termes a_{ij} et b_{ij} sont les coefficients de premier et deuxième ordre, respectivement, des paramètres élastiques du matériau. Ces équations sont obtenues à partir de la première et deuxième dérivée de l'équation (1.26) où n représente le dopage et c_{ij}^0 est un coefficient constant.

$$c_{ij}(T,n) = c_{ij}^0(n)[1 + a_{ij}(n)\Delta T + b_{ij}(n)\Delta T^2] \tag{1.26}$$

Afin de résoudre les équations (1.24) et (1.25), il faut d'abord trouver $\partial f/\partial c_{ij}$. Il est possible de faire les simulations sur Comsol en utilisant la simulation « Eigenfrequency » et en faisant une analyse paramétrique. Il faut au moins deux analyses paramétriques pour trouver $\partial f/\partial c_{ij}$. Les analyses faites dans Jaakkola et al. (2015) incluent une analyse paramétrique sur l'orientation du résonateur (variant de 0° à 45°, soit d'allant de l'orientation 100 à 110) et une analyse paramétrique sur la largeur du résonateur. Les coefficients a_{ij}, b_{ij} et c_{ij} utilisés dans Jaakkola et al. (2015) sont obtenus à partir d'une approximation polynomiale des termes obtenus expérimentalement dans Ng et al. (2013) et Bourgeois et al. (1997). Ces coefficients sont présentés à la Figure 1.4.



	p_3	p_2	p_1	p_0
c_{11}	-0.01	0.15	-1.13	165.6
c_{11}-c_{12}	0.00	0.05	-1.26	101.7
c_{44}	0.00	-0.03	0.02	79.5

	p_3	p_2	p_1	p_0
a_{11}	0.16	-3.04	19.71	-75.1
$a_{11\text{-}12}$	0.25	-5.42	40.39	-60.2
a_{44}	-0.04	0.58	-4.23	-57.9

	p_3	p_2	p_1	p_0
b_{11}	-0.76	12.43	-55.21	-44.7
$b_{11\text{-}12}$	-1.65	27.25	-119.96	-59.0
b_{44}	-0.19	2.72	-6.60	-53.7

Figure 1.4 Approximations polynomiales des coefficients a_{ij}, b_{ij} et c_{ij}
Tiré de Jaakkola et al. (2015)

Les résultats de simulations de Jaakkola et al. (2015) pour différents modes sont présentés à la Figure 1.5. Pour le mode Lamé, on observe que le TCF_1, soit le TCF de premier ordre, est nul pour un angle d'environ 22.5°. De plus, la Figure 1.6 met en évidence l'impact du dopage et de l'angle sur le même graphique. Il est donc possible de changer l'angle et le dopage en même temps afin d'avoir une combinaison optimale qui minimise TCF_1 et TCF_2, résultant d'un TCF presque nul sur un grand intervalle de température. Il est important de noter que tous les résultats de Jaakkola et al. (2015) ont été obtenus pour une variation de température de -40°C à 85°C, ce qui représente des spécifications commerciales pour un tel dispositif.

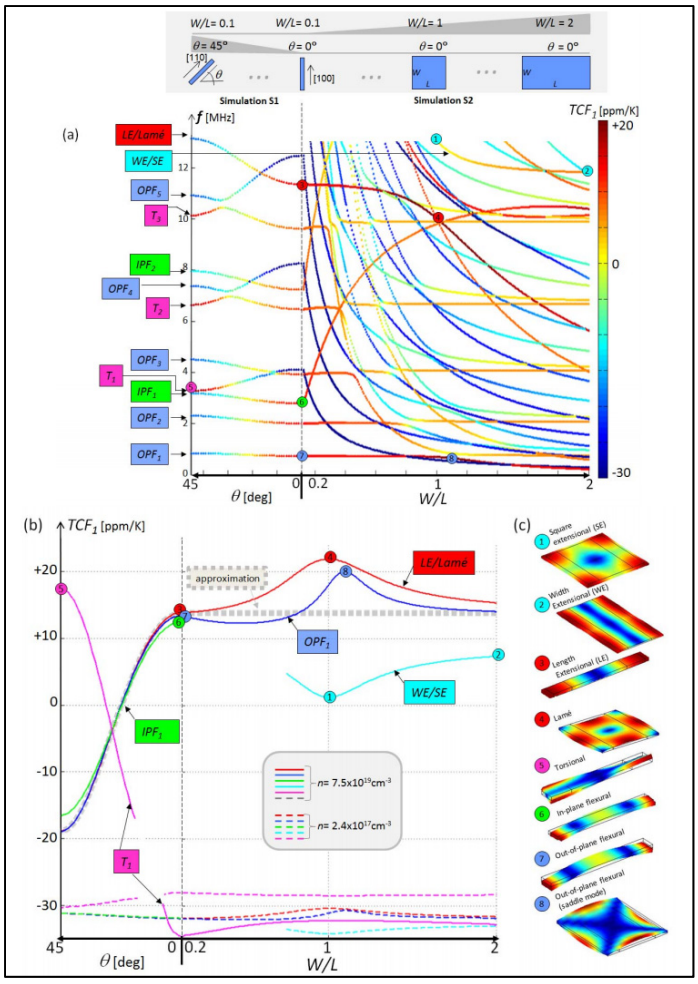


Figure 1.5 Simulations des TCF pour différents modes et pour une orientation et un ratio de largeur/longueur différents
Tirée de Jaakkola et al. (2015)

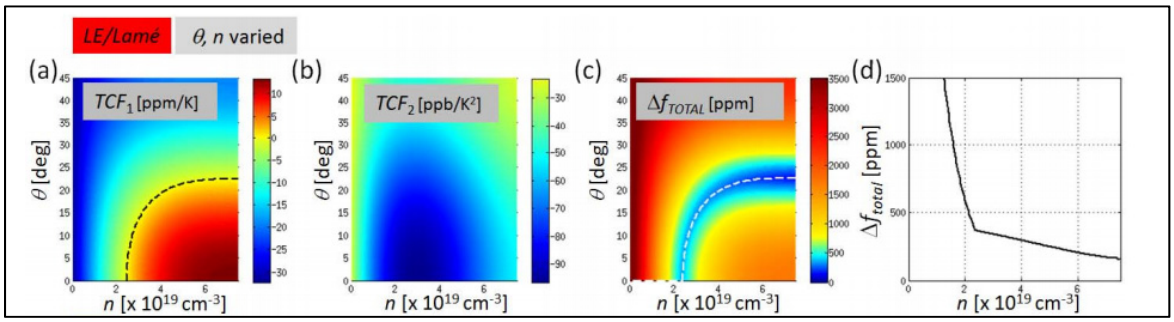


Figure 1.6 TCF du résonateur Lamé pour différents niveaux de dopage et différentes orientations
Tirée de Jaakkola et al. (2015)

On retrouve dans Jaakkola et al. (2014), qui vient du même groupe que les résultats précédents, d'autres tableaux et graphiques récapitulatifs pour différents dopants et angles en plus de trouver des valeurs extraites et mesurées des paramètres élastiques de silicium.

Suivant la même logique pour ce qui est du dopage, le résonateur SiBAR de la Figure 1.7 a été fabriqué et dopé afin de réduire le TCF de -33.11 ppm/°C à -3.56 ppm/°C (Samarao et Ayazi 2012). Les résultats sont présentés à la Figure 1.8.

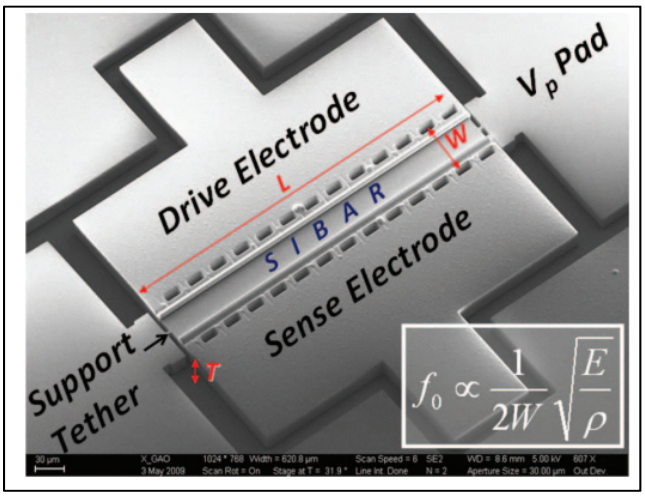


Figure 1.7 Résonateur SiBAR
Tirée de Samarao et Ayazi (2012)

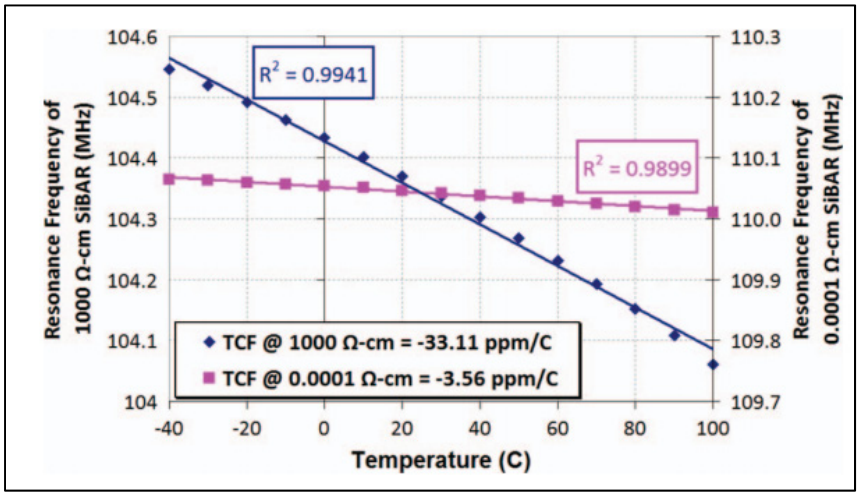


Figure 1.8 TCF du résonateur SiBAR dopé
Tirée de Samarao et Ayazi (2012)

Les auteurs ont continué de doper le résonateur dans le but de continuer à réduire le TCF. Le dopage s'est effectué avec des atomes de bore et il y a une saturation du TCF à -1.5 ppm/ºC. Au-delà de ce niveau de dopage, aucun changement n'est observé dans la variation du TCF (voir Figure 1.9). Cette saturation ne semble toutefois pas observée avec des dopants de type N (Samarao et Ayazi 2012).

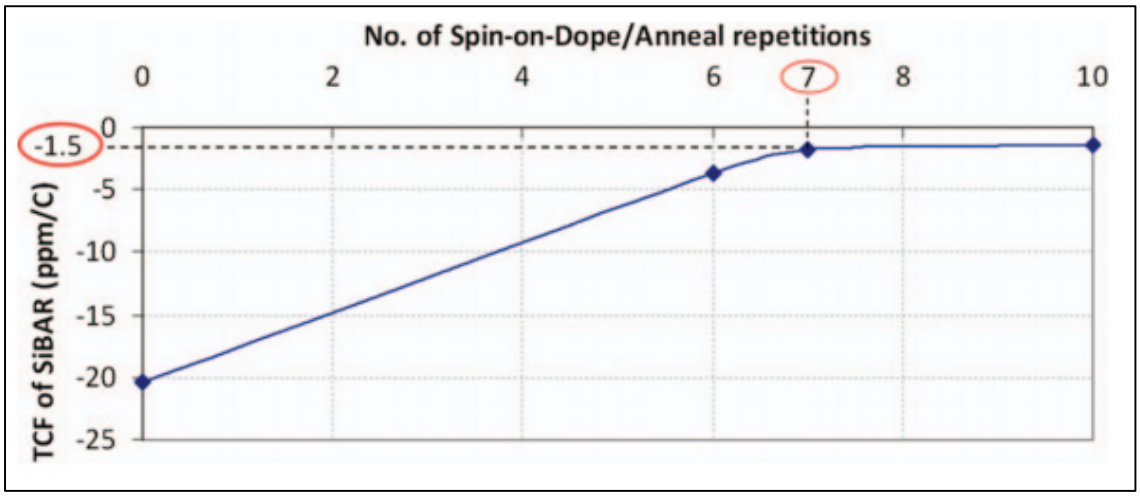


Figure 1.9 Saturation du TCF lors du dopage
Tirée de Samarao et Ayazi (2012)

1.1.8 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact du dopage sur la variation en fréquence en fonction de la température

Doper le silicium ainsi que de change l'angle du résonateur semblent être deux méthodes simples et mécaniques de réduire considérablement l'impact de la température sur la fréquence d'oscillation du résonateur. Le but de cette méthode est de réduire l'impact des coefficients de rigidité du résonateur. Ces coefficients, exprimés par l'équation (1.26), sont dépendants du dopage et sont responsables de la variation du coefficient de température du module de Young.

Bien que les résonateurs présentés dans Jaakkola et al. (2015) et Jaakkola et al. (2014) sont des résonateurs électrostatiques, cette technique peut s'ajouter à un procédé de fabrication piézoélectrique en dopant les gaufres de silicium avant la fabrication. Il serait peut-être

possible de doper les résonateurs après la fabrication en essayant de les doper par en-dessus, c'est-à-dire à partir des tranchées.

Un autre aspect qui pourrait être investigué et qui n'a pas été beaucoup abordé dans les autres publications est l'impact du dopage sur le facteur de qualité des dispositifs. Un article du même groupe Jaakkola et al. (2014) parle brièvement du facteur de qualité et du produit $f * Q$, sans donner des informations sur l'impact du dopage. Les facteurs de qualité qu'ils obtiennent varient entre 900,000 et 1,700,00 sous vide. Il est toutefois mentionné dans l'article que l'impact du dopage semble minime, mais leur compensation en température est moins bonne. De plus, selon Samarao et Ayazi (2012), un dopage trop élevé entraine des dommages dans le cristal de silicium réduisant le facteur de qualité. La Figure 1.10 montre l'impact du dopage sur les liens entre les atomes de silicium.

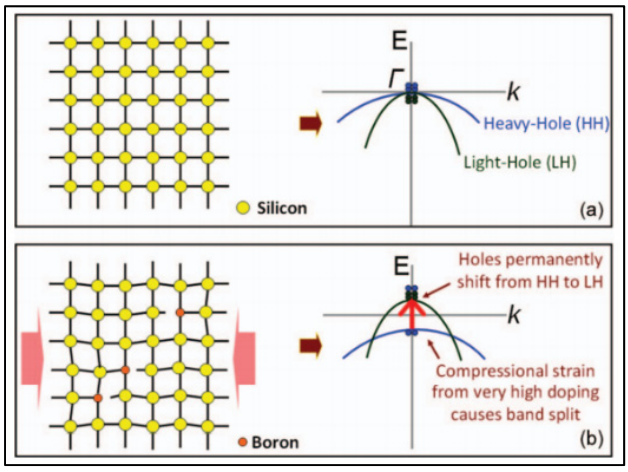


Figure 1.10 Endommagement de la structure cristalline du silicium après le dopage
Tirée de Samarao et Ayazi (2012)

Finalement, le type de dopant a une grosse influence sur la compensation. Selon Hajjam, Rahafrooz, et Pourkamali (2010), un TCF positif est réalisable avec un dopant de type N, mais se limite à -1.5 ppm/^{o}C pour des dopants de type P.

1.1.9 Dépôt de couches sur la structure

Une autre technique utilisée dans le but de réduire la variation de la fréquence de résonance en fonction de la température est de déposer une ou plusieurs couches de matériaux ayant des TCF différents sur le résonateur (Brand et al. 2015). Généralement, un matériau ayant un TCF positif en température, par exemple l'oxyde de silicium (SiO_2) est choisi afin de balancer pour le TCF négatif du silicium (Bhugra et Piazza, 2017). Bien qu'un désavantage de cette technique soit une dégradation du facteur de qualité (Rais-Zadeh et al. 2013), la simplicité du dépôt ou de la croissance du SiO_2 sur du silicium en fait une technique grandement utilisée.

L'ajout d'une couche en parallèle avec le résonateur doit avoir une rigidité assez grande pour compenser la rigidité du silicium. Dans le cas où cette rigidité n'est pas assez grande, alors son impact sera négligeable sur la variation du TCF. Donc cette technique fonctionne mieux pour des résonateurs qui ont une couche mince de silicium, qui fonctionnent à basse fréquence ou pour les résonateurs qui opèrent dans les modes « flexural » ou extensionnel (Brand et al. 2015).

Un tel exemple de résonateur et la dérivation mathématique est présenté dans Melamud et al. (2009). La coupe transversale d'une poutre à N-couches est présentée à la Figure 1.11. La même analyse peut être effectuée sur des résonateurs plus complexes ou des résonateurs qui utilisent un autre type de mode de résonance.

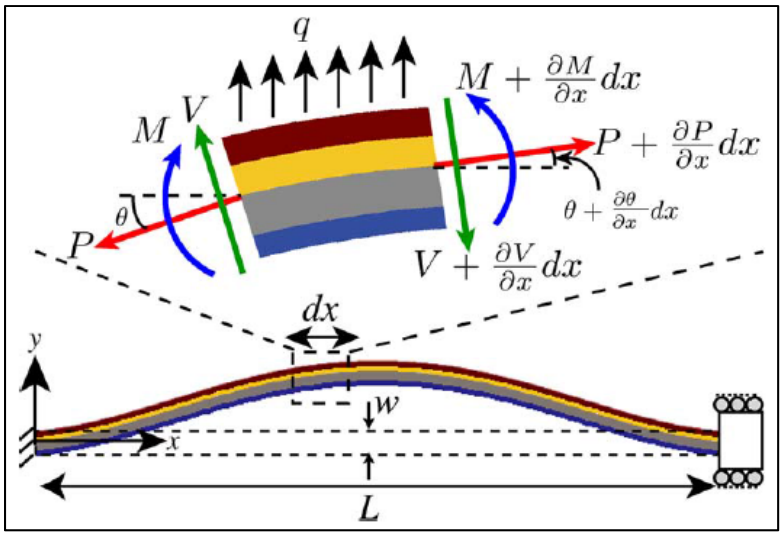


Figure 1.11 Résonateur « flexural » composé de plusieurs couches de matériaux différents
Tirée de Melamud et al. (2009)

Si on limite l'analyse à un résonateur en silicium avec une couche de SiO_2, on peut définir la relation suivante quant à la fréquence de résonance (Melamud et al. 2009) :

$$f^2 = \frac{m_{Si}}{m} f_{Si}^2 + \frac{m_{SiO_2}}{m} f_{SiO_2}^2 \tag{1.27}$$

La fréquence de résonance résultante est donc un ratio pondéré entre le produit des masses des matériaux et le carré de leur fréquence de résonances des couches et de la masse totale du résonateur. Le coefficient de température peut alors être exprimé comme suit :

$$TCF_1 = \frac{(TCF_1)_{SiO_2} + r(TCF_1)_{Si}}{1 + r} \tag{1.28}$$

avec

$$r = \frac{m_{Si}}{m_{SiO_2}} \frac{f_{Si}^2}{f_{SiO_2}^2} \tag{1.29}$$

C'est la valeur de « r » qui déterminera si la résonance de la poutre sera compensée en température. Si le ratio est bien choisi, et considérant que le silicium et le SiO_2 ont des TCF

négatifs et positifs respectivement, alors les coefficients de chacun des matériaux s'annuleront et le résonateur sera stable en température.

Le graphique des Figure 1.12 présente les résultats pour différents ratios « r », tandis que la Figure 1.13 compare le ratio « r » optimal avec un résonateur quartz et un résonateur en silicium non compensé en température.

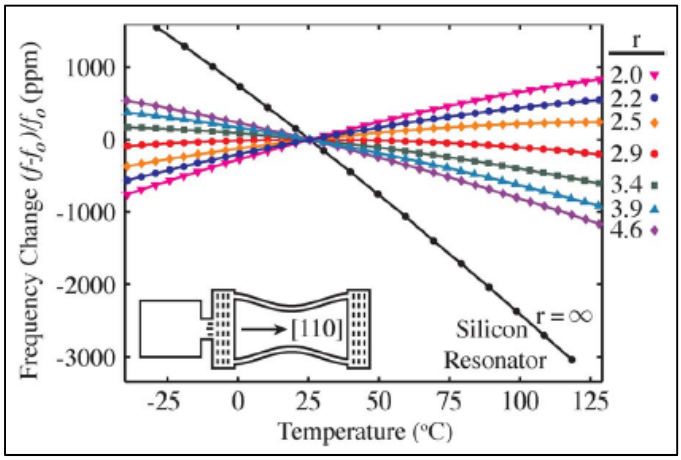


Figure 1.12 Variation de la fréquence en fonction de la température pour différentes épaisseurs de SiO_2
Tirée de Melamud et al. (2009)

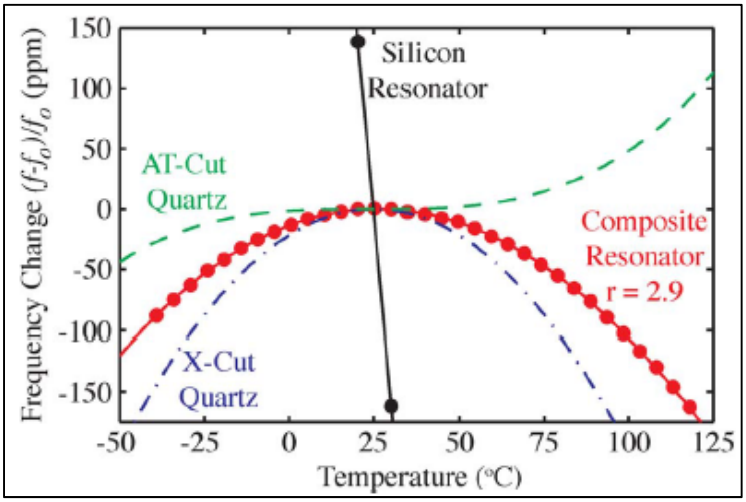


Figure 1.13 Comparaison de la variation en température avec un résonateur composé de silicium et de SiO_2 et un résonateur quartz
Tirée de Melamud et al. (2009)

Si plusieurs couches sont présentes sur le résonateur, par exemple pour un résonateur piézoélectrique, il suffit de rajouter les termes sous la même forme. La forme générale est donc donnée par les équations suivantes :

$$TCF = \frac{r_1 * TCF_1 + r_1 * TCF_2 + \cdots + r_n * TCF_n}{r_1 + r_2 + \cdots + r_n} \tag{1.30}$$

$$r_n = h_n * \rho_n * f_n^2 \tag{1.31}$$

où h_n, ρ_n et f_n représente la hauteur, la densité et la fréquence de résonance pour une seule couche du matériau *n* respectivement.

Dans le même ordre d'idées, un résonateur composé d'arséniure de galium et de nitrure d'aluminium est présenté dans Ansari et Rais-Zadeh (2014). La réponse fréquentielle, une coupe simplifiée et une photo du résonateur sont présentées à la Figure 1.14.

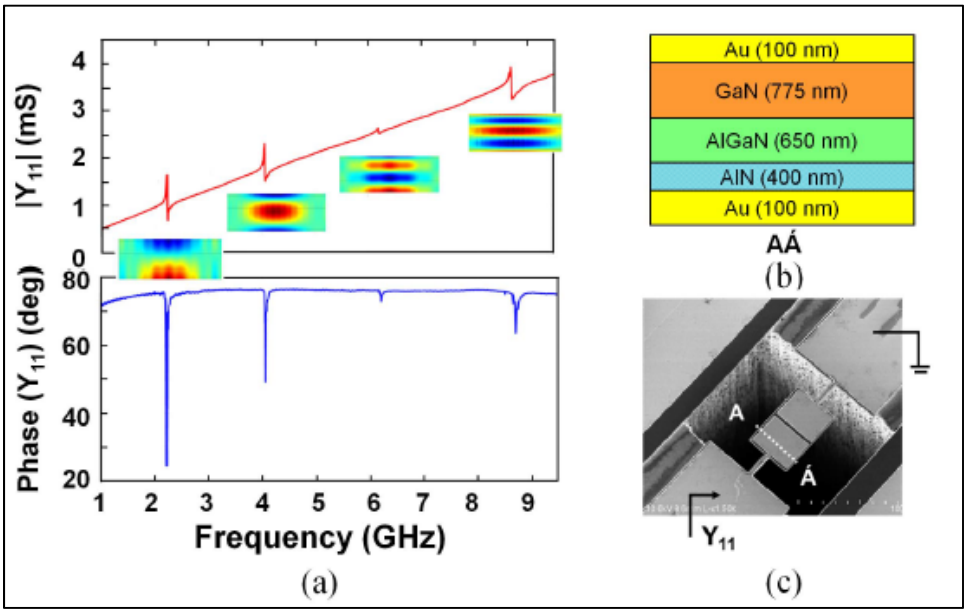


Figure 1.14 (a) Simulation de la réponse fréquentielle d'un résonateur BAW en GaN, (b) coupe transversale idéale du résonateur et (c) photographie électronique du MEMS fabriqué
Tirée de Ansari et Rais-Zadeh (2014)

Une fois le résonateur fabriqué, une passivation est faite afin d'ajouter une couche de 400 nm de SiO_2 au résonateur dans le but de changer le TCF. Se faisant, le facteur de qualité ainsi que le coefficient de couplage sont tous les deux augmentés.

La figure suivante (Figure 1.15) montre les TCF pour deux modes de résonances avec et sans passivation. L'ajout du 400 nm de SiO_2 permet de réduire le TCF de 50 %, ce qui est non-négligeable.

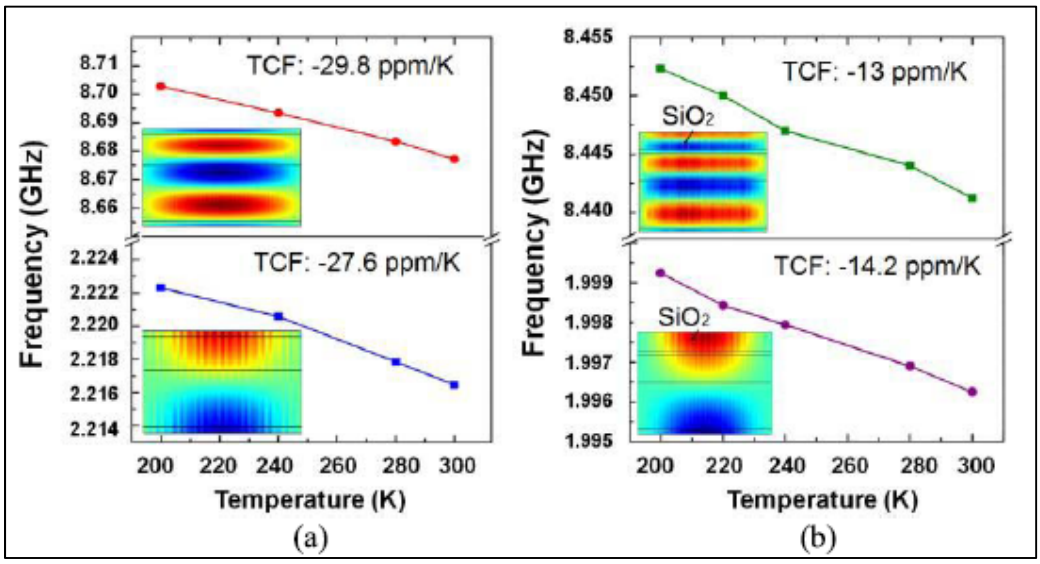


Figure 1.15 Comparaison des comportements en température des résonateurs avec et sans couche de SiO_2 pour deux modes différents
Tirée de Ansari et Rais-Zadeh (2014)

Il est important de noter que ce résonateur a un facteur de qualité très faible, soit d'environ 660 à une fréquence de 2.18 GHz. Cela peut être dû au fait que la fréquence de résonance est assez grande (Ansari et Rais-Zadeh 2014), à cause des pertes dans les ancres, mais aussi à cause du choix des matériaux. Toutefois, le concept de la passivation du SiO_2 reste intéressant.

1.1.10 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact du dépôt de couches sur le résonateur

Pour résumé, ajouter une couche qui possède un TCF positif peut être ajouté au résonateur afin de compenser la variation de la fréquence en température. Cette technique fonctionne pour les modes de résonance flexural et extensionnel et pour les résonateurs qui n'ont pas une couche épaisse de silicium. De plus, il est idéal d'utiliser ce principe pour les résonateurs à basse fréquence. Le principe de fonctionnement est que le TCF du résonateur peut être décomposé en ratio des TCF de chaque couche. Donc, en choisissant le bon ratio entre les épaisseurs des couches et en ayant des TCF aux signes opposés, il est possible d'annuler le TCF total.

Encore une fois, l'impact sur le facteur de qualité est fait qualitativement. Il serait donc intéressant de fabriquer plusieurs dispositifs avec différentes couches pour voir l'impact des différentes couches sur le facteur de qualité du résonateur.

De plus, aucune étude n'est faite sur la forme et densité globale des différentes couches. C'est-à-dire qu'aucun impact sur le TCF n'a été observé en fonction de la forme des couches. Il serait peut-être possible de modifier les régions des couches afin de favoriser certains modes de résonance. Bref, les analyses faites sont prennent toujours en considération que les résonateurs ont la même surface que les couches superposées.

1.1.11 Piliers de matériaux différents

Tout comme pour l'ajout d'une ou plusieurs couches sur le résonateur, il est possible de compenser le MEMS en température en ajoutant un autre matériau dans la structure directement. Le principe est sensiblement le même. Les matériaux doivent avoir des coefficients de température de signes opposés dans le but d'annuler le TCF résultant.

Pour ce faire, il est possible de superposer plusieurs couches en alternant deux matériaux, ou en y ajoutant des formes entre les couches (Liu et al. 2013), ou il est possible d'ajouter des piliers de différents matériaux (Tabrizian, Casinovi, et Ayazi 2013).

Un exemple du premier cas est le suivant (Liu et al. 2013) où le résonateur et la coupe transversale sont présentés à la Figure 1.16.

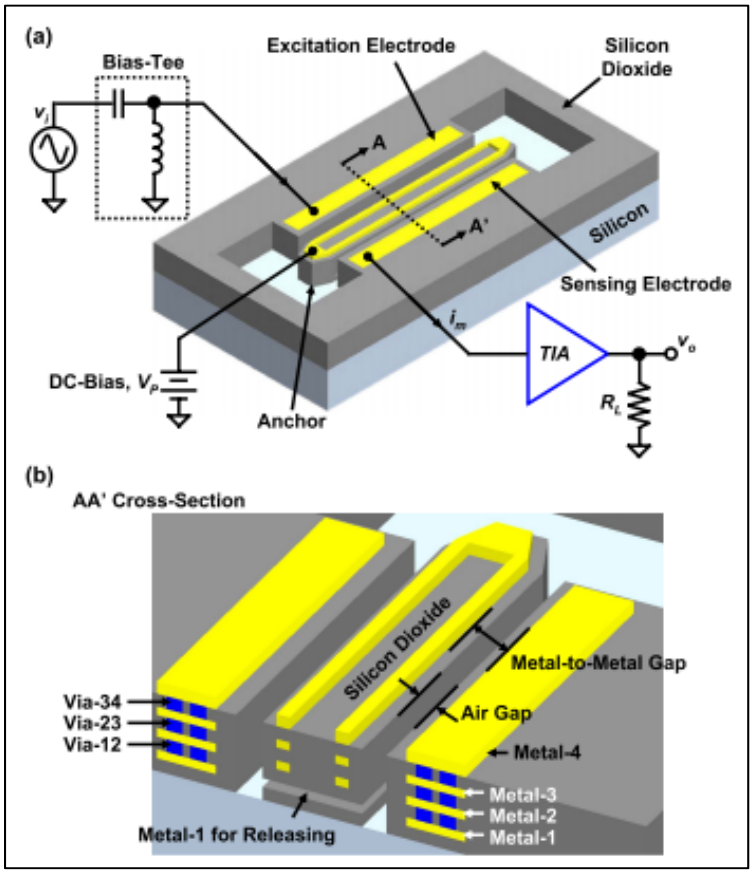


Figure 1.16 Résonateur en oxyde de silicium fabriqué à partir d'un procédé CMOS standard
Tirée de Liu et al. (2013)

Dans cet exemple, le résonateur est fabriqué directement à l'aide d'un procédé CMOS standard. Le résonateur est donc fait en SiO_2, tout en incluant des couches de métaux. Suivant la même méthode que dans Melamud et al. (2009), il est possible de dériver les équations du TCF du résonateur en fonction des ratios du métal et de l'oxyde de silicium. Toutefois, contrairement à l'ajout de SiO_2 sur un résonateur en silicium, l'utilisation d'un procédé CMOS oblige le concepteur à utiliser un résonateur en SiO_2 et donc ne laisse pas autant de liberté quant aux ratios ou même à la fréquence. Par contre, il y a de nombreux avantages à intégrer un MEMS dans un procédé CMOS et sur la même puce. Par exemple, les capacités,

inductances et résistances parasites sont beaucoup plus faibles, le coût de fabrication peut être réduit, le niveau d'intégration est plus élevé, etc.

Dans le deuxième cas, soit en utilisant des piliers de SiO_2 tel que présenté dans Tabrizian, Casinovi, et Ayazi (2013), le concepteur peut facilement utiliser le ratio SiO_2 désiré. Il suffit de changer le nombre de trous ou mêmes leurs diamètres. La Figure 1.17(a) montre un résonateur avec une couche d'oxyde directement sur le résonateur tel que présenté précédemment, tandis que la Figure 1.17(b) montre des piliers de SiO_2 dans le résonateur.

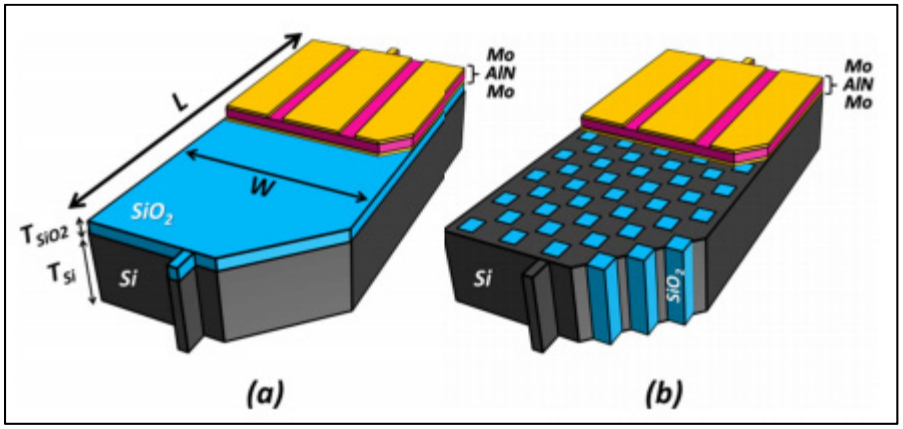


Figure 1.17 Résonateur en silicium avec une compensation en température en (a) ajoutant une couche de SiO_2 sur le MEMS et (b) en intégrant des piliers de SiO_2 dans le MEMS
Tirée de Tabrizian, Casinovi, et Ayazi (2013)

L'avantage principal de la structure de la Figure 1.17(b) par rapport à celle de la Figure 1.17(a) est que la contribution relative du SiO_2 sur le coefficient de température sera beaucoup plus grande. De plus, en utilisant cette méthode, une quantité minimum de SiO_2 peut être utilisée pour compenser le TCF. Cette technique est également facilement intégrable dans les procédés de fabrication standards en plus de pouvoir être utilisée avec des épaisseurs de résonateurs plus grandes.

Les différents modes utilisés dans Tabrizian, Casinovi, et Ayazi (2013) sont illustrés à la Figure 1.18 et es résultats obtenus pour chacun des modes sont présentés à la Figure 1.19.

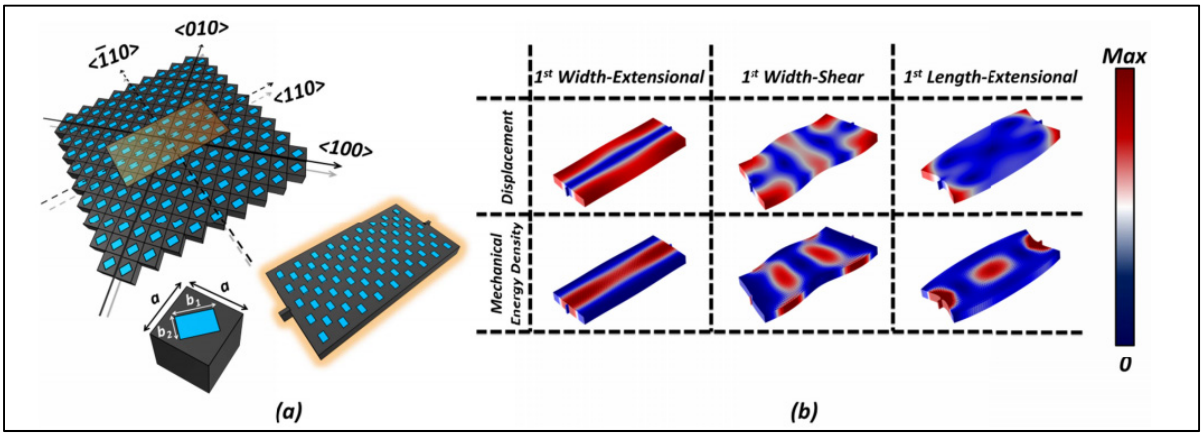


Figure 1.18 Résultats de simulations montrant le déplacement et l'énergie mécanique pour un résonateur comprenant des piliers de SiO_2
Tirée de Tabrizizzan, Casinovi, et Ayazi (2013)

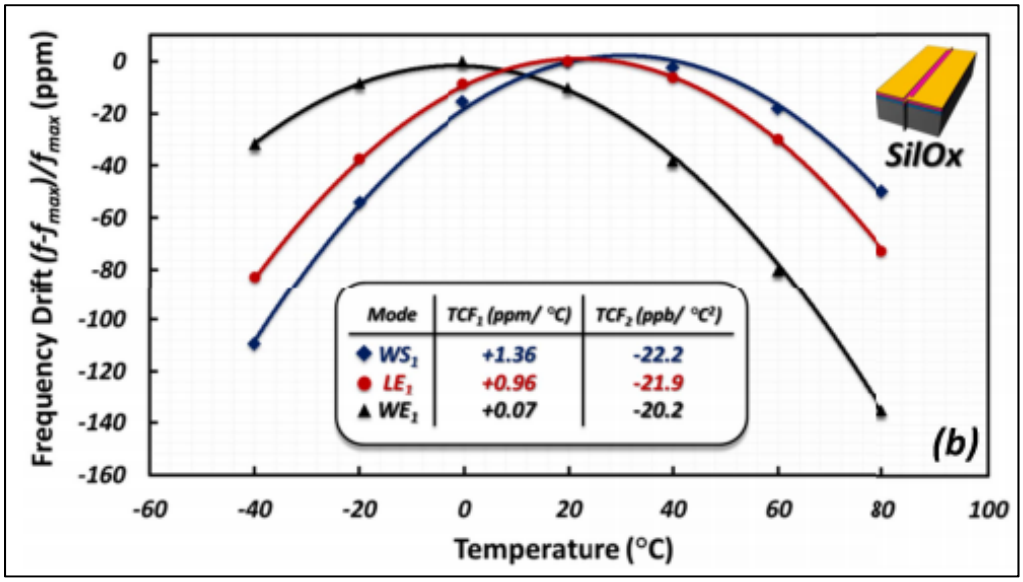


Figure 1.19 Mesures des TCF pour différents modes du résonateur compensé par SiO_2
Tiré de Tabrizian, Casinovi, et Ayazi (2013)

Il est possible d'observer une différence au niveau de la température pour laquelle le taux de variation du TCF change de signe. Cette température peut aussi être modifiée pour le même

mode en fonction de la quantité d'oxyde, mais cela entrainera aussi une variation du TCF total. La différence de TCF pour les différents modes indique qu'une piste à investiguer serait de changer le pattern des piliers d'oxyde. Ce point sera élaboré dans la conclusion de cette section.

Il est aussi possible d'utiliser la technique avec les piliers de silicium et de la combiner avec la technique précédente de l'ajout d'une couche et ainsi faire un résonateur qui possède plusieurs couches de différents matériaux en plus d'être compensé avec des piliers d'oxyde tel que dans Bahr et al. (2015). Cette combinaison des deux techniques a permis aux auteurs d'obtenir un modèle de résonateur ayant un TCF de -0.21 ppm/^{o}C. Il est très important de noter qu'il ne s'agit que d'un modèle de résonateur utilisant un procédé CMOS et les matériaux disponibles dans celui-ci. De prime abord, aucun résonateur n'a été fabriqué et testé. Le but de leur recherche était le développement d'un modèle précis pour la simulation du TCF, ce qui semble avoir fonctionné en comparant les résultats avec ceux des autres simulateurs FEM. La vue explosée du résonateur proposé est présenté à la Figure 1.20.

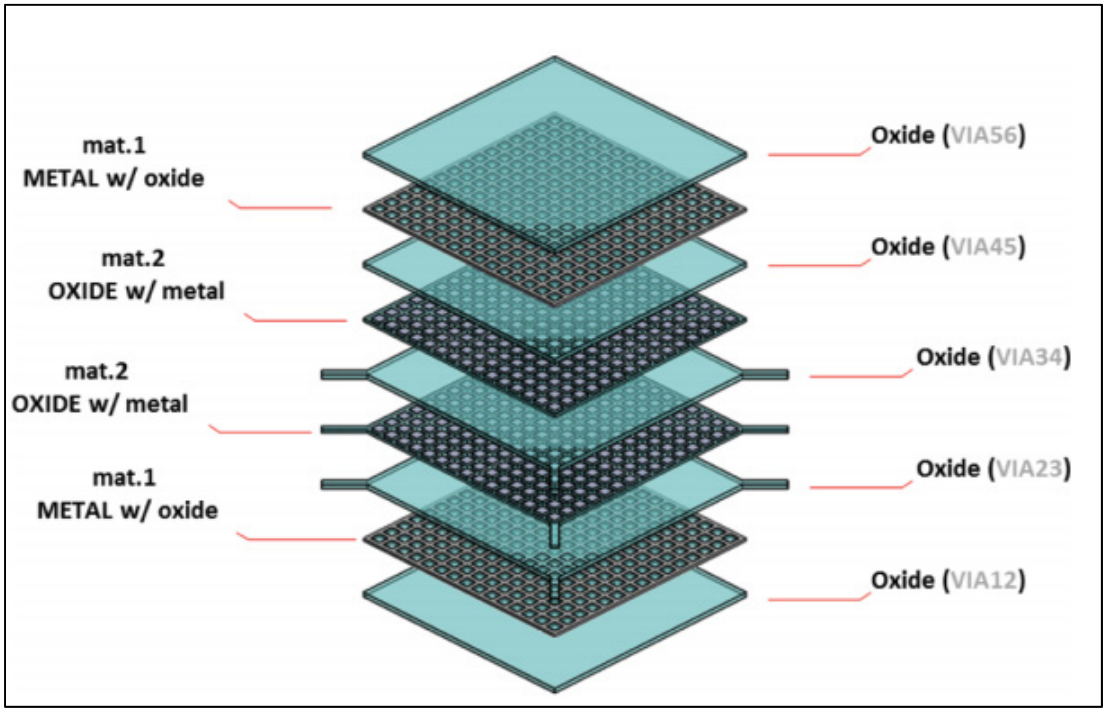


Figure 1.20 Résonateur proposé à partir d'une technologie CMOS standard pour lequel un modèle théorique du calcul de TCF est développé
Tirée de Bahr et al. (2015)

1.1.12 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact des piliers de matériaux différents

Comme pour la compensation par ajout de couches sur le résonateur, le but de mettre des piliers de matériaux différents à l'intérieur du résonateur est de balancer le TCF du silicium avec un TCF au signe opposé. Encore une fois, le SiO_2 est un matériel de choix pour sa simplicité d'intégration dans les procédés de fabrication. Les avantages qu'a le fait d'inclure les piliers à l'intérieur de la structure versus une couche sur le résonateur sont de réduire la quantité de SiO_2 en plus d'être efficace avec des résonateurs qui ont une plus grande épaisseur.

