



HAL
open science

Transposeurs intégrés ultra large bande continûment accordable de 1 à 20 GHz, utilisant les technologie de silicium micro-usiné dans un perspective de consommation ultra faible (quelques mW)

Julien Pagazani

► **To cite this version:**

Julien Pagazani. Transposeurs intégrés ultra large bande continûment accordable de 1 à 20 GHz, utilisant les technologie de silicium micro-usiné dans un perspective de consommation ultra faible (quelques mW). Autre. Université Paris-Est, 2012. Français. NNT : 2012PEST1098 . tel-00786366

HAL Id: tel-00786366

<https://theses.hal.science/tel-00786366>

Submitted on 8 Feb 2013

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

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

UNIVERSITÉ — — PARIS-EST

Ecole Doctorale : MSTIC

THÈSE

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université Paris-Est

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes (CNU 63)

présentée et soutenue publiquement par

Julien Pagazani

le 5 juin 2012

Transpondeurs intégrés Ultra Large Bande continûment
accordables de 1 à 20 GHz, utilisant les technologies de
silicium micro-usiné dans une perspective de consommation
ultra-faible (quelques mW à 20 GHz)

Directrice de thèse :
Prof. Gaëlle Lissorgues

Jury :

Directrice de thèse
Rapporteur
Rapporteur
Examinatrice
Examinateur
Examinateur

Gaëlle Lissorgues
Laurent Dussopt
Olivier Llopis
Catherine Dehollain
Gerold Schröpfer
Pierre Nicole

ESIEE-Paris
CEA-Leti
LAAS
EPFL
Coventor
THALES

A ma mère

Remerciements

Cette thèse n'aurait pas pu voir le jour sans le soutien de Dominique, Jean et François, je tiens à les remercier pour leur confiance.

J'ai pu lors de mes études d'ingénieur effectuer deux stages au sein du service OHTA, anciennement dirigé par Christian et c'est dans ce même service que j'ai pu effectuer ma thèse. Je tiens à remercier l'ensemble de cette équipe, Christian, Murielle, Loic, Stéphane, Stéphanie, André et Pierre. Stéphanie je te souhaite beaucoup de bonheur avec ton mari et tes enfants. Je tiens également à remercier la direction technique qui m'a dirigé, Blandine et Nicolas.

L'ESIEE représente pour moi 10 années de ma vie, j'ai en effet intégré l'ESTE en 2002. J'ai pu tout au long de mes études me former au monde de l'ingénierie et plus particulièrement au domaine des télécommunications. J'ai pu également y créer des liens et me faire de très bon amis sans qui ces 6 années d'études n'auraient pas été aussi agréables et enrichissantes sur le plan humain, merci à Julien, Hugo, Christian, Mathieu, Jc et tous les autres. Mon parcours a été partagé par un ami qui m'est très cher, Fabien avec qui j'ai pu partager les différentes étapes de la vie étudiante mais également du doctorat. Je tiens à te souhaiter bon courage pour ce nouveau départ et tiens à te remercier pour toutes ces années de soutien.

Le laboratoire Télécom a été pour moi le point de départ de ma thèse, j'ai pu y côtoyer de nombreux thésards qui sont maintenant docteurs, je tiens à remercier Martha et Toufic pour votre engouement pour la thèse et pour votre amitié. Je n'oublie pas également les thésards qui terminent actuellement leurs travaux de recherche et souhaite bon courage à Rahma et Ajib. Pour mes travaux de recherche j'ai intégré le laboratoire de micro technologie dans lequel j'ai partagé 2 années de thèse avec Raphael et Max. Ces deux années sont passées très vite, trop vite en effet. Merci à Marie-Laure, Laurent et les autres pour tous ces cafés, qui m'ont permis de tenir le coup et de souffler un peu dans les périodes difficiles.

Je remercie toute l'équipe de la salle blanche de l'ESIEE, avec qui j'ai eu l'occasion de faire mes premiers pas dans le monde de la micro-technologie et tout particulièrement Lionel qui m'a conseillé et encadré en salle blanche ce qui m'a permis d'avancer mes travaux, mais également Fred et Nico qui étaient toujours là quand j'avais besoin d'aide.

Je tiens à remercier Bruno et Sylvie qui m'ont accueilli au sein du service SMM, c'est pour moi un nouveau chapitre qui commence.

Pierre, cela fera bientôt 5 ans que j'ai pu faire ta connaissance. Je tiens à te remercier pour tous ces projets que tu as pu me proposer, toutes ces idées folles que l'on a pu concrétiser d'une façon ou d'une autre. J'ai pris goût au travail sur des projets regroupant des domaines très vastes, qui même s'ils n'étaient pas dans mon spectre de connaissances m'intéressent et je continuerai de penser avec cet état d'esprit.

Enfin je tiens à remercier ma directrice de thèse, Gaëlle, qui a été pour moi un professeur d'excellence au cours de mes études et qui a su m'apporter la connaissance et le savoir dans le domaine des radio-fréquences. Tu m'as toujours soutenue pendant ces 3 années, tu as su me conseiller et m'orienter dans les moments difficiles et je tiens à t'en remercier car j'ai vraiment eu de la chance de t'avoir comme directrice. J'espère que l'on pourra continuer à collaborer sur de nombreux projets et je te souhaite bon courage pour la rentrée prochaine.

Pour terminer je tiens à remercier ma mère et mes sœurs qui m'ont toujours soutenu et supporté tout au long de ma thèse. Merci à Flavie, ma compagne, pour son aide, son soutien et son enthousiasme qui ont été des plus dans la réalisation de mes travaux.

Résumé

Le sujet de cette thèse porte sur la réalisation d'un bloc de transposition de fréquence de 1 à 20GHz à base de composants *MEMS*. Cette thèse s'est traduite par la conception et la réalisation d'un nouveau type de capacité *MEMS* RF variable, qui se base sur des structures rotatives de type gyroscope pour l'actionnement, et sur une variation de surface pour la variation de capacité. Comparée à différentes architectures publiées à ce jour, cette structure a l'avantage d'avoir la partie actionnement (la partie *MEMS*) et la partie RF (la capacité) isolées électriquement, ce qui permet d'éviter le phénomène d'auto actionnement avec la puissance du signal RF traversant. Un autre avantage de la structure développée est la possibilité d'avoir simultanément 8 capacités variables sur une puce unique, avec un seul système d'actionnement.

La fabrication de ces puces nécessite l'utilisation d'un *wafer SOI* pour la partie *MEMS* et d'un *wafer* en verre pour la partie RF, ce qui offre la possibilité d'une mise en boîtier du *MEMS* directement pendant le procédé de fabrication.

Ces travaux ont également porté sur l'étude du phénomène de *pull-in* dans le cadre des peignes interdigités incurvés (*curved comb-drives*), laissant apparaître les paramètres physiques critiques lors du dimensionnement. Cette étude paramétrique a été utilisée pour améliorer la structure d'actionnement en utilisant des peignes interdigités à largeur de doigt et à *gap* variable, pour repousser ce phénomène de *pull-in* en dehors de la plage utile d'actionnement.

Cette nouvelle capacité variable a ensuite été intégrée dans un système simple d'oscillateur accordable sur alumine pour valider ses performances RF et pourra être associée à un mélangeur pour réaliser le bloc complet de transposition de fréquence.

Mots clés : *MEMS* RF, capacité variable rotative, *on-wafer packaging*, encapsulation sur tranche, peignes interdigités incurvés, phénomène de *pull-in*, auto-actionnement, *VCO*

Abstract

This thesis deals with the realisation of a frequency transposition block from 1 to 20 GHz based on MEMS components. It results in the design and fabrication of a new kind of tuneable RF MEMS capacitor based on a rotational gyroscope structure for the actuation part and on a surface variation for the capacitance change. Compared to other architectures published, this structure presents the advantage to have an actuation part (the MEMS part) and a RF part (the capacitor) that are electrically separated in order to avoid the phenomenon of self-actuation with RF signal crossing power. Another advantage of this structure is the possibility to simultaneously tune 8 different capacitors on a single chip, with only one actuation system.

The fabrication of the chips requires the use of a SOI wafer for the MEMS part and a glass wafer for the RF part, which offers on chip packaging opportunity.

This work also focused on the study of the pull-in effect in the case of curved comb-drives, highlighting the most critical physical parameters for the design. This parametric study has been used to improve the actuation structure and more particularly the topology of the curved comb-drives by variation of the finger width and gap. These modifications were done in order to push the pull-in effect out of the actuation operating range.

This new tuneable capacitor has been integrated into a simple VCO circuit on alumina to validate the RF performances and could be associated to a RF mixer in order to realize the full frequency transposition block.

Keywords: RF MEMS, tuneable rotational capacitor, on-wafer packaging, curved comb-drives, pull-in effect, self-actuation, VCO

Table des matières

Introduction	1
Chapitre I Contexte et Etat de l'art.....	3
I Contexte Aéronautique	3
II Cahier des charges	5
III Etat de l'art	7
III.1 Architecture Emetteur/Récepteur	7
III.2 Mélangeur.....	9
III.2.1 Principes et caractéristiques principales.....	9
III.2.2 Mélangeur à jonction.....	10
III.2.3 Mélangeur <i>MEMS</i>	10
III.3 Oscillateurs accordables (<i>VCO</i>)	12
III.3.1 Principes et caractéristiques des <i>VCO</i>	12
III.3.2 Les <i>VCO</i> à base de varactors	15
III.3.3 Les <i>VCO</i> à base de <i>MEMS</i> à variation continue.....	23
III.4 Circuit d'accord à base de <i>MEMS</i>	26
III.4.1 Capacités variables <i>MEMS</i> RF	26
III.4.2 Inductances variables MEMS RF	44
IV Synthèse et conclusion	50
Chapitre II Conception et fabrication d'une capacité variable originale	53
I Recherche de solutions originales.....	53
I.1 Etude théorique des circuits d'accord LC	55
I.1.1 Calcul de la surface des électrodes	55
I.1.2 Calcul de la capacité	59
I.1.3 Synthèse	64
I.2 Conception d'un dispositif de déplacement angulaire MEMS	65
I.2.1 Contraintes et objectifs	68
I.2.2 Design et simulation des bras de suspension intérieurs et extérieurs	68
I.2.3 Design des <i>comb-drives</i> d'actionnement	72

I.2.4 Structure avec deux bras de suspension droits intérieurs et extérieurs avec une dimension critique de $5\mu\text{m}$ – Roue v1.4	72
I.3 Synthèse et conclusion	76
II RUN1 : Conception, Réalisation et Caractérisation	77
II.1 Conceptions des différents motifs	77
II.1.1 Description globale de la structure <i>MEMS</i>	77
II.1.2 Les motifs RF	81
II.2 Réalisation des dispositifs	83
II.2.1 Dessin des masques	83
II.2.2 Mise au point des Procédés et fabrication	83
II.2.3 Fabrication des puces MEMS	94
II.3 Caractérisation des dispositifs	96
II.3.1 Partie MEMS en DC (statique).....	96
II.3.2 Partie RF sous pointes	99
II.3.3 Hybride RF+DC	100
II.4 Synthèse.....	101
III Conclusion.....	103
Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative.....	105
I Etude électro-mécanique des <i>comb-drives</i>	105
I.1 Calcul de la rigidité des doigts incurvés	106
I.2 Calcul des forces d'attraction.....	111
I.3 Calcul des <i>pull-in</i> théoriques	113
I.4 Mesure du <i>pull-in</i>	114
I.5 Modification des <i>comb-drives</i>	115
I.5.1 Augmentation de la rigidité des doigts mobiles.....	115
I.5.2 Réduction des forces d'attraction latérales	116
I.6 Synthèse et conclusion.....	116
II <i>RUN2</i> : Conception, Réalisation et caractérisation	118
II.1 Conception des différents motifs.....	118
II.1.1 Les roues (partie <i>MEMS</i>).....	118
II.1.2 Les motifs <i>RF</i>	123
II.2 Réalisation des dispositifs	127
II.2.1 Dessin des masques	127