Une investigation ou une innovation possible vient du fait que dans les articles traitant de piliers d'oxyde (ou d'autres matériaux), aucune étude ne semble avoir été faite sur le pattern de ces piliers. C'est-à-dire que les articles utilisent un pattern comme illustré à Figure 1.18(a) et à la Figure 1.20, soit des carrés de matériaux espacés également sur toute la surface du résonateur.

Toutefois, comme une différence au niveau de la compensation du TCF pour les différents modes de la Figure 1.19, il est possible de croire que l'emplacement de ces carrés peut avoir une influence sur la compensation en température. Par exemple, il serait peut-être avantageux de placer les piliers dans les points où le déplacement est le plus faible pour un mode donné. Un tel exemple est illustré à la Figure 1.21 pour un résonateur Lamé où les régions en rose indiquent l'emplacement des piliers.

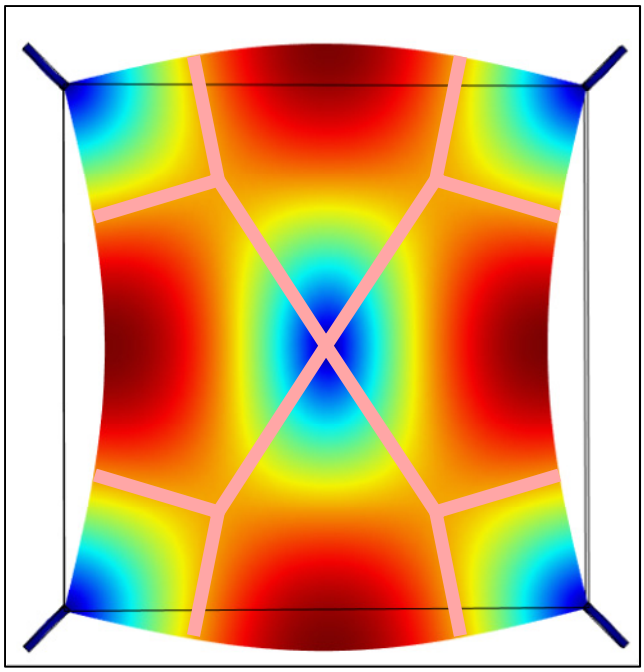


Figure 1.21 Région du mode Lamé où mettre des piliers d'oxyde

1.1.13 Géométrie

1.1.13.1 Ondes et réflexions dans le résonateur

Tel que mentionné précédemment, le coefficient TCF est dépendant du mode et de la géométrie du résonateur (Samarao, Casinovi, et Ayazi 2010). Pour comprendre l'impact de la géométrie, il faut savoir qu'une augmentation de température entraine une augmentation du flux de porteurs de charge libres causée par le décalage du niveau de Fermi de ces porteurs de charge. Par conservation d'énergie, le changement dans l'énergie électronique du système doit se manifester dans un changement dépendant de la température dans l'énergie élastique du système. Dans le cas du silicium, cela se traduit en un TCE négatif.

Donc, une façon de palier à cet effet est de causer un stress additionnel dans la structure. Ce faisant, le stress causé par le mode sera faible en comparaison au stress causé par l'élasticité, ce qui entrainera une certaine compensation en température. La structure doit donc exciter des ondes longitudinales et de cisaillement acoustiques dans la direction du monde visé.

Un tel exemple est illustré dans Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010) et est expliqué ici. La géométrie du résonateur est concave, tel qu'illustré à la Figure 1.22 dans le but de créer un stress additionnel sur la longueur du résonateur. La fréquence d'oscillation et la longueur d'onde déterminent la largeur centrale de la poutre (λ/2). La largeur aux extrémités est optimale pour (3λ/4) lorsque la longueur de la poutre est de (5λ). Une telle structure permet de concentrer l'énergie acoustique près de la région active, soit au milieu où le mode est excité. Cette géométrie permet aussi de réduire les pertes acoustiques, en reflétant les ondes dans le résonateur, et donc le facteur de qualité augmente.

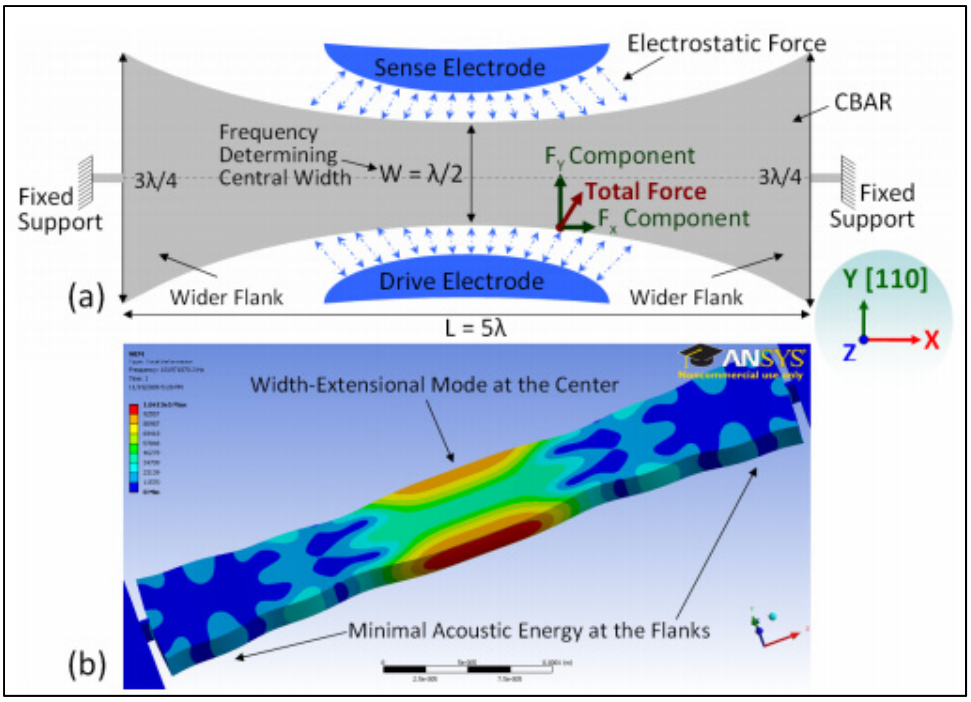


Figure 1.22 Géométrie proposée pour réduire le TCF en renvoyant l'énergie mécanique dans le résonateur
Tirée de Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010)

La Figure 1.23 montre le stress dans deux résonateurs. Un dont la structure est un simple rectangle et l'autre pour laquelle la structure est concave. On remarque que le centre de la structure concave a beaucoup plus de stress que la structure simple dans les plans X et Y. C'est cette concentration au centre qui permet de réduire les pertes en température. La Figure 1.24

montre la différence entre les TCF des deux résonateurs. On peut remarquer une diminution de 15 ppm/ºC.

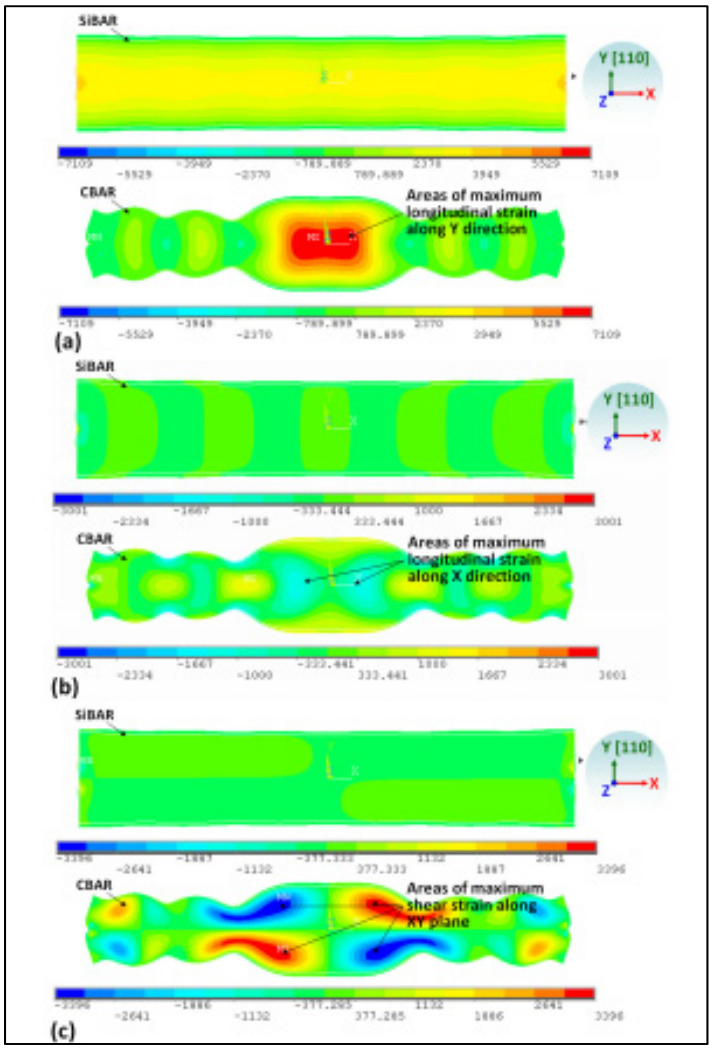


Figure 1.23 Comparaison des tensions mécaniques dans le résonateur SiBAR et CBAR
Tirée de Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010)

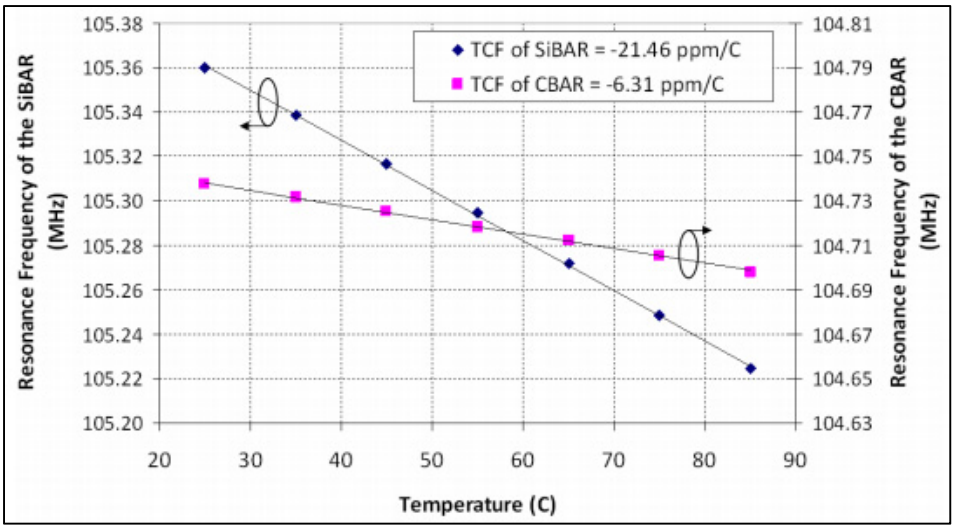


Figure 1.24 Mesure des TCF pour le SiBAR et le CBAR
Tirée de Samarao, Casinovi, et Ayazi (2010)

1.1.13.2 Trous de relâchement

Un autre aspect facilement intégrable dans la géométrie du résonateur est d'inclure des trous de relâchement, tel que montré dans Luschi, Iannaccone, et Pieri (2017). Le résonateur proposé est celui de la Figure 1.25.

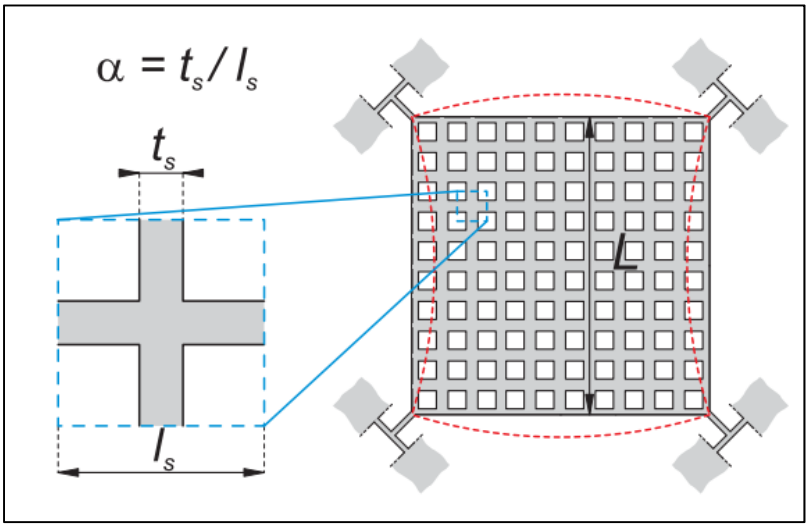


Figure 1.25 Résonateur Lamé avec trous de relâche
Tirée de Luschi, Iannaccone, et Pieri (2017)

L'ajout des trous change le module de Young effective, le ratio de poisson effectif et la densité effective du résonateur et vient donc changer la fréquence de résonance qui est maintenant donnée par l'équation (1.32) (Luschi, Iannaccone, et Pieri 2017).

$$f_{0,eq} = \frac{1}{L}\sqrt{\frac{E_{eq}}{4(1+\upsilon_{eq})\rho_{eq}}} \tag{1.32}$$

Les paramètres équivalents sont définis comme suit (Wan-Thai Hsu, Clark, et Nguyen 2000) :

$$E_{eq} = \alpha * \frac{1+(1-\alpha)\alpha^{k-1}}{1+\alpha^{k-1}(1-\alpha)^2} E \tag{1.33}$$

$$\upsilon_{eq} = \alpha * \frac{1+(1-\alpha)\alpha^{k-1}}{1+\alpha^{k-1}(1-\alpha)^2} \upsilon \tag{1.34}$$

$$\rho_{eq} = \alpha(2-\alpha)\rho \tag{1.35}$$

où le terme α représente le ratio entre la distance des trous et la largeur des trous, tel que montré sur la Figure 1.25.

Une dérivation semblable à celle faite précédemment pour trouver la dépendance en fonction de la température pour les paramètres équivalents est faite dans Luschi et Pieri (2014) et la valeur de *k* optimale est de 2.85 pour le résonateur dans l'orientation [100] et de 3.45 pour le résonateur dans l'orientation [110].

Dans cet article, en plus des trous de relâchement, le dopage du silicium a été modifié. Les résultats sont présentés dans le Tableau 1.5. On observe qu'un TCF minimal pour le résonateur troué est de 1.03 ppm/^{o}C contrairement à un TCF de 2.37 ppm/^{o}C pour le même résonateur troué. Le TCF est donc réduit de moitié seulement en ajoutant des trous dans la structure.

Tableau 1.5
TCF pour des résonateurs troués et non troués
pour différents niveaux de dopage
Tiré de Luschi et Pieri (2014)

Reference	Doping (cm^{-3})	Orient.	TC_f (perforated resonator, $\cdot 10^6$) (K^{-1})		TC_f (full resonator, $\cdot 10^6$) (K^{-1})
			exp.	model	exp.
[22] B17	$-1.7 \cdot 10^{20}$	[100]	-11.99	-11.97 ± 1.93	-11.64
[22] B14	$-1.4 \cdot 10^{20}$	[100]	-11.84	-11.81 ± 1.94	-11.4
[22] B0.4	$-4.1 \cdot 10^{18}$	[100]	-25.91	-25.89 ± 1.92	-
[22] Sb0.1	$1.3 \cdot 10^{18}$	[100]	-25.46	-25.24 ± 1.92	-
[22] As1.2	$1.2 \cdot 10^{19}$	[100]	3.20	3.49 ± 2.15	-
[22] P6.6	$6.6 \cdot 10^{19}$	[100]	17.75	18.18 ± 2.32	-
[22] B17	$-1.7 \cdot 10^{20}$	[110]	0.86	1.03 ± 0.31	2.37
[22] B14	$-1.4 \cdot 10^{20}$	[110]	1.048	1.17 ± 0.31	2.55
[22] B0.4	$-4.1 \cdot 10^{18}$	[110]	-23.03	-23.08 ± 0.34	-
[22] Sb0.1	$1.3 \cdot 10^{18}$	[110]	-29.08	-29.05 ± 0.34	-
[22] As1.2	$1.2 \cdot 10^{19}$	[110]	-29.85	-29.17 ± 0.35	-
[22] P6.6	$6.6 \cdot 10^{19}$	[110]	-31.83	-30.84 ± 0.37	-
[23] P4.7	$4.7 \cdot 10^{19}$	[100]	18	18.43 ± 0.78	18.6
[23] P4.7	$4.7 \cdot 10^{19}$	[110]	-32	-31.88 ± 0.20	-32.7

1.1.13.3 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact de la géométrie

Donc, afin de limiter l'impact de la température sur la variation en fréquence du résonateur MEMS, il faudrait une géométrie qui créer un stress important dans le sens longitudinal au mode de résonance afin de réduire l'effet de la variation de l'énergie élastique causée par la variation en température. L'idéal est aussi que la structure reflète les ondes acoustiques dans le résonateur, dans le but de réduire les pertes et donc d'augmenter le facteur de qualité tout en compensant en température. Une innovation en utilisant ce principe pourrait être d'inclure ce type de principe pour d'autres résonateurs que ceux en poutre. Par exemple, le résonateur Lamé pourrait avoir la moitié de la structure de la Figure 1.27 à chaque coin avant les supports. Sinon, il pourrait directement être arrondi avant les supports afin de refléter les ondes mécaniques dans le résonateur en plus de créer un stress qui balancerait le TCE du silicium.

Il est aussi possible d'inclure des trous dans la structure dans le but de changer le module de Young effectif, le ratio de poisson effectif et la densité effective du résonateur. Ce faisant, en choisissant le bon espacement et la bonne largeur des trous, le coefficient TCF peut être réduit.

La même innovation que pour les piliers est imaginable. La dérivation des équations dans Luschi, Iannaccone, et Pieri (2017) et Luschi et Pieri (2014) est faite pour des trous espacés également et répartis sur l'ensemble du résonateur. Par contre, il est peut-être possible de changer ce pattern et de placer les trous à des points particuliers pour augmenter leur impact, ou pour éviter que cela ne dégrade le facteur de qualité en empêchant le mouvement du résonateur. L'impact des trous sur le facteur de qualité n'est pas mentionné. Il pourrait alors être d'intérêt de comparer les deux types de structures avec et sans trous afin de vérifier s'il y a une dégradation importante du facteur de qualité.

1.1.14 Supports

Une dernière méthode pour compenser passivement le résonateur en température est d'ajouter le type de supports de la Figure 1.26 (Wan-Thai Hsu, Clark, et Nguyen 2000).

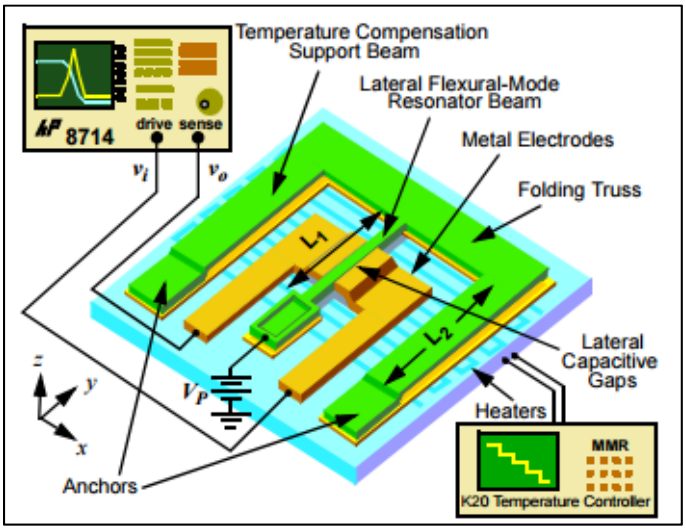


Figure 1.26 Résonateur en poutre compensé mécaniquement en température
Tirée de Wan-Thai Hsu, Clark, et Nguyen (2000)

Le but de cette structure au niveau des supports et de créer un stress dans le résonateur afin de compenser le module de Young qui diminue. En effet, lorsque la température augmente, le résonateur devient moins rigide et la fréquence de résonance diminue. Pour contrer cet effet, la structure crée un stress mécanique dans le résonateur. Ce stress est illustré par simulation à la Figure 1.27 (Wan-Thai Hsu, Clark, et Nguyen 2000).

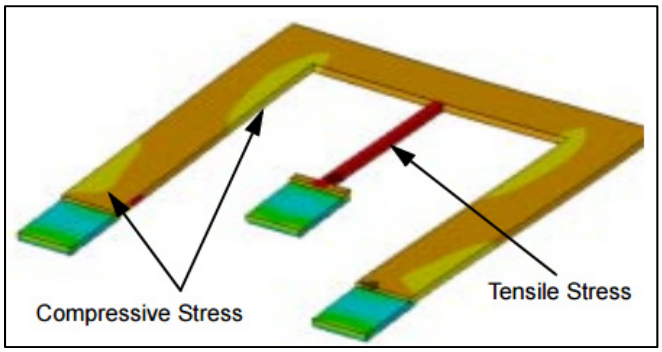


Figure 1.27 Stress induit par la température du résonateur compensé mécaniquement
Tirée de Wan-Thai Hsu, Clark, et Nguyen (2000)

Le principe est que lorsque la température augmente, le silicium prend de l'expansion. Étant donné que les supports sur les côtés sont plus longs, alors ils s'étendront plus. Comme ils seront plus étendus, ils viendront tirer sur le résonateur en poutre, ce qui causera une tension dans le résonateur. Comme le résonateur est plus tendu, sa fréquence de résonance augmentera, venant ainsi balancer l'effet du module de Young.

Le ratio entre les longueurs des poutres doit être choisi attentivement pour s'assurer que le stress soit en mesure de balancer l'effet de la variation du module de Young causée par la température. Dans cet article, le ratio choisi est de 60/40, ce qui résulte en un TCF de -2.5 ppm/^{o}C, contrairement au TCF de -17 ppm/^{o}C pour le même résonateur non compensé.

1.1.15 Conclusion et piste d'innovation sur l'impact supports

Une tension pouvant entraîner un stress dans le résonateur peut être ajoutée en intégrant une structure mécanique qui s'étend plus rapidement que le résonateur en fonction de la température. Cette tension fera donc augmenter la fréquence de résonance. Si cette augmentation de la fréquence est du même ordre que la diminution de la fréquence causée par le module de Young, alors le TCF total du résonateur sera nul.

CHAPITRE 2

RÉSONATEURS MEMS

Dans ce chapitre, les résonateurs MEMS seront vus en détails en commençant par la présentation du système mécanique résonant d'une masse-ressort. Ce système sera soumis à une vibration mécanique excitée harmoniquement, laquelle permettra d'analyser la fréquence d'oscillation, l'amortissement et l'amortissement critique ainsi que la phase de la résonance. Ces paramètres permettront de déterminer l'équivalent électrique d'un système résonant, soit un circuit RLC (résistance, bobine et condensateur en série). Une analyse semblable à celle faite pour le système mécanique sera faite dans le but de trouver les paramètres équivalents électriques. Un autre paramètre important sera alors considéré, soit le facteur de qualité.

Dans un deuxième temps, un exemple de résonateur MEMS sera expliqué. Le type de résonateur et le mode de résonance sera effectué en fonction du type de résonateurs qui seront fabriqués. Le résonateur en question est un résonateur carré qui résonne en mode Lamé. La fréquence de résonance et le facteur de qualité théoriques seront analysés.

Par la suite, la technologie de fabrication utilisée sera décrite. Il s'agit de la technologie commerciale PiezoMUMPS de MEMSCAP. Les raisons pour le choix de cette technologie, les différentes étapes de fabrication, les impacts du procédé sur les résonateurs ainsi que les limitations engendrées par le procédé seront traités.

Finalement, les résonateurs fabriqués seront présentés en profondeur. Les deux types de résonateurs, piézoélectriques et électrostatiques auront les mêmes sections : le cadre théorique, la méthodologie de conception à partir des simulations, les dessins de masques pour la fabrication, la méthodologie de test, les résultats de tests et une interprétation des résultats.

2.1 Système de résonance mécanique : Vibration excitée harmoniquement

Un système, tel qu'un résonateur MEMS, peut être excité harmoniquement par une force ou un signal. Ce système sera donc forcé de résonner à la fréquence de l'excitation. Dans les systèmes conventionnels ou dans les machines, la résonance est généralement indésirable et l'amplitude doit être minimisée. Pour ce qui est des résonateurs MEMS, le but est qu'une excitation est donnée au résonateur afin que celui-ci génère la plus grande amplitude possible. L'amortissement doit donc être idéalement nul.

2.1.1 Système masse-ressort

L'exemple classique pour illustrer ce genre de système est présenté à la Figure 2.1. Il s'agit d'un système masse-ressort avec amortissement.

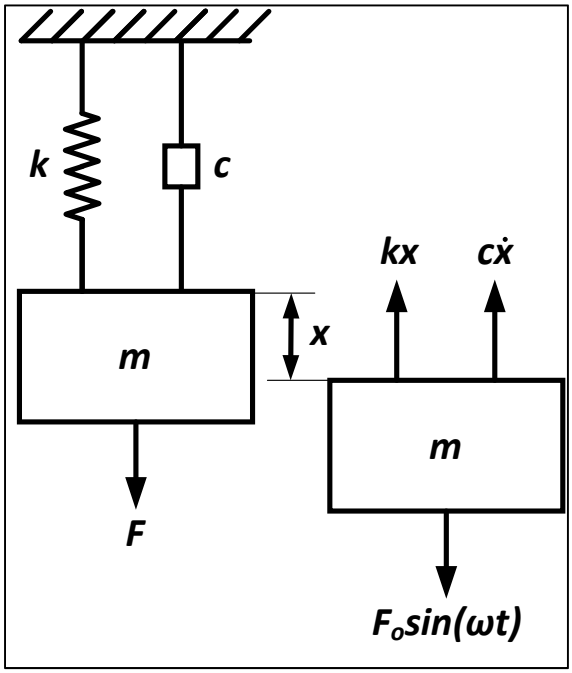


Figure 2.1 Système masse-ressort avec amortissement
Adapté de Thomson et Dahleh (2005)

Ce système ne possède qu'un seul degré de liberté et est excité par une force harmonique pouvant être décrite par l'équation (2.1).

$$F(t) = F_0 * \sin(\omega t) \tag{2.1}$$

L'équation de mouvement correspondant au système masse-ressort peut être exprimée par l'équation (2.2) où *m* est la masse, *x* la position, *c* le coefficient d'amortissement et *k* la constante d'élasticité du ressort. Les symboles $\dot{x}$ et $\ddot{x}$ représente la première et deuxième dérivée de *x* par rapport au temps, respectivement.

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = F_0 sin(\omega t) \tag{2.2}$$

La solution de l'équation (2.2) est constituée de deux parties. La première étant la fonction complémentaire qui est la solution de l'équation homogène, soit lorsque *F(t) = 0*.
En assumant *F(t) = 0* et une solution qui a la forme $x = e^{st}$ avec *s* qui est une constante, on trouve l'équation (2.3).

$$(ms^2 + cs + k)e^{st} = 0 \tag{2.3}$$

Cette équation est satisfaite pour toutes les valeurs de *t* lorsque :

$$s^2 + \frac{c}{m}s + \frac{k}{m} = 0 \tag{2.4}$$

L'équation (2.4) a deux racines qui sont présentées à l'équation (2.5). La solution générale, quant à elle, est présentée à l'équation (2.6) où A et B sont des constantes trouvées à partir des conditions initiales à $x(0)$ et $\dot{x}(0)$.

$$s_{1,2} = -\frac{c}{2m} \pm \sqrt{\left(\frac{c}{2m}\right)^2 - \frac{k}{m}} \tag{2.5}$$

$$x = Ae^{s_1 t} + Be^{s_2 t} \tag{2.6}$$

La deuxième est l'intégral particulier qui donne l'oscillation en régime permanant à la fréquence ω. Cette solution aura la forme suivante :

$$x = Xsin(\omega t - \phi) \tag{2.7}$$

où X est l'amplitude de l'oscillation et ϕ est la phase du déplacement par rapport à la force d'excitation. Il est possible de mettre en évidence l'amplitude du déplacement en remplaçant la solution de l'équation (2.7) dans la forme générale de l'équation (2.2). Le résultat de l'amplitude peut être exprimé comme suit :

$$X = \frac{F_0}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (c\omega)^2}} \tag{2.8}$$

tandis que la phase du déplacement par rapport à l'excitation est de :

$$\phi = tan^{-1}\left(\frac{c\omega}{k - m\omega^2}\right) \tag{2.9}$$

À partir des équations précédentes, il est possible de déterminer plusieurs quantités et paramètres importants du système. On peut trouver la fréquence naturelle d'oscillation sans amortissement (ω_n), l'amortissement critique (c_c) et le facteur d'amortissement (ζ).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \tag{2.10}$$

$$c_c = 2m\omega_n \tag{2.11}$$

$$\zeta = \frac{c}{c_c} \tag{2.12}$$

Les expressions non-dimensionnelles de l'amplitude et de la phase peuvent être exprimées à partir de ces nouvelles relations. Ces expressions deviennent :

$$\frac{Xk}{F_0} = \frac{1}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2}} \tag{2.13}$$

$$\phi = tan^{-1}\left(\frac{2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}\right) \tag{2.14}$$

et sont présentées sous forme de graphique à la Figure 2.2.

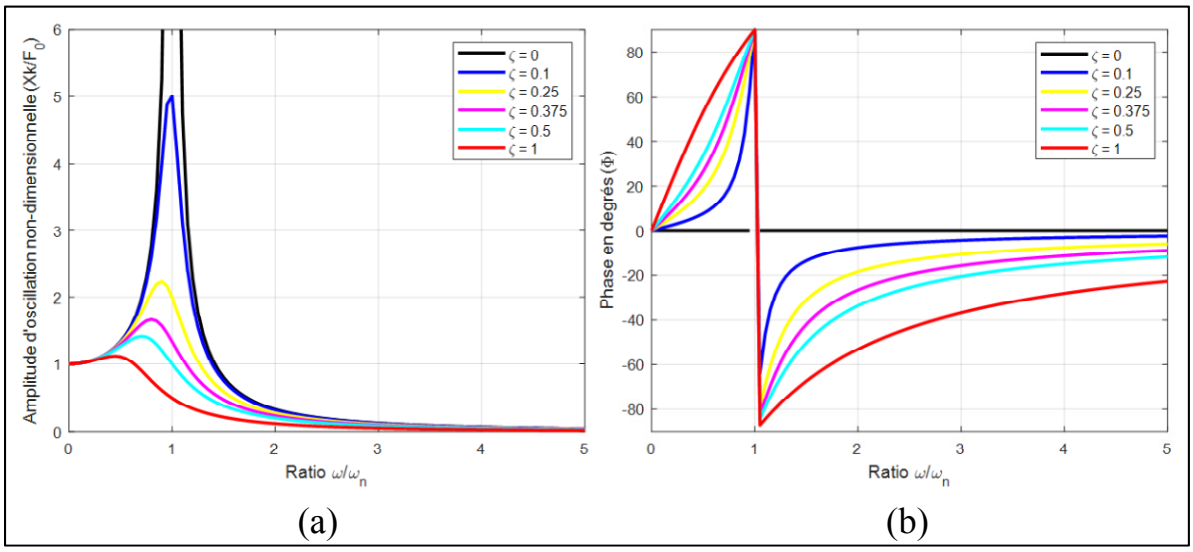


Figure 2.2 Amplitude et phase d'un système masse-ressort

Quant à la fréquence d'oscillation avec amortissement à la résonance, elle peut être exprimée de la façon suivante (Kim et al. 2008) :

$$\omega_r = \omega_n\sqrt{1-2\zeta^2} \tag{2.15}$$

Donc, plus l'amortissement est faible, plus la fréquence d'oscillation avec amortissement se rapproche de la fréquence d'oscillation sans amortissement, ce qui est logique.

2.1.2 Modèle électrique

Le modèle mécanique du système masse-ressort peut être représenté sous forme d'un modèle électrique par un circuit RLC, soient une bobine, un condensateur et une résistance connectées en série, tel qu'illustré à la Figure 2.3.

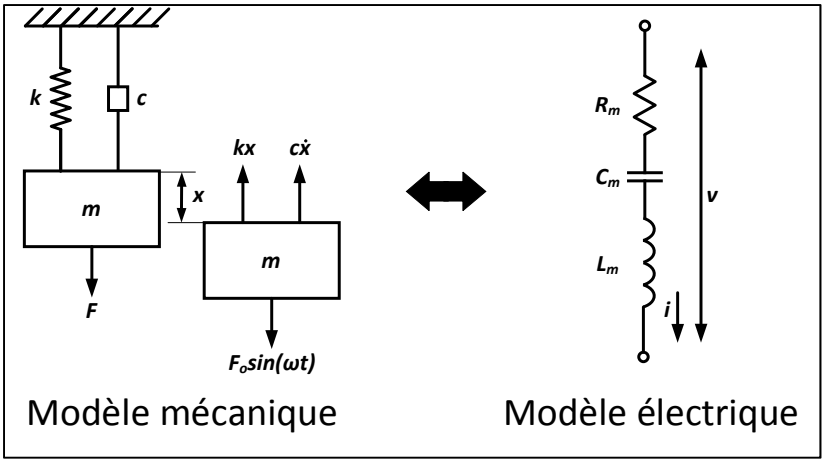


Figure 2.3 Équivalent électrique du modèle mécanique de masse-ressort avec amortissement

Il est donc possible de faire le parallèle entre la force mécanique et la relation tension-courant du modèle électrique (van Beek et Puers 2012). Le premier paramètre important à considérer est le facteur de couplage, η. Ce facteur est défini par l'équation suivante :

$$\eta = \frac{q}{x} \tag{2.16}$$

où q représente la charge et x le déplacement. On peut réécrire l'équation en mettant la dérivée première du déplacement par rapport au temps, $\dot{x}$, en évidence de sorte à faire ressortir le courant i. L'équation (2.17) montre cette nouvelle relation.

$$\dot{x} = \frac{i}{\eta} \tag{2.17}$$

Dans le domaine mécanique, la puissance dissipée par le résonateur est définie comme étant le produit de la force *F* appliqué et ẋ. En considérant que la puissance électrique est le produit du courant et de la tension, on peut définir la relation suivante :

$$F = \eta v \tag{2.18}$$

C'est-à-dire que la force mécanique peut être décrite comme étant le facteur de couplage multiplié par la tension aux bornes du circuit RLC.

L'équation de mouvement du résonateur peut maintenant s'écrire de la façon suivante en combinant les relations électriques à l'équation initiale du mouvement (équation (2.2)).

$$L_m \frac{\partial i}{\partial t} + R_m i + \frac{1}{C_m} \int i \mathrm{d}t = v \tag{2.19}$$

Les termes L_m, C_m et R_m correspondent à la bobine mécanique équivalente, la capacité mécanique équivalente et à la résistance mécanique équivalente, respectivement. Ces valeurs sont exprimées par les équations (2.20) à (2.22).

$$L_m = \frac{m}{\eta^2} \tag{2.20}$$

$$C_m = \frac{\eta^2}{k} \tag{2.21}$$

$$R_m = \frac{c}{\eta^2} \tag{2.22}$$

La fréquence s'oscillation ω_0 du système se trouve en remplaçant les paramètres mécaniques avec les équivalents électriques pour donner :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \tag{2.23}$$

Le système RLC a donc une réponse fréquentielle semblable à celle présentée à la Figure 2.2. À partir de cette réponse fréquentielle, on peut déterminer le facteur de qualité du résonateur, qui est un des paramètres important à optimiser pour utiliser dans un oscillateur. Le facteur de qualité doit être maximisé. Le facteur de qualité correspond au ratio de l'énergie utilisée par le système et l'énergie dissipée par le système. L'équation (2.24) illustre la relation entre le facteur de qualité mécanique et son équivalent électrique.

$$Q_{unloaded} = 2\pi \frac{E_{stored}}{E_{diss}} = \frac{\sqrt{km}}{c} = \frac{1}{R_m}\sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \tag{2.24}$$

Le facteur de qualité peut aussi se calculer graphique selon l'équation suivante :

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_{3dB_2} - \omega_{3dB_1}} \tag{2.25}$$

où le facteur $\omega_{3dB_2} - \omega_{3dB_1}$ correspondent à la bande passante de la réponse fréquentielle.

Tel que mentionné précédemment, le facteur de qualité d'un résonateur est le ratio entre l'énergie fournie au système et l'énergie perdue. Cette perte d'énergie est causée par différents mécanismes physiques. Les principales sources de pertes sont causées par (Abdolvand et al. (2016)) :

1. La viscosité du milieu (dans notre cas, l'air).
2. La diffusion des ondes mécaniques par les ancres.
3. La conversion de l'énergie élastique en chaleur.

Chacun de ces mécanismes de pertes a un facteur de qualité associé et il est possible de calculer le facteur de qualité total à l'aide de l'équation (2.27).

$$\frac{1}{Q_{total}} = \sum_i \frac{1}{Q_i} \tag{2.26}$$

Donc, pour augmenter le facteur de qualité du résonateur il faut principalement :

1. Réduire les pertes causées par l'air, généralement en mettant le résonateur sous vide.
2. Optimiser la conception des ancres en limitant l'impact des pertes mécaniques sur le résonateur.

Un autre paramètre important à considérer est la résistance mécanique du résonateur. Celle-ci jouera un rôle important pour atteindre la condition d'oscillation dans le système fermé. Cette condition d'oscillation sera détaillée dans le CHAPITRE 3. La résistance mécanique est l'opposition du résonateur à un mouvement (Elsayed et Nabki 2019).

Dans le cas d'un résonateur électrostatique, les équations suivantes décrives la résistance mécanique ainsi que tous les paramètres nécessaires pour son calcul.

$$R_x = \frac{\sqrt{k_{eq} m_{eq}}}{Q\eta^2} \tag{2.27}$$

$$k_{eq} = \pi^2 tG \tag{2.28}$$

$$m_{eq} = \frac{1}{2}\rho t L^2 \tag{2.29}$$

$$\eta = \frac{\epsilon_0 A V_{DC}}{d^2} \tag{2.30}$$

Pour diminuer la résistance mécanique, il faut entre autres :

1. avoir un facteur de qualité élevé,
2. diminuer l'espace entre le résonateur et l'électrode,
3. augmenter la tension de polarisation V_{CC},
4. augmenter l'aire entre l'électrode et le résonateur A.

2.2 Exemple de résonateur MEMS en mode Lamé

Il existe différents types de résonateurs MEMS qui résonnent avec différents modes. Un résonateur en mode Lamé sera utilisé comme exemple, car il s'agit du type de résonateur qui a été conçu, fabriqué et testé. Le choix de se résonateur et de ce mode est expliqué par le fait que le facteur de qualité de ce type de résonateur est généralement élevé, qu'il est possible de faire des résonateurs piézoélectriques et électrostatiques qui utilisent ce mode, que les points nodaux aux coins permettent de facilement ancrer le résonateur et finalement, il est possible d'exciter ce mode de façon différentielle, ce qui permet de réduire le bruit en mode commun du circuit électronique. Il est aussi important de noter que le résonateur est carré, donc lorsqu'il est question de largeur ou de longueur du résonateur, les deux valeurs sont identiques.

Dans le cas d'un résonateur MEMS, la force harmonique appliquée n'est pas une force mécanique. Dans le cas de l'exemple, une force électrostatique est employée. Les résonateurs qui seront présentés dans le reste du chapitre utilisent aussi la force électrostatique, mais aussi la force piézoélectrique.

La Figure 2.4 montre une vue isométrique du résonateur ainsi que les connexions électriques à faire. Elle montre aussi la vue de dessus où les régions et paramètres importants y sont identifiés. Le rôle des dimensions sera expliqué dans la section sur les procédés de fabrications.

Pour un résonateur électrostatique en mode Lamé, la force électrostatique v_{in} doit être différentielle. Il est également important d'appliquer cette force à deux électrodes adjacentes afin d'assurer le bon fonctionnement du résonateur. Le résonateur lui-même doit être polarisé

à l'aide d'une haute tension. La résistance en série avec la source de tension et le résonateur sert à protéger le résonateur en cas de court-circuit.