II.2.2 Mise au point des procédés.....	127
II.2.3 Fabrication.....	134
II.3 Caractérisation des dispositifs.....	143
II.3.1 Partie <i>MEMS</i> en <i>DC</i>	144
II.3.2 Partie <i>RF</i> sous pointes.....	146
II.3.3 Hybride <i>RF+DC</i>	149
II.4 Synthèse.....	150
III Conclusion.....	152
Chapitre IV Du VCO au translateur de fréquence.....	155
I Etude de l'architecture.....	156
I.1 Choix du transistor et modèle équivalent.....	156
I.2 Polarisation du transistor pour les contraintes de gain et de consommation.....	158
I.3 Calculs matriciels sur le transistor et les circuits d'accord associés.....	158
I.3.1 Condition d'oscillation en module.....	160
I.3.2 Condition d'oscillation en phase.....	161
II Validation du VCO idéal sur ADS.....	162
II.1 Simulation du montage avec des composants idéaux.....	163
III Vérification de l'oscillation avec des valeurs réelles de composants.....	164
III.1 Utilisation de composants idéaux.....	164
III.2 Utilisation de modèles de composants réels (CMS) et des mesures du RUN2.....	165
IV Réalisation du VCO.....	166
V Conclusion et perspectives.....	167
Conclusion générale.....	169
Références.....	175
Bibliographie.....	182
Annexes.....	185
Annexe 1 : Motifs et <i>mapping</i> des <i>RUN</i> 1 et 2.....	186
<i>V.1 RUN1</i>	186
V.1.1 Simulations complètes.....	186
V.1.2 Motifs sur verre.....	189
V.1.3 <i>RUN1 mapping</i>	191
<i>V.2 RUN2 mapping</i>	192
V.2.1 <i>Mapping RUN2 SOI</i> (vue du top).....	192
V.2.2 <i>Mapping RUN2 verre</i> (vue de dessous).....	192

V.2.3 <i>Mapping RUN2 SOI V3</i> (vue du top).....	193
Annexe 2 : Calculs analytiques	194

Lexique

Français	English
Amplificateur faible bruit	Low noise amplifier (LNA)
Bruit de phase (BP)	Phase noise (PN)
Circuit imprimé	Printed circuit board (PCB)
	Complementary metal-oxide semiconductor (CMOS)
Composant monté en surface (CMS)	Surface mounted component (SMD)
Courant alternatif (CA)	Alternative current (AC)
Courant continu (CC)	Direct current (DC)
Dépôt chimique en phase vapeur	Chemical vapor deposition (CVD)
Dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma	Plasma-Enhanced chemical vapor deposition (PECVD)
Dépôt physique en phase vapeur	Physical vapor deposition (PVD)
Espace	Gap
Fréquence intermédiaire (FI)	Intermediate frequency (IF)
Gravure ionique réactive	Reactive ion etching (RIE)
Gravure ionique réactive profonde	Deep reactive ion etching (DRIE)
Masse	Ground (GND)
Microscope électronique à balayage (MEB)	Scanning electron microscopy (SEM)
Oscillateur local (OL)	Local Oscillator (LO)
Oscillateur contrôlé en tension (OCT)	Voltage controlled oscillator (VCO)
Peignes interdigités	Comb-drives (CD)
Point d'accroche	Pull-in
Point de détachement	Pull-out
Porte substrat	Chuck
Radio fréquence (RF)	Radio frequency
Silicium sur isolant	Silicon on insulator (SOI)
	SOLT (Short, Open, Line, Thru)
Systèmes microélectromécaniques	Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)
Tranche	Wafer
Ultra large bande (ULB)	Ultra wide band (UWB)
Ultra-violet (UV)	

Introduction

Ce manuscrit présente les travaux réalisés dans le cadre d'une thèse en convention CIFRE entre l'association nationale de la recherche et de la technologie (ANRT), la division systèmes aéroportés de THALES (dans les services « Optique hyperfréquence et Technologies avancées » (OHTA) et de la direction technique) et l'université Paris-Est au sein du laboratoire ESYCOM dans les locaux de l'ESIEE.

L'étude des systèmes à base de MEMS pour les hautes fréquences et leurs possibilités d'application dans le domaine aéronautique sont les principaux enjeux pour Thales. Pour le laboratoire de l'ESIEE, le principal intérêt concerne le développement de nouveaux procédés de fabrication et l'augmentation de l'éventail de prototypes de type MEMS RF.

Le manuscrit est organisé en 4 chapitres. Le premier présente le contexte de cette étude, le cahier des charges avec les contraintes associées. Il présente également une étude bibliographique qui va de la chaîne d'émission/réception large bande, jusqu'aux éléments d'accord passifs, en passant par le mélangeur et le *VCO*.

Le deuxième chapitre débute par une étude sur les possibilités d'accord des éléments à double électrode (dont l'une est mobile). Un comparatif est présenté avec des calculs sur les lois de variation confrontés à des simulations par la méthode des éléments finis. La conception d'un circuit d'accord *MEMS* de type capacitif est ensuite réalisée sur le logiciel *CoventorWare*. Cette conception s'accompagne de nombreuses simulations permettant l'optimisation des différents éléments du système mobile et de la sensibilité du composant en tension d'actionnement.

Le premier *RUN* a été conçu pour valider séparément les deux parties qui composent la capacité variable *MEMS*. La première est la partie mécanique (*MEMS*) qui nécessite des simulations avec deux paramètres majeurs qui sont la finesse de gravure et le diamètre de la partie mobile. Le développement du procédé en salle blanche et la fabrication ont permis de mettre en évidence les points critiques des motifs qui vont servir d'axe d'amélioration pour la prochaine conception. La partie *RF* a ensuite été développée sur verre et se compose également de nombreux motifs permettant d'obtenir par association les différentes plages de valeur pour la capacité suivant la bande de fréquence visée.

Le troisième chapitre reprend les travaux réalisés dans le *RUNI*, qui a permis de révéler les points bloquants du système et en particulier le problème de *pull-in* qui est fréquemment observé pour les systèmes à double électrode à variation de *gap*. Dans notre cas

le *pull-in* a pu être observé dans les *comb-drives* incurvés du système d'actionnement. Ce problème a été étudié de façon analytique et a donné suite à la conception d'un système d'actionnement à base de *comb-drives* modifiés puis à la mise en œuvre d'un second *RUN* intégrant les différentes améliorations.