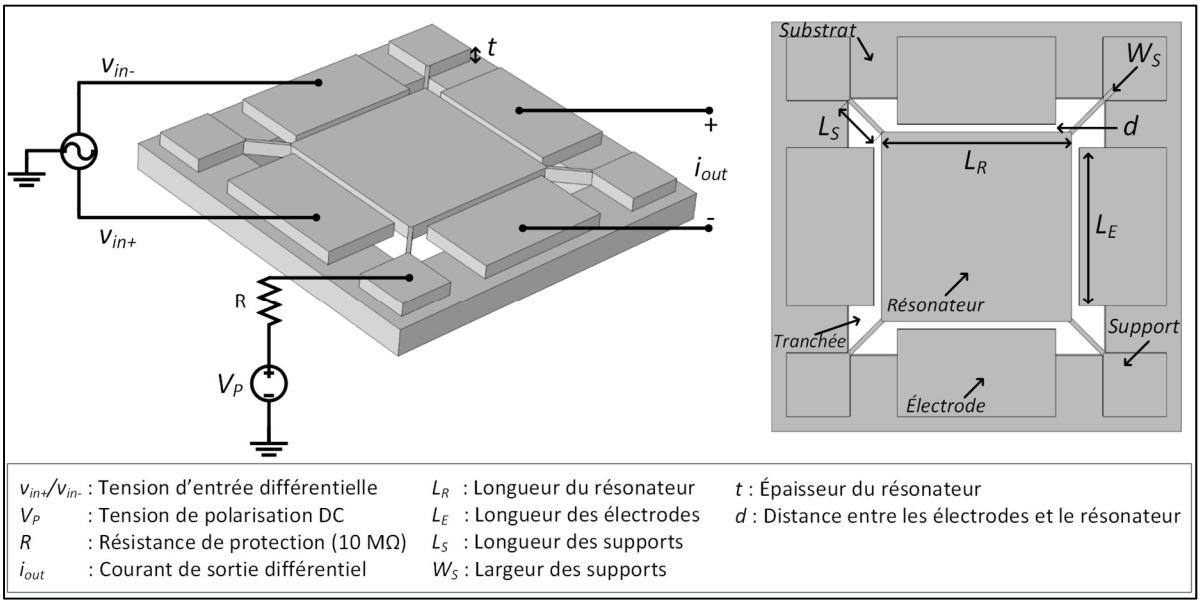


Figure 2.4 Résonateur en mode Lamé

Étant un signal sinusoïdal, le signal d'entrée entraine une force électrostatique harmonique entre les électrodes et le résonateur. Le résonateur agit maintenant comme un système masse-ressort. C'est-à-dire que, si le sinus d'entrée est à la bonne fréquence, le résonateur résonnera avec une certaine amplitude. L'équation donnant la fréquence théorique d'oscillation du mode Lamé est la suivante (Elsayed et Nabki 2019) :

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{2}L_R}\sqrt{\frac{G}{\rho}} = \frac{1}{\sqrt{2}L_R}\sqrt{\frac{E}{2\rho(1+v)}} \tag{2.31}$$

dans laquelle G est le module de cisaillement du silicium (79 GPa), ρ est la densité du silicium (2330 kg/m^3) et L_R est la longueur du résonateur (déterminée lors de la conception).

Le mode Lamé est présenté à la Figure 2.5. Les électrodes ont été enlevées pour simplifier l'image et pour montrer le déplacement avec une plus grande échelle. Les carrés noirs montrent

la forme initiale du résonateur, avant déformation. Les deux images représentent la déformation pour les deux déplacements maximaux, soit lorsque v_{in+} est à son maximum et v_{in-} à son minimum et l'inverse. Les paramètres d_{min} et d_{max} représente la distance minimale et la distance maximale entre le résonateur et l'électrode, respectivement. De plus, les points nodaux sont présentés sur le résonateur. Il s'agit des points de la structure où le déplacement est nul pour un certain mode. Dans le cas du Lamé, les coins et le centre sont des points quasi-nodaux. En théorie, ces points ne devraient pas subir un déplacement, mais en pratique ils bougent légèrement, tel qu'observé par la petite déformation des supports.

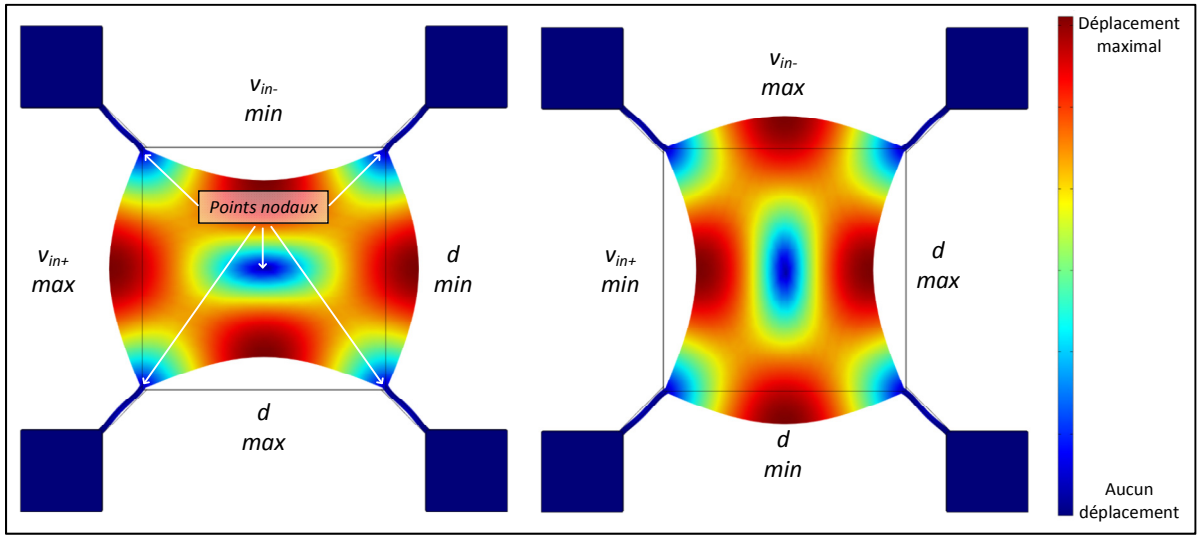


Figure 2.5 Résonance en mode Lamé

On peut voir que le résonateur n'a aucune composante qui sort du plan (Z). L'amplitude d'oscillation est latérale uniquement. Cette amplitude, jumelée avec l'électrode de sortie, induit donc un courant électrostatique. La région entre le résonateur et l'électrode est un condensateur et lorsque l'amplitude varie, un courant est induit.

2.3 Technologie de fabrication

Premièrement, il est important de présenter la technologie PiezoMUMPS de MEMSCAP, car c'est celle-ci qui a été utilisée pour la fabrication de tous les résonateurs MEMS qui seront présentés. Ce sont donc les règles de dessin et les propriétés physiques de cette technologie qui

détermineront en grande partie les contraintes de conception des résonateurs. Cela aura une grande influence sur les fréquences de résonance ainsi que sur les facteurs de qualité.

Cette technologie a été choisie pour les raisons suivantes :

1. Technologie commerciale mature.
2. Procédé de fabrication permettant l'intégration avec des procédés de fabrication de circuits intégrés.
3. Caractéristiques physiques permettant des fréquences de résonances appropriées.
4. Faible coût.

2.3.1 Caractéristiques de la technologie PiezoMUMPS

Il s'agit d'une technologie de silicium sur isolant, *silicon-on-insulator* (SOI), qui a les caractéristiques suivantes :

1. Couches principales de la technologie :
   a. Silicium 10 ± 1 µm
   b. Oxyde 1 ± 0.05 µm
   c. Substrat 400 ± 5 µm
2. La couche supérieure de silicium, qui sera référée comme la couche SOI, est dopée et ensuite gravée jusqu'à la couche d'oxyde. Cette couche sert pour les structures mécaniques et pour les connexions électriques.
3. Le substrat peut être gravé de sorte à relâcher les structures. Cette gravure se rend jusqu'à l'oxyde. On parlera alors des tranchées.
4. Une couche d'oxyde thermique est crûe et gravée de façon à isoler la couche SOI des couches de nitrure d'aluminium (AlN) et d'aluminium (Al).
5. Une couche d'AlN est disponible pour le développement de capteurs piézoélectriques.

2.3.2 Résumé des étapes de fabrication

La Figure 2.6 résume les étapes du procédé de fabrication PiezoMUMPS en montrant les grandes étapes pour la fabrication d'un résonateur piézoélectrique. La figure présente la vue du dessus ainsi que la coupe transversale pour chacune des étapes.

1. La Figure 2.6(a) montre la gaufre initiale de SOI.
2. Tout d'abord, il faut faire croître une couche d'oxyde thermique sur la couche de SOI. Ensuite, cet oxyde est gravé, tel que présenté à la Figure 2.6(b). C'est cette couche qui offre une isolation entre le SOI et le plot de métal.
3. Le nitrure d'aluminium est ensuite déposé sur le SOI (Figure 2.6(c)). Dans le cas d'un résonateur piézoélectrique, c'est cette couche d'AlN qui excité électriquement dans le but de faire résonner la structure mécanique. Pour les résonateurs électrostatiques, cette couche n'est pas utilisée.
4. Une fois l'AlN déposé et gravé, il faut déposer et graver l'aluminium, tel que montré à la Figure 2.6(d). La couche d'aluminium sert pour les plots, les connexions électriques en métal et pour les électrodes du résonateur.
5. Lorsque les connexions d'aluminium sont terminées, la couche de SOI est gravée jusqu'à l'oxyde enfoui (Figure 2.6(e)). C'est lors de cette étape que les résonateurs et autres structures mécaniques sont définies.
6. La Figure 2.6(f) montre la couche protectrice qui est déposée sur la gaufre. Cette couche permettra la protection des structures mécaniques lors de la gravure par *deep reactive ion etching* (DRIE).
7. La gaufre est maintenant gravée par en dessous par DRIE. Cette étape, illustrée à la Figure 2.6(g), permet de relâcher les structures mécaniques. Dans ce cas, le résonateur est donc libéré et pourra résonner librement. Cette gravure se rend aussi jusqu'au-dessous de la couche d'oxyde enfoui. Finalement, la couche protectrice est enlevée.

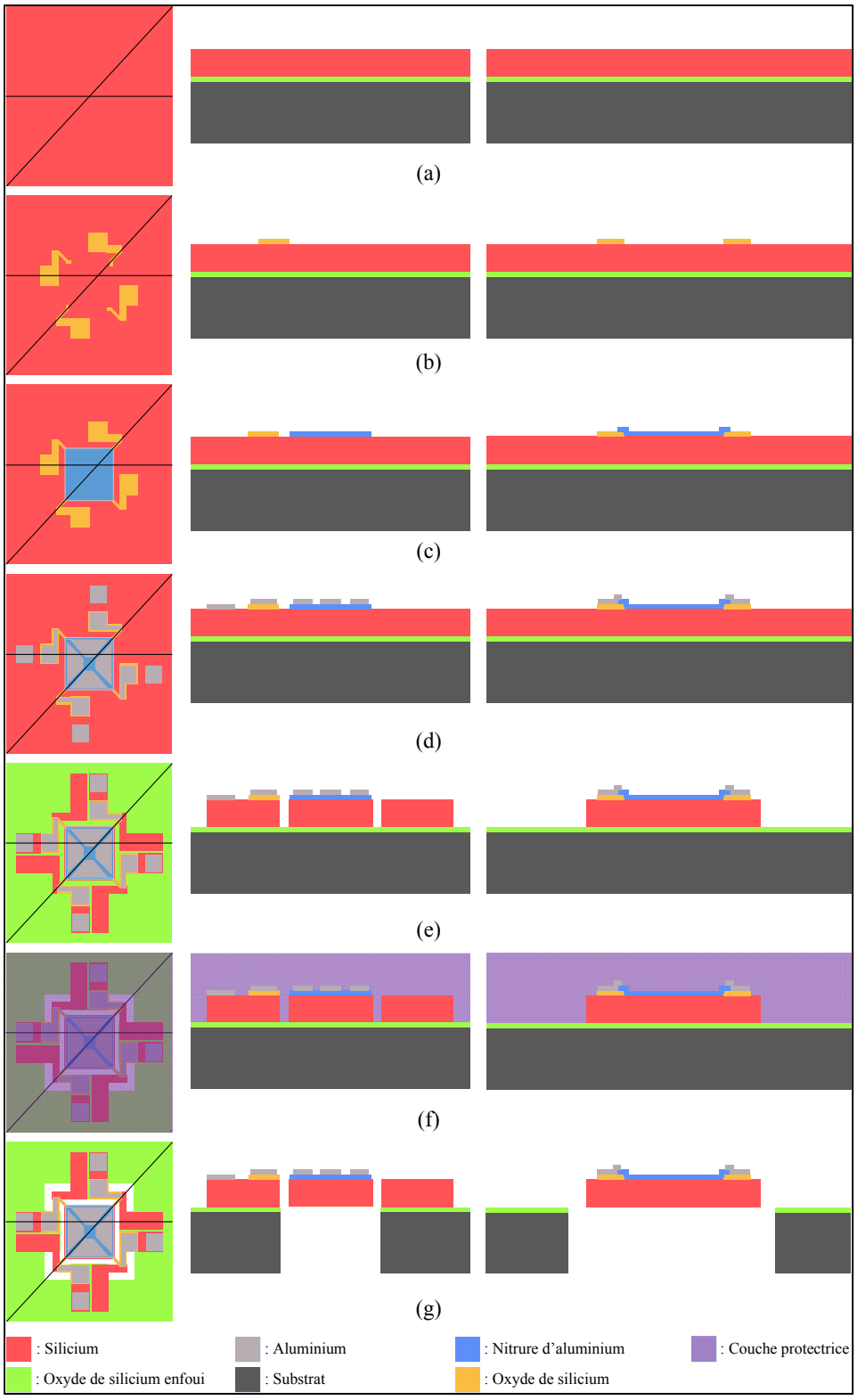


Figure 2.6 Résumé des étapes de fabrication
du procédé PiezoMUMPS de MEMSCAP

2.4 Résonateurs piézoélectriques

Dans cette section, les résonateurs piézoélectriques seront d'abord abordés d'un point de vue théorique afin de comprendre quels sont les paramètres important à considérer lors de la conception. Par la suite, les modèles conçus et les résultats des simulations seront présentés. Le setup de tests et les résultats de ceux-ci seront donnés et une interprétation des résultats sera faite.

Ce type de résonateur a été considéré, car les pertes d'insertion sont relativement faibles, ce qui permet de réduire les contraintes du circuit intégré. Plus les pertes d'insertion sont grandes, plus le gain de l'amplificateur doit être élevé, ce qui implique une puissance plus grande et une possibilité d'interférence, dépendamment de la longueur d'ondes du signal. De plus, contrairement aux résonateurs électrostatiques, les résonateurs piézoélectriques ne nécessitent pas une tension à haut voltage, ce qui permet une intégration simple dans des systèmes électroniques, particulièrement pour des applications où seulement de faibles tensions sont accessibles (téléphones cellulaires, par exemple).

2.4.1 Cadre théorique

Les résonateurs piézoélectriques utilisent la conversion d'une polarisation électrique en un stress mécanique. Un matériau piézoélectrique est utilisé pour cette conversion. Deux grandes catégories de résonateurs piézoélectriques existent. Dans la première, on retrouve les résonateurs qui utilisent une fine couche d'un matériau piézoélectrique pour faire résonner un autre substrat. La deuxième catégorie utilise le matériau piézoélectrique comme transducteur électrique-mécanique en plus de comme résonateur.

Les résonateurs qui seront présentés et fabriqués avec la technologie PiezoMUMPS font partie de la première catégorie. Une fine couche d'AlN est déposer sur le SOI qui lui-même sera le résonateur.

Un signal électrique différentiel est envoyé à deux électrodes connectées à la couche piézoélectrique qui est déposée sur la couche SOI du résonateur Lamé. Ce signal différentiel excite électriquement la couche piézoélectrique qui vient ensuite exciter mécanique le résonateur en silicium. Lorsque le mode Lamé est excité, le stress mécanique engendré est retransmis à la couche piézoélectrique qui génère alors un courant. Ce courant finalement transmis aux électrodes de sorties. Le setup qui sera utilisé tout au long de ce document est celui de la Figure 2.7.

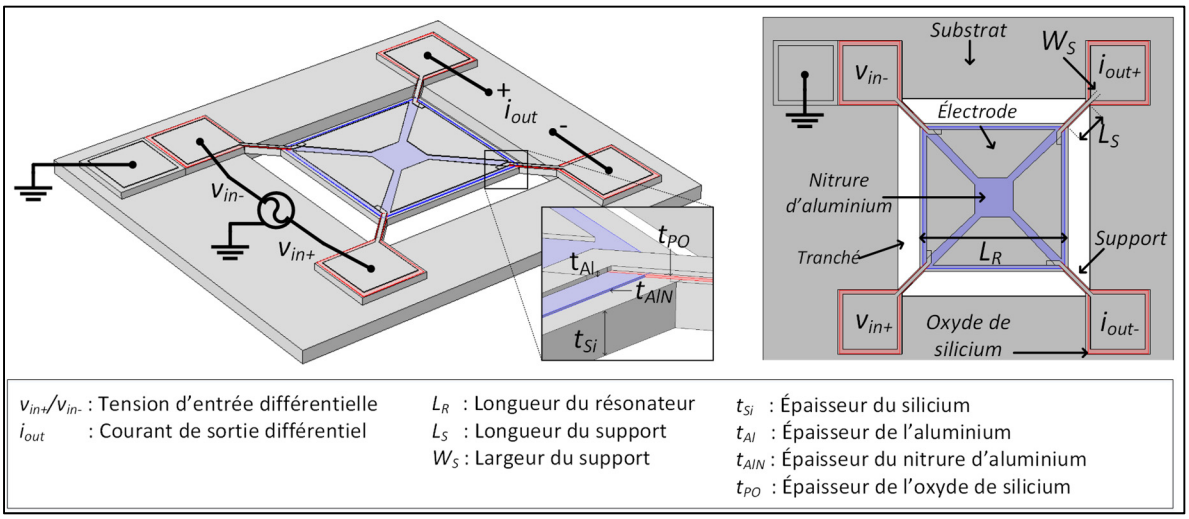


Figure 2.7 Résonateur piézoélectrique où les connexions et couches importantes sont illustrées

La constante de couplage piézoélectrique, donnée par l'équation (2.32) (Cassella et al. 2016), représente le couplage électromécanique maximum pour un certain mode donné.

$$k_t^2 = \frac{\pi^2(f_p^2 - f_s^2)}{8(f_s^2)} = \frac{\pi^2 C_M}{8C_0} \tag{2.32}$$

Les fréquences f_p et f_s représentent respectivement la fréquence de résonance et la fréquence d'antirésonance tandis que C_M et C_0 représentent la capacité motionnelle et statique du résonateur, respectivement. Pour plus de détail sur ce coefficient, voir (Cassella et al. 2016).

À partir de cette équation, on remarque qu'il n'y a pas vraiment de paramètres importants à considérer lors de la conception des résonateurs, à l'exception de la fréquence et du mode de résonance.

2.4.2 Méthodologie de conception

Le premier paramètre considéré lors de la conception des résonateurs, que ce soit pour les résonateurs piézoélectriques ou électrostatiques, est la fréquence de résonance. Cette fréquence dépend de l'application et des performances visées. Pour ce qui est de l'application, les appareils électroniques fonctionnant à moins de 20 MHz sont visés. La fréquence s'oscillation d'un oscillateur MEMS peut être divisée à l'aide de circuits standards de diviseurs de fréquence comme les *phase-lock loops* (PLL). De plus, une basse fréquence de résonance de la part du résonateur MEMS aide à réduire la consommation de puissance de l'amplificateur transimpédance qui y sera connecté en boucle fermé.

En se référant à l'équation (2.31) avec les paramètres du silicium de G = 79 GPa et $\rho = 2330\ \mathrm{kg/m^3}$, on voit que pour satisfaire une fréquence d'au plus 20 MHz la largeur du résonateur en mode Lamé doit être d'un minimum de 205 μm.

Le deuxième paramètre considéré est le facteur de qualité. Tel que mentionné précédemment, pour optimiser le facteur qualité, les pertes mécaniques doivent être réduites. Ces pertes viennent principalement de la conception des ancres. Afin de réduire les pertes causées par les ancres, celles-ci doivent être assez étroites et flexibles. La largeur minimale des ancres est déterminée par les règles de dessin de la technologie PiezoMUMPS. Les ancres doivent être assez large pour (i) laisser passer une connexion d'aluminium pour les électrodes et (ii) isoler la couche d'aluminium à l'aide d'une couche d'oxyde. En se référant aux règles de dessin, on trouve que les ancres doivent être minimalement de 10 μm.

Pour ce qui est de la flexibilité et de la compensation en température, les deux modèles d'ancres de la Figure 2.8 ont été conçus. Les différentes couches y sont clairement identifiées et tout ce qui est à l'intérieur du pointillé gris est relâché.

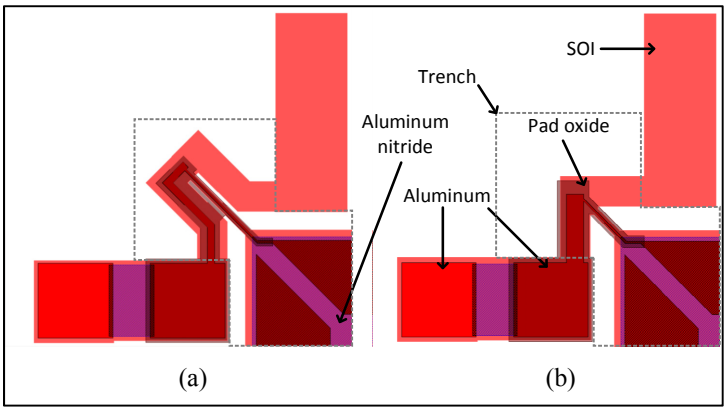


Figure 2.8 Modèles (a) en U et (b) en L des ancres des résonateurs piézoélectriques

La forme des ancres a été déterminé afin d'être assez flexible, d'avoir une fréquence de résonance beaucoup plus basse que celle du résonateur et de permettre une certaine compensation en température. Pour l'impact de la température, les ancres sont inspirées des modèles présentées à la Figure 1.26, mais au lieu d'être appliquée sur une poutre, on l'applique sur chaque ancre du résonateur en mode Lamé. Le principe est que les parties extérieures des ancres prennent plus d'expansion que la « poutre » connectée au résonateur. Ce faisant, un stress mécanique sera appliqué au résonateur. Ce stress sera une tension, ce qui aura pour effet de tendre le résonateur et donc d'augmenter sa fréquence de résonance venant ainsi réduire la diminution en fréquence causée par l'effet de la température sur le module de Young.

Par la suite, en fonction de ces modèles et des règles de dessin, la dimension du résonateur a été choisie. La dimension minimale des côtés du résonateur est de 300 µm. Ceci permettra de respecter les règles pour les ancres et les tranchées en plus de permettre suffisamment d'espace entre pour y inclure des électrodes pour les résonateurs électrostatiques qui seront présentés plus loin. Il est aussi important de noter que les côtés de 300 µm respectent la contrainte fixée pour une dimension minimale de 205 µm afin d'avoir une fréquence de résonance raisonnable pour la conception du circuit intégré.

2.4.2.1 Résultats de simulation

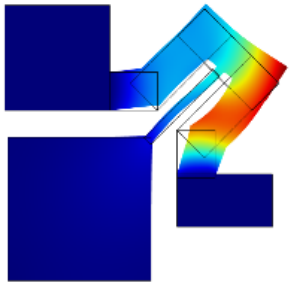
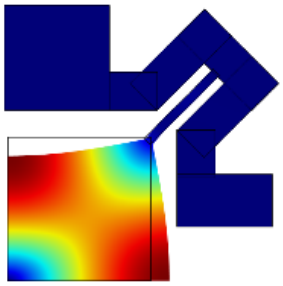
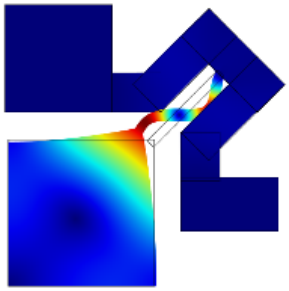
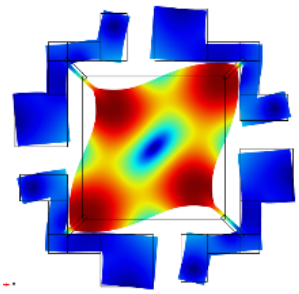
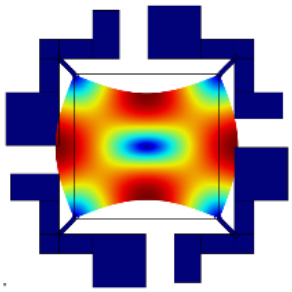
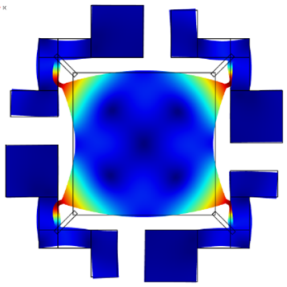
Les simulations effectuées sont des simulations de fréquences propres (*eigenfrequency*) et elles ont été faites avec le logiciel COMSOL.

Les analyses effectuées sur les résonateurs piézoélectriques ont été faites afin de trouver la fréquence de résonance propre des résonateurs et dans le but de s'assurer que les ancres résonnent à un mode à une fréquence assez éloignée du mode Lamé. Si deux modes se superposent, cela entrainera des pertes significatives dans les facteurs de qualités.

Les résultats de ces simulations sont présentés dans le Tableau 2.1 où les modes y sont également illustrés. Pour ce qui est du premier modèle, soit les ancres en U, il est possible de voir que le mode supérieur est directement relié à la longueur du support. Le support agit donc lui-même qu'un résonateur en poutre. La longueur a été choisie afin de faire résonner ce mode à une fréquence élevée par rapport à celui du mode Lamé. Il y a donc une différence de 1.151 MHz entre les deux modes, ce qui est largement suffisant, même assument un facteur de qualité 1000. Avec un tel facteur de qualité et une fréquence centrale de 12.973 MHz, les fréquences de 3 dB serait à une distance de 6486.5 Hz de chaque côté. Ce qui est beaucoup plus petit que le mode situé à plus de 1 MHz du mode Lamé. La même logique s'applique pour le mode à une fréquence inférieure.

Pour ce qui est du modèle d'ancres en L, on voit que le mode à une fréquence inférieure est à 540 kHz du mode Lamé, ce qui est suffisant. Ce mode est présent avec ou sans les supports en L. Afin de diminuer davantage la fréquence de résonance de ce mode, il faudrait rendre les supports moins flexibles, ce qui réduirait possiblement le facteur de qualité. Étant donné la nature du mode et la fréquence tolérable, aucun ajustement ne sera fait. Pour ce qui est du mode supérieur, celui-ci se trouve à plus de 1 MHz, aucun ajustement ne sera nécessaire à ce niveau non plus.

Tableau 2.1
Résultats de simulations des résonateurs piézoélectriques

Modèle	Fréquence du mode inférieur (MHz)	Fréquence du mode Lamé (MHz)	Fréquence du mode supérieur (MHz)
Ancres en U	10.836 	12.973 	14.124 
Ancres en L	12.433 	12.973 	14.061 

Il est à noter que l'échelle du déplacement n'a pas été incluse dans le tableau à cause du fait qu'elle n'est pas représentative du déplacement réel. Ce qui est en rouge signifie un déplacement relatif élevé et ce qui est en bleu représente un déplacement nul. L'affichage du déplacement est aussi amplifié afin de bien voir les modes.

2.4.2.2 Fabrication et dessin de masques

La Figure 2.9 présente le dessin de masque des résonateurs piézoélectriques qui ont été fabriqués. Des résonateurs identiques ont également été inclus sans les tranchées au niveau des ancres dans le but de bien voir l'impact de la conception.

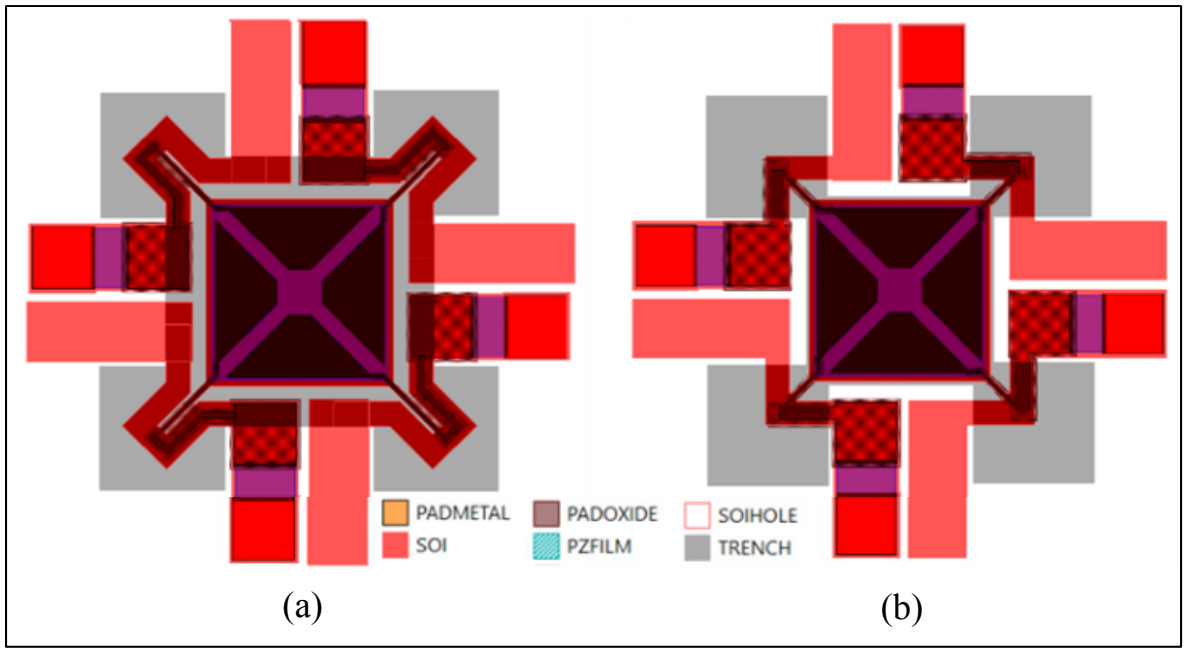


Figure 2.9 Dessin de masques des résonateurs piézoélectriques

Les plots ont une dimension de 100 µm par 100 µm afin de faciliter les connexions qui seront faites lors des connexions câblées (*wire bonding*). Les plots connectés à la couche piézoélectrique sont isolés par la couche d'oxyde. Cette couche d'oxyde dépasse des supports afin d'assurer que l'intégralité de ceux-ci soient isolés. En cas de court-circuit, le résonateur ne fonctionnera pas correctement. Des plots supplémentaires sont ajoutés afin de connecter le résonateur à la masse. Tout ce qui n'est pas sous la tranchée (couche grise) est ancré au substrat.

2.4.3 Méthodologie de test

Les tests de résonateurs couvriront la réponse fréquentielle de ceux-ci. Ces tests permettront de trouver la fréquence de résonance exacte, les pertes d'insertion et le facteur de qualité. Pour ce faire, les résonateurs devront être testés à l'aide d'un analyseur de réseau. L'analyseur de réseau permet la mesure de la transmission (S_{21}) des résonateurs.

De plus, tel que mentionné dans la section 2.2, les résonateurs Lamé seront connectés de façon différentielle. Étant donné que l'analyseur de réseau mesure la transmission entre deux ports, il faut donc convertir l'entrée des résonateurs d'un signal simple à différentiel. Inversement,

les sorties différentielles des résonateurs devront être combinées de sorte à obtenir un seul signal simple. Ces conversions s'effectueront à l'aide de circuits balun.

Les résonateurs devront idéalement être dans une chambre sous vide lors des tests afin de maximiser les facteurs de qualité. Tel que mentionné précédemment, être dans une chambre sous vide réduira les pertes mécaniques causées par l'air.

Finalement, la Figure 2.10 montre un schéma du banc d'essai qui devra être réalisé pour tester les résonateurs piézoélectriques.

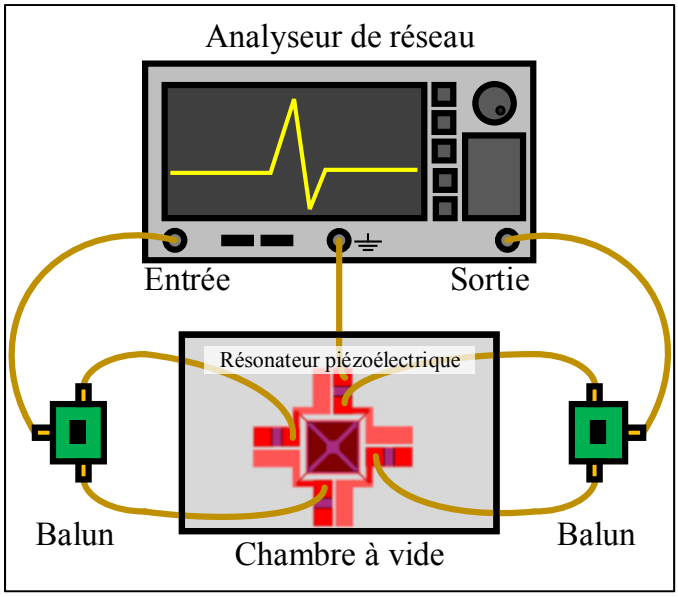


Figure 2.10 Aperçu du banc d'essai pour les tests des résonateurs piézoélectriques

2.4.3.1 Résonateurs piézoélectriques fabriqués

La Figure 2.11 montre deux des résonateurs piézoélectriques fabriqués. Les couches sont clairement identifiées sur la Figure 2.11(a).

Tel qu'attendu, les tranchées sont un peu plus grande que dessinée. Toutefois, les autres couches semblent en bonne condition. On peut voir l'oxyde qui isole les connexions en

aluminium du résonateur. Mis à part quelques exceptions, presque la totalité des résonateurs ont bien été fabriqués.

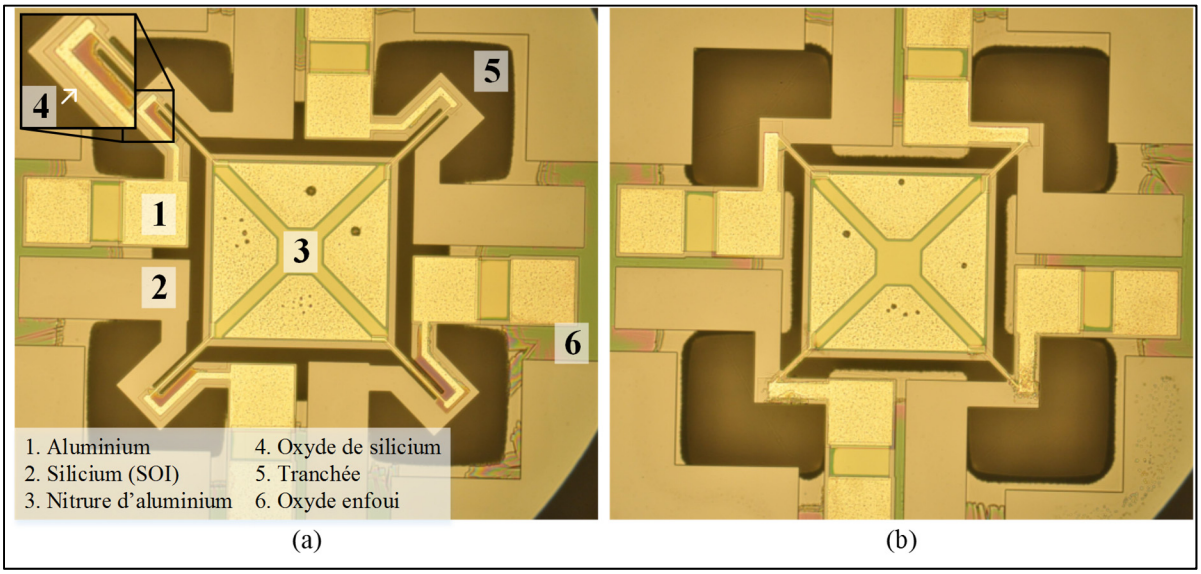


Figure 2.11 Résonateurs piézoélectriques fabriqués

2.4.3.2 Setup de tests

Afin de mettre les résonateurs dans une chambre sous vide, le résonateur qui sera testé devrait être connecté à un circuit imprimé. Les connexions entre les plots du résonateur et les traces du circuit imprimé seront faites à l'aide d'une machine à câblage de fil (*wire bonder)*. La Figure 2.12 montre le circuit imprimé qui a été utilisé avec une vue agrandie d'un résonateur. Les connexions à faire y sont aussi identifiées. Il est important que les entrées et les sorties soient sur des plots adjacents et non opposés afin d'assurer le bon fonctionnement du résonateur. La couche de SOI du résonateur n'est pas obligatoirement connectée, mais il est préférable de la connecter à la masse.

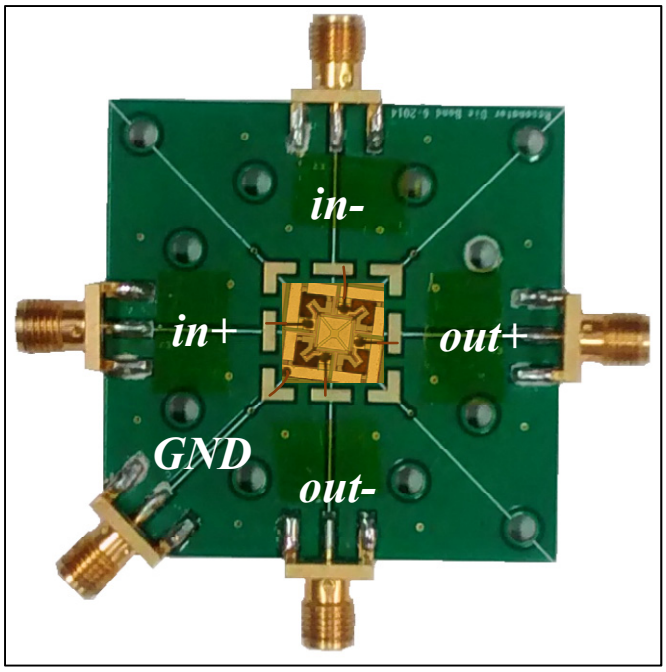


Figure 2.12 Circuit imprimé sur lequel le résonateur piézoélectrique est connecté

La Figure 2.13 montre le setup avec les composants réels qui a été utilisé pour tester les résonateurs piézoélectriques. Le port 1 du VNA est connecté au premier circuit imprimé (PCB) du circuit balun. Tel que mentionné précédemment, ce PCB permettra de convertir la sortie du port 1 en deux signaux différentiels. Ces signaux permettront d'exciter le résonateur. Les sorties du PCB sont ensuite connectées au PCB sur lequel le résonateur a été connecté. Il est important d'utiliser les connexions SMA qui sont adjacentes afin d'assurer le fonctionnement du résonateur. Par la suite, les deux autres connecteurs SMA du PCB du MEMS sont connectés à un deuxième PCB avec le circuit balun pour convertir les signaux différentiels de sortie en un seul signal qui sera connecté au port 2 du VNA.

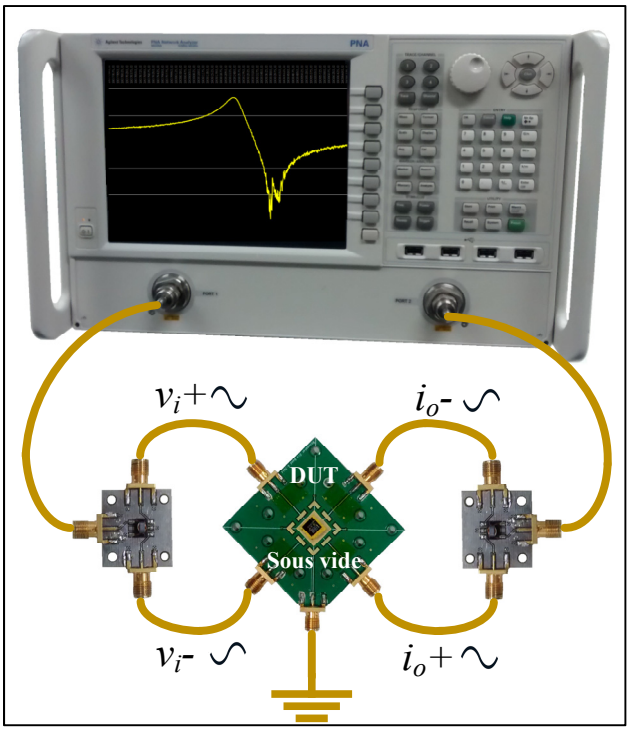
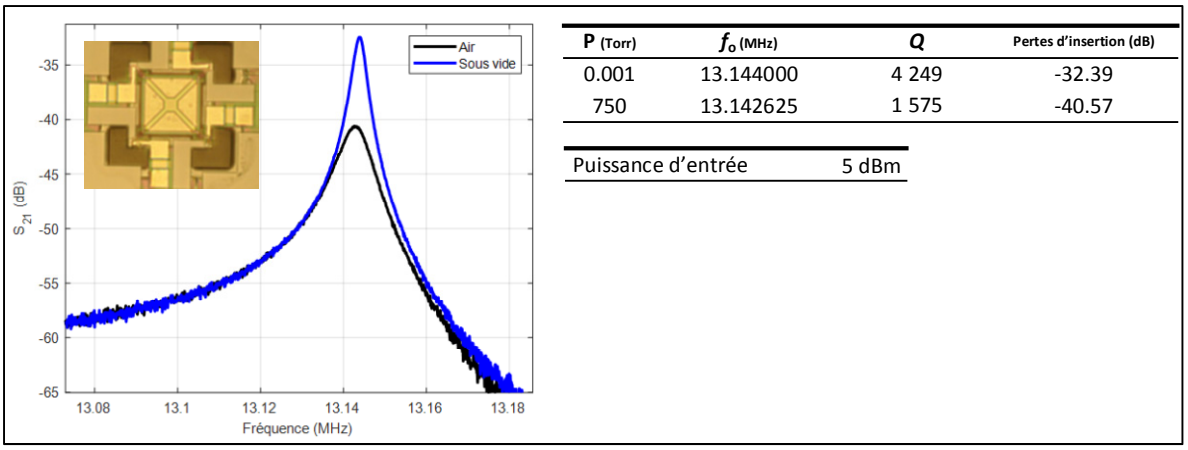


Figure 2.13 Banc d'essai réel utilisé pour les tests des résonateurs piézoélectriques

2.4.3.3 Résultats des tests

Le premier modèle de résonateurs piézoélectriques testé est celui avec les ancres à 90°. Le graphique de la Figure 2.14 présente la réponse fréquentielle sous vide et dans l'air. On observe deux différences importantes au niveau du facteur de qualité et au niveau des pertes d'insertion. Le facteur de qualité sous vide est plus de 2.5 fois plus grand que celui dans l'air.

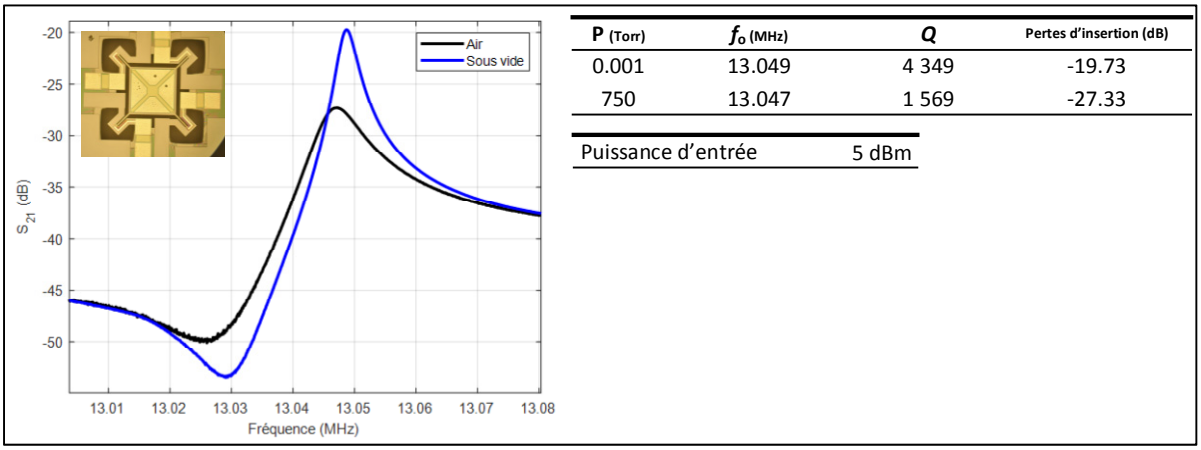


P (Torr)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
0.001	13.144000	4 249	-32.39
750	13.142625	1 575	-40.57

Puissance d'entrée	5 dBm

Figure 2.14 Réponse fréquentielle du premier modèle de résonateur piézoélectrique sous vide et dans l'air

La graphique de la Figure 2.15 présente, quant à lui, les résultats du résonateur piézoélectrique avec les ancres en U sous vide et dans l'air. Encore une fois, les différences notables sont par rapport aux facteurs de qualité et aux pertes d'insertion. Par contre, il y a également une différence au niveau de l'antirésonance qui se trouve à une fréquence plus faible que la fréquence de résonance. Il est important de noter que ce phénomène est présent sur tous les résonateurs du même modèle testés. Les hypothèses sur ce phénomène seront émises dans la section de discussion des résultats.

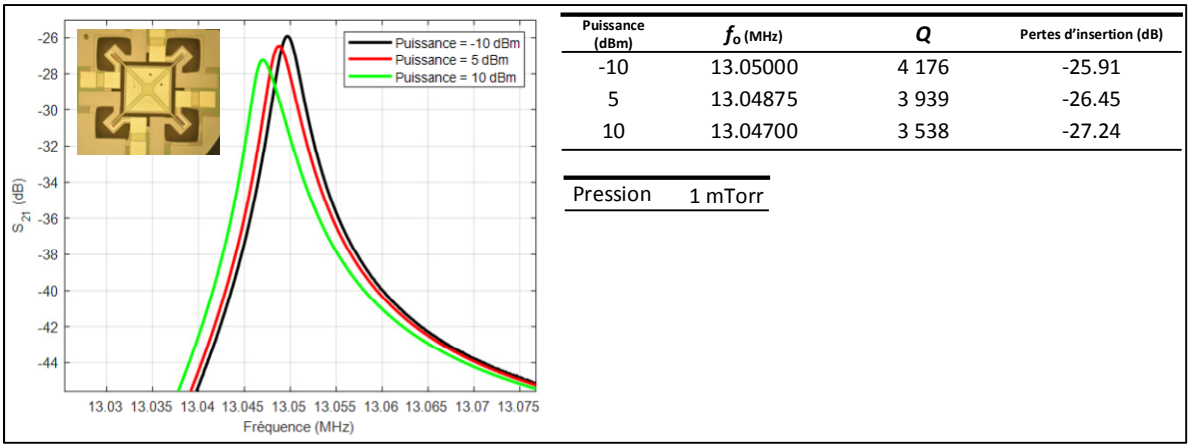


P (Torr)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
0.001	13.049	4 349	-19.73
750	13.047	1 569	-27.33

Puissance d'entrée	5 dBm

Figure 2.15 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur piézoélectrique sous vide et dans l'air

Finalement, l'effet de la puissance d'entrée sur la réponse fréquentielle a été mesuré sur le modèle en U des résonateurs piézoélectrique et les résultats sont présentés à la Figure 2.16. Les tests ont été faits sous vide pour trois puissances d'entrée différentes, soit des puissances de- 10 dBm, 5 dBm et 10 dBm.



Puissance (dBm)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
-10	13.05000	4 176	-25.91
5	13.04875	3 939	-26.45
10	13.04700	3 538	-27.24

Pression	1 mTorr

Figure 2.16 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur piézoélectrique pour différentes puissances d'entrée

2.4.4 Interprétation et discussion des résultats des résonateurs piézoélectriques

Les deux modèles de résonateurs piézoélectriques ont environ les mêmes performances, ce montre que la conception des ancres ne semble pas augmenter les pertes d'un modèles à l'autre. Cela aurait pu être le cas à cause de la longueur supplémentaire des connexions électriques des ancres en U par rapport aux connexions des ancres en L. Tel que prévu, les résonateurs souffrent des pertes causées par la viscosité de l'air. Lorsque les résonateurs sont sous vide, leurs facteurs de qualité augmentent considérablement, c'est-à-dire qu'ils sont environ 2.5 fois plus grand. Pour un système complet, il serait donc préférable de mettre le résonateur dans un boîtier sous vide.

Pour ce qui est des fréquences de résonances, elles sont très près de celles obtenues lors des simulations. On parle ici d'une différence de moins de 200 kHz, ce qui indique que les

paramètres (module de Young, ratio de Poisson, etc.) des matériaux en simulation sont très près des paramètres réels.

Les mesures de ces résonateurs montrent également que les performances atteintes sont semblables à celles obtenues dans l'état de l'art. En effet, les résonateurs Lamé piézoélectrique, en particulier ceux fabriqués avec la même technologie, ont tous des facteurs de qualité d'environ 4 000 sous vide et de 1 500 dans l'air. D'autres technologies permettent une amélioration du facteur de qualité, mais pour ce faire il faut changer la couche d'AlN (soit utiliser un autre matériau ou changer l'épaisseur). La limite des résonateurs piézoélectriques est bien limitée par le coefficient de transduction électromécanique qui est généralement de moins de 10 %.

Tableau 2.2
Comparaison des résultats des résonateurs piézoélectrique avec la littérature

Références	**Fréquence (MHz)**	**Facteur de qualité (Q)**	**Produit f*Q**
Elsayed et al. 2016	2.84	5,681	1.61×10^{10}
Pillai, Zope, et Li 2019	21.15	6,850	1.45×10^{11}
Wang et al. 2018	60.60	4,708	2.85×10^{11}
Ce travail			
Ancres en U	13.05	4,349	5.68×10^{10}
Ancres en L	13.14	4,249	5.58×10^{10}

2.5 Résonateurs électrostatiques

Dans cette section, les résonateurs électrostatiques seront d'abord aborder d'un point de vue théorique afin de comprendre quels sont les paramètres important à considérer lors de la conception. Par la suite, les modèles conçus et les résultats des simulations seront présentés. Le setup de tests et les résultats de ceux-ci seront donnés et une interprétation des résultats sera faite.

Tel que mentionné précédemment, les résonateurs électrostatiques ont des désavantages par rapport aux résonateurs électrostatiques; haute tension, pertes d'insertion élevées. Toutefois,

les résonateurs électrostatiques ont un facteur de qualité beaucoup plus élevé que les résonateurs piézoélectriques.

2.5.1 Cadre théorique

La force utilisée pour exciter le résonateur électrostatique est, bien entendu, une force électrostatique.

Si on reprend l'exemple de la Figure 2.4, on peut déterminer que la force appliquée au système entre une électrode et le résonateur est donnée par l'équation suivante (Deepak Kumar 2013) :

$$F = \frac{\partial E}{\partial X} = \frac{1}{2} V_P^2 \frac{\partial C}{\partial X} \tag{2.33}$$

où ∂E est la différence d'énergie donnée au système, ∂X le changement de l'espace entre l'électrode et le résonateur, V_P est la différence de potentiel CC entre une électrode et le résonateur et ∂C est le changement de la capacité entre l'électrode et le résonateur en fonction de l'espace.

On sait également que la capacité entre deux plaques parallèle est donnée par :

$$C = \frac{\varepsilon_0}{g} A \tag{2.34}$$

où ε_0 est la permittivité du vide (peut-être remplacer par la permittivité du milieu si le résonateur n'est pas dans le vide), g est la distance entre les deux plaques et A est la surface des électrodes (dans le cas du résonateur Lamé de largeur L_R conçu avec la technologie PiezoMUMPS, la surface A est égale à $L_R \times 10\ \mu m$).

L'énergie électrostatique peut donc se réécrire comme étant :

$$E = \frac{1}{2} C V_P^2 \tag{2.35}$$

La force électrostatique est donc donnée par l'équation (2.36).

$$F_E = -\frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 A V_P^2}{g^2} = -\frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 t L_R V_P^2}{g^2} \tag{2.36}$$

Tel que mentionné précédemment, dans le cas de la technologie PiezoMUMPS, l'épaisseur (t) est de 10 µm.

De l'équation (2.36), il est possible de voir deux paramètres de conception important. Comme la force doit être maximisée, il est préférable d'avoir une largeur de résonateur plus élevée et de réduire au maximum la distance entre le résonateur et les électrodes. Dans le cas de la technologie PiezoMUMPS, la distance minimale concevable est de 2 µm. Pour ce qui est de la longueur, elle est principalement décidée en fonction de la fréquence de résonance désirée.

Un autre paramètre important est la tension de polarisation V_P. Celle-ci doit être augmentée autant que possible. Les non-linéarités du résonateur ainsi que les différentes propriétés des matériaux limiteront la valeur maximale que le résonateur pourra supporter.

2.5.2 Méthodologie de conception

La méthodologie de conception des résonateurs électrostatiques est semblable à celle des résonateurs piézoélectriques. Les ancres en U et en L n'ont pas été changées, comme celles-ci répondent aux mêmes critères. La différence principale est l'ajout des électrodes, présenté à la Figure 2.17. Les couches piézoélectriques et d'aluminium sur le résonateur ne sont plus utiles. Les électrodes sont aussi placées à la distance minimale permise par les règles de dessin de la technologie, soit 2 µm.

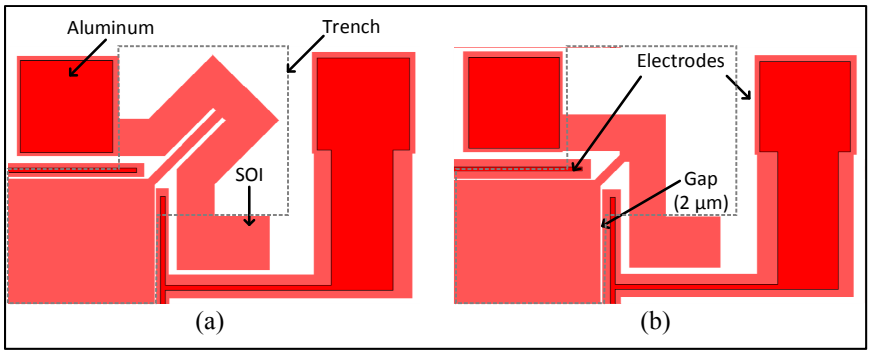


Figure 2.17 Modèles (a) en U et (b) en L des ancres des résonateurs électrostatiques

Cinq autres modèles de résonateurs ont aussi été inclus sur la puce. Ces résonateurs ont tous des supports de 3 µm de large par 25 µm de long et des côtés de 230 µm.

Un premier résonateur simple est inclus à titre de comparaison des performances. Le deuxième modèle est basé sur le résonateur simple, mais une couche d'AlN est déposée sur le résonateur dans le but d'observer l'impact de cette couche sur la variation de la fréquence en fonction de la température, étant donné que le TCF de l'AlN est différent de celui du silicium. Finalement, les trois autres modèles sont basés sur le principe vu à la Figure 1.25. Pour les trois modèles, les trous choisis sont de 3 µm par 3 µm afin de respecter les règles de dessin, mais aussi pour obtenir une compensation en température sans trop changer la fréquence de résonance. Les distances entre les trous ont également été choisies afin de laisser la possibilité de déposer une couche d'un autre matériau sur le résonateur et dans les trous dans le but de changer le module de Young effectif et de changer le TCF. Le principe serait de déposer un matériau qui prend de l'expansion plus rapidement que le silicium lorsque soumis à une température plus élevée, ce qui causera un stress mécanique sur le silicium. Cela augmenterait la fréquence de résonance du silicium, venant balancer l'impact de la diminution de fréquence de résonance causée par l'augmentation de la température.

La Tableau 2.3 regroupe tous les modèles discutés ici en plus de leurs principales caractéristiques.

Tous les dessins de masques seront présentés dans la section 2.5.2.2.

Tableau 2.3
Paramètres des différents modèles de résonateur électrostatique

Modèle	Largeur du résonateur (µm)	Largeur des trous (µm)	Espace entre les trous (µm)	Autres caractéristiques
Ancres en U	300	-	-	-
Ancres en L	300	-	-	-
Lamé simple	230	-	-	Supports de 3 µm
Lamé piézo	230	-	-	Supports de 3 µm Recouvert d'AlN
Trous 1	230	3	15	Supports de 3 µm
Trous 2	230	3	3	Supports de 3 µm
Trous 3	230	3	9	Supports de 3 µm

2.5.2.1 Résultats de simulation

Les simulations faites pour les résonateurs électrostatiques sont semblables à celles présentées dans la section des résonateurs piézoélectriques. Les simulations pour les ancres et pour s'assurer que celles-ci résonnent à une fréquence assez éloignée du mode Lamé.

Des simulations ont aussi été faites pour les résonateurs avec des trous. Tel qu'attendu, la fréquence de résonance de ces résonateurs est plus élevée étant donné la largeur des côtés plus petits. Le Tableau 2.4 regroupe tous les modèles de résonateurs électrostatiques inclus sur la puce. La fréquence du mode Lamé et des modes inférieurs et supérieurs sont aussi inclus.

Tableau 2.4
Résultats de simulations des résonateurs électrostatiques

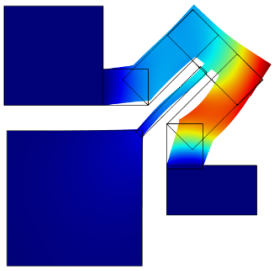
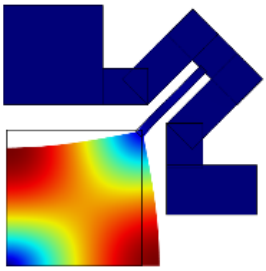
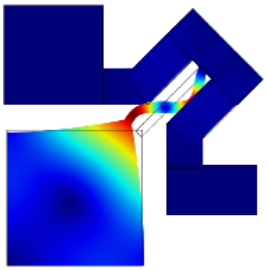
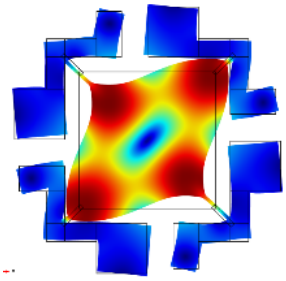
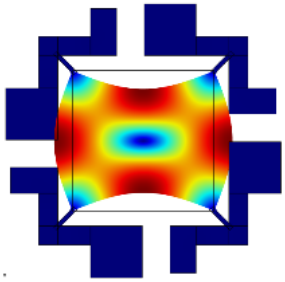
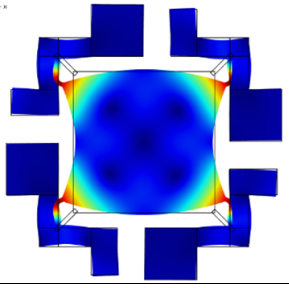
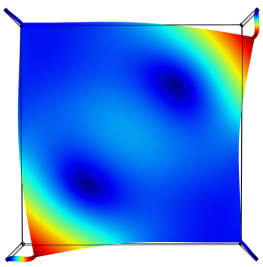
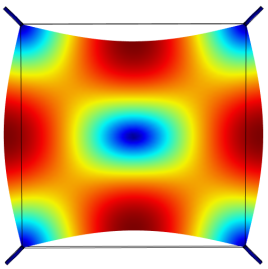
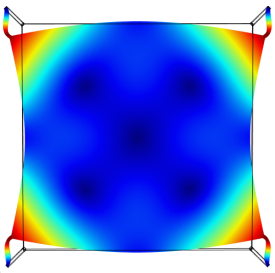
Modèle	Fréquence du mode inférieur (MHz)	Fréquence du mode Lamé (MHz)	Fréquence du mode supérieur (MHz)
Ancres en U	10.433 	12.533 	13.657 
Ancres en L	11.837 	12.533 	13.738 

Tableau 2.4
Résultats de simulations des résonateurs électrostatiques (suite)

Modèle	Fréquence du mode inférieur (MHz)	Fréquence du mode Lamé (MHz)	Fréquence du mode supérieur (MHz)
Régulier	15.282	16.345	18.322
Piézo	15.554	16.671	18.628
Trous 1	14.965	16.015	18.036
Trous 2	13.160	14.667	16.785
Trous 3	14.579 	15.654 	17.716 

Les échelles de déplacement ne sont pas incluses, comme les déplacements illustrés sont relatifs. Les électrodes sont cachées afin de simplifier la lecture. Une seule illustration pour chacun des modes des résonateurs ayant des ancres simples et un côté de 230 µm a été incluse étant donné que leurs modes sont identiques.

2.5.2.2 Fabrication et dessin de masques

Les dessins de masques des résonateurs électrostatiques sont présentés à la Figure 2.18. Tout comme pour les résonateurs piézoélectriques, les mêmes structures ont été dessinées sans les tranchées au niveau des ancres dans le but de comparer les comportements en fréquence et au niveau de la température afin de bien isoler l'impact de la conception des ancres. Tout ce qui est en blanc représente le substrat sur lequel les structures mécaniques sont fixées.

Les dessins de masques de cinq modèles de résonateurs électrostatiques de côtés de 230 µm sont présentés à la Figure 2.19.

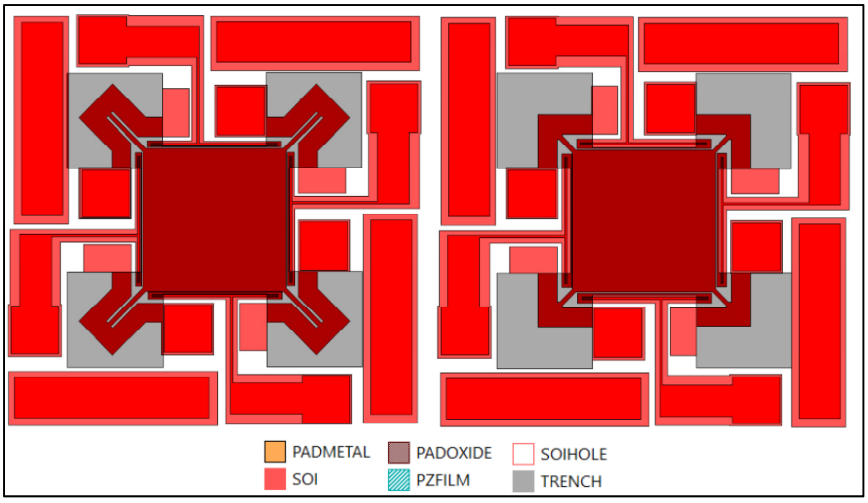


Figure 2.18 Dessin de masques des premiers types de résonateurs électrostatiques

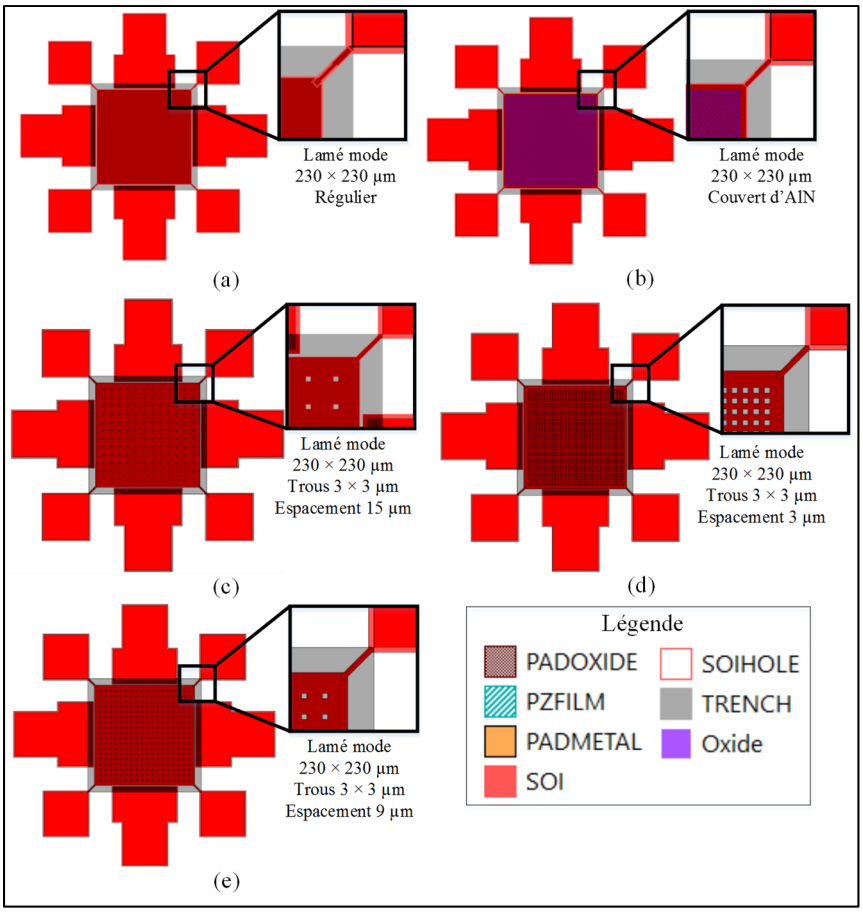


Figure 2.19 Dessin de masques des deuxièmes types de résonateurs électrostatiques

2.5.3 Méthodologie de test

La méthodologie de test des résonateurs électrostatiques est la même que celle suivie pour les résonateurs piézoélectriques. La réponse fréquentielle des résonateurs devra donc être mesurée. Pour ce faire, le setup de la Figure 2.20 sera utilisé. Encore une fois, le signal simple du VNA devra être converti en signal différentiel afin d'exciter les entrées du résonateur. Les signaux de sortie du résonateur seront ensuite combinés en un signal simple afin d'être mesurés par le VNA. Ces deux conversions seront faites avec les mêmes circuits balun qui ont été utilisés précédemment. Les résonateurs électrostatiques seront d'abord testés sous vide afin d'obtenir les performances maximales. Ils seront ensuite testés à l'air libre à titre comparatif.

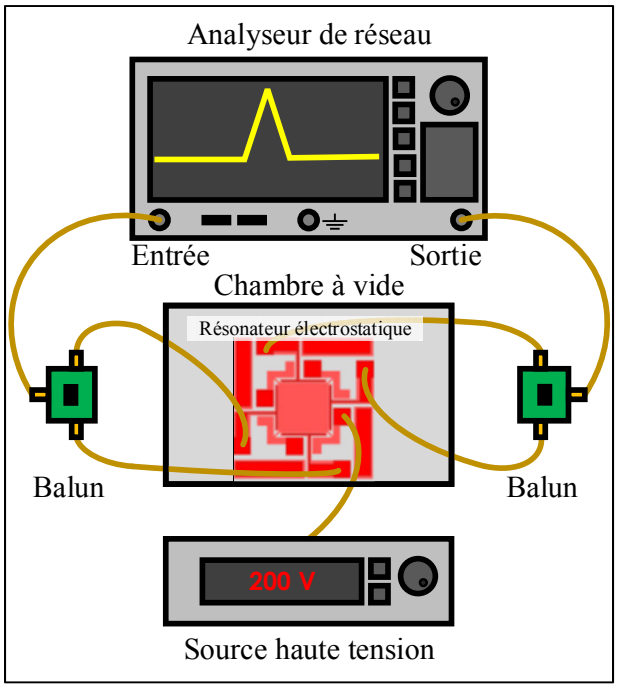


Figure 2.20 Aperçu du banc d'essai pour les tests des résonateurs électrostatiques

2.5.3.1 Résonateurs électrostatiques fabriqués

Tous les résonateurs électrostatiques fabriqués sont présentés à la Figure 2.21 et à la Figure 2.22. Les différentes couches sont identifiées sur la Figure 2.21(a).

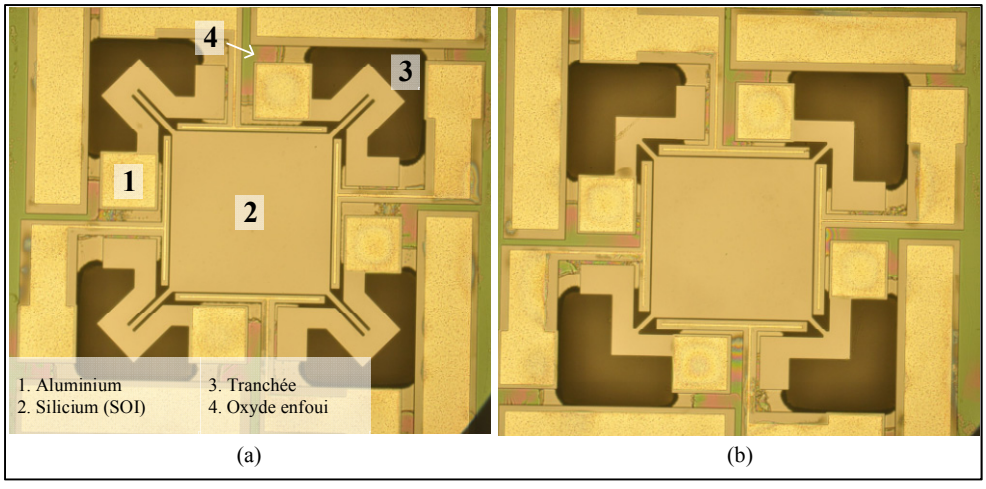


Figure 2.21 Résonateurs électrostatiques fabriqués

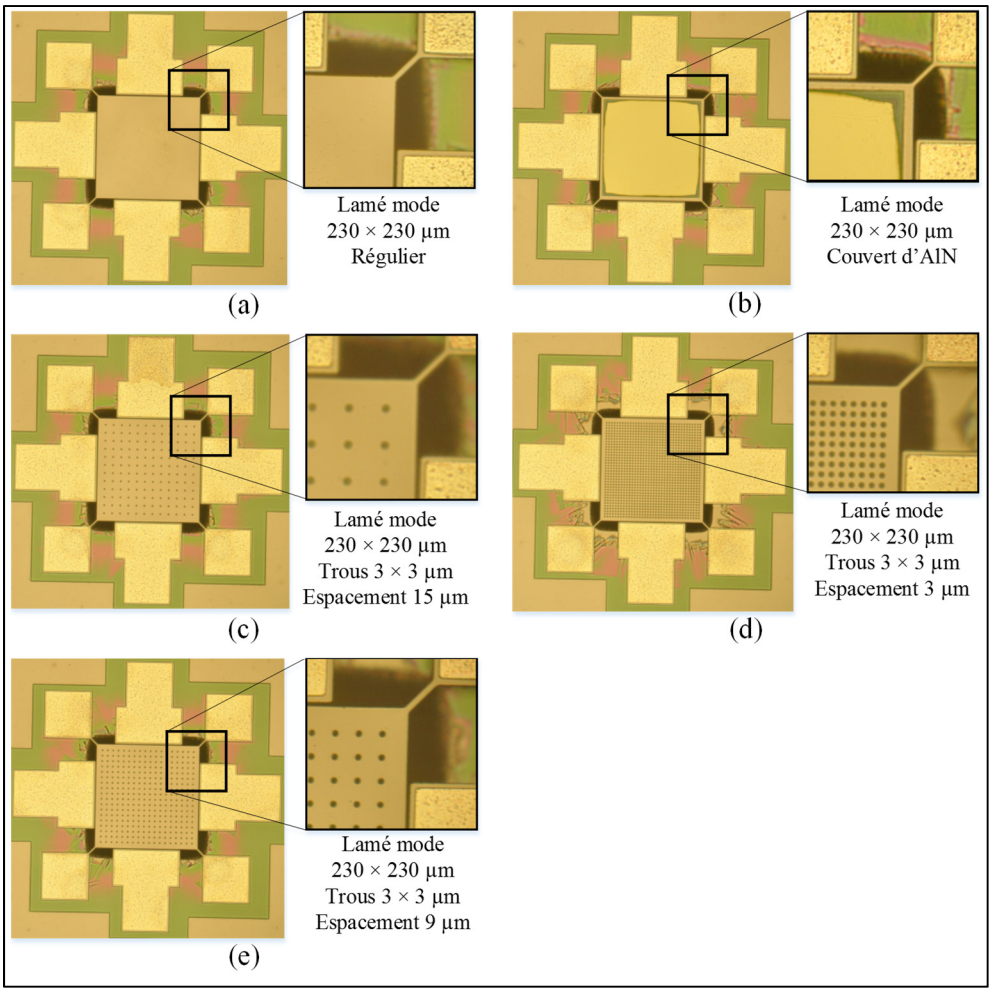


Figure 2.22 Caractéristiques des résonateurs électrostatiques fabriqués

2.5.3.2 Setup de test

La première étape pour tester les résonateurs électrostatiques a été de les connecter au circuit imprimé. Les connexions sont semblables à celles faites pour les tests des résonateurs piézoélectriques. C'est-à-dire que les électrodes qui sont côtes à côtes doivent être utilisées pour l'entrée ou la sortie afin d'exciter le mode Lamé. De plus, le résonateur lui-même doit être connecté à une haute tension de polarisation. Une vue agrandie du résonateur connecté au circuit imprimé est présentée à la Figure 2.23.

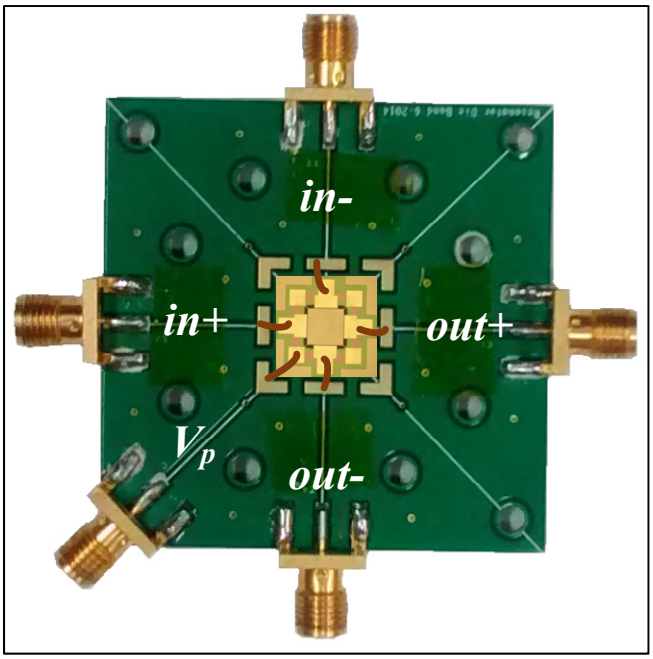


Figure 2.23 Circuit imprimé sur lequel le résonateur électrostatique est connecté

Le banc d'essai est présenté à la Figure 2.24. Une résistance de 10 MΩ n'est pas illustrée mais doit être connectée en série entre la source haute tension et le résonateur afin de limiter le courant s'il y a un court-circuit. Un court-circuit peut se produire si une ancre brise et que le résonateur touche une électrode, par exemple. Les masses de la source haute tension et du VNA sont connectées ensemble sur le circuit imprimé. Ce faisant, on s'assure que les électrodes et le résonateur soient polarisés correctement.

La Figure 2.25 montre le setup réel lorsque tout est connecté. Le circuit imprimé, et donc le résonateur, se trouvent à l'intérieur de la chambre à vide. On peut voir sur le VNA sa réponse fréquentielle.

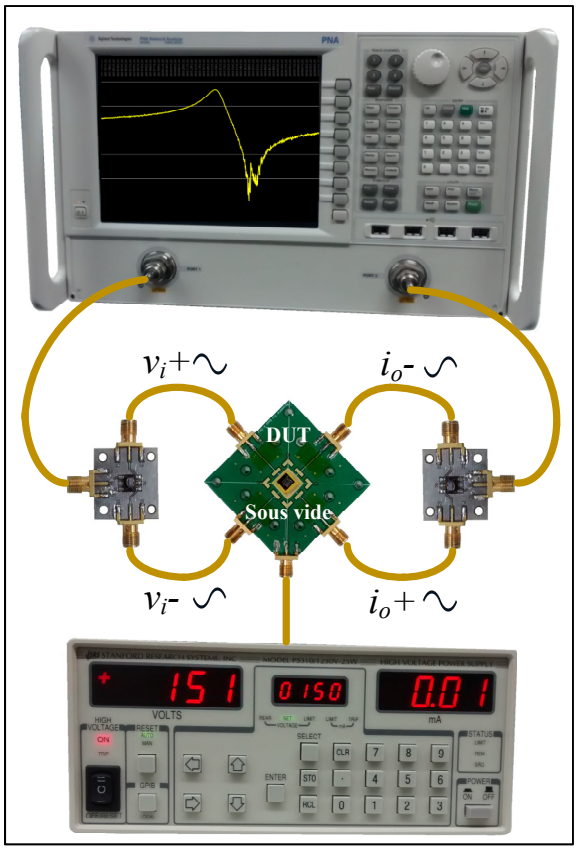


Figure 2.24 Banc d'essai réel utilisé pour les tests des résonateurs électrostatiques

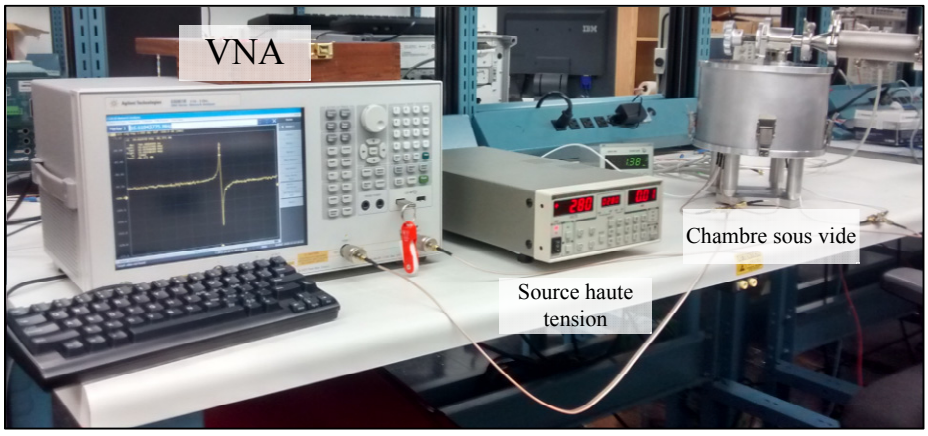
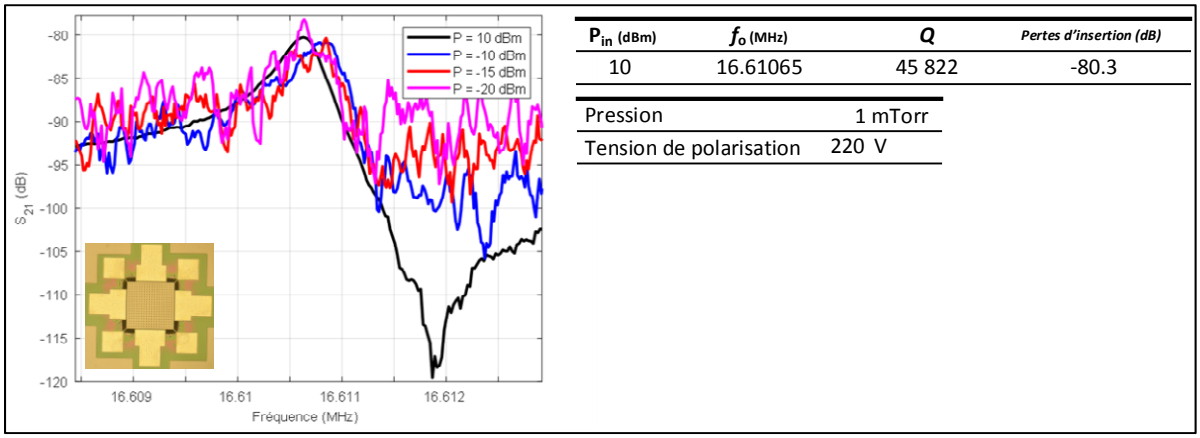


Figure 2.25 Setup de test pour les résonateurs électrostatiques

2.5.3.3 Résultats des tests

Pour tous les résultats des tests, les paramètres de tests comme la pression, la puissance d'entrée du signal et la tension de polarisation seront indiquées sur les figures. Il est à noter également que les pressions représentent les pressions atmosphériques auxquelles les résonateurs sont soumis. Une pression de 1 mTorr représente le vide et une pression de 750 Torr représente la pression atmosphérique à l'air libre.

L'effet de la puissance d'entrée sur le résonateur « trous 2 » est montré à la Figure 2.27. On voit que pour une puissance d'entrée faible, le mode de résonance contient beaucoup de bruit. Il faut alors augmenter cette puissance afin de voir le bon mode. Le facteur de qualité de ce résonateur simple est relativement élevé, soit de 45 822. La fréquence de résonance est plus élevée que la valeur trouvée lors des simulations, soit 16.61 MHz plutôt que 15.64 MHz.

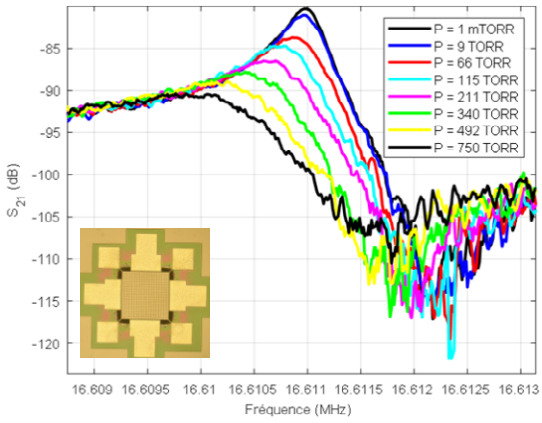


P_{in} (dBm)	f_o (MHz)	Q	*Pertes d'insertion (dB)*
10	16.61065	45 822	-80.3

Pression	1 mTorr
Tension de polarisation	220 V

Figure 2.26 Réponse fréquentielle du résonateur électrostatique avec des trous espacés de 9 µm pour différentes puissances d'entrée

La Figure 2.27 montre la réponse fréquentielle du résonateur avec les trous espacés de 9 µm pour différentes pressions.



P (Torr)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
0.001	16.611	45 822	-80.29
9	16.611	44 295	-81.03
66	16.6108	40 269	-83.70
115	16.6107	41 527	-84.68
211	16.6106	41 527	-86.45
340	16.60148	36 913	-87.78
492	16.61025	34 074	-88.86
750	16.610	24 162	-90.34

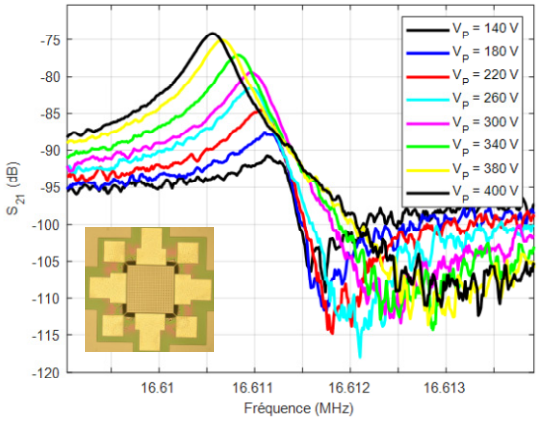
Puissance d'entrée	5 dBm
Tension de polarisation	280 V

Figure 2.27 Réponse fréquentielle du résonateur électrostatique avec des trous espacés de 9 µm pour différentes pressions

Le deuxième test est fait sur le même résonateur, mais cette fois-ci l'impact de la pression est observé. Tel qu'attendu, la réponse fréquentielle du résonateur sous vide (P = 1 mTorr) est celle qui présente le meilleur facteur de qualité et qui a le moins de pertes d'insertion.

Le troisième test effectué est, encore une fois, sur le même résonateur, sous vide. La tension de polarisation a été variée afin de maximiser le facteur de qualité. Les résultats sont présentés à la Figure 2.28.

Comme indiqué dans la section théorique des résonateurs électrostatiques, la force électrostatique est proportionnelle au carré de la tension de polarisation. Une augmentation de cette tension augmente ainsi le facteur de qualité, les pertes d'insertion et diminue la fréquence de résonance. Ce comportement est visible à la Figure 2.28.

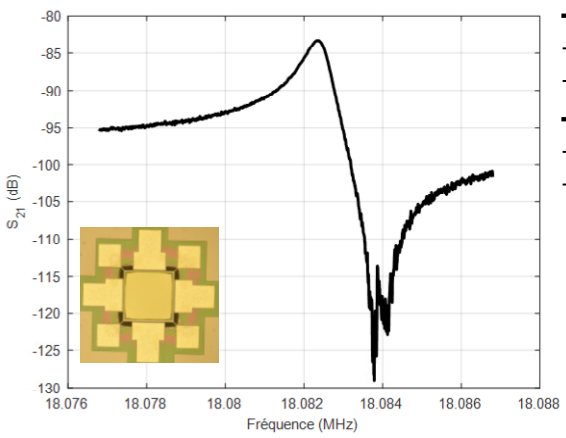


V_p (V)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
140	16.61115	25 073	-90.73
180	16.61115	34 971	-87.54
220	16.11050	35 916	-84.54
260	16.61095	41 527	-81.55
300	16.61095	41 527	-79.40
340	16.61085	42 867	-77.10
380	16.61065	44 295	-75.08
400	16.61055	45 822	-74.14

Puissance d'entrée	5 dBm
Pression	1 mTorr

Figure 2.28 Réponse fréquentielle du résonateur électrostatique avec des trous espacés de 9 µm pour différentes tensions de polarisation

Le test de la Figure 2.29 montre la réponse fréquentielle du résonateur simple couvert d'AlN sous vide. Ce résonateur montre un facteur de qualité beaucoup plus faible que le résonateur équivalent sans couche piézoélectrique.