Le dernier chapitre présente les travaux menés dans le cadre de l'application transposeur à base de capacités *MEMS*, avec comme objectif la comparaison des performances confrontées à un système équivalent à capacité variable de type varactor. Le début de l'étude propose une approche analytique pour le calcul des éléments d'un oscillateur composé d'un transistor et de 3 circuits d'accord. Ces éléments ont été simulés avec un modèle de transistor et des composants passifs idéaux afin de valider l'approche analytique.

Une conclusion sur l'ensemble de cette étude est ensuite présentée, suivie des perspectives de recherches et d'applications. La liste des références de l'étude, une bibliographie et les annexes sont disponibles en fin de manuscrit.

Chapitre I Contexte et Etat de l'art

I Contexte Aéronautique

Les systèmes de transmission sans fil et de détection électromagnétique, tant dans le domaine civil (radars de navigation, transmission entre la tour de contrôle et les avions en approche) que dans le domaine militaire (détection de menaces, système de contre-mesures), sont en majorité actuellement à bande étroite (et multi-bandes étroites). Ils sont constitués de chaînes d'émission/réception très complexes pour utiliser plusieurs bande de fréquences selon les besoins à un moment donné, et obtenir des performances en termes de stabilité et de précision suffisantes pour les contraintes aéronautiques. Les nouvelles générations de systèmes de communications visent en revanche l'utilisation de très larges bandes de fréquences, pour simplifier ces systèmes, en réduire le nombre de voies d'émission/réception, et par conséquent en réduire le coûts. Ils seront dotés de l'agilité de fréquence nécessaire pour couvrir des spectres différents à partir du même matériel. L'objet de l'étude présentée ici est de réaliser un transposeur de fréquences, ultra large bande, pour couvrir la gamme de fréquences comprises entre 1 et 20GHz. Ce transposeur est constitué de deux blocs principaux :

- L'oscillateur accordable en tension (en anglais *Voltage Controlled Oscillator VCO*) qui devra donc avoir une plage d'accord en fréquence de 1 à 20GHz. L'élément d'accord souhaité pour ce *VCO* est de type *MEMS*, afin de satisfaire le rapport de variation nécessaire que ne peuvent adresser les varactors semi-conducteurs classiquement utilisés. Une autre contrainte pour ce *VCO* est un objectif d'ultra faible consommation, et donc de réduction de ses parties actives. Le démonstrateur effectif devra être réalisé grâce aux moyens de fabrication de la salle blanche de l'ESIEE.

- Le mélangeur (ou idéalement multiplieur) qui doit assurer le décalage en fréquence du signal d'entrée de la valeur du signal de l'oscillateur local. Cet élément devra lui-même être le plus large bande possible.

Cette étude s'inscrit dans un contexte aéronautique, et traite plus particulièrement des applications de Thales Systèmes Aéroportés. Les systèmes très large bande sont utilisés par Thales dans les équipements d'avions militaires, on peut citer l'équipement de contre-mesures

SPECTRA (Système de Protection et d'Évitement des Conduites de Tir pour RAfale). Cet équipement composé de trois antennes de 120° permet la surveillance du spectre de fréquence à 360° dans l'environnement de l'appareil. Le Rafale est également équipé du radar AESA RBE2 qui est un radar multifonctions à antenne active, également très large bande.



Figure I.1 Rafale et radar AESA RBE2 (photos Thales)

Thales est également un équipementier pour l'aéronautique civile. L'Airbus A380 est équipé de systèmes de communications et de radars pour lesquels Thales réalise les oscillateurs fixes et les VCO des systèmes de communication air/sol.



Figure I.2 Airbus A380

Dans les applications aéronautiques on rencontre des contraintes qui sont le plus souvent en opposition en termes de réalisation. Les systèmes aéroportés doivent être compacts, peu gourmands en énergie, avoir d'excellentes performances RF, être d'une fiabilité à toute épreuve (température, pression, vibration). Toutes ces contraintes font de la conception des systèmes aéroportés un casse-tête que s'emploient à résoudre les ingénieurs de Thales.

Cette thèse vise à étudier les perspectives d'évolution et d'amélioration des systèmes aéroportés. Les travaux réalisés permettront également de fournir des solutions pour des applications nouvelles comme par exemple la surveillance d'aéronefs, en utilisant des capteurs sans fil à basse consommation et à forte intégration.

II Cahier des charges

Pour cette thèse, Thales systèmes Aéroportés a rédigé le cahier des charges suivant pour la réalisation des deux éléments du transposeur dans le cas d'une certification sur une plateforme aéronautique. Un point majeur de cette étude est l'orientation voulue vers des systèmes en technologie MEMS.

VCO ultra large bande :

- Sortie: 0 à +10 dBm
- Tension de commande: 0 - 15 V
- Fréquence en sortie: 2 à 20 GHz min.
- Temps de réponse < 50 μ s (stab. à 100 MHz)
- H2/H1 < - 40 dB
- Dissipation < 30 mW (consommation)
- Surface < 25 mm²

Mélangeur :

- Entrée RF: -80 à -20 dBm
- Pertes d'insertion < 5 dB
- FI: 0 - 1.6 GHz min.
- Dissipation < 100 μ W
- Surface < 25 mm²

MEMS :

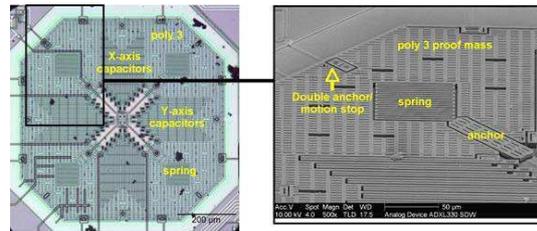
- Technologie Silicium
- Surface < 25 mm²
- Tension de commande < 30V
- Ultra basse consommation

Les systèmes en technologie MEMS :

Les composants appelés *MEMS* (de l'anglais *Micro Electro Mechanical Systems*) sont des structures comportant des parties mobiles qui, sous l'application d'une grandeur physique ont la possibilité de faire varier leur géométrie. Ces composants peuvent être des capteurs comme par exemple des accéléromètres, des gyroscopes ou des capteurs de pression voir Figure I.3.