P (Torr)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
0.001	18.0823	26 543	-83.23

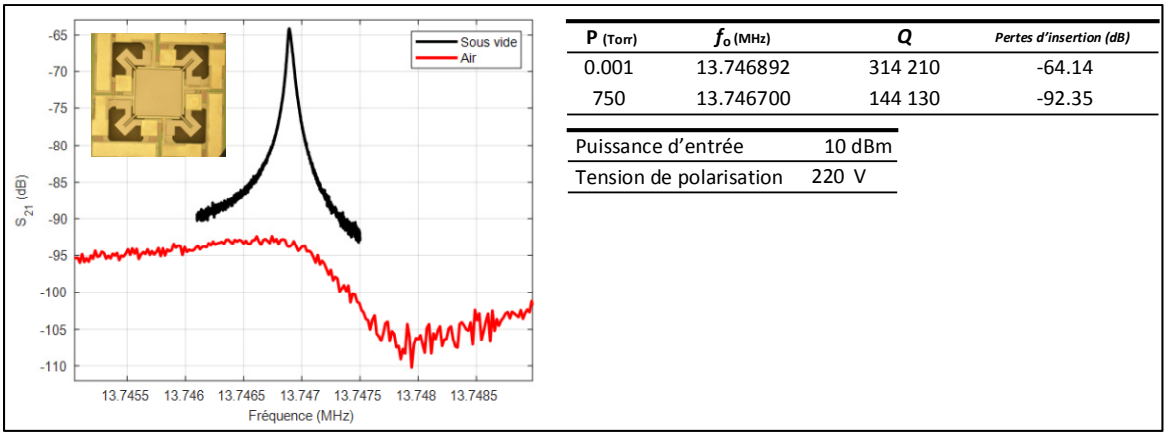
Puissance d'entrée	5 dBm
Tension de polarisation	280 V

Figure 2.29 Réponse fréquentielle de résonateur électrostatique couvert d'AlN

Les résultats des autres résonateurs de côtés de 230 µm ne sont pas présentés, car ils sont très comparables aux résultats de la Figure 2.27 et de la Figure 2.28. C'est-à-dire qu'ils ont tous un facteur de qualité maximal d'environ 45 000 et des pertes d'insertion -75 dB.

Les résonateurs avec les ancres en U et en L ont finalement été testés. Une comparaison des performances pour le résonateur avec les ancres en U sous vide et à l'air libre est présentée à la Figure 2.30.

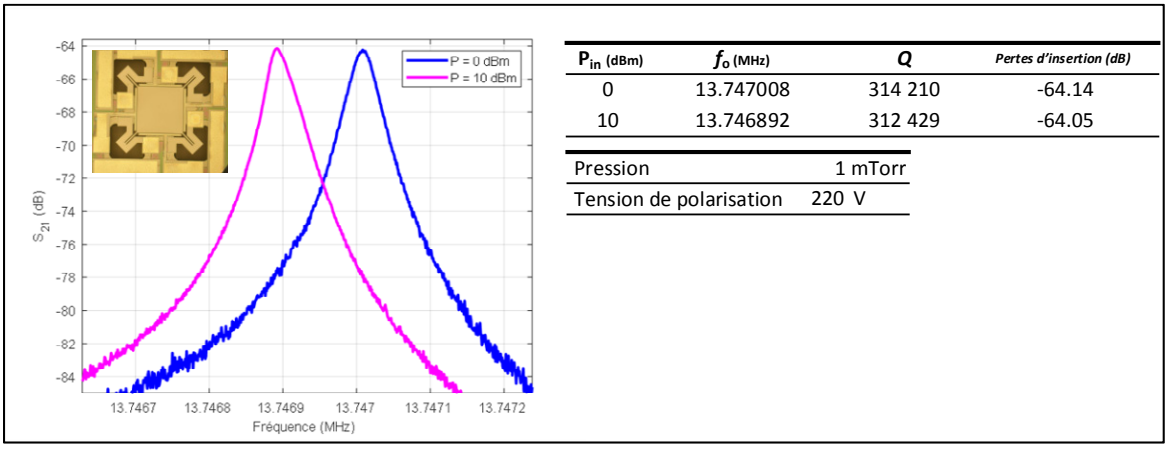
L'effet de la puissance d'entrée est aussi observé à la Figure 2.31. On voit qu'une puissance plus élevée ne signifie pas nécessairement de meilleurs résultats. Lorsque la puissance est de 10 dBm, on observe une certaine non-linéarité, la courbe n'est plus symétrique. La puissance maximale du VNA est de 10 dBm, il n'est donc pas possible d'observer davantage cette non-linéarité.



P (Torr)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
0.001	13.746892	314 210	-64.14
750	13.746700	144 130	-92.35

Puissance d'entrée	10 dBm
Tension de polarisation	220 V

Figure 2.30 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur électrostatique sous vide et dans l'air

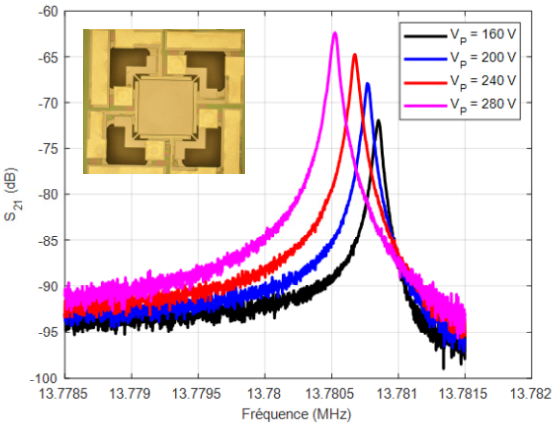


P_{in} (dBm)	f_o (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
0	13.747008	314 210	-64.14
10	13.746892	312 429	-64.05

Pression	1 mTorr
Tension de polarisation	220 V

Figure 2.31 Réponse fréquentielle du deuxième modèle de résonateur électrostatique pour des puissances d'entrée de 0 dBm et de 10 dBm

Les derniers tests des résonateurs électrostatiques sont ceux des modèles avec les ancres en L. Les résultats d'une variation de la tension de polarisation sur la fréquentielle sont illustrés à la Figure 2.32. L'impact est plus important que pour les résonateurs de 230 µm de côtés étant donné la taille des électrodes qui sont plus longues. On observe aussi qu'une augmentation trop importante de la tension peut nuire un peu au facteur de qualité. Par contre, les pertes d'insertion diminuent. Il faut alors trouver le compromis qui convient à l'application.



V_p (V)	f_0 (MHz)	Q	Pertes d'insertion (dB)
160	13.78085	229 680	-71.89
200	13.78077	229 680	-67.84
240	13.78067	253 440	-64.74
280	13.78052	244 990	-62.32

Puissance d'entrée	5 dBm
Pression	1 mTorr

Figure 2.32. Réponse fréquentielle du premier modèle de résonateur électrostatique pour différentes tensions de polarisation

2.5.4 Interprétation et discussion des résultats des résonateurs électrostatiques

Malheureusement, aucun test n'a pu être fait pour mesurer la variation de la fréquence de résonance en fonction de la température à cause du banc d'essai. La chambre à vide ne permettait pas de mettre un élément chauffant à l'intérieur. Des tests ont été tentés à l'air libre, mais la résonance s'est prouvée impossible à atteindre sans d'abord passer par le vide. Lors des tests dans l'air et sous vide, le résonateur était d'abord placé dans la chambre à vide. Ensuite, les paramètres du VNA étaient ajustés afin de trouver la fréquence de résonance. Finalement, la chambre à vide était fermée afin de retrouver une pression atmosphérique. Sans suivre ces étapes et donc en commençant dans l'air directement, les fréquences de résonances n'ont pu être trouvées à cause de la grande quantité de bruit

Les performances des résonateurs électrostatiques sont très satisfaisantes. Pour ce qui est des résonateurs avec des trous, ils ont résonné à une fréquence assez rapprochée de celle obtenue en simulation. Le module de Young effectif a donc bien été ajusté lors des simulations et les relations de stress à l'intérieur de la structure ne semblent pas changer le comportement du résonateur. Les trous auraient pu, s'ils avaient été trop gros, changer le mode ou empêcher la résonance en mode Lamé. Il a donc été important de mettre des trous assez petits. Rappelons aussi que le même résonateur simple sans trou avait lui aussi un facteur de 45 000. Donc, l'ajout de trous n'a eu aucun effet négatif sur les résonateurs.

De plus, comme pour les résonateurs piézoélectriques, on a pu observer l'impact de la viscosité de l'air sur la réponse fréquentielle du résonateur. La différence entre le facteur de qualité dans l'air et sous vide est environ le même que pour les résonateurs piézoélectriques. Effectivement, les facteurs de qualité sous vide sont plus de deux fois plus grand que ceux dans l'air. Cela est constant avec les suppositions de départ, étant donné qu'on sait que l'air entraine une résistance mécanique qui s'oppose au mouvement du résonateur. Ce faisant, le déplacement du résonateur diminue et par le fait même la transmission du signal diminue à son tour, réduisant ainsi le facteur de qualité. Les ancres en U sont plus flexibles que les ancres en L, d'où la différence entre les facteurs de qualité, venant ainsi démontrer l'impact de la conception.

De plus, il a été possible d'observer l'impact de l'ajout d'une couche d'AlN sur un résonateur électrostatique. La fréquence de résonance de celui-ci se trouve à être beaucoup plus grande que ce qui a été obtenu lors des simulations. La fréquence réelle est d'environ 18 MHz et la fréquence simulée est d'environ 16 MHz. Après vérifications, il semblerait que l'impact de la couche d'AlN n'a pas été considéré lors des simulations. En effet, si on calcule la fréquence théorique de résonance à l'aide de l'équation (2.31), mais en utilisant le module de cisaillement effectif et la densité effective (équation (2.37)), on trouve une fréquence théorique de 17.8284 MHz, ce qui est beaucoup plus près de la fréquence réelle.

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{2}L_R}\sqrt{\frac{G_{eff}}{\rho_{eff}}} \tag{2.37}$$

Notons que le module de cisaillement effectif et la densité effective sont calculés en prenant la moyenne pondérée des paramètres en fonction de l'épaisseur de chaque couche (10 µm pour la couche de silicium et 500 nm pour la couche d'AlN). Cela peut être fait grâce à la symétrie du résonateur Lamé. Ce manque d'impact de la couche d'AlN n'a pas été observé pour les simulations des résonateurs piézoélectriques, ceux-ci étaient directement excités par simulation de façon piézoélectrique. Finalement, on voit que la couche d'AlN sur le résonateur vient diminuer le facteur de qualité par rapport au résonateur simple, sans couche supplémentaire. Cela avait également été prédit dans la section théorique par rapport aux sources de pertes des résonateurs. La couche d'AlN a comme impact de contraindre les mouvements du résonateur ce qui implique des pertes mécaniques, comme dans le cas de l'impact de l'air. Ces pertes impliquent une diminution de l'énergie utilisée pour résonner, ce qui se traduit par une diminution du facteur de qualité.

Les résonateurs avec des ancres en U et en L ont aussi démontré de très bonnes performances par rapport aux facteurs de qualité. Ils ont des facteurs de qualité de plus de 300 000 et de 200 000 respectivement, ce qui est de plus de 6 fois et 4 fois plus grand que les résonateurs de largeur de 230 µm. Cela s'explique principalement par la conception des ancres. Les résonateurs avec les ancres en U et en L ont des supports beaucoup plus larges que les résonateurs simples (10 µm plutôt que 3 µm). Ces supports sont quand même placer au même endroit, comme il s'agit de points nodaux. Par contre, ceux-ci ne sont plus directement ancrés au substrat. Comme il a été mentionné dans la théorie, un paramètre important à considérer lors de la conception des ancres est la réduction des pertes mécaniques. Ayant des ancres qui ne sont pas directement attachées au substrat, la flexibilité des ancres augmente et offre une plus grande liberté au résonateur pour bouger. Donc, l'énergie du résonateur est moins dissipée dans les ancres, ce qui augmente considérablement le facteur de qualité.

De plus, les résonateurs électrostatiques ont tous démontré une bonne résistance à la puissance maximale d'entrée. Comme montré à la Figure 2.31, il est possible de voir la non-linéarité qui commence. On voit que la réponse fréquentielle n'est plus tout à fait symétrique et que la partie

de gauche tant à devenir verticale. Par contre, l'impact de la puissance est beaucoup plus faible que l'impact de cette même puissance sur les résonateurs piézoélectriques. Les tests n'ont pas pu être poussés plus loin que 10 dBm, car il s'agit de la limite du VNA.

Finalement, pour tous les résonateurs électrostatiques, le comportement de la réponse fréquentielle pour différentes tensions de polarisation a été vérifié. Dans tous les cas, on voit qu'une augmentation de tension entraine une réduction des pertes d'insertion, une augmentation du facteur de qualité et une légère diminution de la fréquence de résonance. Ce qui est important de noter est la valeur maximale que peuvent supporter les résonateurs. Pour les résonateurs de côtés de 230 µm, la tension de polarisation peut sans problème monter jusqu'à 400 V. Pour les résonateurs de 300 µm de large, la tension maximale était autour de 300 V. N'oublions pas que les distances entre les électrodes et le résonateur est fixe à 2 µm pour tous les modèles. Donc, étant donné la plus grande largeur de côté, le résonateur se trouve en « pull-in », ce qui fait que le résonateur peut rapidement toucher l'électrode, causant ainsi un court-circuit.

Le produit $f \cdot Q$ des résonateurs avec les ancres en U et L est d'environ 4.32×10^{12} lorsque le résonateur est dans le vide (1 mTorr). Cette métrique permet de comparer les résultats entre les différents résonateurs de la littérature, car de façon général, le facteur de qualité est plus élevé lors que la fréquence est basse et vice-versa. Le produit $f \cdot Q$ des résonateurs Lamé électrostatiques varie généralement entre environ 2×10^{11} et 2×10^{13} (Elsayed et Nabki 2017). Afin d'obtenir une valeur élevée, des techniques spéciales sont généralement utilisée (réduction de la distance entre les électrodes et le résonateur, combinaison mécanique de deux ou plusieurs résonateurs, etc.). Considérant que la conception des résonateurs de cet ouvrage a été faite dans l'optique d'offrir une compensation en température et non pour augmenter le facteur de qualité au maximum, les performances des résonateurs sont très bonnes. De plus, les facteurs de qualité dans l'air des résonateurs de la littérature tournent autour de 45 000 à 60 000. Les résonateurs présentés ici ont un facteur de qualité dans l'air de 140 000, ce qui peut s'avérer très utile pour l'implémentation d'un système en réduisant les coûts associés à l'encapsulation. Un boitier sous vide représente un gros montant dans le prix de fabrication.

Un résonateur avec un grand facteur de qualité dans l'air permettrait d'utiliser un boitier standard. Le Tableau 2.5 montre un tableau comparatif entre les résultats présentés et ceux de la littérature.

Tableau 2.5
Comparaison des résultats des résonateurs électrostatiques avec la littérature

Références	**Fréquence (MHz)**	**Facteur de qualité (Q)**	**Produit f*Q**	**Caractéristiques**
Shao et al. 2007	6.35	211,816 (36 µTorr) 13,000 (atm.)	1.35×10^{12} 8.26×10^{10}	Réduction du gap Épaisseur 25 µm
Xu, Zhu, et Lee 2014	12.9	10^6	1.3×10^{13}	Couplé Gap 2 µm Épaisseur 10 µm
Rasouli et al. 2013	8.27	1.2×10^6	9.92×10^{12}	Épaisseur 25µm Gap 2 µm
Khine et al. 2008	6.35	1.734×10^6	1.1×10^{13}	Épaisseur 25 µm
Niu et Palaniapan 2010	10	200000	2×10^{12}	Épaisseur 25 µm
Ce travail **Ancres en U**	13.746	314,210 (1 mTorr) 144,130 (atm.)	4.31×10^{12} 1.98×10^{12}	Épaisseur 10 µm
Ancres en L	13.78	253,440 (1 mTorr) 98,522 (atm.)	3.49×10^{12} 1.36×10^{12}	Épaisseur 10 µm

2.5.5 Résonateurs MEMS hybrides

Des résonateurs hybrides ont aussi été inclus sur la puce. Le dessin de masque (Figure 2.33) montre les deux modèles. Seulement les modèles d'ancres en U et en L ont été faits. Ces résonateurs peuvent être excités de façon piézoélectrique, mais ont aussi des électrodes pour être excités de façon électrostatique, d'où le nom hybride. Les résonateurs hybrides fabriqués sont ceux de la Figure 2.34.

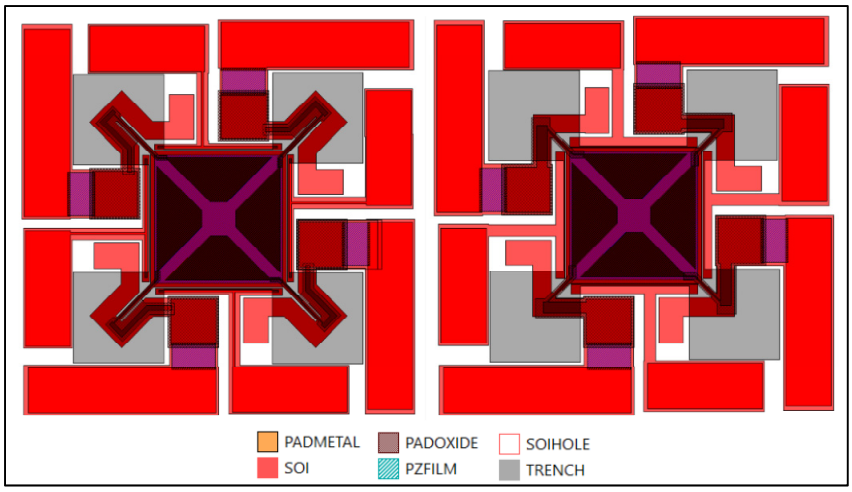


Figure 2.33 Dessins de masques des résonateurs hybrides

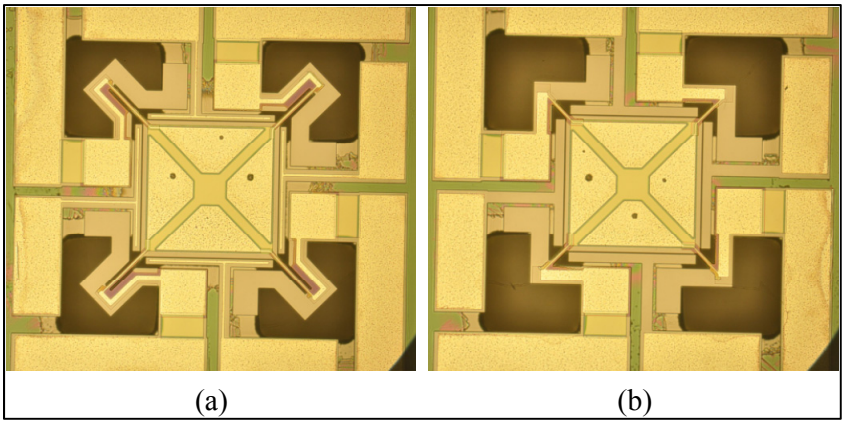


Figure 2.34 Résonateurs hybrides fabriqués

Ces résonateurs ont été testé en combinant les entrées électrostatiques et les sorties piézoélectriques et vice-versa. Dans les deux cas, les résultats étaient très semblables. La réponse fréquentielle pour une entrée électrostatique et une sortie piézoélectrique est présentée à la Figure 2.35 pour deux tensions de polarisation. Les tests ont été faits sous vide.

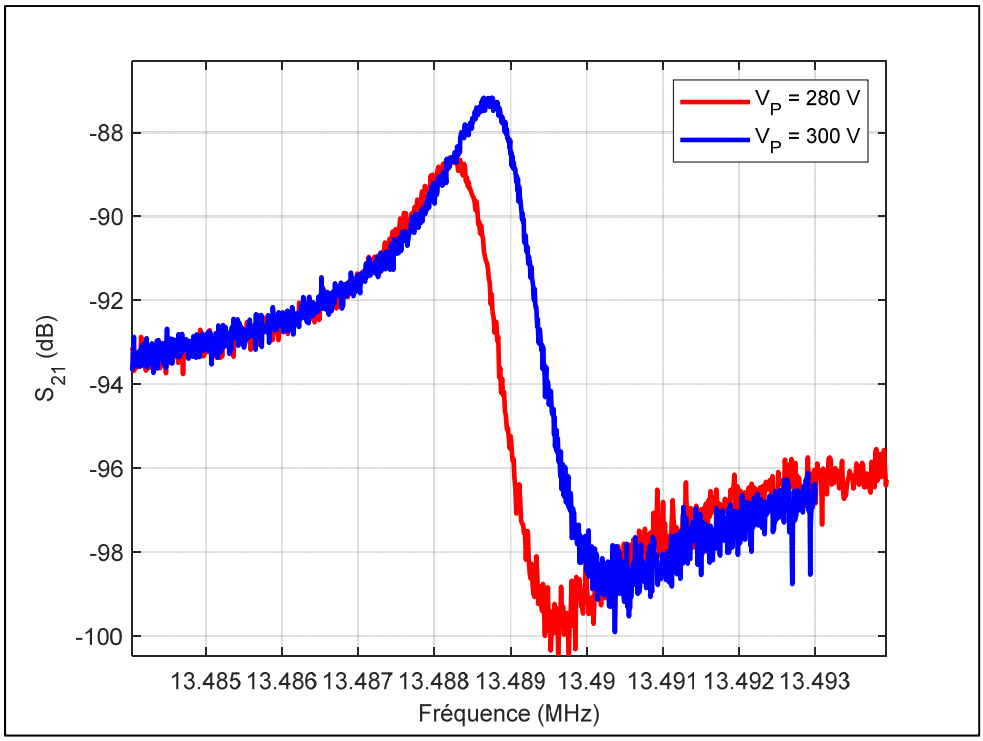


Figure 2.35 Transmission en fonction de la fréquence pour le résonateur hybride pour différentes tensions de polarisation.

On observe rapidement que les pertes d'insertion sont plus élevées que celles des résonateurs électrostatiques et piézoélectriques. De plus, le facteur de qualité est limité principalement par la couche piézoélectrique, tel que vu dans la section 2.5.4. Le facteur de qualité est d'environ 10 000 ce qui est quand même le double de celui d'un résonateur piézoélectrique Toutefois, il nécessite une tension de polarisation de 280 V. Il n'y a donc pas vraiment d'avantage à utiliser un tel type de résonateur, mais il est quand même intéressant de voir qu'il est possible de combiner deux méthodes d'actuation.

2.6 Contributions au niveau des résonateurs MEMS

Deux types de résonateurs, soit des résonateurs piézoélectriques et électrostatiques, ont été conçus, fabriqués et testés. Ces tests ont permis de caractériser la réponse fréquentielle sous différentes conditions.

Les performances de ces résonateurs par rapport au produit $f*Q$ sont comparables à celles de la littérature.

Pour chacun des types de résonateurs, deux modèles d'ancres ont été validés, ce qui a permis de déterminer les causes principales des pertes pour les deux mécanismes de transduction électromécanique. Il a été possible d'observer que le mécanisme principal de perte des résonateurs piézoélectriques est dû aux pertes causées par la couche piézoélectrique, tandis que les pertes principales des résonateurs électrostatiques sont causées par la diffusion des ondes mécaniques par les ancres à l'extérieur du résonateur.

L'effet de l'ajout d'une couche piézoélectrique sur un résonateur électrostatique a également permis de prouver ce point en comparant sa réponse fréquentielle à un résonateur identique sans couche d'AlN.

De plus, des résonateurs électrostatiques avec des trous ont été fabriqués et pourront éventuellement être testés en température. Ils offrent également une bonne plateforme pour un travail futur quant à l'ajout d'un matériau pour remplir ces trous afin de compenser la réponse fréquentielle en température.

Finalement, un résonateur hydrique qui utilise un signal d'entrée électrostatique et une sortie piézoélectrique (ou vice-versa) a été validé. Bien que les résultats ne soient pas aussi bon que pour des résonateurs simples, il sera possible d'utiliser ce résonateur de façon électrostatique et de polariser la couche piézoélectrique avec une tension DC dans le but de changer la fréquence de résonance en ajoutant un stress mécanique à la couche de SOI.

CHAPITRE 3

AMPLIFICATEURS TRANSIMPÉDANCE

Dans ce chapitre, le cadre théorique présentera d'abord les conditions d'oscillation d'un oscillateur MEMS. Par la suite, deux circuits intégrés d'amplificateurs transimpédance (TIA) seront présentés. Le premier circuit, fabriqué en CMOS 130 nm, a été conçu, dessiné, fabriqué et testé. Le deuxième circuit, fabriqué en CMOS 65 nm, est une version améliorée du premier permettant le contrôle de deux résonateurs. Ce circuit a été conçu, dessiné et fabriqué.

3.1 Conditions d'oscillation

Pour concevoir un oscillateur à partir d'un résonateur, le résonateur doit être connecté en boucle fermé avec un amplificateur. Comme le résonateur MEMS donne un courant de sortie en fonction d'une tension d'entrée, il sera important de concevoir un amplificateur transimpédance. Un TIA (amplificateur de type shunt-shunt) idéal est un type d'amplificateur qui a une résistance d'entrée et de sortie de zéro. Ce faisant, tout le courant d'entrée généré par le résonateur ira dans l'amplificateur pour être amplifié en tension. La résistance, par le fait même l'impédance, de sortie nulle fait de l'amplificateur une source de tension idéale. Le modèle équivalent d'un TIA est donc une source de tension contrôlée par un courant. Évidemment, les résistances d'entrée et de sortie réelles ne seront jamais nulles, mais elles doivent être minimisées dans le but de réduire les pertes.

Avec les relations de courant d'entrée et de tension de sortie, on s'aperçoit que le gain d'un TIA sera de la forme V/I. Le gain sera donc exprimé en dBΩ plutôt qu'en dB comme pour les amplificateurs de forme tension d'entrée/tension de sortie (V/V).

Le schéma de la Figure 3.1 montre le schéma d'un oscillateur MEMS où les relations de courant, tension et transduction sont illustrées. Il est important de noter que la sortie du TIA se trouve à être l'entrée du résonateur MEMS et que l'entrée du TIA est la sortie du résonateur MEMS. Tel que présenté dans le CHAPITRE 2 sur les résonateurs MEMS, il est possible

d'avoir une transduction électromécanique de type piézoélectrique, électrostatique et plusieurs autres qui n'ont pas été traitées dans ce document. Dans les deux cas qui sont présentés, le résonateur a un courant de sortie en fonction d'une tension d'entrée.

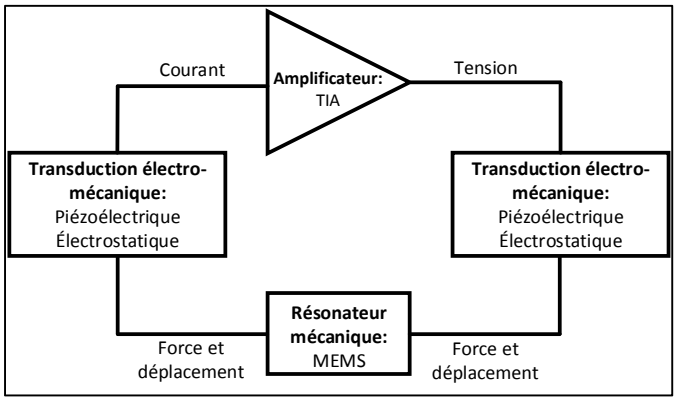


Figure 3.1 Schéma bloc d'un oscillateur MEMS
Adapté de van Beek et Puers (2012)

Le modèle électrique de l'oscillateur MEMS avec l'équivalent électrique du résonateur est le suivant :

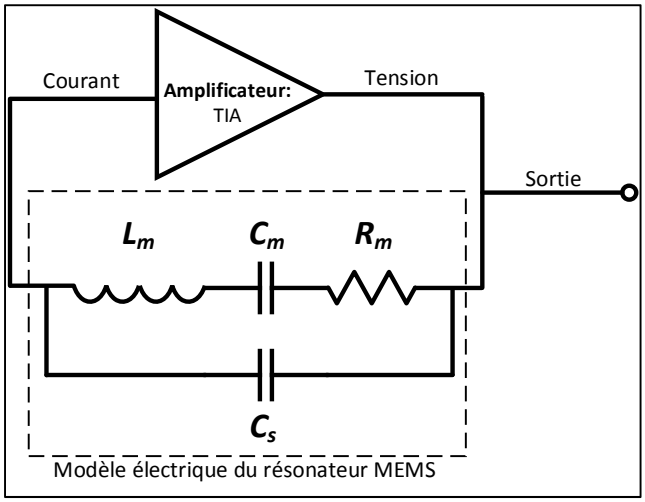


Figure 3.2 Schéma bloc de l'oscillateur MEMS le modèle électrique du résonateur
Adapté de van Beek et Puers (2012)

La sortie indique le signal amplifié qui sera utilisé comme la fréquence de référence dans un système. Le schéma montre un oscillateur simple, mais le TIA et le résonateur peuvent très bien être différentiels, comme dans le cas d'un résonateur Lamé.

À partir de ce schéma et de la réponse fréquentielle connue et évaluée dans le chapitre précédent, il est possible de déterminer les conditions d'oscillation du système en boucle fermé.

Le premier critère à respecter pour que le système oscille est que la différence de phase entre l'entrée et la sortie doit être de 0^o. Le deuxième critère à respecter est au niveau du gain en boucle ouverte du TIA. À la fréquence de résonance du résonateur, le gain du TIA doit être égal à l'amplitude d'oscillation. Cela peut se décrire par la relation suivante (van Beek et Puers 2012):

$$R_m \leq \frac{1}{2\omega_0 C_s} \tag{3.1}$$

Il est donc primordial de réduire au maximum la résistance du résonateur, car si ce critère n'est pas respecté, alors le système ne pourra osciller.

Les deux critères précédents sont nécessaire pour avoir une oscillation, mais ne garantisse pas une oscillation stable. Deux autres critères de stabilité doivent être respectés pour que le système maintienne l'oscillation (van Beek et Puers 2012). Le premier de ces critères est que lorsque la phase du système augmente, alors la fréquence d'oscillation diminue. Le deuxième critère veut que l'amplitude s'oscillation se limite d'elle-même. Il faut donc que le gain de la boucle diminue lorsque l'amplitude augmente. Dans le cas contraire, on se retrouverait avec une rétroaction positive qui ferait augmenter l'amplitude à l'infini.

3.1.1 Résumé des conditions d'oscillation

Les quatre conditions d'oscillation peuvent être exprimées de la façon suivante :

1. La différence de phase du système doit être de 0^o (ou autre multiple de 360^o).

2. Le gain en boucle ouverte doit être égal à l'amplitude d'oscillation (gain du TIA suffisant pour pallier les pertes d'insertion du résonateur MEMS).
3. Lorsque la différence de phase augmente, la fréquence diminue (permet la stabilité de l'oscillation en résonant avec le maximum d'amplitude à la fréquence ω_o).
4. L'amplitude d'oscillation se limite elle-même (sinon la rétroaction est positive et l'amplitude augmente à l'infini en faisant augmenter le gain du TIA à l'infini)

3.2 Amplificateur CMOS 130 nm

Le premier amplificateur transimpédance conçu, fabriqué et testé est fait avec la technologie CMOS 130 nm d'IBM. Dans cette section, les caractéristiques importantes pour la conception seront présentées. Ensuite, la méthodologie de conception sera présentée pour chacun des circuits de l'amplificateur. Les résultats de simulations seront ensuite présentés. Les dessins de masques pour chaque circuit sont décrits.

3.2.1 Technologie CMOS 130 nm d'IBM

La technologie CMOS 130 nm d'IBM est une technologie de circuit intégré qui comprend les caractéristiques principales suivantes :

1. Tension d'alimentation de 1.2 V.
2. Jusqu'à 8 couches de métal.
3. Grille minimale de 120 nm.
4. Technologie à deux puits sur un substrat P^- non-épitaxiale.

Plusieurs modèles de transistors sont disponibles (standard, RF, épaisseurs de grilles différentes, etc.). Pour la conception, les simulations et la fabrication, les transistors RF sont utilisés. Ceux-ci ont comme avantages d'avoir (i) un modèle pour les simulations plus précis (c'est-à-dire que le comportement en simulation est plus près du comportement réel) et (ii) de posséder un anneau de garde au niveau du dessin de masque afin d'isoler le substrat des parasites.

La technologie CMOS 130 nm offre de bons modèles de parasites tant pour les connexions que pour les plots de la puce. Toutes les tailles des composants des circuits et les résultats de simulation prennent en compte ces parasites.

3.2.2 Méthodologie de conception

3.2.2.1 Architecture du circuit

Le schéma architectural du système complet est illustré à la Figure 3.3. Le système est composé de 6 blocs principaux, qui sont un étage d'entrée RGC différentiel, un amplificateur à gain variable, un amplificateur différentiel, une source suiveuse, un circuit de contrôle automatique du gain et d'un résonateur MEMS.

La puce ICGQMBN1 contient également un *buffer* en sortie pour les mesures à l'aide de sonde de 50 Ω. De plus, pour connecter le MEMS aux entrées et sorties du circuit, il faut mettre des condensateurs de couplage en série.

Tous les circuits ainsi que les spécifications de ceux-ci sont présentés dans les sections suivantes. Il est à noter que même si la longueur de grille minimale des transistors est de 120 nm, les longueurs de grilles ont été choisies de sorte à être au moins de 3 fois cette taille, soit de 360 nm. La raison pour le choix de cette taille est pour diminuer l'impact des variations du procédé de fabrication. La variation dans le procédé a comme impact de diminuer au d'augmenter de quelques nanomètres la longueur des grilles. Donc, plus la grille est petite, plus cet impact sera important en pourcentage. Il est donc important de réduire ce problème en augmentant les longueurs et réduisant ainsi le pourcentage de variation des grilles.

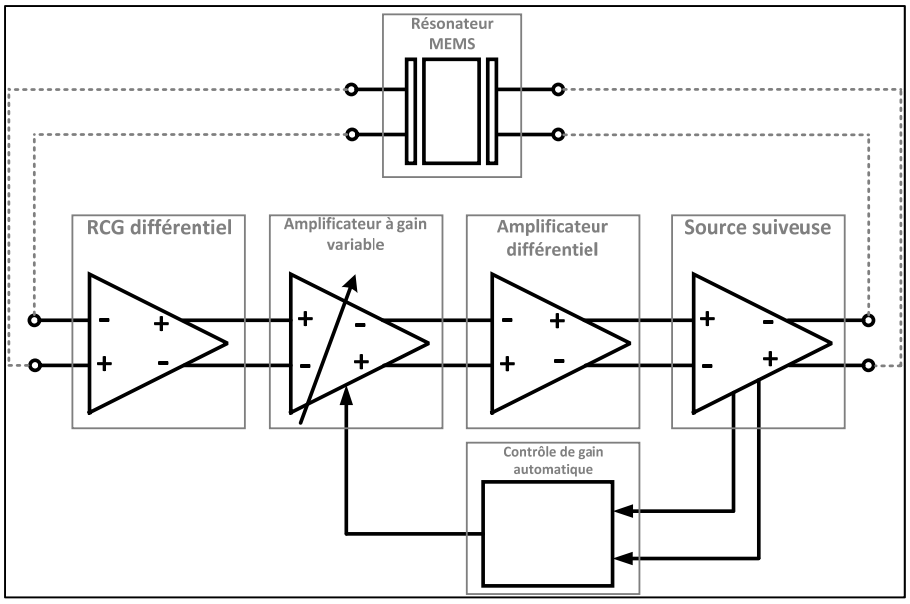


Figure 3.3 Schéma-bloc de l'oscillateur MEMS de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 130 nm d'IBM

3.2.2.2 RCG différentiel

Le premier étage de l'amplificateur transimpédance est un circuit RGC (*regulated cascode*) différentiel présenté à la Figure 3.4. Il s'agit simplement de deux étages RGC en parallèle. Les deux circuits ont les mêmes tailles afin d'être symétrique.

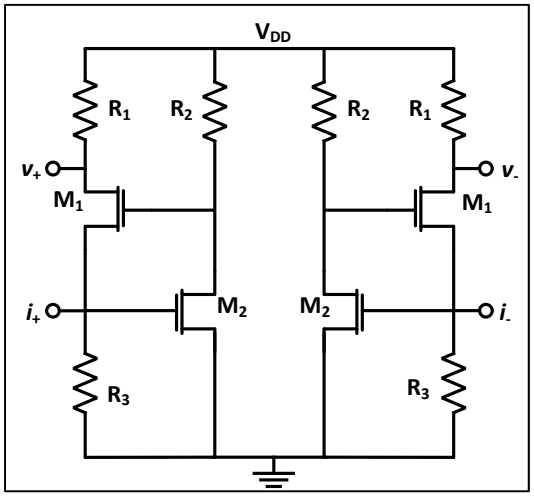


Figure 3.4 Circuit RGC différentiel de l'étage d'entrée

Le circuit RGC peut être vu comme un amplificateur à grille commune composé des résistances R_1 et R_3 et du transistor M_1, auquel un amplificateur de tension de type source commune (CS) composé de R_2 et M_2 a été ajouté. Le rôle de ce deuxième amplificateur est de diviser l'impédance d'entrée du circuit par le gain grâce à la boucle de rétroaction (Oliveira, Leitao, et Silva 2012).

L'impédance d'entrée est donnée par l'équation suivante (Atef 2015) :

$$Z_{IN,RGC} = \frac{1}{g_{m1}(1 + g_{m2} * R_2||r_{02})} = \frac{1}{g_{m1}(1 + A_{cs})} \tag{3.2}$$

où le gain A_{CS} est le gain de l'amplificateur à source commune exprimé par :

$$A_{CS} = g_{m2} * R_2||r_{02} \tag{3.3}$$

Comme le résonateur MEMS donne un courant de sortie, alors l'impédance d'entrée devrait être minimisée. Pour ce faire, il faut donc réduire g_{m1} et/ou augmenter le gain de l'étage à source commune.

De plus, étant donné le gain élevé du système, le circuit peut être considéré comme n'ayant qu'un seul pôle (Toumazou 2000). La fréquence de coupure résultante est donc de :

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_{in}} \tag{3.4}$$

Dans l'équation (3.3) et (3.4), C_{in} est la capacité totale à l'entrée du circuit.

Les performances voulues de l'étage d'entrée sont une bande passante plus grande que 100 MHz tout en ayant le gain le plus élevé possible. La bande passante de cet étage est fonction de la tension de contrôle de l'amplificateur à gain variable (VGA). Il faut donc s'assurer quand dans le pire cas, soit lorsque la tension de contrôle égale 1.2 V, la bande

passante est plus grande que 100 MHz. Quant au gain, celui ne change pratiquement pas, soit quelques fractions de dB, en fonction de cette tension.

Les tailles des transistors et résistances sont présentées au Tableau 3.1 et les performances obtenues sont présentées au Tableau 3.2.

Tableau 3.1
Tailles des composants du circuit
RGC différentiel

Composants	Paramètres	
	W	**L**
M_1	80 µm	360 nm
M_2	15 µm	360 nm
R_1	3 kΩ	
R_2	4 kΩ	
R_3	2 kΩ	

Tableau 3.2
Gain et bande passante du
RGC différentiel

Spécifications	Valeurs
Gain	75 dBΩ
Bande passante	135 – 300 MHz

3.2.2.3 Amplificateur à gain variable

Le deuxième étage du système est l'amplificateur à gain variable (VGA) de la Figure 3.5.
Le gain de l'amplificateur est contrôlé à l'aide de la tension V_{CTRL} qui contrôle la résistance du transistor M_7. Les transistors M_5 et M_6 sont les sources de courant et sont donc identiques afin de garder la symétrie. La tension V_{sense}, qui se trouve entre les tensions V_{out-} et V_{out+}, est ensuite comparée à une tension de référence V_{REF_CMFB} afin de contrôler le niveau CC de la sortie. Lorsque V_{sense} est plus grand que la tension de comparaison V_{REF_CMFB}, alors le courant des transistors M_1 et M_2 augmente et donc la tension CC de sortie diminue. L'inverse se produit dans le cas où la tension V_{sense} est plus petite que la tension de comparaison.

Le gain du VGA de la Figure 3.5 est exprimé par l'équation (3.5) (Zheng, Yan, et Xu 2009).

$$A_v = -G_s r_{0,1-2} * \frac{g_{m,3-4}}{g_{m,3-4} + G_s} \tag{3.5}$$

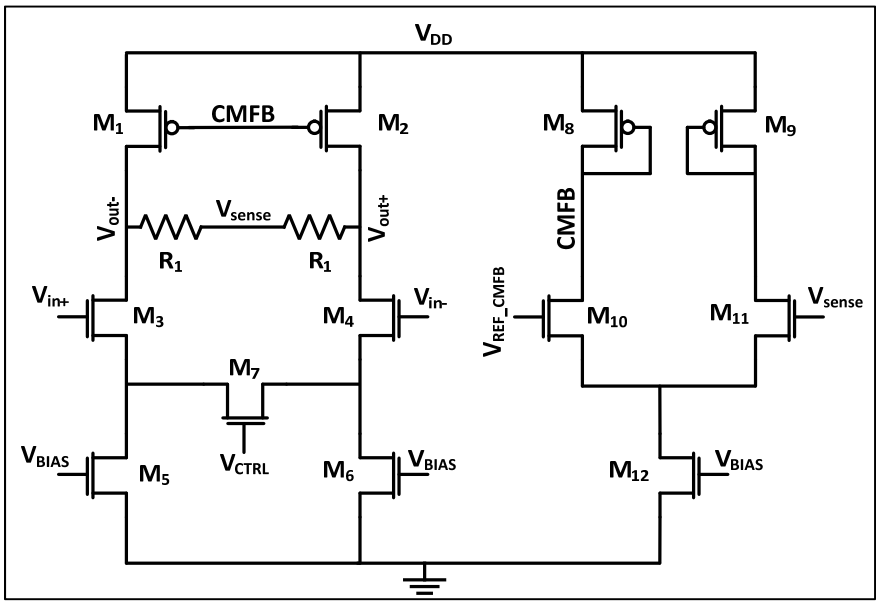


Figure 3.5 Circuit de l'amplificateur à gain variable (VGA)
de l'amplificateur transimpédance 130 nm

Le paramètre G_S de l'équation (3.5) représente la conductance du transistor M_7 et est donné par l'équation (3.6).

$$G_s = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_7 (V_{gs7} - V_{tn}) \tag{3.6}$$

Donc, en augmentant la tension V_{CTRL}, on vient augmente la tension V_{gs7} et par le fait même, le gain est augmenté. Une diminution de la tension de contrôle entraine l'effet inverse, soit une diminution du gain.

Le but du VGA est d'offrir un amplificateur ayant une grande plage de gain. La plage de gain visée est d'environ de 20 dB tout en ayant une bande passante minimale de 100 MHz. La bande

passante ne devrait pas varier autant que celle du RGC différentiel, mais il faut s'assurer que dans le pire cas, elle ne soit pas inférieure à 100 MHz.

Les tailles des composants ainsi que les résultats de simulations sont montrés au Tableau 3.3 et au Tableau 3.4 respectivement.

Tableau 3.3
Tailles des composants du VGA

Composants	**Paramètres**	
	W	**L**
$M_{1,2}$	36 µm	480 nm
$M_{3,4}$	36 µm	360 nm
$M_{5,6}$	36 µm	480 nm
M_7	10 µm	720 nm
$M_{8,9}$	12 µm	480 nm
$M_{10,11}$	12 µm	480 nm
M_{12}	12 µm	480 nm
R_1	10 kΩ	
V_{BIAS}	390 mV	
V_{REF_CMFB}	720 mV	

Tableau 3.4
Gain et bande passante du VGA

Spécifications	**Valeurs**
Gain	1 - 19 dB
Bande passante	130 – 108 MHz

3.2.2.4 Amplificateur différentiel

Le troisième bloc du système est un amplificateur différentiel illustré à la Figure 3.6. Le rôle cet amplificateur est seulement d'offrir un gain total plus élevé. Il ne permet pas de modifier le gain ou la bande passante, mais bien d'avoir un gain suffisant avant l'étage de source suiveuse.

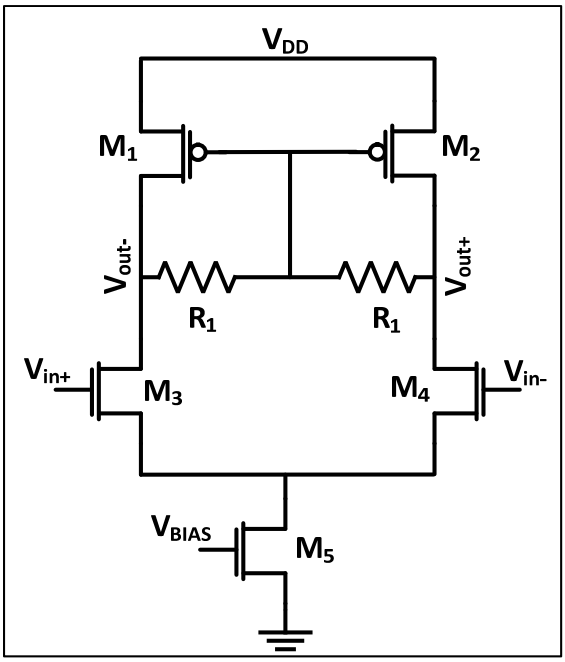


Figure 3.6 Circuit de l'amplificateur différentiel

Le circuit de la Figure 4 est un amplificateur différentiel pour lequel la polarisation de la charge active composée des transistors M_1 et M_2 se fait automatiquement. La polarisation se fait à partir de la tension CC aux sorties. Les résistances R_1 doivent être suffisamment grosses pour empêcher les signaux CA de traverser d'une sortie à l'autre. Le gain de cet amplificateur est environ :

$$A_v = -g_{m3} * r_{o1} || r_{03} \tag{3.7}$$

L'amplificateur est conçu afin d'avoir un gain d'environ 20 dB et une bande passante de 100 MHz. Le gain de 20 dB permettra au système d'avoir un gain total variant entre 95 dBΩ à 115 dBΩ.

Les tailles et les performances sont présentées dans le Tableau 3.5 et dans le Tableau 3.6

Tableau 3.5
Tailles des composants de l'amplificateur différentiel

Composants	Paramètres	
	W	L
$M_{1,2}$	55 µm	940 nm
$M_{3,4}$	21 µm	360 nm
M_5	20 µm	540 nm
R_1	12 kΩ	
V_{BIAS}	600 mV	

Tableau 3.6
Gain et bande passante de l'amplificateur différentiel

Spécifications	Valeurs
Gain	20 dB
Bande passante	95 MHz

3.2.2.5 Super source suiveuse

La source suiveuse (SSF) de la Figure 3.7 a deux buts. Le premier est de générer les tensions V_{IN_AGC+} et V_{IN_AGC-} qui sont les tensions d'entrées du bloc de contrôle automatique de gain. Ces tensions ne devraient pas être amplifiées par rapport à l'étage suivant et devrait avoir une bande passante de 100 MHz ou plus aussi. Le deuxième but de ce circuit est de générer les tensions V_{OUT_RES} et V_{OUT_MEAS} qui sont les tensions d'entrée du résonateur MEMS. Ces tensions auront une bande passante contrôlable en fonction de la tension V_{RES_TUNE}.

La tensions V_{RES_TUNE} vient contrôler le courant de $M_{6,9}$ et par le fait même change la tension de grille de M_7. Le courant de M_7 augmente ou diminue, ce qui vient modifier la bande passante du circuit. Les tailles des composants sont données dans le Tableau 3.7.

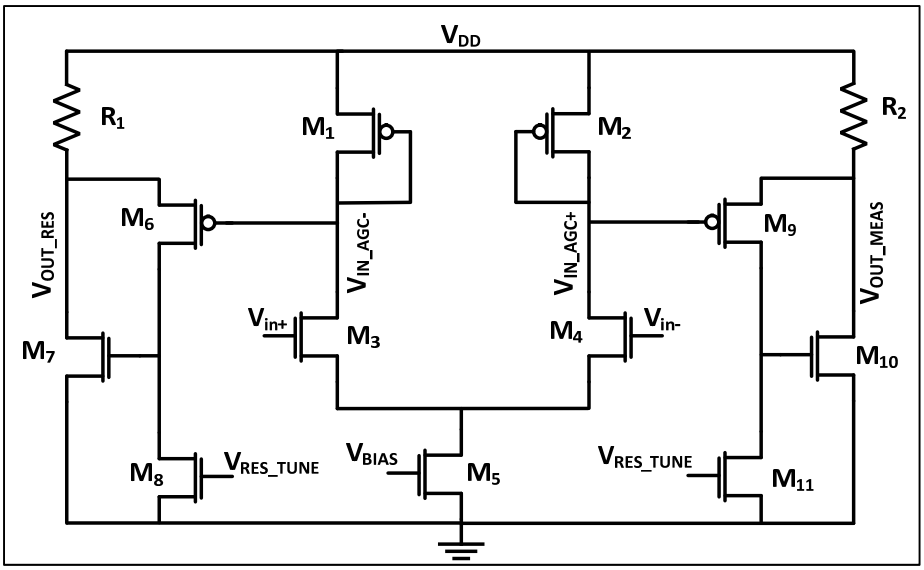


Figure 3.7 Circuit de la super source suiveuse (SSF)

Tableau 3.7
Tailles des composants de la super source suiveuse

Composants	Paramètres	
	W	L
$M_{1,2}$	6 µm	480 nm
$M_{3,4}$	2.3 µm	420 nm
M_5	20 µm	480 nm
$M_{6,9}$	40 µm	240 nm
$M_{7,10}$	80 µm	240 nm
$M_{8,11}$	60 µm	240 nm
$R_{1,2}$	500 Ω	
V_{BIAS}	600 mV	
V_{RES_TUNE}	200 mV – 240 mV	

3.2.2.6 Contrôle de gain automatique

Le circuit du contrôle de gain automatique (AGC) est composé de deux circuits. Le premier circuit, qui est présenté à Figure 3.8(a), est un détecteur de sommet. Il détecte et maintient l'amplitude maximale atteinte par le circuit. Cette tension est ensuite comparée dans le comparateur de la Figure 3.8(b). Le résultat de la comparaison donnera la tension V_{CTRL} qui

contrôle le gain du VGA. Ainsi, si l'amplitude est faible, la tension V_{CTRL} sera plus grande et donc le gain du VGA sera élevé. Plus l'amplitude augmente, plus le gain du VGA diminue. Les tailles des composants de l'AGC sont présentées dans le Tableau 3.8.

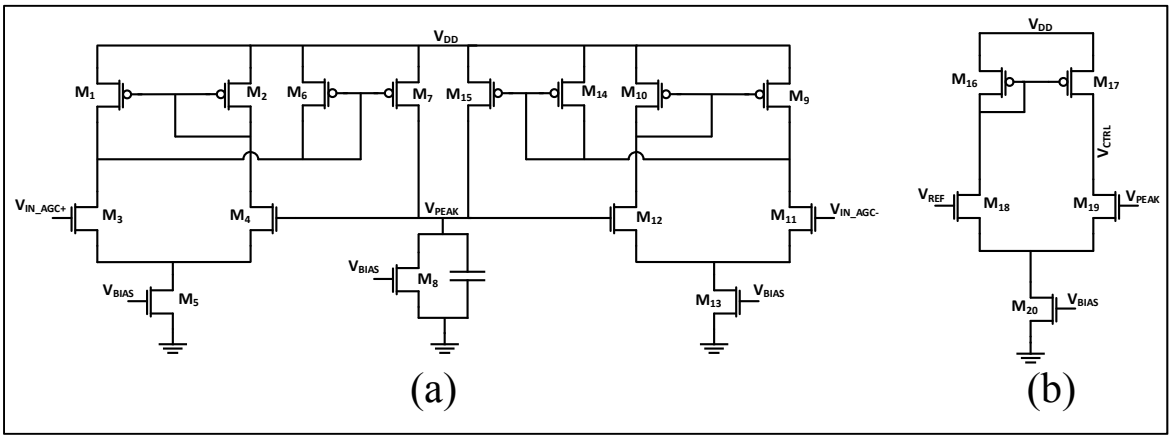


Figure 3.8 Circuits du contrôle de gain automatique (AGC)

Tableau 3.8
Tailles des composants du circuit de contrôle de gain automatique

Composants	Paramètres	
	W	**L**
$M_{1,2,9,10}$	48 µm	480 nm
$M_{3,4,11,12}$	20 µm	480 nm
$M_{5,13}$	25 µm	480 nm
$M_{6,7,14,15}$	1.2 µm	480 nm
M_8	480 nm	15 µm
C_1	12 pF	
$M_{16,17}$	40 µm	480 nm
$M_{18,19}$	7.5 µm	480 nm
M_{20}	22.5 µm	480 nm
V_{BIAS}	600 mV	

3.2.2.7 Résultats de simulations

Dans cette section, les résultats des simulations présentés sont les résultats *post-layout*. C'est-à-dire que les simulations incluent les parasites reliés aux condensateurs, bobines et résistances parasites provenant des traces de métal et des plots de conception. Un modèle des plots a aussi

été ajouté pour tenir compte des parasites venant du circuit imprimé. Les résultats sont aussi obtenus après une analyse de Monte Carlo afin de limiter l'impact des variations du procédé de fabrication.

Le gain de l'amplificateur transimpédance peut être contrôlé automatiquement à l'aide du circuit ACG ou bien manuellement à l'aide de la tension V_{CTRL}. La tension d'alimentation de l'AGC est différente de celle du reste de l'amplificateur. Ce faisant, il est possible de laisser le nœud flottant ou de mettre la tension à la masse, déconnectant ainsi le circuit. Une broche est aussi disponible pour la tension V_{CTRL}. Cette broche permet deux choses : de vérifier la valeur de la tension lorsque l'AGC est connecté et de polariser la tension à une valeur arbitraire lorsque le circuit est déconnecté.

Le graphique de la Figure 3.9 montre l'intervalle de gain possible en fonction de la tension V_{CTRL} lorsque l'AGC n'est pas connecté. Le gain de l'amplificateur peut donc varié de 95 dBΩ à 113 dBΩ, soit un delta de 18 dBΩ.

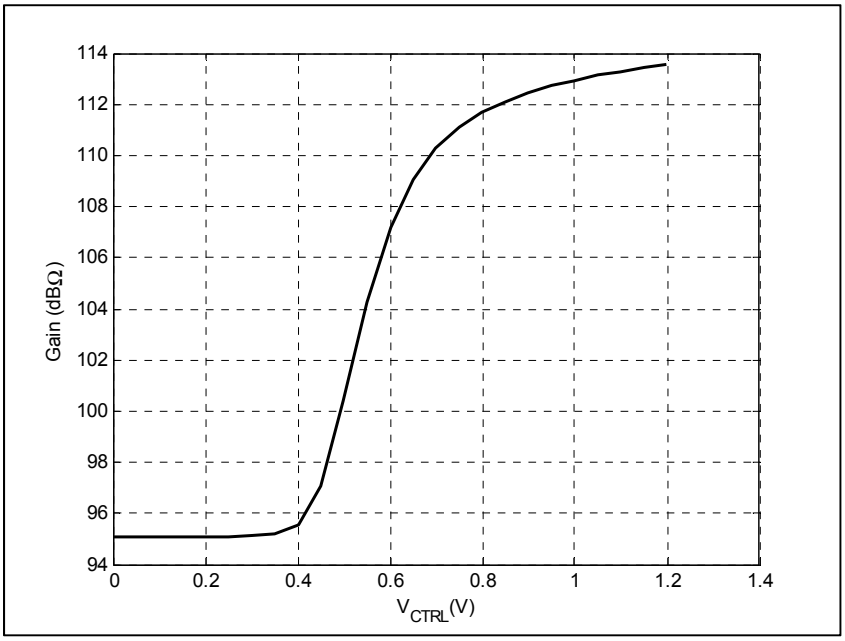


Figure 3.9 Gain CC de l'amplificateur pour différentes tensions V_{CTRL}

Le graphique suivant montre la réponse fréquentielle de l'amplificateur pour le gain minimum et maximum.

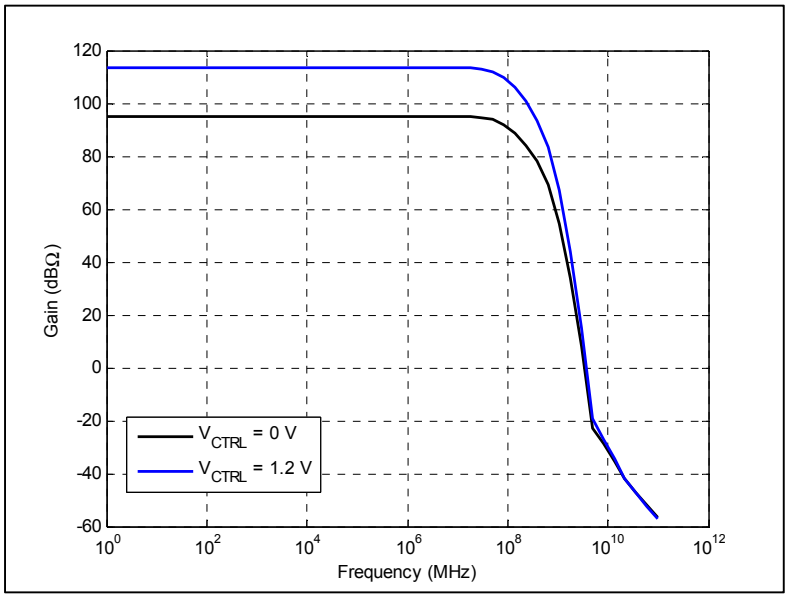


Figure 3.10 Gain CA du circuit complet pour différentes tensions V_{CTRL}

Pour ce qui est de la bande passante variable, il est possible de la contrôler à l'aide de la tension de polarisation V_{RES_TUNE}. La Figure 3.11a montre la variation de la bande passante en fonction de la tension lors que le gain est à son minimum, tandis que la Figure 3.11b montre la même variation de la bande passante pour le gain maximum. On voit que dans les deux cas, le comportement du circuit est presque le même. La différence est au niveau de la valeur maximale de la bande passante atteinte. Lorsque le gain est à 113 dBΩ, la bande passante maximale est d'un peu plus de 70 MHz, tandis que pour le gain de 95 dBΩ la bande passante maximale est de 80 MHz.

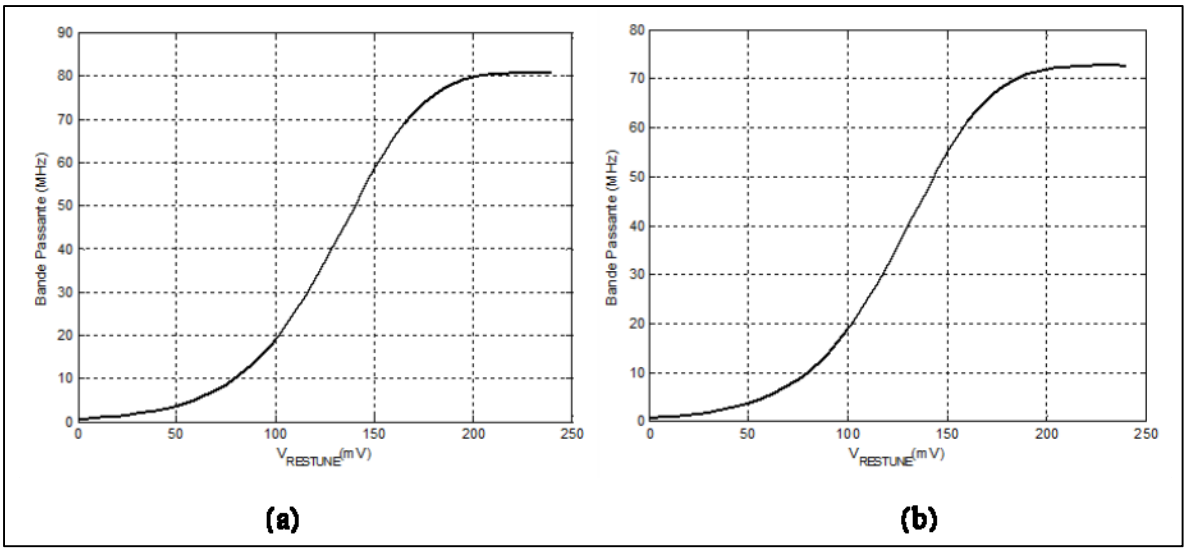


Figure 3.11 Bande passante CC en fonction de la tension $V_{RESTUNE}$ pour une tension V_{CTRL} (a) de 0 V et (b) de 1.2 V

Les graphiques suivants montrent l'effet d'une variation de la bande passante sur la réponse fréquentielle. On observe que changer la tension V_{RES_TUNE} change la valeur du pôle dominant, réduisant ainsi la bande passante.

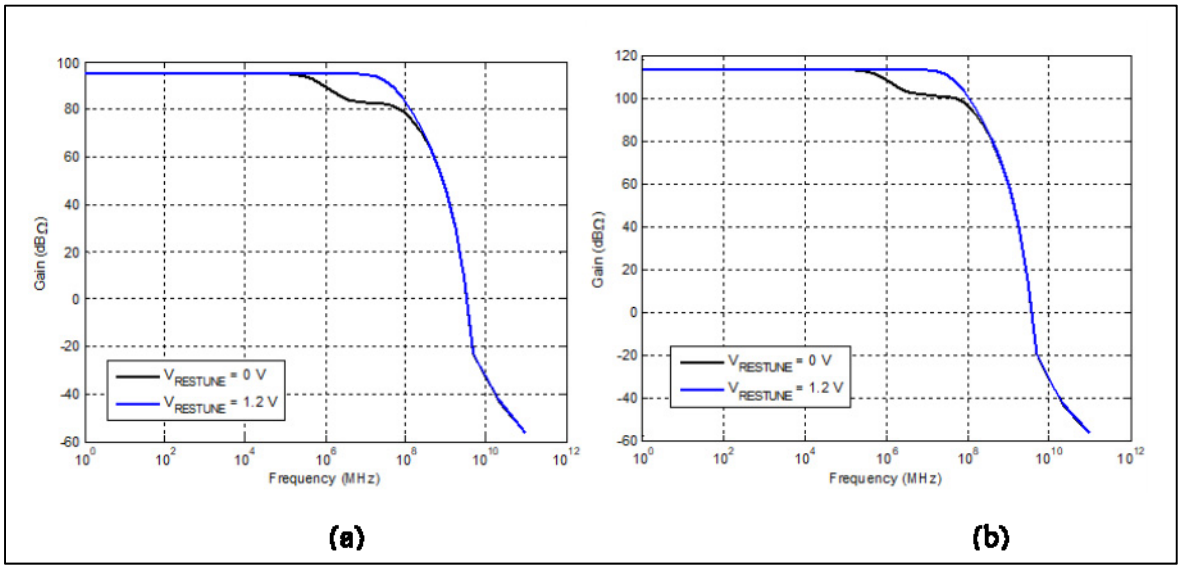


Figure 3.12 Bande passante CA pour différentes tensions $V_{RESTUNE}$ et (a) V_{CTRL} = 0 V et (b) V_{CTRL} = 1.2 V

3.2.2.8 Fabrication et dessin de masques

Le dessin de masques de la puce est présenté à la Figure 3.13. Les couches supérieures de métal ne sont pas montrées pour simplifier la figure. Toutefois, des carrés de métal ont dû être ajoutés afin d'assurer la stabilité mécanique de la puce.

Le dessin de masques est séparé en deux parties. En haut de la puce, on peut retrouver le circuit intégré et en bas on retrouve le dessin de masques de 3 résonateurs MEMS. Ces résonateurs sont présents dans le but d'être relâchés éventuellement pour être connectés à l'amplificateur. La relâche se fera grâce à une étape de post-gravure, le tout sera discuté dans la section sur les plans futurs.

Les prochaines sections décrivent les dessins de masques individuels de chaque circuit et une brève description des entrées et sorties de la puce. Il est important de mentionné qu'un « buffer » analogique de 50 Ω a été inclus à la sortie de l'amplificateur pour les mesures.

La puce étant fabriquée, le dessin de masques a dû répondre à tous les tests nécessaires. En particulier le *layout vs schematic* (LVS) et le *design rule check* (DRC).

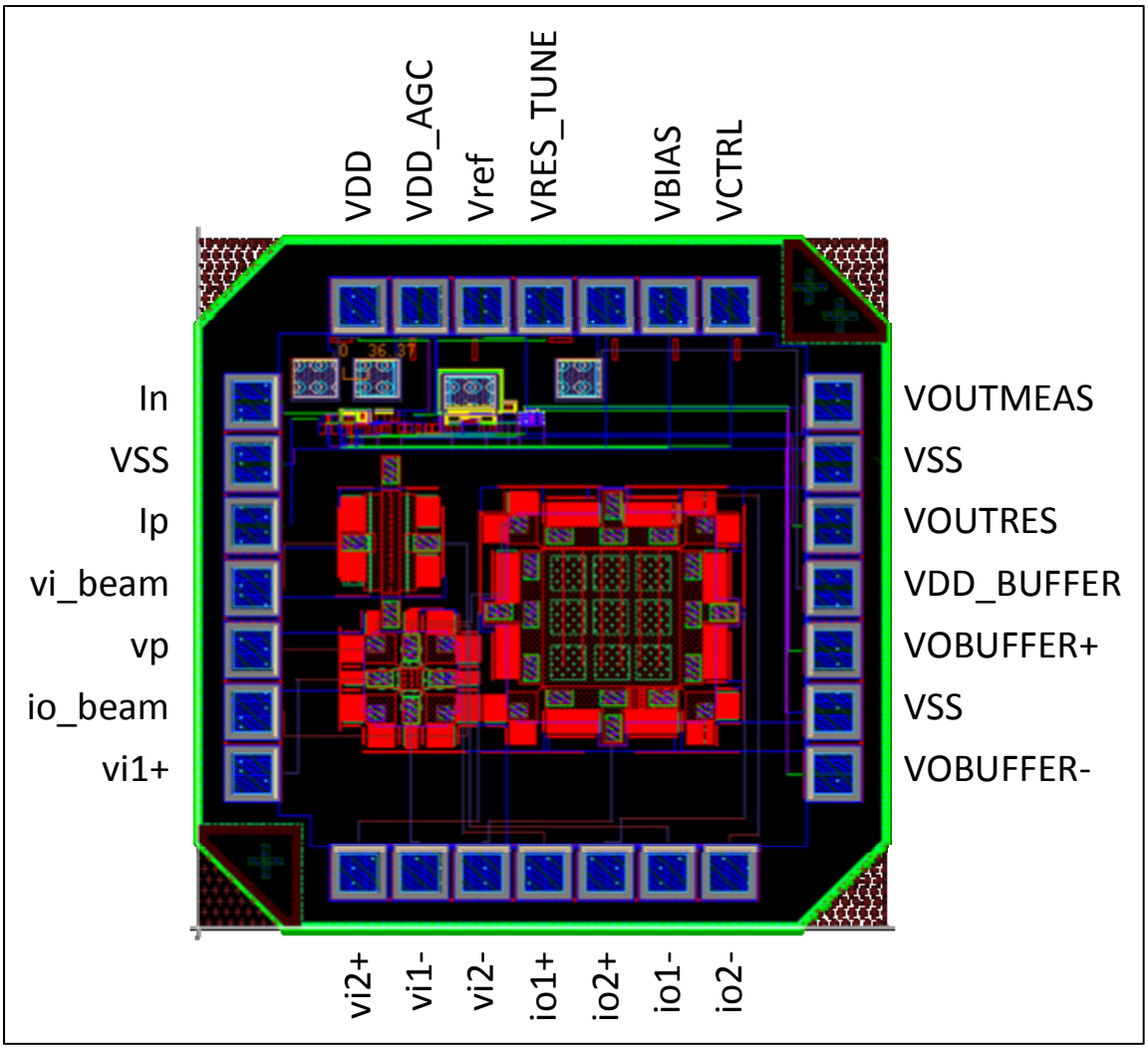


Figure 3.13 Dessin de masques de la puce ICGQMBN1

3.2.3 Dessin de masques des circuits

Pour chacun des circuits, la symétrie et la proximité ont été tenues en compte afin de minimiser les différences causées par les variations de procédé. Les gros transistors ont aussi été séparés en plusieurs doigts pour simplifier le dessin de masques, mais aussi pour distribuer de façon uniforme les tensions aux drains, sources et grilles des transistors.

Une attention particulière a été portée quant à l'utilisation des différentes couches de métal. De façon générale, si la première couche de métal (la plus basse) était utilisée pour dessiner

les connexions verticales, alors la couche suivante, la deuxième couche, était utilisée pour dessiner les couches horizontales et ainsi de suite. Cela facilite grandement les connexions en évitant de faire des chemins trop longs et de mettre de nombreux vias. La mise en commun des différents circuits est aussi simplifiée en suivant ce principe, pour les mêmes raisons.

3.2.3.1 RGC différentiel

Le dessin de masques du RGC différentiel est présenté à la Figure 3.14. La symétrie a été respectée au niveau du placement des transistors et des résistances et au niveau des connexions. Les connexions sont faites de sorte à ce que les entrées et les sorties soient accessibles. Les puits *p*, dans les encadrés jaunes, des résistances sont tous reliés afin de n'avoir qu'un seul puit. Ceci permet de réduire la taille du dessin en enlevant la règle qui détermine la distance minimale entre deux puits *p*. Cela réduit aussi les parasites provenant du substrat en réduisant la surface totale du puit.

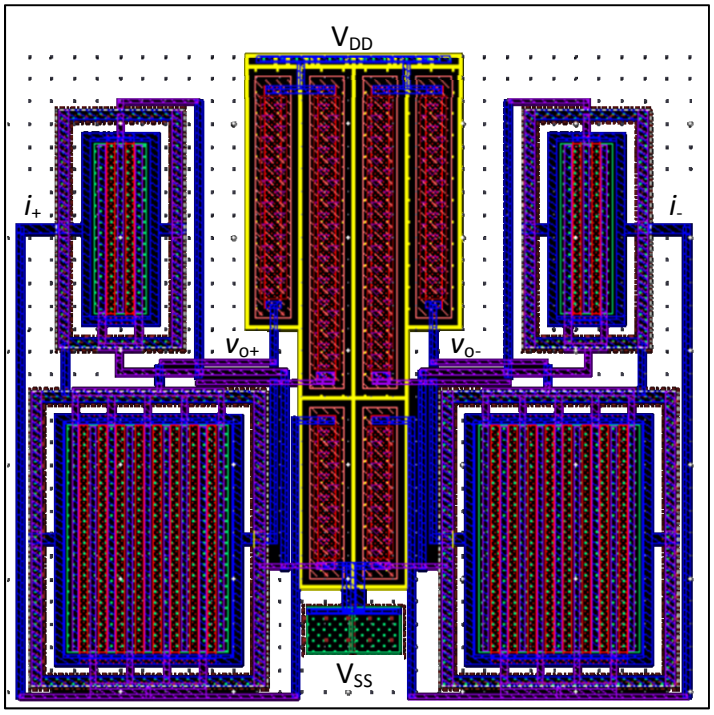


Figure 3.14 Dessin de masques du RGC différentiel

3.2.3.2 Amplificateur à gain variable (VGA)

Le circuit du VGA est présenté à la Figure 3.15. À gauche, on observe l'amplificateur, tandis qu'à droite on peut voir le circuit de comparaison.

Tout comme pour le circuit RCG, les dessins de masques sont conçus afin d'être le plus symétrique possible et tous les puits *p* sont connectés ensemble. Les entrées, sauf pour l'alimentation *VDD*, sont connectées par le bas, ce qui facilitera la mise en commun de tous les circuits à la fin. Les sorties, elles, sont connectées vers le haut.

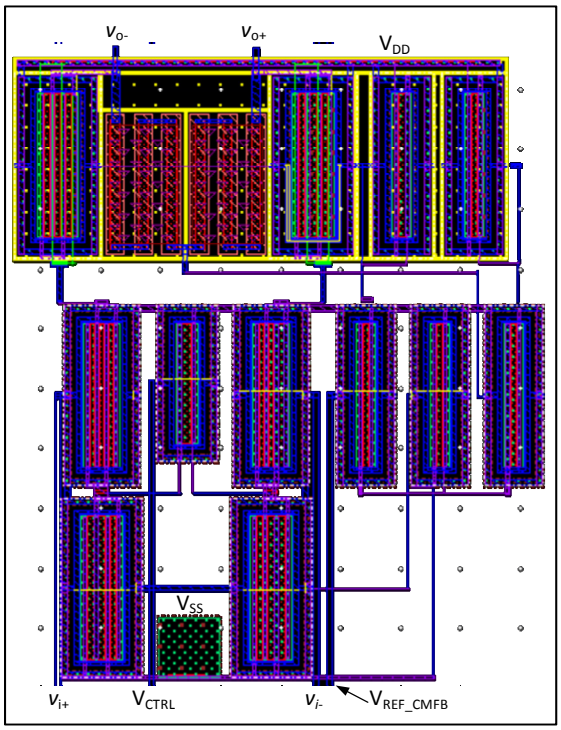


Figure 3.15 Dessin de masques du VGA

3.2.3.3 Amplificateur différentiel

Le dessin de masques de de l'amplificateur différentiel est présenté à la Figure 3.16. La connexion au substrat a été placée à gauche afin de faciliter la connexion avec les blocs

adjacents, mais d'autres connexions au substrat ont été rajoutées afin de s'assurer de l'uniformité du potentiel (masse) du substrat.

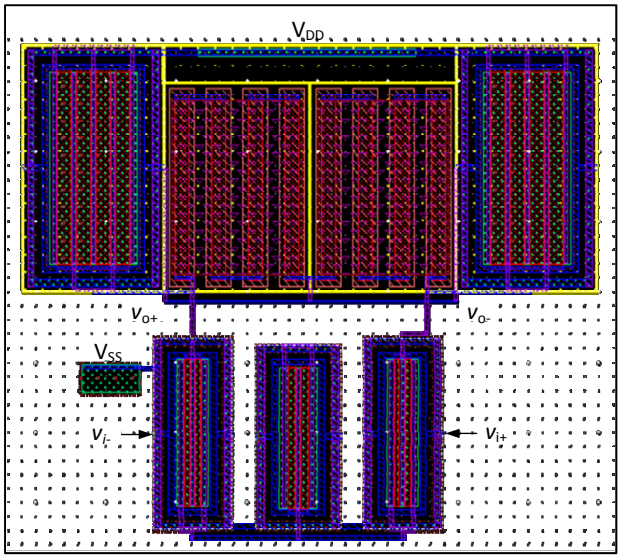


Figure 3.16 Dessin de masques de l'amplificateur différentiel

3.2.3.4 Super source suiveuse

Le dessin de masques de la super source suiveuse est présenté à la Figure 3.17.

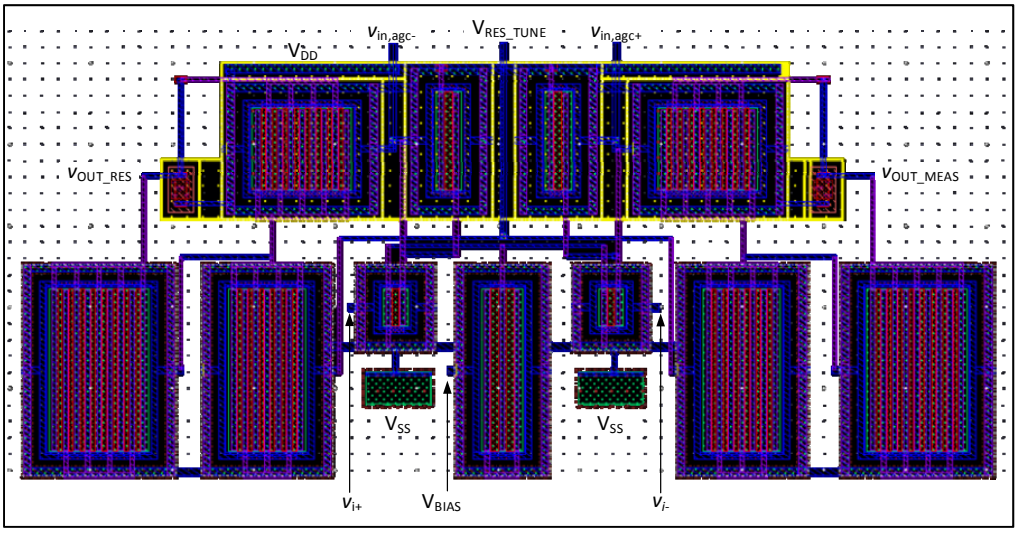


Figure 3.17 Dessin de masques du SSF

3.2.3.5 Contrôle de gain automatique

Le dessin de masques de l'AGC est présenté à la Figure 3.18. Le circuit dans l'encadré rouge correspond au détecteur de sommets et le circuit dans l'encadré vert correspond au comparateur.

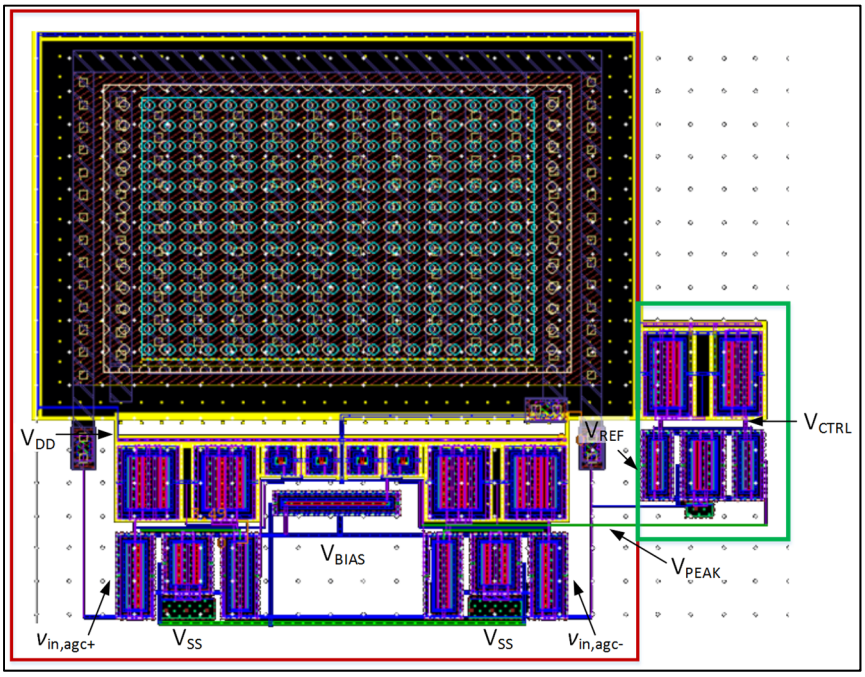


Figure 3.18 Dessin de masques de l'AGC

3.2.4 Méthodologie de test

Le PCB de la Figure 3.19 sera utilisé pour tester et caractériser le circuit intégré. Il y a trois sections principales sur le circuit imprimé : les entrées d'alimentation et de polarisation CC, les entrées et sorties CA et le boîtier qui contient le circuit intégré.

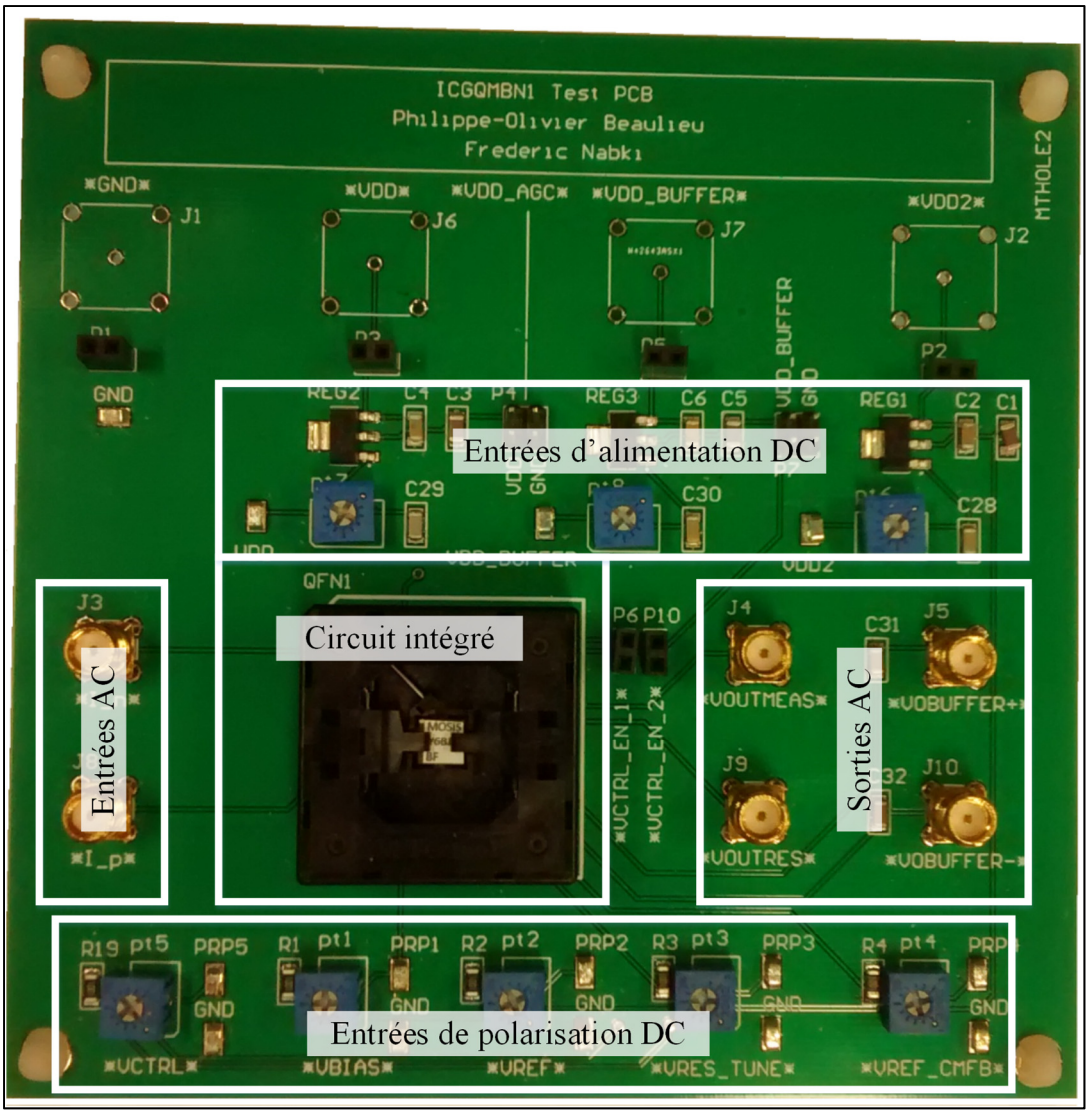


Figure 3.19 Circuit imprimé de tests pour l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 130 nm d'IBM

Les dimensions du circuit imprimé sont de 4.8 pouces par 4.8 pouces. Les sections importantes du PCB qui seront expliquées sont les types de connecteurs aux entrées/sorties, le boîtier, l'alimentation et les régulateurs, les condensateurs de découplage et les *jumpers*.

3.2.4.1 Types de connecteurs des entrées/sorties du PCB

Le circuit intégré contient des entrées CC et CA ainsi que des sorties AC. Toutes les entrées et sorties ont été présentées sur la Figure 3.13. Pour ce qui est du circuit imprimé, toutes les entrées CC, soient les tensions de polarisation et d'alimentation, seront alimentées à partir de câbles BNC. Les entrées et les sorties CA seront alimentées ou mesurées à partir de câbles SMA. La raison est que les instruments de mesures, tel que le VNA, utilisent ce genre de fils qui ont moins de parasites que les câbles BNC.

3.2.4.2 Boîtier de la puce

Un boîtier QFN de 28 broches est utilisé afin de tester le circuit intégré. Ce boitier est présenté à la Figure 3.20.



Figure 3.20 Boîtier utilisé sur le circuit imprimé pour le circuit intégré

Une dizaine de circuits intégrés qui ont été envoyé en fabrication sera mis dans un boîtier. Ce boîtier contient des plots SMD. Il est donc possible de les souder directement sur un circuit imprimé, ou d'utiliser le boîtier présent afin de permettre de tester plusieurs circuits sans devoir utiliser plusieurs circuits imprimés de tests. Il a été choisi en fonction des tailles du boîtier du

circuit intégré demandé lors de la fabrication et pour ses performances aux fréquences de l'amplificateur (moins de 100 MHz).