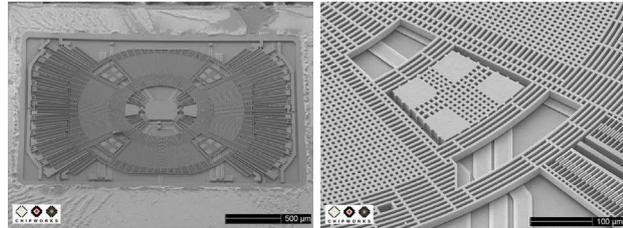
Accéléromètre 3 axes

ADXL330 Analog Device



Gyroscope 3 axes

LYPR540AH STMicroelectronics



Capteur de pression

AC3050 Acuity

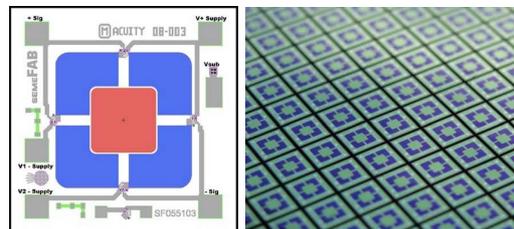


Figure I.3 Exemple de composants *MEMS* commercialement disponibles

Ils peuvent également être utilisés pour déplacer des éléments micrométriques pour faire varier la géométrie d'un objet, on parlera ici d'actionneurs *MEMS*. Pour obtenir ces déformations, il existe différentes méthodes d'actionnement :

- Electrostatique par l'application d'un champ électrique
- Magnétique par l'application d'un champ magnétique
- Thermique par l'application d'un courant
- Piézoélectrique par l'application d'une tension

III Etat de l'art

Les articles présentés dans cet état de l'art ont été sélectionnés parmi un grand nombre de publications, les critères de sélection sont en priorité la bande de fréquence d'utilisation de ces composants, la variation continue de la fréquence sur la bande adressée (pas de variation discrète) ainsi qu'une réalisation effective donnant suite à des mesures.

III.1 Architecture Emetteur/Récepteur

Les chaînes d'émission/réception sont le cœur des systèmes de transmissions sans fil à haute fréquence, associés aux systèmes de modulation/démodulation (qu'ils soient analogiques ou numériques) ils permettent de couvrir la plupart des besoins en transmissions.

Une chaîne traditionnelle de type hétérodyne (voir Figure I.4) se compose de différents blocs avec des fonctions très particulières et primordiales pour le fonctionnement complet de la chaîne d'E/R. Pour la chaîne de réception, le signal radio fréquence est reçu par l'antenne, il est ensuite amplifié par un amplificateur faible bruit (LNA) avant de passer dans le filtre de bande RF. Ce signal est à une trop haute fréquence pour pouvoir être démodulé, il doit donc être ramené en bande de base en utilisant un mélangeur de conversion basse (associé à un oscillateur). Le signal bande de base est ensuite filtré avant d'être démodulé. Pour la chaîne d'émission, le signal est généré par le circuit de modulation, il est ensuite filtré avant d'être transposé en haute fréquence via le mélangeur qui sera cette fois ci en conversion haute. En sortie du mélangeur le signal RF sera entouré d'autres signaux perturbant qui seront filtrés avant émission.

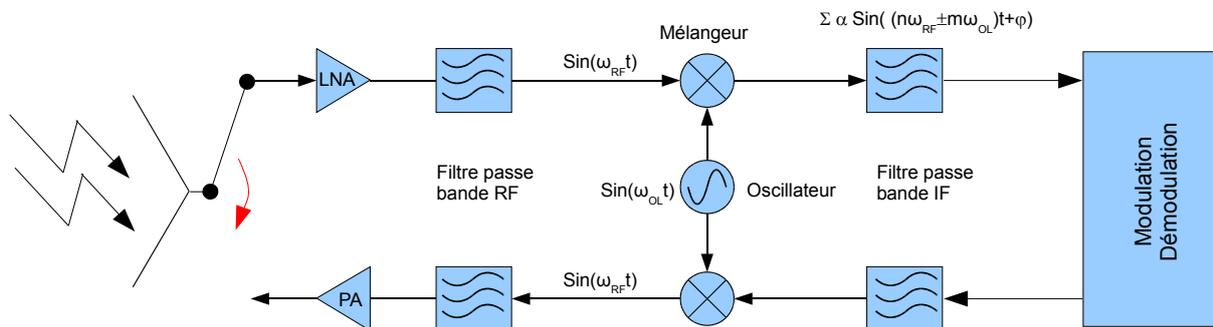


Figure I.4 Synoptique d'une chaîne d'émission/réception hétérodyne

L'équipe du laboratoire de systèmes sans fils NTT (au Japon) a réalisé une puce MMIC qui intègre les parties actives d'un transposateur de fréquence [Toy98]. Comme on peut le voir dans le schéma, les filtres de bande ne sont pas présents car ne pouvant être intégrés dans une puce de cette taille (2.3x2.3mm). Cette puce est conçue pour la bande X, avec un gain de conversion de 20dB en réception et de 13dB en émission (à 10 GHz). La puce intègre l'amplificateur faible bruit, trois amplificateurs à gain contrôlé, un amplificateur de puissance, un amplificateur d'isolement pour l'oscillateur, un mélangeur à réjection d'image, un mélangeur de conversion haute.

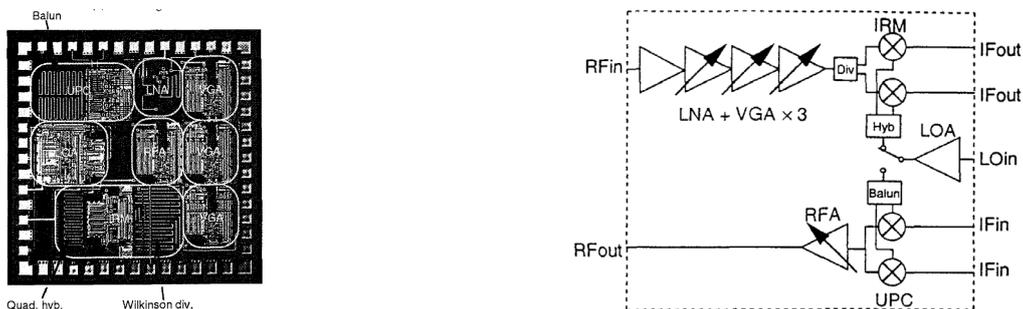


Figure I.5 Transmetteur large bande [Toy98]

L'équipe de la division de recherche de « Digital Home » en Corée a conçu un transmetteur en technologie 0.18µm CMOS pour les systèmes ultra large bande (voir Figure I.6). La puce de 3x3mm est composée d'un amplificateur à gain contrôlé, d'un filtre passe bas, d'un synthétiseur de fréquence, d'un mélangeur à conversion haute et d'un mélangeur à conversion basse. Ce transmetteur est conçu pour la bande de fréquence de 3.1 à 5GHz, avec un gain de conversion de 10dB en réception et de 8.5dB en émission. Cette puce intègre tous les éléments nécessaires pour la chaîne d'E/R hormis le filtre de bande avant l'émission, qui est trop contraignant pour être intégré dans des circuits de cette dimension.