3.2.4.3 Alimentation et régulateurs

Les tensions d'alimentation CC sont connectées par des câbles BNC, mais un *header* est connecté pour réduire le nombre d'entrées BNC. C'est-à-dire qu'un seul câble BNC peut être utilisé et un fil peut relier les autres entrées. De plus, toutes les tensions CC en entrées sont connectées à des régulateurs de tension. Le type de régulateurs choisi est le LT3082 et l'empreinte utilisée est le SOT223. Le régulateur sert à générer une tension stable afin d'alimenter le circuit intégré tout en réduisant le bruit. Le circuit typique de ce régulateur est illustré à la Figure 3.21.

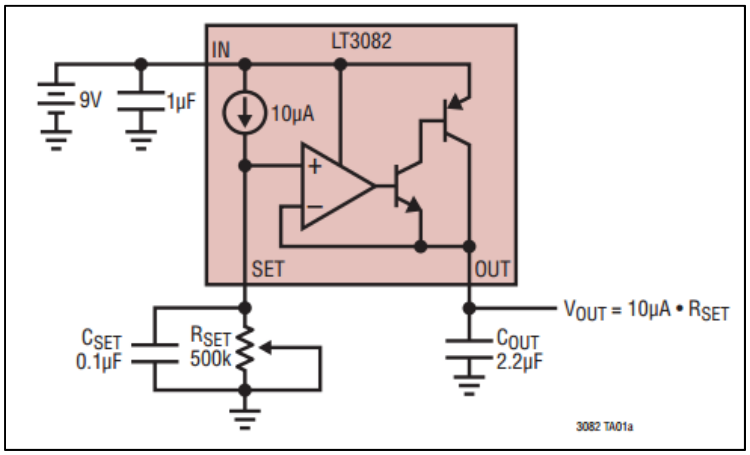


Figure 3.21 Circuit typique du régulateur LT3082
Tirée de Linear Technology (2009)

Le régulateur contient trois broches, *in*, *set* et *out*. Chacune de ces broches est connectée à un condensateur de découplage. L'entrée *set* est également connectée à une résistance qui peut être variable. Comme son nom l'indique, la valeur de la résistance de la broche *set* servira à déterminer la tension de sortie du régulateur. Le Tableau 3.9 montre les différentes valeurs de tensions de sortie en fonction de la résistance. La valeur des tensions d'alimentation est de 1.2 V, il faudra donc un potentiomètre qui est d'au moins 120 kΩ.

Tableau 3.9
Tensions de sortie du LT3082 pour
différentes résistances
Adapté de Linear Technology (2009)

V_{out} (V)	R_{SET} (kΩ)
1.0	101
1.2	121
1.5	150
1.8	182
2.5	249
3.3	332
5.0	499

Chaque résistance utilisée sur le circuit imprimé est un potentiomètre. Le but est de facilement pouvoir modifier la valeur de la tension de sortie du régulateur afin d'avoir la valeur désirée. Des plots en métal ont été placés sur le circuit imprimé afin d'avoir accès à la tension à la sortie des régulateurs, mais aussi à la tension de la masse. Il sera donc possible de régler et varier les différentes tensions.

Tel que mentionné précédemment, toutes les tensions d'alimentations sont de 1.2 V, mais certaines tensions de polarisation sont différentes. Le circuit possède une tension CC de 600 mV, une qui peut varier de 200 mV à 240 mV, une de 390 mV et une de 720 mV. Afin d'obtenir ces tensions, un régulateur est utilisé dans le but d'avoir une tension stable de 1.2 V (tension nommée VDD2 sur le PCB). Cette tension est ensuite utilisée dans différents diviseurs de tensions variables, ce qui permettra d'ajuster les différentes tensions selon le cas. Les diviseurs de tensions utilisent une résistance fixe et un potentiomètre permettant de choisir une tension de sortie allant de 0.1 V à 1.2 V. Encore une fois, des pads de métal ont été placés près des régulateurs afin de pouvoir facilement mesurer et ajuster la tension de sortie.

De plus, des condensateurs de couplage sont connectés près du boîtier à l'arrière du circuit imprimé afin de réduire au maximum le bruit sur les lignes d'alimentation et de polarisation CC.

3.2.5 Amplificateur transimpédance fabriqué en CMOS 130 nm

La Figure 3.22 montre une image sous microscope du circuit intégré fabriqué. Malheureusement, des carrées de métal cachent les circuits. Ces carrés ont été ajoutés automatiquement par les scripts de remplissage. Pour avoir une structure mécanique stable, des carrés en métal se doivent d'être ajoutés sur chaque couche. Les couches supérieures cachent ainsi les couchent inférieures. Il est quand même possible de voir certaines connexions qui vont au circuit.

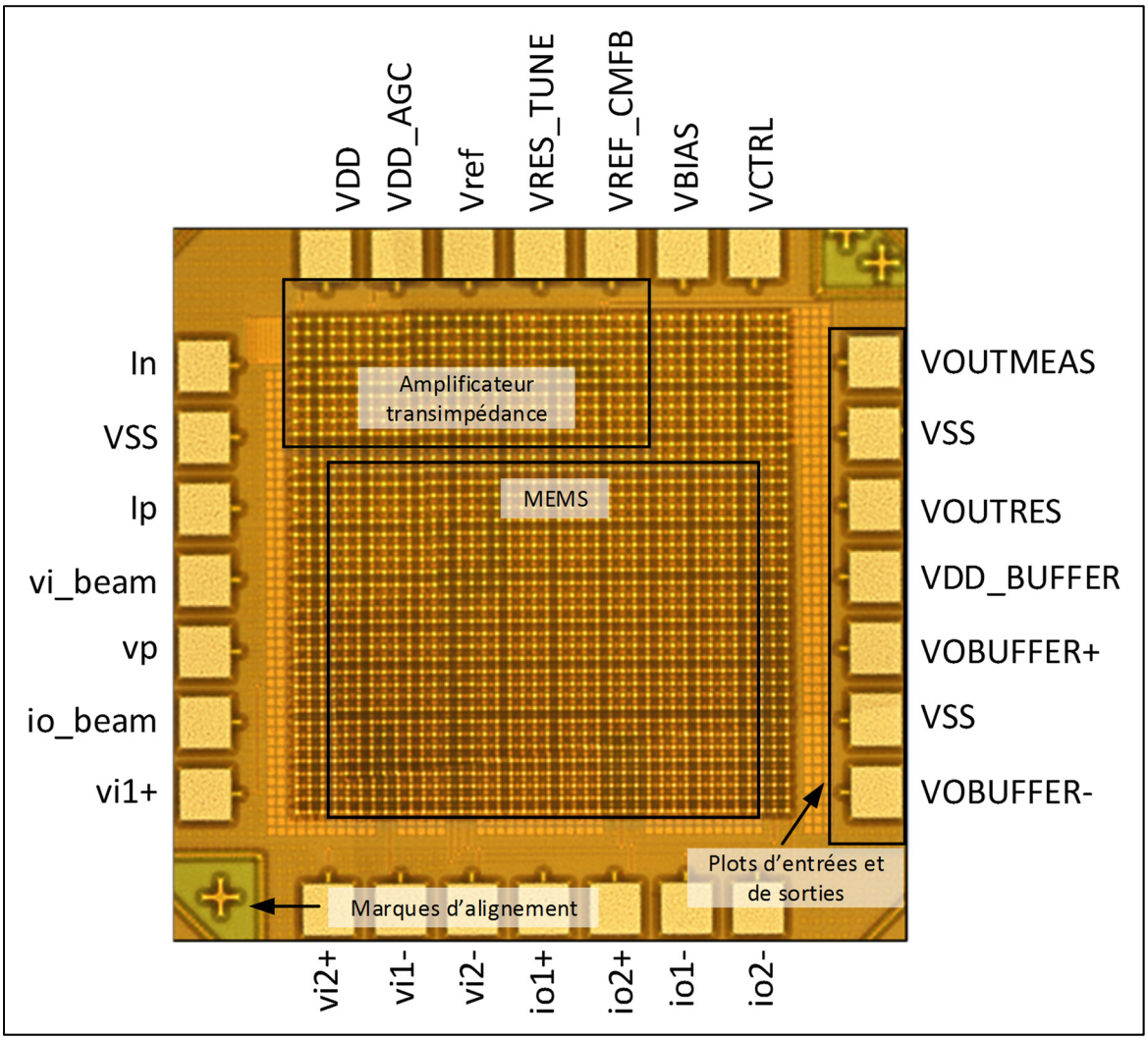


Figure 3.22 Photo du circuit intégré de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 130 nm d'IBM

3.2.6 Setup de tests

Le setup envisagé pour les tests du circuit intégré était celui de la Figure 3.23. Malheureusement, le *buffer* 50 Ω du circuit intégré n'est pas fonctionnel. Le tout sera traité dans la discussion. Donc, le setup réel qui a dû être utilisé est celui de la Figure 3.24.

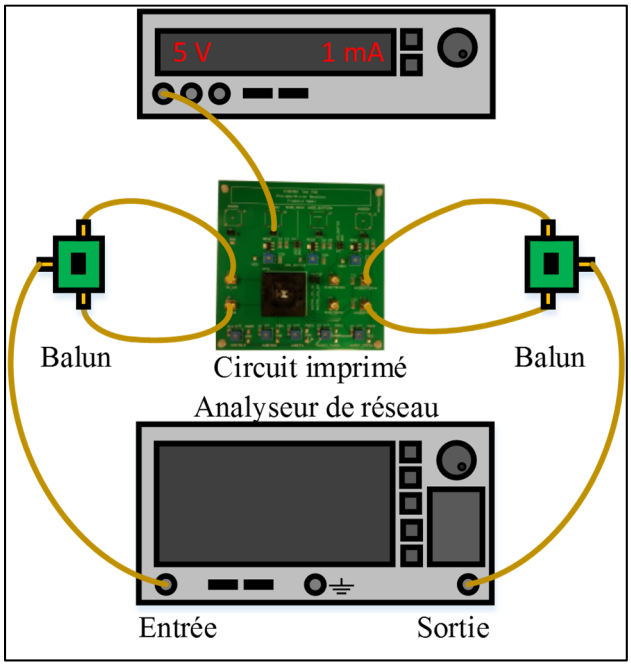


Figure 3.23 Setup de tests du TIA en 130 nm envisagé

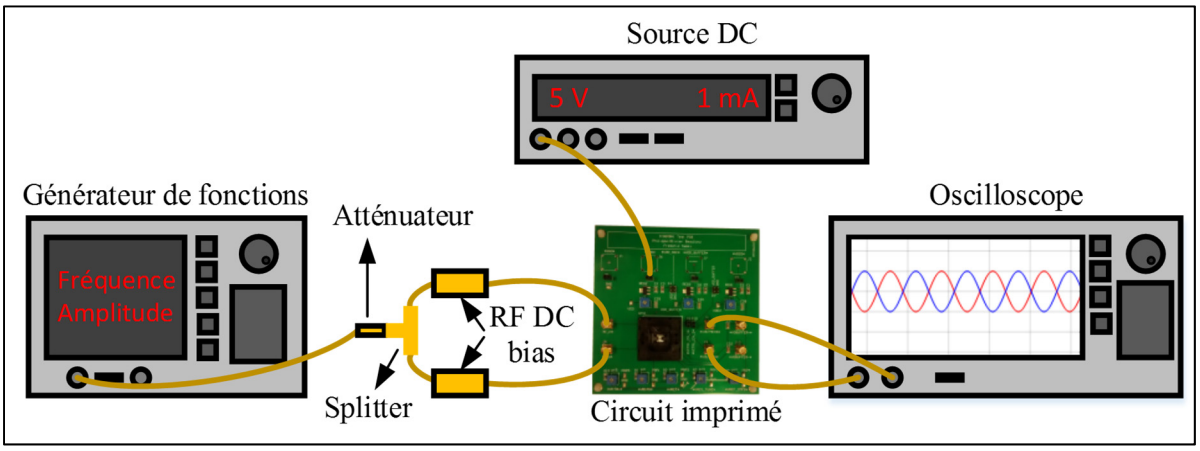


Figure 3.24 Setup de tests du TIA en 130 nm réel

La réponse fréquentielle a été faite manuellement. Un générateur de fonctions a été utilisé. Le signal a été varié sur la bande de fréquences appropriée et le signal de sortie a été mesuré. Le gain a pu être mesuré manuellement, car l'amplitude d'entrée est connue.

Toutefois, le signal du générateur de fonction a dû être atténué afin de ne pas saturer l'amplificateur. La valeur d'atténuation a été préalablement déterminée par une simulation. La tension alternative d'entrée doit avoir une amplitude de 100 µV à 600 µV. La valeur de l'atténuation dépendra donc de l'amplitude du générateur de fonctions choisies et de l'amplitude finale désirée.

Par la suite, le signal passe par un splitter afin de diviser le signal simple en signal différentiel. Chacun de ces signaux passe par la suite dans un bloc de polarisation CC. L'étage d'entrée RCG s'auto-polarise. C'est-à-dire qu'une polarisation externe (venant du générateur de fonctions, par exemple) ferait en sorte que le circuit ne fonctionnerait pas. Les nœuds de polarisation des blocs RF sont laissés flottants. Ainsi, seulement le signal CA d'entrée influence le circuit.

3.2.7 Résultats des tests

Les paramètres utilisés pour faire les tests ont dû être changés dépendamment du circuit intégré qui était utilisé. Les différences entre les tensions théoriques obtenues par simulation versus les tensions réelles utilisées sont causées par les variations du procédé de fabrication. Les tensions théoriques et réelles ainsi que les paramètres du générateur de fonctions utilisés pour obtenir les résultats de la Figure 3.25 et de la Figure 3.26 sont présentés dans le Tableau 3.10.

On observe que les valeurs réelles sont très proches des valeurs théoriques, ce qui montre que le circuit intégré n'a pas trop été influencé par les variations de procédé.

Tableau 3.10
Paramètres des entrées du circuit imprimé pour les tests de l'amplificateur en 130 nm

Paramètre	Valeur théorique	Valeur réelle
v_{source}	-	100 mV
Atténuation	-	52 dB
v_{split_in}	-	125 µV
V_{DD}	1.2	1.2
V_{CTRL}	0 V - 1.2 V	0 V - 1.2 V
V_{BIAS}	390 mV	394 mV
V_{REF}	600 mV	617 mV
V_{RES_TUNE}	200 mV – 240 mV	185 mV
V_{REF_CMFB}	720 mV	745 mV

La réponse fréquentielle mesurée du circuit intégré pour différentes tensions de contrôle est présentée à la Figure 3.25 tandis que le gain CC en fonction de cette même tension est présenté à la Figure 3.26 et est comparé avec les résultats des simulations.

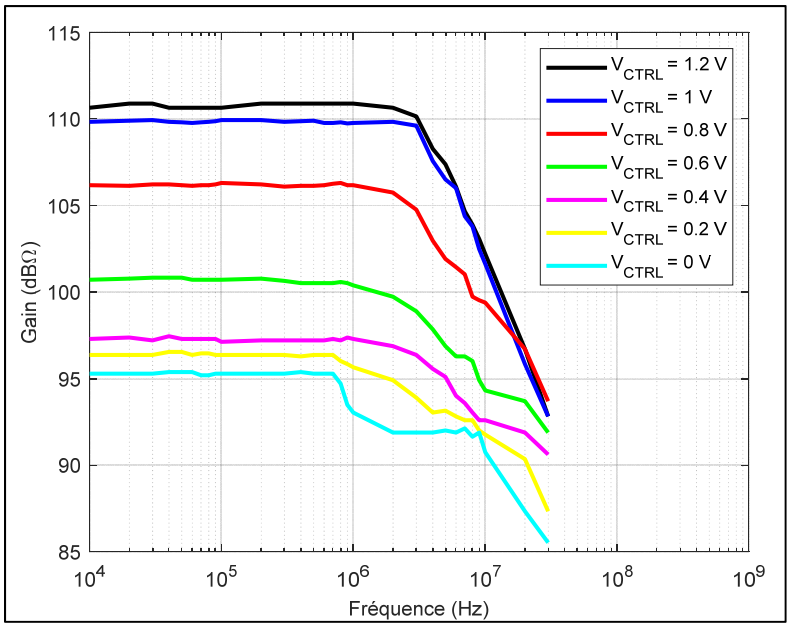


Figure 3.25 Réponse fréquentielle testée de l'amplificateur en 130nm pour différente tension de V_{CTRL}

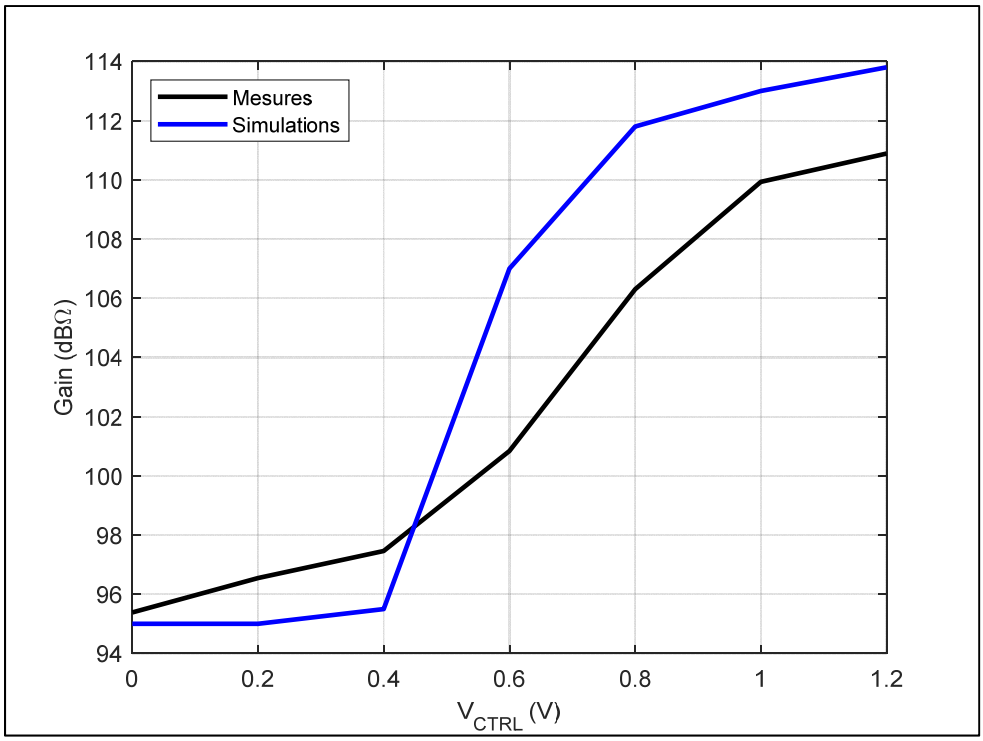


Figure 3.26 Gain testé de l'amplificateur en 130nm pour différente tension de V_{CTRL}

On observe que le gain a le bon comportement, c'est-à-dire que le gain augmente en fonction d'une augmentation de la tension de contrôle. Toutefois, celui-ci n'atteint pas le gain maximal désiré. On observe également que la bande passante maximale mesurée est de 5 MHz, ce qui est beaucoup plus petit que la bande passante mesurée. C'est d'ailleurs pourquoi l'effet du contrôle de la bande passante n'a pas été réalisé. Une diminution de la bande passante atténuait le signal trop rapidement. Les hypothèses sur ces comportements seront données dans la section de discussion.

3.2.8 Interprétation et discussion des résultats du circuit d'amplificateur 130 nm

Le circuit intégré a été conçu afin d'avoir un *buffer* de sortie de 50 Ω afin de facilement pouvoir connecter des sondes vers le VNA. Après plusieurs essais, il a été réalisé que le *buffer* ne fonctionnait pas correctement. Certains semblaient vouloir fonctionner, c'est-à-dire qu'un signal de sortie était visible pendant un bref instant, puis il n'y avait plus rien par la suite. La

cause probable à ce phénomène est une trop petite largeur des traces du *buffer*. Afin d'attaquer la charge de 50 Ω, il faut passer un courant relativement élevé. Si les traces sont trop minces, elles peuvent fondre et rendre le circuit inutilisable. Étant donné que le reste du circuit semble fonctionner correctement, c'est donc l'hypothèse la plus crédible quant au fait qu'il ne fonctionne pas. Toutefois, une autre hypothèse serait que les carrés de métal générés lors des tests finaux (LVS) sur les circuits causent des capacités parasites. Cette hypothèse semble moins crédible étant donné le fait que ces carrées ne soient pas connectés à un circuit. De plus, ces carrés ont été ajoutés par le script fourni par la compagnie.

Cela a eu pour effet de diminuer grandement la bande passante mesurée du circuit intégré, car il a fallu connecter les câbles du VNA à la super source suiveuse qui n'a pas été conçue à cette fin. La grande capacité des câbles réduit donc la bande passante de l'amplificateur et l'effet de cette réduction de la bande passante vient empêcher le test de contrôle de bande passante. Toutefois, il a été possible d'observer qu'une modification de la tension V_{RES_TUNE}, soit la tension qui contrôle la bande passante, venait éliminer le signal complètement si elle n'était pas dans l'intervalle de tensions de contrôle prévues. Cela semble indiquer que le comportement du circuit est le bon. Afin de tester le circuit malgré le buffer défectueux, il faudrait avoir des câbles avec une petite capacité ou bien essayer de refaire un circuit imprimé qui contient un *buffer* externe qui fonctionnerait avec les spécifications du circuit intégré par rapport à l'impédance de sortie et aux tensions de polarisation.

Le gain, quant à lui, a le comportement attendu et ce, pour le bon intervalle de tensions de contrôle. Malgré tout, le gain mesuré du circuit est légèrement moins élevé que celui obtenu lors des simulations. La raison la plus plausible est que cette différence est causée par une variation des paramètres du circuit de la fabrication. Comme la plupart des circuits testés avaient des gains très similaires, il se peut que (1) les modèles des paramètres (des composants ou des pads) utilisés lors de la simulation soient différents des paramètres réels ou que (2) le buffer défectueux ou les câbles rajoutent une résistance à la sortie causant ainsi des pertes au niveau du gain.

Sur les 10 puces mises en boitier, 8 fonctionnaient et avaient environ les mêmes performances qui ont été présentées dans la section précédente. Une fonctionnait avec des performances moindres, soit avec un gain d'environ 15 dBΩ de moins. Finalement, une seule puce ne fonctionnait tout simplement pas. Dans l'ensemble, la robustesse et la constance des performances sont très satisfaisantes. Cela peut être attribué au fait que la taille minimale des grilles n'était pas la taille minimale de la technologie et du fait que certains composants ont été changés suite aux analyses de Monte Carlo.

3.3 Amplificateur CMOS 65 nm

Le deuxième amplificateur transimpédance a été conçu et fabriqué avec la technologie CMOS 65 nm de TSMC. Étant donné les contraintes temporelles, ce circuit n'a pas été testé. Dans cette section, les caractéristiques importantes pour la conception seront présentées. Les résultats de simulations seront ensuite présentés. Les dessins de masques et les photos du circuit fabriqué sont présentés.

3.3.1 Technologie 65 nm de TSMC

La technologie CMOS 65 nm a les caractéristiques suivantes :

1. Tension d'alimentation de 1 V.
2. Faible consommation de puissance.
3. Jusqu'à 7 couches de métal pour les connexions électriques.
4. Circuits numériques haute vitesse.

3.3.2 Méthodologie de conception

La Figure 3.27 montre le schéma bloc de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie CMOS 65 nm de TSMC. Deux innovations ont été ajoutées à ce circuit par rapport au circuit en CMOS 130 nm présenté dans la section précédente.

La première est l'ajout d'un multiplexeur à l'entrée et d'un démultiplexeur à la sortie afin de permettre au circuit de fonctionner avec deux résonateurs différents (fréquences différentes).

La deuxième nouveauté est l'ajout d'un circuit de contrôle de phase automatique. Ces circuits seront détaillés dans les sections suivantes.

Pour la méthodologie de conception de chacun des blocs, se référer à la section 3.2.2 sur la méthodologie de conception de l'amplificateur en 130 nm. Tout comme pour la conception précédente, la longueur minimale de canal des transistors analogiques ne sera pas la taille minimale de la technologie, mais bien 240 nm. Ceci fera en sorte que le circuit sera plus robuste aux variations de procédés de fabrication.

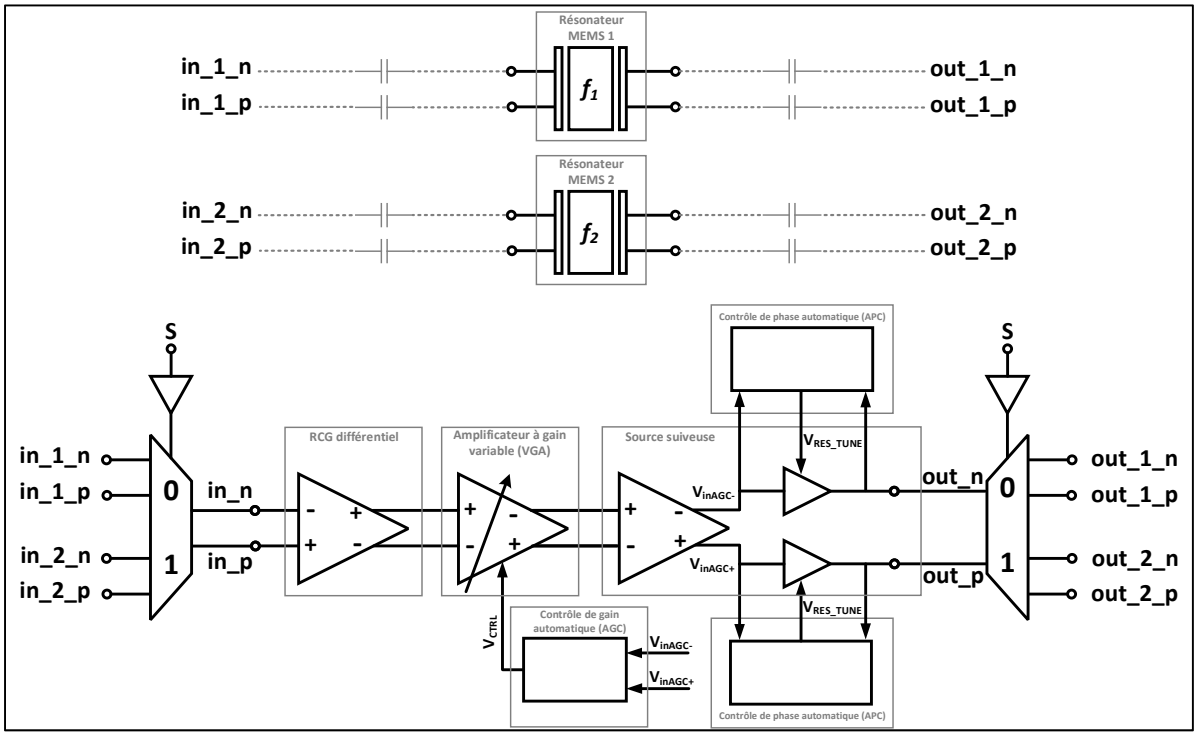


Figure 3.27 Schéma-bloc de l'oscillateur MEMS à deux résonateurs de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 65 nm de TSMC

3.3.2.1 Conception de la partie analogique de l'amplificateur

L'étage d'entrée de l'amplificateur (Figure 3.28) est identique à celui de l'amplificateur en CMOS 130 nm à l'exception de la résistance R_4 qui a été ajoutée. Cette résistance rend l'étage d'entrée différentiel, ce qui réduit le bruit en mode commun.

Initialement, le circuit avait été conçu sans résistance R_4. Les tailles des composants ont dues être changées de sorte à ce que l'étage d'entrée ait les mêmes performances au niveau du gain et de la bande passante. Les tailles des composants sont présentées dans le Tableau 3.11.

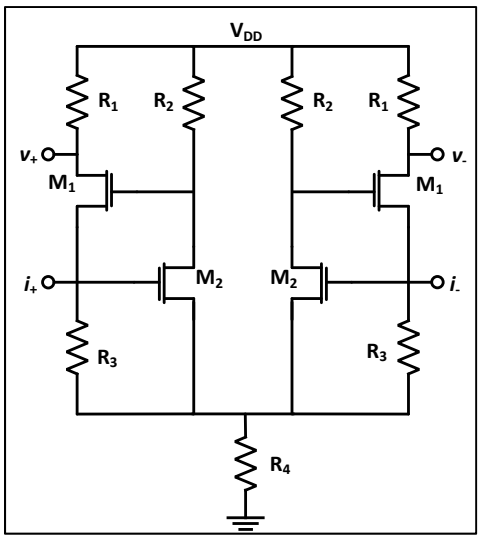


Figure 3.28 Circuit modifié du RGC différentiel de l'étage d'entrée

Tableau 3.11
Tailles des composants du circuit RGC différentiel

Composants	Paramètres	
	W	**L**
M_1	120 µm	240 nm
M_2	108 µm	240 nm
R_1	11.3 kΩ	
R_2	17 kΩ	
R_3	5 kΩ	
R_4	1 kΩ	

La Figure 3.29 montre le circuit de l'amplificateur à gain variable et le Tableau 3.12 contient les paramètres de chacun des composants. Les tailles des composants de ce circuit ont été ajustées en fonction du nouvel étage d'entrée.

Les tensions de polarisations ont été contraintes à 400 mV dès le début de la conception, car cette valeur est près de la tension de seuil des transistors, mais laisse une marge de manœuvre lors des tests. Les tensions de seuil varient à cause des variations du procédé de fabrication.

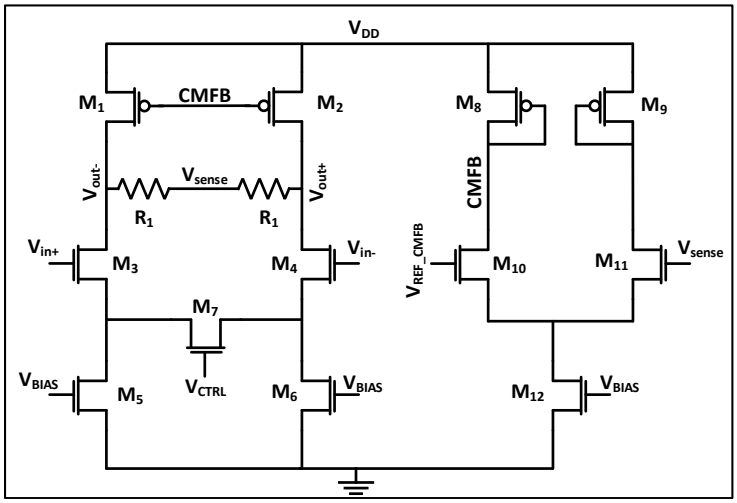


Figure 3.29 Circuit de l'amplificateur à gain variable (VGA)

Tableau 3.12
Tailles des composants du VGA

Composants	Paramètres	
	W	L
$M_{1,2}$	24 µm	240 nm
$M_{3,4}$	24 µm	240 nm
$M_{5,6}$	18 µm	240 nm
M_7	4 µm	240 nm
$M_{8,9}$	6 µm	240 nm
$M_{10,11}$	6 µm	240 nm
M_{12}	12 µm	240 nm
R_1	10 kΩ	
V_{BIAS}	400 mV	
V_{CTRL}	400 mV	
V_{REF_CMFB}	400 mV	

Contrairement à la conception de l'amplificateur en 130 nm, l'étage de sortie, soit la super source suiveuse de la Figure 3.30 a été conçue afin de pouvoir attaquer directement une charge de 50 Ω. Ce faisant, un « buffer » de sortie n'est plus nécessaire. Les paramètres des composants de ce circuit sont présentés dans le Tableau 3.13.

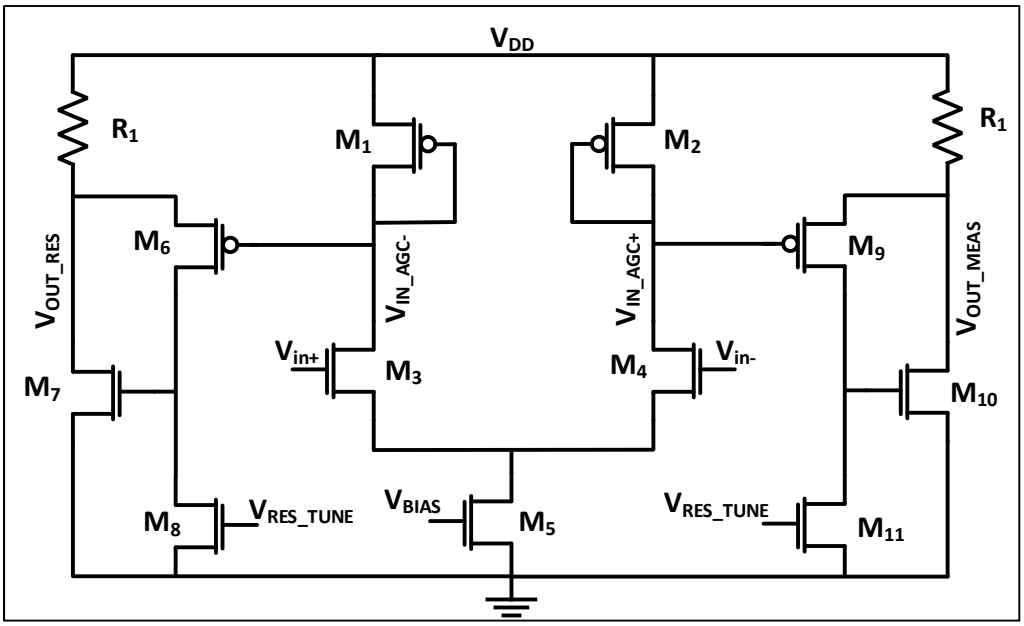


Figure 3.30 Circuit de la super source suiveuse (SSF)

Tableau 3.13
Tailles des composants de la
super source suiveuse

Composants	Paramètres	
	W	L
$M_{1,2}$	3 µm	240 nm
$M_{3,4}$	6 µm	240 nm
M_5	10 µm	240 nm
$M_{6,9}$	120 µm	60 nm
$M_{7,10}$	36 µm	60 nm
$M_{8,11}$	5 µm	240 nm
R_1	3 kΩ	
V_{BIAS}	400 mV	
V_{RES_TUNE}	350 mV – 1 V	

Le circuit de contrôle de gain n'a pas été modifié au point de vue du schématique (Figure 3.31). Les tailles ont été ajustée afin d'obtenir des performances appropriées, c'est-à-dire une variation de gain de 20 dB. Les tailles des composants de l'AGC sont présentées dans le Tableau 3.14.

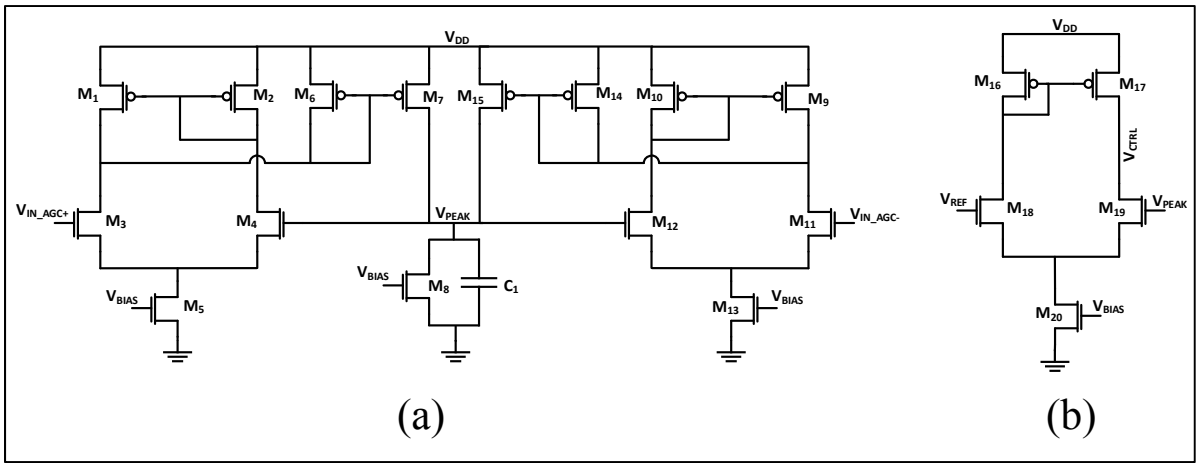


Figure 3.31 Circuits du contrôle de gain automatique (AGC)

Tableau 3.14
Tailles des composants du circuit de contrôle
de gain automatique (AGC)

Composants	Paramètres	
	W	**L**
$M_{1,2,9,10}$	24 µm	240 nm
$M_{3,4,11,12}$	48 µm	240 nm
$M_{5,13}$	10 µm	240 nm
$M_{6,7,14,15}$	600 nm	240 nm
M_8	600 nm	720 nm
$M_{16,17}$	12 µm	240 nm
$M_{18,19}$	6 µm	240 nm
M_{20}	18 µm	240 nm
C_1	20 pF	
V_{BIAS}	400 mV	
V_{REF}	400 mV	

Une version précédente du circuit a montré qu'il y avait une différence de phase entre l'entrée et la sortie du circuit intégré causée par le résonateur. Cet effet est visible entre l'entrée du

dernier bloc de l'amplificateur, soit le bloc de la super source suiveuse, et sa sortie. Pour que l'oscillateur fonctionne correctement, il fallait donc changer la bande passante de l'amplificateur de sorte à changer la phase du système. Plus la différence de phase est grande, plus on devrait réduire la bande passante.

Le circuit conçu est le suivant :

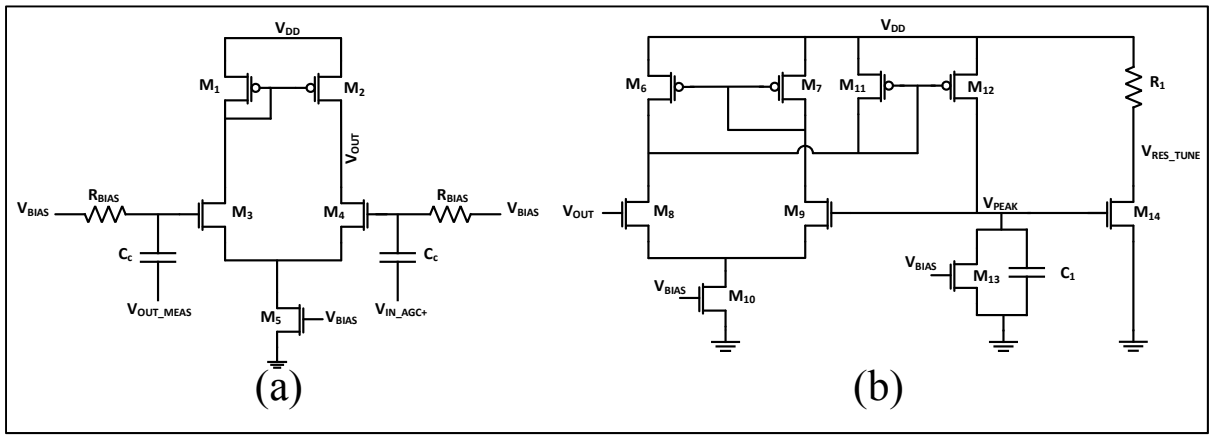


Figure 3.32 Circuits du contrôle de phase automatique (APC)

Ce circuit est basé sur les circuits existant qui permet de détecter un maximum de tension. Comme l'impact de la différence de phase est visible entre l'entrée et la sortie de la super source suiveuse, les entrées du premier amplificateur sont l'entrée et la sortie de la super source suiveuse. Ces deux signaux sont utilisés comme entrées d'un amplificateur différentiel. Toutefois, ils n'ont pas la même tension CC, ce qui n'est pas recommandé pour ce type d'amplificateur. Pour pallier ce problème, un condensateur est mis en série avec chaque signal afin de permettre une polarisation à une valeur commune désirée. Cet étage donne en sortie un signal dont l'amplitude dépend de la différence de phase. Étant donné que les deux signaux sont supposés être en phase, le signal de sortie devrait donc avoir une petite amplitude. Plus la phase augmente entre les signaux d'entrée, plus l'amplitude du signal augmente.

Par la suite, on prend cette sortie simple afin de la connecter à l'entrée du détecteur de sommet. Contrairement au détecteur de sommet du bloc de contrôle de gain automatique, ce circuit n'est

pas différentiel et a un étage de sortie supplémentaire. Le but de ce circuit est de détecter et maintenir la tension maximale, qui dépend de la différence de phase, donnée par l'amplificateur différentiel précédent.

Finalement, l'étage de sortie, qui est un amplificateur à source commune, est conçu afin d'avoir un gain de 1 et sert à ce que la tension varie dans l'intervalle de tensions utilisées pour le contrôle de la bande passante.

Tableau 3.15
Tailles des composants du circuit de contrôle
de phase automatique (APC)

Composants	**Paramètres**	
	W	**L**
$M_{1,2}$	2.4 µm	240 nm
$M_{3,4}$	2.4 µm	240 nm
M_5	14.4 µm	240 nm
R_{BIAS}	10 kΩ	
C_c	10 pF	
V_{BIAS}	400 mV	
$M_{6,7}$	42 µm	240 nm
$M_{8,9}$	12 µm	240 nm
M_{10}	20 µm	240 nm
$M_{11,12}$	600 nm	240 nm
M_{13}	600 nm	720 nm
C_1	60 pF	
M_{14}	600 nm	240 nm
R_1	7 kΩ	

3.3.2.2 Conception de la partie numérique de l'amplificateur

Le buffer numérique de la Figure 3.33 est utilisé afin de s'assurer de la qualité du signal de contrôle numérique. Les parasites causés par les plots de la puce, le boîtier ou les soudures ainsi que par les traces du circuit imprimé peuvent faire en sorte que le signal numérique ne soit plus une onde carrée. Le buffer convertira donc le signal parasité en onde carrée plus près d'une onde parfaite grâce à des inverseurs. Deux signaux de contrôle inverses sont nécessaires pour le contrôle des multiplexeurs.

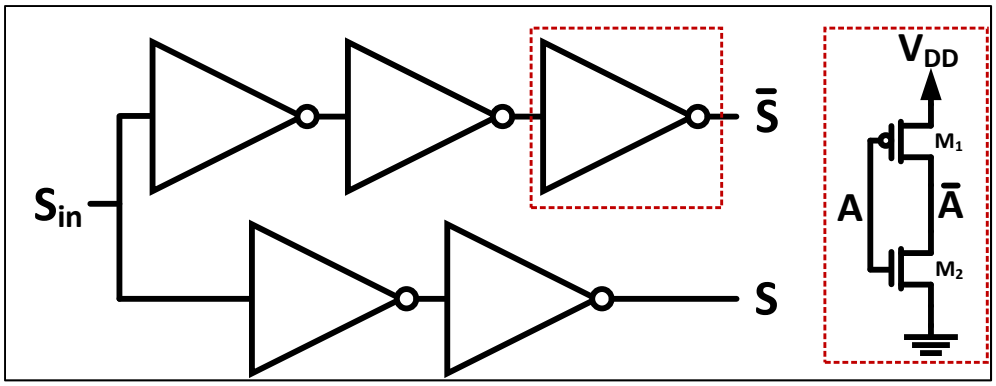


Figure 3.33 Buffer numérique pour le signal de contrôle des multiplexeurs

Les tailles des inverseurs (Tableau 3.16) ont été choisies afin que les inverseurs aient une tension de seuil de 0.5 V, soit la moitié de la tension d'alimentation.

Tableau 3.16
Tailles des transistors des inverseurs

Composants	Paramètres	
	W	L
M_1	1.52 µm	60 nm
M_2	600 nm	60 nm

Les multiplexeurs et démultiplexeurs sont en fait le même circuit qui est présenté à la Figure 3.34. Il s'agit de multiplexeurs/démultiplexeurs 1-2 à deux bits basés sur des portes de transmission, mais qui sont utilisés pour passer des signaux analogiques. Le choix de cette topologie a été fait, car les transistors NMOS offrent de meilleures performances pour passer un « 0 » logique tandis que les PMOS sont meilleurs pour les « 1 » logiques. Bien que l'application soit analogique ici, ce type de circuit combinant NMOS et PMOS offrira une meilleure qualité du signal en diminuant la résistance sur la ligne du signal en plus de permettre de charger et décharger le signal au besoin. Il est primordial de bien dimensionner les portes de transmission, car elles auront un impact sur les capacités d'entrée et de sortie de l'amplificateur ainsi que sur l'intégrité des signaux.

Lorsqu'une porte de transmission est insérée sur le chemin d'un signal, un délai (en plus d'une capacité et d'une résistance) apparait. Ce délai est donné par l'équation (3.8) (Baker, 2010).

$$t_{delay} = 0.7(R_n||R_p)C_L \tag{3.8}$$

où le terme $(R_n||R_p)$ est la résistance équivalente de la porte et C_L est la capacité à la sortie de la porte. Les dimensions ont donc été sélectionnées afin de ne pas introduire un délai trop élevé en plus de ne pas ajouter une trop grosse charge capacitive à l'entrée et la sortie de l'amplificateur.

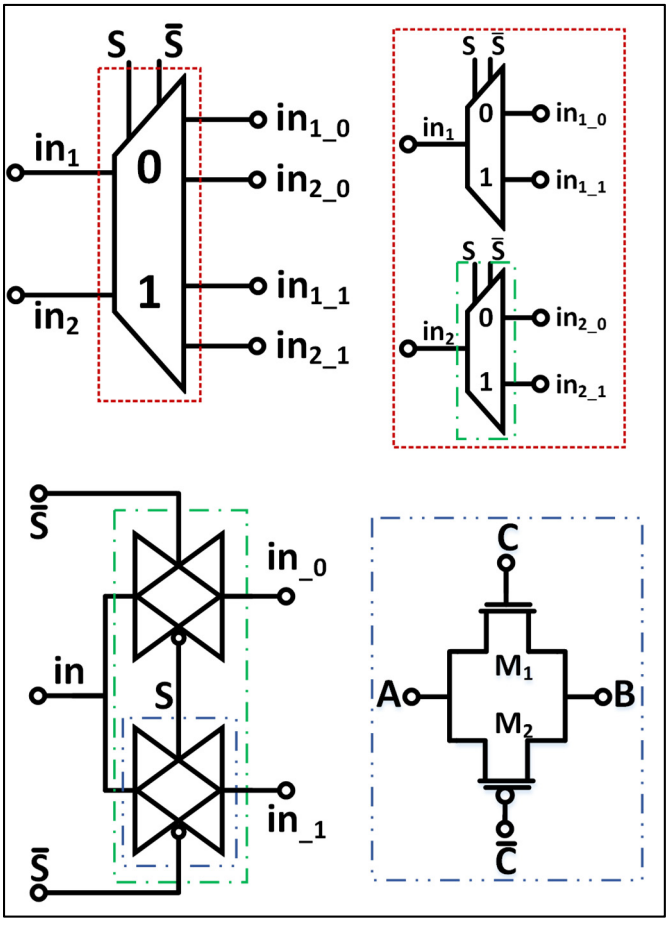


Figure 3.34 Multiplexeur 1-2 à 2 bits
basé sur les portes de transmission

Tableau 3.17
Tailles des portes de transmission de
l'amplificateur transimpédance 65 nm

Composants	Paramètres	
	W	**L**
M_1	25 µm	60 nm
M_2	50 µm	60 nm

3.3.2.3 Résultats de simulations

Dans cette section, les résultats des simulations présentés sont les résultats *post-layout*. C'est-à-dire que les simulations incluent les parasites reliés aux condensateurs, bobines et résistances parasites provenant des traces de métal et des plots de conception. Un modèle des plots a aussi été ajouté pour tenir compte des parasites venant du circuit imprimé.

Tout comme pour le circuit en 130 nm, le gain de l'amplificateur transimpédance peut être contrôlé automatique à l'aide du circuit ACG ou bien manuellement à l'aide de la tension V_{CTRL}. La tension d'alimentation de l'AGC est différente de celle du reste de l'amplificateur. Ce faisant, il est possible de laisser le nœud flottant ou de mettre la tension à la masse, déconnectant ainsi le circuit. Une broche est aussi disponible pour la tension V_{CTRL}. Cette broche permet deux choses : de vérifier la valeur de la tension lorsque l'AGC est connecté et de polariser la tension à une valeur arbitraire lorsque le circuit est déconnecté. La même méthode est utilisée pour le bloc du contrôle de phase automatique. L'alimentation est séparée et une broche de sortie est disponible pour mettre une tension de contrôle arbitraire.

Le graphique de la Figure 3.35 montre l'intervalle de gain possible en fonction de la tension V_{CTRL} lorsque l'AGC n'est pas connecté. Le gain de l'amplificateur peut donc varié de 68 dBΩ à 88 dBΩ, soit un delta de 20 dBΩ. Le contrôle de la bande passante, Figure 3.36, se fait en modifiant la tension $V_{RESTUNE}$ de 150 mV à 250 mV. Ceci a pour effet de modifier la bande passante de 35 MHz, soit de 38 MHz à 73 MHz.

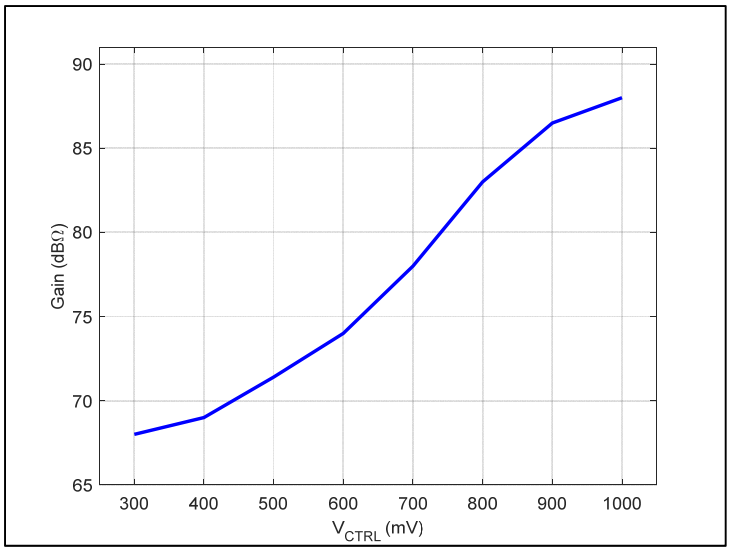


Figure 3.35 Gain de l'amplificateur en fonction de la tension de contrôle V_{CTRL}

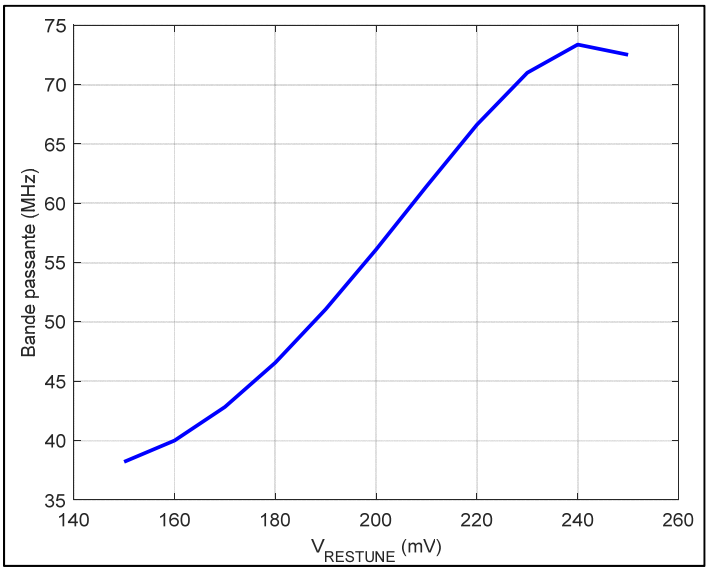


Figure 3.36 Bande passante de l'amplificateur en fonction de la tension de contrôle $V_{RESTUNE}$

Le graphique de la Figure 3.37, quant à lui, montre la simulation temporelle lorsque l'amplificateur change d'entrée grâce au circuit numérique. La simulation est faite pour deux fréquences (résonateurs) à l'entrée afin de facilement observer le comportement. La première fréquence est de 5 MHz, tandis que la deuxième est de 10 MHz. Le bloc de contrôle de gain

automatique et le bloc de contrôle de phase automatique sont tous les deux connectés. Il est à noter que l'APC n'aura ici aucun impact étant donné les signaux idéaux en entrée.

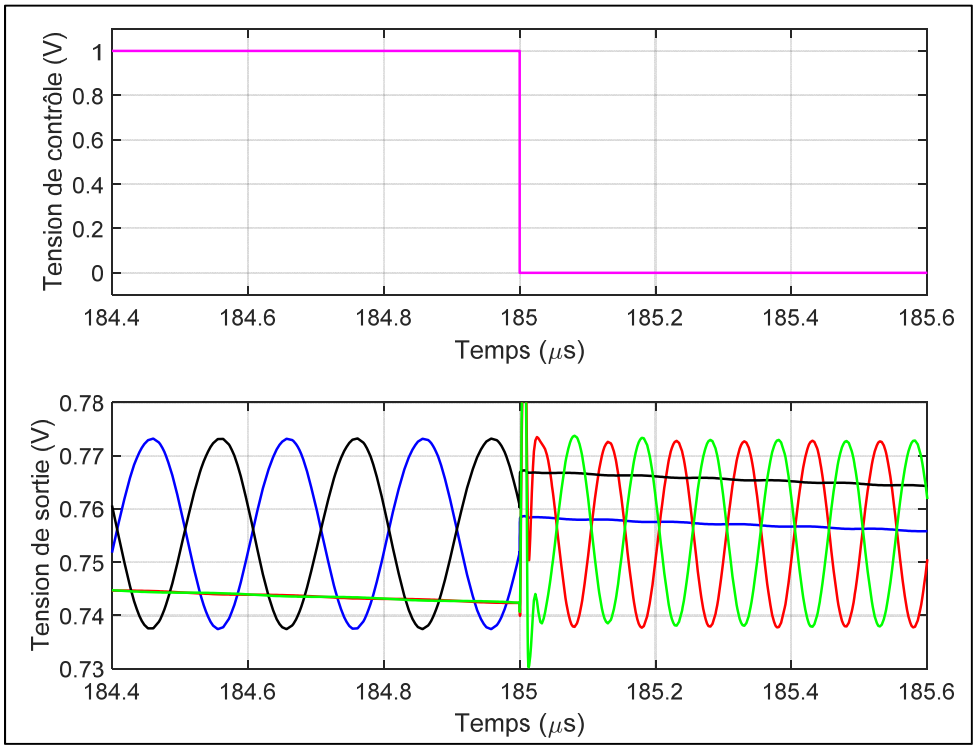


Figure 3.37 Réponse temporelle de l'amplificateur en 65 nm en fonction de la tension de contrôle pour un signal de 5 MHz et de 10 MHz

On voit que lorsque la tension de contrôle du multiplexeur passe de 1 V à 0 V, la sortie de l'amplificateur change de fréquence, tel que désiré. Les piques de tensions observés à 185 µs sont présents à cause du faible temps de transition de la tension numérique.

3.3.2.4 Fabrication et dessin de masques

Les considérations mentionnées dans la section 3.2.3 ont également été suivies pour la conception des dessins de masques des différents circuits de l'amplificateur en 65 nm. La symétrie et les dimensions des traces ont été les principales considérations.

La Figure 3.38 montre une visualisation 3D du dessin de masque de l'amplificateur où les différents sous-circuits sont identifiés. La Figure 3.39 montre l'APC qui n'est pas complètement visible sur la figure précédente.

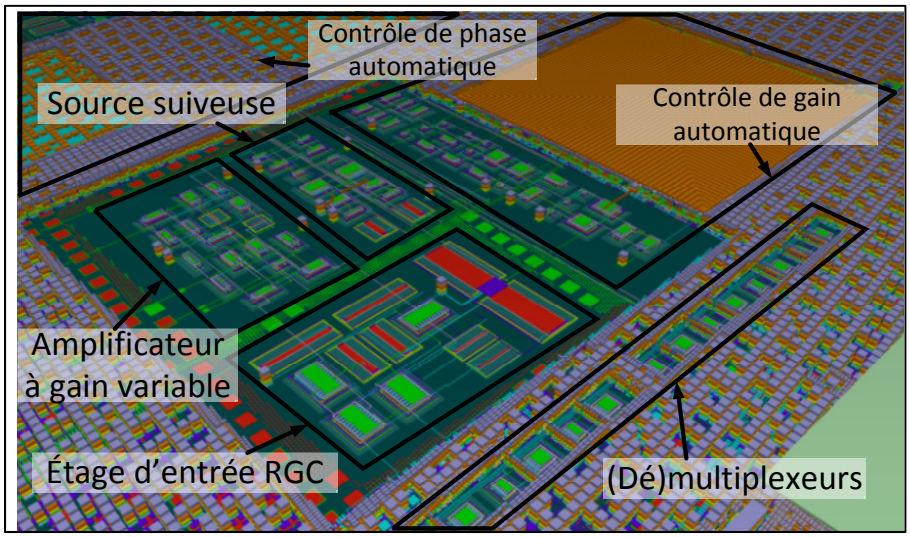


Figure 3.38 Visualisation 3D de l'amplificateur transimpédance en 65 nm

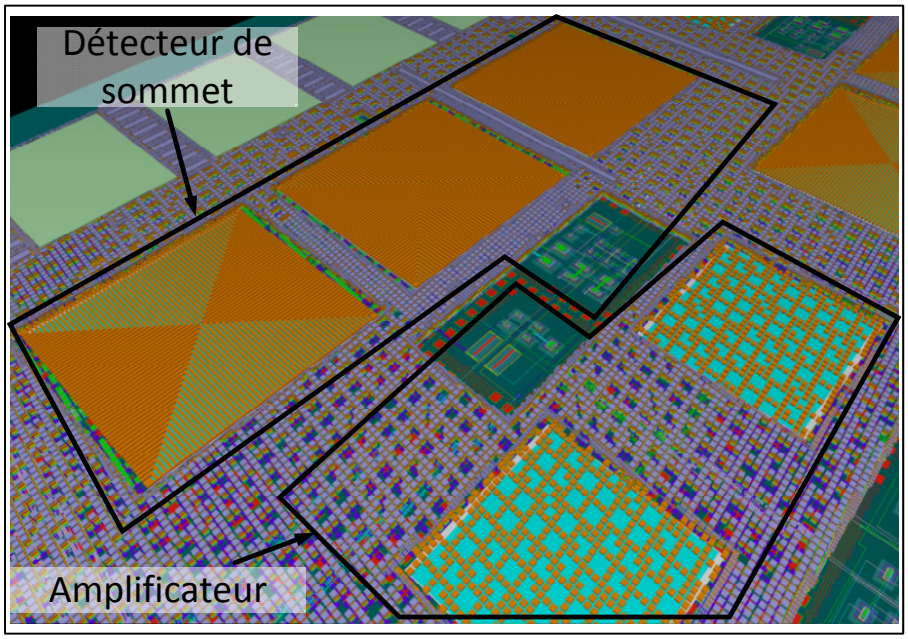


Figure 3.39 Visualisation 3D de module de contrôle de phase automatique de l'amplificateur transimpédance en 65 nm

Les détails sur les plots d'entrée et de sortie seront présentés dans la section 3.3.2.5.

3.3.2.5 Circuit fabriqué

La puce de la Figure 3.40 montre le circuit d'amplificateur et les circuits de tests qui ont été ajoutés dans le but de les tester séparément. Les entrées et sorties y sont aussi identifiées. Les signaux d'entrées et de sortie CA ont été, dans la mesure du possible, par des tensions CC. Le but est d'éviter les interférences (*cross-talk*) entre les signaux AC. Des condensateurs de couplage devront idéalement être inclus sur le circuit imprimé de tests pour toutes les tensions CC afin d'éliminer le plus de parasites possible.

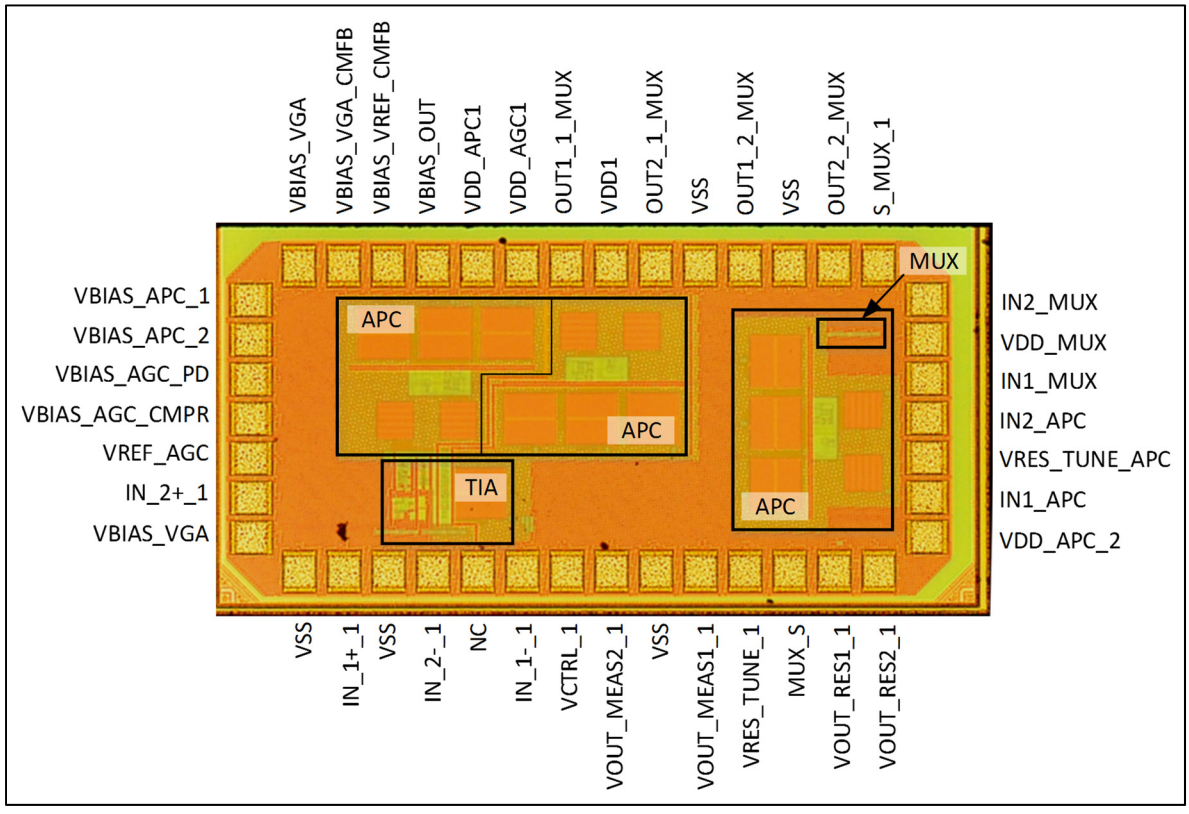


Figure 3.40 Photo du circuit intégré de l'amplificateur transimpédance fabriqué avec la technologie 65 nm de TSMC

Des vues agrandies des différents sous-circuits de l'amplificateur transimpédance sont présentées de la Figure 3.41 à la Figure 3.43.

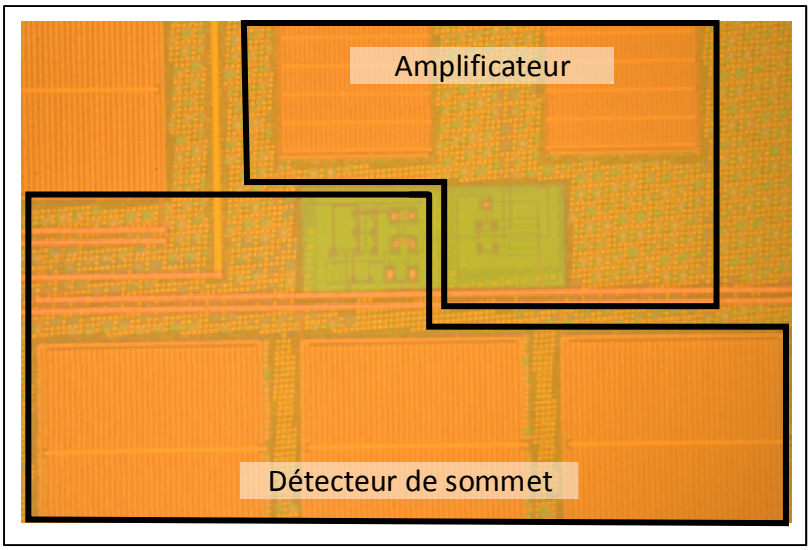


Figure 3.41 Photo de l'APC

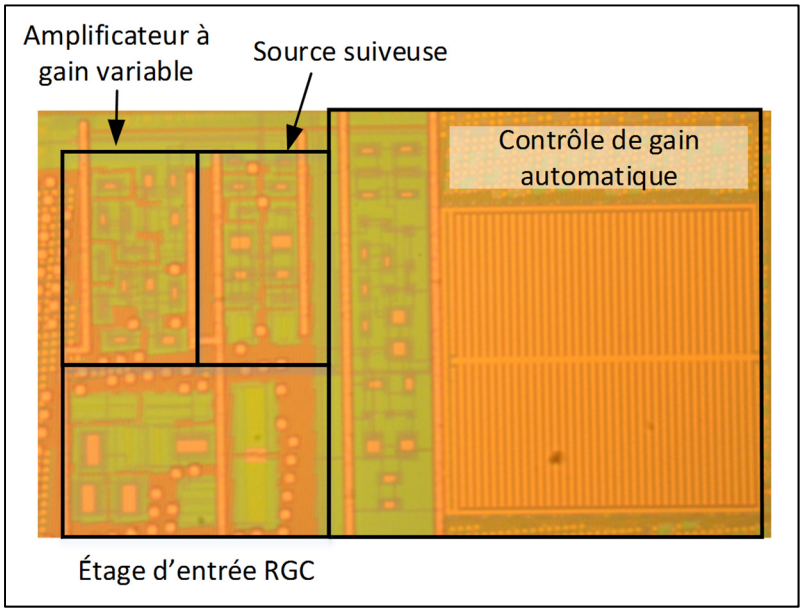


Figure 3.42 Photo de l'amplificateur transimpédance

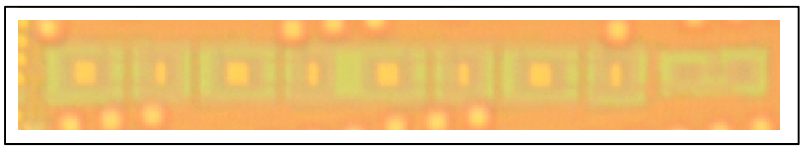


Figure 3.43 Photo du (dé)multiplexeur

3.3.2.6 Méthodologie, setup et résultats des tests

Ce circuit intégré n'a pas encore été testé. Toutefois, la méthodologie et le setup de test seront identiques à ce qui a été fait pour le premier circuit intégré. C'est-à-dire qu'un circuit imprimé devra être conçu. Celui-ci devra avoir le même type de boîtier, de régulateurs de tension et de potentiomètres. Ce circuit imprimé sera ensuite connecté à un analyseur de réseau afin de mesurer les performances du circuit intégré.

3.3.3 Interprétation et discussion des résultats

Les résultats de simulations semblent montrer un grand potentiel quant à l'utilisation de l'amplificateur avec deux résonateurs fonctionnant à des fréquences de résonances différentes. Il serait éventuellement possible de faire de la modulation avec deux fréquences au sein d'un même circuit intégré. Le circuit de contrôle de phase automatique n'a pu être simulé parfaitement en boucle fermé à cause du fait que le signal simulé était idéal et invariable. Par contre, lorsque la phase entre les deux signaux d'entrée était volontairement modifiée, la tension $V_{RES_TUNE_APC}$ variait dans le bon intervalle de tensions (de 150 mV à 250 mV) afin de régler la bande passante. Les tests avec un résonateur MEMS connecté en boucle fermée devront confirmer le bon fonctionnement du circuit. De plus, un circuit d'APC a été inclus à la puce séparément afin de pouvoir caractériser le comportement du circuit sans contraintes provenant des autres circuits auquel il est connecté. La même chose a été faite pour les multiplexeurs. Il sera facile de mesurer la résistance, la capacité ainsi que la distorsion que rajoute ce circuit sur la ligne du signal amplifié.

La fabrication semble ne montrer aucun défaut physique sur les puces, bien qu'il n'ait pas encore été possible de tester pour les variations du procédé de fabrication. Tel que mentionné lors de la discussion pour le circuit en 130 nm, il est incertain si les carrés de métal de remplissage ont un impact direct sur les capacités parasites. Ces carrés n'ont donc pas été ajoutés par-dessus les transistors dans cette version du circuit.

3.4 Contributions au niveau des circuits intégrés

Un premier amplificateur transimpédance a été conçu, fabriqué et testé en CMOS 130 nm. Le circuit inclut un contrôle de gain automatique ou manuel et le contrôle manuel de la bande passante. Le gain de cet amplificateur est de 110 dBΩ, ce qui permet d'être utilisé dans un système d'oscillateur MEMS avec un résonateur qui possède de grandes pertes d'insertion.

Les résultats des tests de ce premier circuit ont permis d'identifier un problème au niveau de l'étage de sortie et du contrôle de la bande passante. Un deuxième circuit intégré, cette fois-ci en CMOS 65 nm a donc été fabriqué. Ce nouveau circuit possède deux innovations principales : l'ajout d'un circuit de contrôle numérique à l'entrée et à la sortie et un bloc de contrôle de phase automatique. Les circuits de contrôle permettent d'utiliser l'amplificateur avec deux résonateurs MEMS en parallèle et de sélectionner celui qui sera utilisé dans le système. Le but est d'éventuellement pouvoir faire de la modulation de fréquence à l'aide d'un seul oscillateur qui a deux fréquences de référence ou bien de permettre une compensation en température. Le bloc de contrôle de phase automatique permettra à l'oscillateur d'augmenter ou de diminuer la phase en fonction de l'erreur de phase causée par les composants électroniques externes et par les non-linéarités du résonateur MEMS. Ce faisant, l'oscillation devrait être plus stable et plus facile à atteindre.

CONCLUSION

Deux types de résonateurs et un premier circuits intégrés ont été conçus, fabriqués et testés dans le cadre de ce mémoire dans le but d'être utilisés comme oscillateur MEMS. De plus, un deuxième circuit intégré a été conçu et fabriqué.

Pour ce qui est des résonateurs, deux techniques de compensation ont été adaptées de la littérature lors de la conception des afin de réduire passivement la variation de la fréquence de résonance en fonction de la température. La première était la modification des ancres afin que celles-ci créent un stress mécanique dans le résonateur lorsque la température augmente. Cette augmentation de stress mécanique viendrait tendre le résonateur, augmentant ainsi sa fréquence de résonance. Si le ratio est bien choisi, la diminution de la fréquence de résonance causée par la température sera annulée. Toutefois, les tests en températures n'ont pu être effectués à cause, faute de possibilité de chauffer dans la chambre à vide. La deuxième technique était d'inclure des trous dans la structure afin de les remplir avec un autre matériau qui aurait un TCF plus grand que celui du silicium. Tout comme pour le premier point, une augmentation en température causerait un stress qui viendrait balancer l'effet du module de Young. Au final, bien que les tests de températures n'ont pu être faits, les résonateurs ont tous montrés des performances dignes de l'état de l'art par rapport aux facteurs de qualité.

Suite aux tests du premier circuit intégré, un deuxième circuit intégré a été conçu et fabriqué pour ce travail en apportant deux innovations. La première est l'ajout d'un bloc de contrôle de phase automatique qui permettra une oscillation constante du résonateur en ajustant la bande passante de sorte à réduire la différence de phase entre les signaux d'entrée et de sortie. La deuxième innovation de ce circuit est l'ajout d'un système de contrôle numérique qui permet l'utilisation de deux résonateurs différents, ce qui aura des applications en télécommunications. Cela pourrait aussi permettre un meilleur contrôle sur la variation en température en utilisant une méthode active qui change de résonateur au besoin.

RECOMMANDATIONS

La première recommandation suggérée est d'effectuer les tests en température à l'aide d'un banc d'essai approprié. Cela permettrait de comparer les techniques proposées aux résultats de la littérature. Des structures identiques aux modèles avec des ancres en U et en L ont été ajoutées sur la puce, mais sans relâchement sous les ancres. Ce faisant, il sera facile d'isoler l'effet de la conception des ancres sur le TCF.

Par la suite, il serait intéressant de déposer une couche de matériau sur les résonateurs troués, toujours pour vérifier l'impact que cela aurait sur la variation de la fréquence en fonction de la température. Tel qu'observé avec le résonateur électrostatique qui possède une couche de nitrure d'aluminium, le facteur de qualité va certainement être moins élevé après le dépôt, mais c'est un compromis intéressant si cela réduit le TCF.

Un autre point qui n'a pas été élaboré dans ce travail est la possibilité de faire du *post-processing* sur le circuit intégré en 130 nm afin de relâcher un résonateur Lamé qui a été dessiné en polysilicium. Si le relâchement est effectué, il serait possible de connecter ce MEMS électrostatique directement au TIA, réduisant les pertes et augmentation l'intégration. Le but de ce résonateur était de réduire les espaces entre les électrodes et le résonateur à 120 nm, comparativement à la contrainte de dessin de 2 μm de la technologie PiezoMUMPS.

Finalement, la dernière recommandation serait de tester le circuit intégré fabriqué en 65 nm. Il faudrait d'abord concevoir un PCB semblable à celui conçu et utilisé pour tester le circuit en 130 nm. Les mêmes considérations devront être prises, soit d'avoir des régulateurs de tension contrôlables, avoir des entrées et sorties SMA, des condensateurs de couplages près des broches du boitier, un boitier QFN permettant le test de plusieurs circuits intégrés et des potentiomètres précis pour les tensions de polarisation.

BIBLIOGRAPHIE

Abdolvand, Reza, Behraad Bahreyni, Joshua E.-Y. Lee, et Frederic Nabki. 2016. « Micromachined Resonators: A Review ». *Micromachines* 7 (9): 160.

Ansari, Azadeh, et Mina Rais-Zadeh. 2014. « A Temperature-Compensated Gallium Nitride Micromechanical Resonator ». *IEEE Electron Device Letters* 35 (11): 1127-29.

Atef, M. 2015. « D6. Regulated cascode transimpedance amplifier based on a cascode inverter local feedback ». Dans *2015 32nd National Radio Science Conference (NRSC)*, 363-70.

Bahr, B. and, et D. Weinstein. 2015. « Temperature coefficient of frequency modeling for CMOS-MEMS bulk mode composite resonators ». *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* 62 (6): 1166-78.

Baker, R. J. 2010 « CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation 3rd Edition ». IEEE Series on Microelectronic Systems

Beek, J T M van, et R Puers. 2012. « A Review of MEMS Oscillators for Frequency Reference and Timing Applications ». *Journal of Micromechanics and Microengineering* 22 (1): 013001.

Bourgeois, C., E. Steinsland, N. Blanc, et N. F. de Rooij. 1997. « Design of resonators for the determination of the temperature coefficients of elastic constants of monocrystalline silicon ». Dans *Proceedings of International Frequency Control Symposium*, 791-99.

Brand, O, I. Dufour, S. M. Heinrich and F. Josse, 2015. « Resonant MEMS: Fundamentals, Implementation and Application ». Wiley-VCH, Verlag Gmbh & Co. KGaA. ISBN: 978-3-527-33545-9.

Brigham Young University: Department of Electrical & Computer Engineering (2009) Repéré à http://www.cleanroom.byu.edu/CTE_materials.phtml. Consulté le 20 février 2017.

Cassella, C., Y. Hui, Z. Qian, G. Hummel, et M. Rinaldi. 2016. « Aluminum Nitride Cross-Sectional Lamé Mode Resonators ». *Journal of Microelectromechanical Systems* 25 (2): 275-85.

Cho, Chun-Hyung. 2009. « Characterization of Young's Modulus of Silicon versus Temperature Using a "Beam Deflection" Method with a Four-Point Bending Fixture ». *Current Applied Physics* 9 (2): 538-45.

Crine, J. 2016. « Influence of temperature and elastic properties on some polymer relaxations ». Dans *2016 IEEE International Conference on Dielectrics (ICD)*, 2:1-4.

Deepak Kumar, Deepak Kumar. 2013a. « Design, Electrostatic and Eigen Frequency Analysis of Fixed– Fixed Beam MEMS Resonator ». *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering* 5 (6): 19-23.

Electronic Design. (2013). Repéré à http://electronicdesign.com/analog/look-inside-programmable-mems-clock-chips. Consulté le 25 février 2017.

Elsayed, Mohannad Y., Paul-Vahe Cicek, Frederic Nabki, et Mourad N. El-Gamal. 2016. « Bulk Mode Disk Resonator With Transverse Piezoelectric Actuation and Electrostatic Tuning ». Journal of Microelectromechanical Systems 25 (2): 252-61.

Elsayed, M. Y., et F. Nabki. 2017. « 18-MHz Silicon Lamé Mode Resonators With Corner and Central Anchor Architectures in a Dual-Wafer SOI Technology ». *Journal of Microelectromechanical Systems* 26 (1): 67-74.

Elsayed, M. Y., et F. Nabki. 2019. « 870,000 Q-Factor Capacitive Lamé Mode Resonator with Gap Closing Electrodes Enabling 4.4 kΩ Equivalent Resistance at 50 V ». *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 1-1.

Gysin, U., Rast, S., Ruff, P., Meyer, E., Lee, D. W., Vettiger, P. & Gerber, C. 2004. « Temperature dependence of the force sensitivity of silicon cantilevers ». *Phys. Rev. B, 69*, 045403.

Hajjam, Arash, Amir Rahafrooz, et Siavash Pourkamali. s. d. *Sub-100ppb/°C Temperature Stability in Thermally Actuated High Frequency Silicon Resonators via Degenerate Phosphorous Doping and Bias Current Optimization*.

Hall, John J. 1967. Electronic Effects in the Elastic Constants of *n*-Type Silicon. *Phys. Rev., 161*, 756-761.

Jaakkola, A., S. Gorelick, M. Prunnila, J. Dekker, T. Pensala and P. Pekko, 2014. « Long term stability and quality factors of degenerately n-type doped silicon resonators, » *2014 IEEE International Frequency Control Symposium (FCS)*, Taipei, pp. 1-5.

Jaakkola, A., M. Prunnila, T. Pensala, J. Dekker, et P. Pekko. 2014. « Determination of doping and temperature-dependent elastic constants of degenerately doped silicon from MEMS resonators ». *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* 61 (7): 1063-74.

Jaakkola, A., M. Prunnila, T. Pensala, J. Dekker, et P. Pekko. 2015. « Design Rules for Temperature Compensated Degenerately n-Type-Doped Silicon MEMS Resonators ». *Journal of Microelectromechanical Systems* 24 (6): 1832-39.

Kim, B., M. A. Hopcroft, R. N. Candler, C. M. Jha, M. Agarwal, R. Melamud, S. A. Chandorkar, G. Yama, et T. W. Kenny. 2008. « Temperature Dependence of Quality

Factor in MEMS Resonators ». *Journal of Microelectromechanical Systems* 17 (3): 755-66.

Khine, Lynn, Moorthi Palaniapan, Lichun Shao, et Wai-Kin Wong. 2008. « Characterization of SOI Lamé-Mode Square Resonators ». Dans 2008 IEEE International Frequency Control Symposium, 625-28. Honolulu, HI: IEEE.

Linear Technology, Repéré à https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3082f.pdf. Consulté le 12 mai 2017.

Liu, Chang. 2012. *Foundations of MEMS*. 2nd ed. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall.

Liu, Y., M. Tsai, W. Chen, M. Li, S. Li, et W. Fang. 2013. « Temperature-Compensated CMOS-MEMS Oxide Resonators ». *Journal of Microelectromechanical Systems* 22 (5): 1054-65.

Luschi, L., G. Iannaccone, et F. Pieri. 2017. « Temperature Compensation of Silicon Lamé Resonators Using Etch Holes: Theory and Design Methodology ». *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* 64 (5): 879-87.

Luschi, Luca, et Francesco Pieri. 2014. « An Analytical Model for the Determination of Resonance Frequencies of Perforated Beams ». *Journal of Micromechanics and Microengineering* 24 (5): 055004.

Melamud, R., S. A. Chandorkar, B. Kim, H. K. Lee, J. C. Salvia, G. Bahl, M. A. Hopcroft, et T. W. Kenny. 2009. « Temperature-Insensitive Composite Micromechanical Resonators ». *Journal of Microelectromechanical Systems* 18 (6): 1409-19.

Ng, E. J., C. H. Ahn, Y. Yang, V. A. Hong, C.- Chiang, E. Ahadi, M. W. Ward, et T. W. Kenny. 2013. « Localized, degenerately doped epitaxial silicon for temperature compensation of resonant MEMS systems ». Dans *2013 Transducers Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS EUROSENSORS XXVII)*, 2419-22.

Ng, E. J., V. A. Hong, Y. Yang, C. H. Ahn, C. L. M. Everhart, et T. W. Kenny. 2015. « Temperature Dependence of the Elastic Constants of Doped Silicon ». *Journal of Microelectromechanical Systems* 24 (3): 730-41.

Niu, Tianfang, et Moorthi Palaniapan. 2010. « A Low Phase Noise 10MHz Micromechanical Lamé-Mode Bulk Oscillator Operating in Nonlinear Region ». Dans 2010 IEEE International Frequency Control Symposium, 189-94. Newport Beach, CA, USA: IEEE.

Nye, J. F. 1985. « Physical Properties of Crystals: Their Representation by Tensors and Matrices». Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press.

Oliveira, L. B., C. M. Leitao, et M. M. Silva. 2012. « Noise Performance of a Regulated Cascode Transimpedance Amplifier for Radiation Detectors ». *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 59 (9): 1841-48.

Pillai, G., A. A. Zope, et S. Li. 2019. « Piezoelectric-Based Support Transducer Design to Enable High-Performance Bulk Mode Resonators ». Journal of Microelectromechanical Systems 28 (1): 4-13.

Rais-Zadeh, Mina, Vikram A. Thakar, Zhengzheng Wu, et Adam Peczalski. 2013. « Temperature Compensated Silicon Resonators for Space Applications ». Dans , édité par Rajeshuni Ramesham et Herbert R. Shea, 86140E. San Francisco, California, USA.

Rasouli, M. A., M. S. HajHashemi, et B. Bahreyni. 2013. « Higher-Order Lamé; Mode Square Microresonator with Improved Quality Factor and f-Q Product ». Dans 2013 Transducers & Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXVII), 498-501. Barcelona, Spain: IEEE.

Samarao, A. K., et F. Ayazi. 2012. « Temperature Compensation of Silicon Resonators via Degenerate Doping ». *IEEE Transactions on Electron Devices* 59 (1): 87-93.

Samarao, A. K., G. Casinovi, et F. Ayazi. 2010. « Passive TCF compensation in high Q silicon micromechanical resonators ». Dans *2010 IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 116-19.

Shao, L.C., M. Palaniapan, L. Khine, et W.W. Tan. 2007. « Micromechanical Resonators with Sub-Micron Capacitive Gaps in 2 um Process ». Electronics Letters 43 (25): 1427.

Tabrizian, R., G. Casinovi, et F. Ayazi. 2013. « Temperature-Stable Silicon Oxide (SilOx) Micromechanical Resonators ». *IEEE Transactions on Electron Devices* 60 (8): 2656-63.

Thomson, W. T., Dahleh, M. D., 2005. « Theory of Vibration with Applications ». Prentice-Hall, Inc.

Toumazou, and C. 2000. « A packaged low-noise high-speed regulated cascode transimpedance amplifier using a 0.6 µm N-well CMOS technology ». Dans *Proceedings of the 26th European Solid-State Circuits Conference*, 431-34.

Wan-Thai Hsu, J.R. Clark, et C.T.-C. Nguyen. 2000. « Mechanically Temperature-Compensated Flexural-Mode Micromechanical Resonators ». Dans *International Electron Devices Meeting 2000. Technical Digest. IEDM (Cat. No.00CH37138)*, 399-402. San Francisco, CA, USA: IEEE.

Wang, Nan, Yao Zhu, Guoqiang Wu, Zhipeng Ding, Eldwin Jiaqiang Ng, Nishida Yoshio, Peter Hyun Kee Chang, Navab Singh, et Yuandong Gu. 2018. « A Lame Mode Resonator Based on Aluminum Nitride on Silicon Platform ». Dans 2018 IEEE 20th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC), 936-39. Singapore, Singapore: IEEE.

Xu, Yuanjie, Haoshen Zhu, et Joshua E.-Y. Lee. 2014. « Piezoresistive Sensing in a Strongly-Coupled High Q Lamé Mode Silicon MEMS Resonator-Pair ». Dans 2014 IEEE International Frequency Control Symposium (FCS), 1-5. Taipei, Taiwan: IEEE.

Zheng, Y., J. Yan, et Y. P. Xu. 2009. « A CMOS VGA With CC Offset Cancellation for Direct-Conversion Receivers ». *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 56 (1): 103-13.