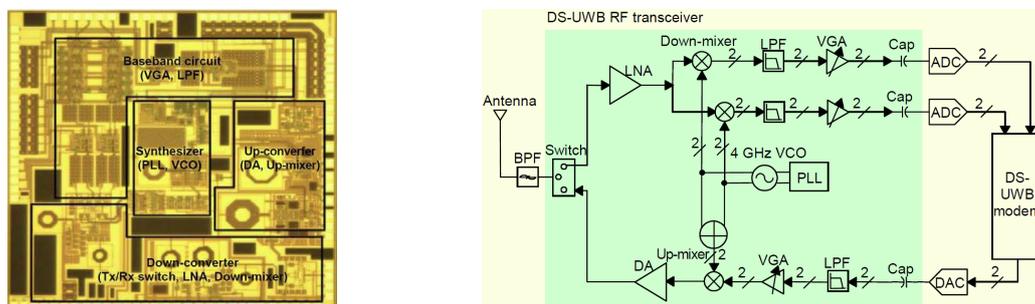


Figure I.6 Transmetteur large bande [Par07]

Nous pouvons remarquer que les systèmes de transmissions « tout » intégré ne correspondent pas au cahier des charges en terme d'agilité en fréquence.

III.2 Mélangeur

III.2.1 Principes et caractéristiques principales

Le mélangeur est un élément essentiel d'une chaîne d'émission/réception car c'est lui qui permet d'augmenter la fréquence du signal modulé avant l'émission (ou de descendre en fréquence à la réception). Idéalement un mélangeur doit décaler le signal RF d'entrée de la fréquence de l'oscillateur OL, il en résulte la fréquence intermédiaire FI qui est la somme (ou la différence) des signaux RF et OL. En théorie le mélangeur est représenté par un multiplieur, qui va générer en sortie un spectre de fréquence au lieu d'une fréquence FI seule.

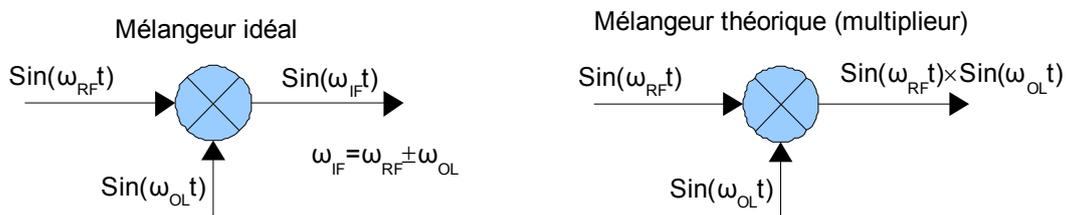


Figure I.7 Mélangeur idéal et théorique

En pratique les mélangeurs de type CMOS utilisent l'effet non linéaire de la jonction PN afin de générer un mélange entre les signaux d'entrée. Cet effet est dû à la réponse en courant de la jonction par rapport à la tension appliquée qui est donnée par la formule :

$$I = I_0 (e^{\frac{V}{\psi}} - 1) \quad \text{avec } \psi = \frac{KT}{q}$$

On obtient donc un effet exponentiel sur la tension, en utilisant la décomposition en série

entière, $e^x = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{x^n}{n!}$

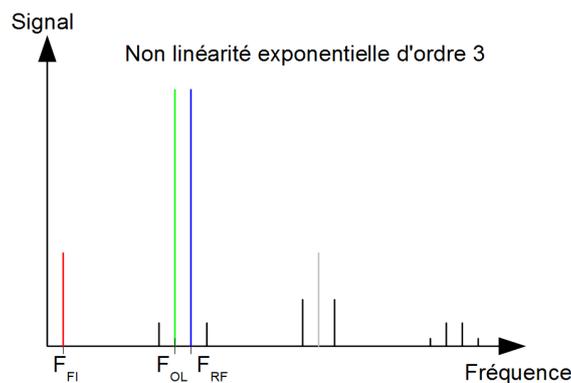


Figure I.8 Spectre de sortie d'un mélangeur à non linéarité exponentielle d'ordre 3

La fonction non linéaire utilisée va générer une infinité de raies d'amplitude décroissante. En développant cette série jusqu'à l'ordre 3 on obtient en sortie du mélangeur 13 raies de fréquence (de 0 à $3 \cdot F_{RF}$), voir Figure I.8. Le mélangeur qui possède 3 ports a des caractéristiques principales comme le gain de mélange (la puissance de l'OL va amplifier le signal RF lors du changement de fréquence) et les isolations ($OL \leftrightarrow FI$, $OL \leftrightarrow RF$, $RF \leftrightarrow FI$). Dans le cas d'une conversion vers le haut, la raie de sortie (F_{RF}) sera entourée de 3 fréquences proches qu'il faudra filtrer ou supprimer par recombinaison. Pour une conversion basse, le signal de sortie ne sera gêné que par le signal de fréquence nulle qui est facilement filtré.

III.2.2 Mélangeur à jonction

L'équipe de Sumitomo électrique (au Japon) a réalisé deux mixeurs [Ima09]. Le premier dédié à la conversion haute et le deuxième pour la conversion basse. Dans le mélangeur de conversion haute on peut dénombrer 4 circuits non linéaires pour les mélanges et 6 coupleurs à quadrature pour les différentes combinaisons. Ces différentes combinaisons permettent grâce aux fonctions trigonométriques de supprimer les raies gênantes issues du mélange non linéaire en déphasant les signaux les uns par rapport aux autres.

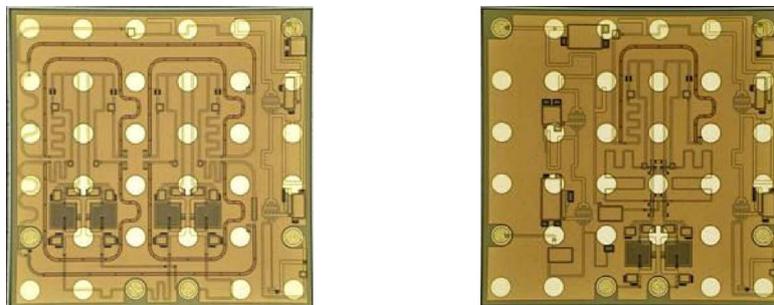


Figure I.9 Mélangeur d'émission et de réception [Ima09]

III.2.3 Mélangeur MEMS

L'équipe de l'ESIEE Paris a conçu un mélangeur à l'aide de capacités variables MEMS [Baz00], voir Figure I.10. Cette structure se compose d'une électrode rotationnelle suspendue supportant les deux électrodes mobiles de capacités $C1$ et $C2$. Les électrodes fixes de ces capacités sont positionnées sur le substrat en verre. L'utilisation d'un système d'électrode rotationnelle permet lors de son actionnement d'obtenir d'un côté une augmentation du gap (et donc une diminution de la capacité) et de l'autre côté une réduction du gap (et donc une augmentation de la capacité).

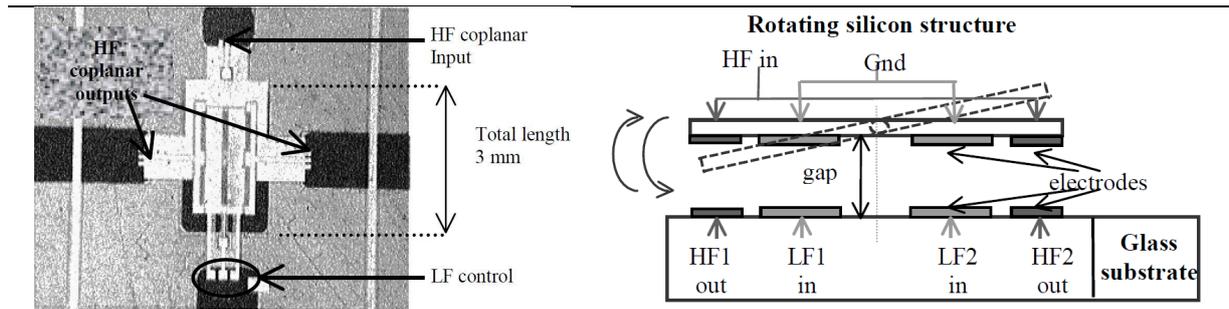


Figure I.10 Mélangeur de type MEMS [Baz00]

III.3 Oscillateurs accordables (VCO)

III.3.1 Principes et caractéristiques des VCO

L'oscillateur est un circuit oscillant à une fréquence fixe. Il est composé d'un élément actif pour le gain G en tension et d'un élément résonant de fonction de transfert H pour fixer la fréquence F des oscillations, voir Figure I.11.

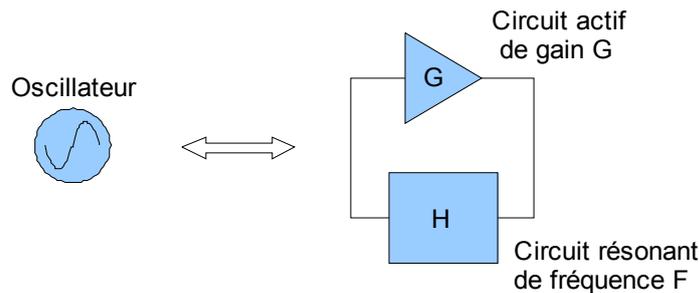


Figure I.11 Représentation symbolique d'un oscillateur et structure

Les conditions de Barkhausen [Bar20] sont « *sine qua non* » pour obtenir un système en oscillation mais pas suffisantes pour l'établissement des oscillations, elles sont au nombre de deux :

- Le gain global doit être de 1 (le gain du circuit actif doit compenser les pertes du circuit résonant)
- La phase entre l'entrée du circuit actif et la sortie du circuit résonant doit être égale à 0 ou $n \cdot 2\pi$.

Ces deux conditions permettent de calculer la fréquence d'oscillation du système à partir de la fonction de transfert complexe du circuit actif $\underline{G}(j\omega)$ et du circuit résonant $\underline{H}(j\omega)$ en fonction de la pulsation ω .

La fréquence ou pulsation d'oscillation ($\omega_0 = 2\pi f_0$) est donc déterminée par les deux équations suivantes :

- $|\underline{G}(j\omega_0)| \cdot |\underline{H}(j\omega_0)| = 1$
- $\text{Arg}(\underline{G}(j\omega_0)) + \text{Arg}(\underline{H}(j\omega_0)) = 0$

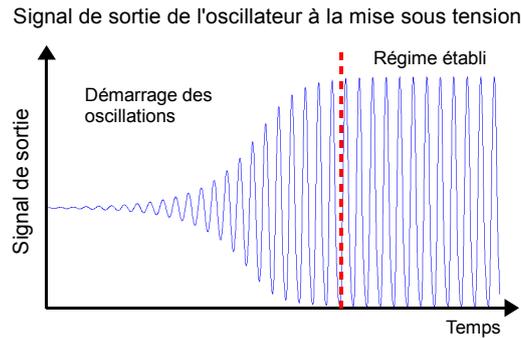


Figure I.12 Signal de sortie temporel d'un oscillateur à la mise sous tension

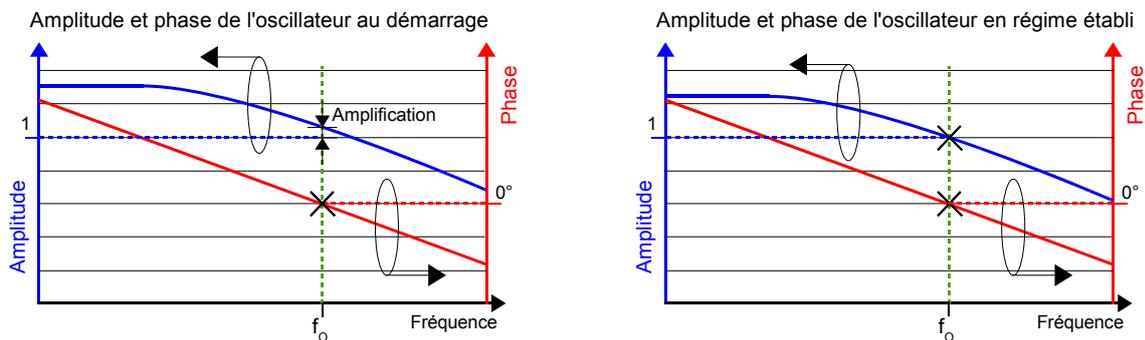


Figure I.13 Amplitude et phase de l'oscillateur au démarrage et en régime établi

Les caractéristiques principales de l'oscillateur sont :

- la fréquence de résonance en Hertz f_0 (ou ω_0 la pulsation en radian/seconde)
- la pureté spectrale (harmoniques et raies parasites proches de la porteuse)
- Son bruit de phase en dBc/Hz, à 1MHz ou 100kHz de la porteuse par exemple (noté **BP** par la suite)

En effet idéalement on souhaiterait avoir une raie spectrale de largeur nulle (voir Figure I.14) et de « grandeur » infinie (un Dirac), mais la fréquence générée par l'oscillateur n'est pas stable, elle varie en fonction de différentes grandeurs et phénomènes physiques. Comme source de bruit on peut citer les échauffements thermiques qui font varier les paramètres résistifs, la stabilité de l'alimentation qui va avoir un impact direct sur le gain et donc sur les conditions d'oscillation à la fréquence voulue (dans la suite on utilisera au choix les notations en fréquence ou en pulsation qui sont équivalentes).

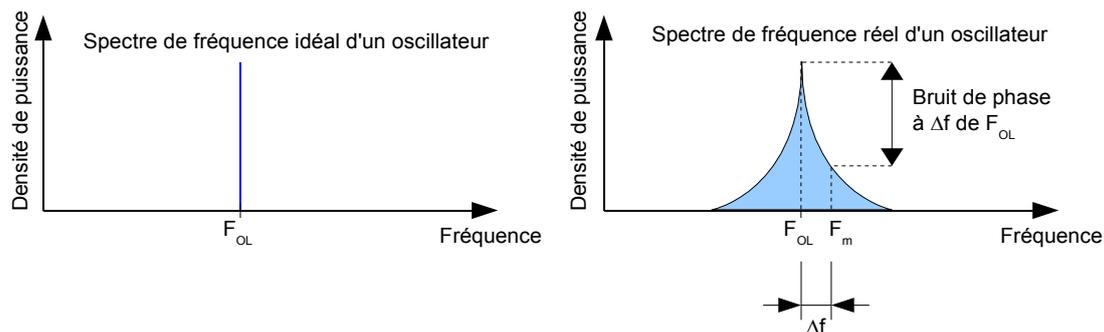


Figure I.14 Spectre de fréquence idéal et réel d'un oscillateur

Afin de déterminer le bruit de phase proche de la porteuse, Leeson a décrit le bruit de phase comme la somme de 3 bruits distincts [Lee66, Raz96], qui sont cumulatifs et qui dépendent du décalage en pulsation $\Delta\omega$, du coefficient de qualité chargé du résonateur Q_L , $\Delta\omega_{1/f^3}$ la pulsation de croisement, P_S la puissance du signal, k la constante de Boltzmann, T la température et F le facteur de bruit :

- Le bruit de scintillation (*flicker noise*) : $\frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|}$
- Le coefficient de qualité chargé du résonateur : $\left(\frac{\omega_0}{2Q_L\Delta\omega}\right)^2$
- Le plancher de bruit : $\frac{2FkT}{P_S}$

$$PN = 10 \log \left\{ \frac{2FkT}{P_S} \left(1 + \frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|} \right) \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q_L\Delta\omega} \right)^2 \right] \right\}$$

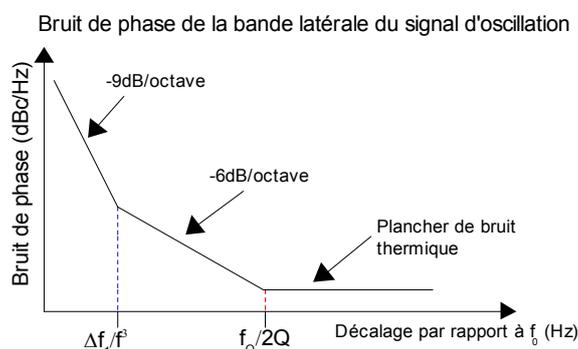


Figure I.15 Bruit de phase proche de la porteuse

L'oscillateur accordable est basé sur les structures d'oscillateur avec comme particularité de pouvoir faire varier sa fréquence d'oscillation. Pour cela il existe différents

moyens technologiques pour faire varier un des paramètres dans le circuit résonant. On peut faire varier la capacité et/ou l'inductance du circuit d'accord, de façon continue ou discrète suivant les applications. Nous allons décrire dans la suite les principaux types de VCO publiés correspondant à nos critères.

III.3.2 Les VCO à base de varactors

L'équipe de Mitsubishi électronique au Japon a réalisé un VCO à triple accord [Tsu05, Tsu08a], voir Figure I.16. Ce VCO se compose d'un transistor bipolaire à hétérojonction GaAs monté sur une alumine. La particularité du montage est d'avoir un circuit d'accord sur chaque port du transistor, permettant ainsi d'avoir un accord en fréquence très large et la possibilité d'adapter la sortie pour transmettre un maximum de puissance à la charge. Les circuits d'accord se composent chacun d'une paire de varactors GaAs à jonction hyper abrupte montés tête bêche, avec un circuit d'accord double sur l'émetteur. Ce montage permet d'obtenir une variation en fréquence de 5.6 à 16.8 GHz, soit un rapport de variation de 200%, le bruit de phase associé est de -114.9dBc/Hz à 1MHz (à ± 2.9 dB). La puissance de sortie est de 3.4dBm (à ± 2 dB) avec un courant de 76.1mA sous 4V, soit une dissipation de 304.4 mW.

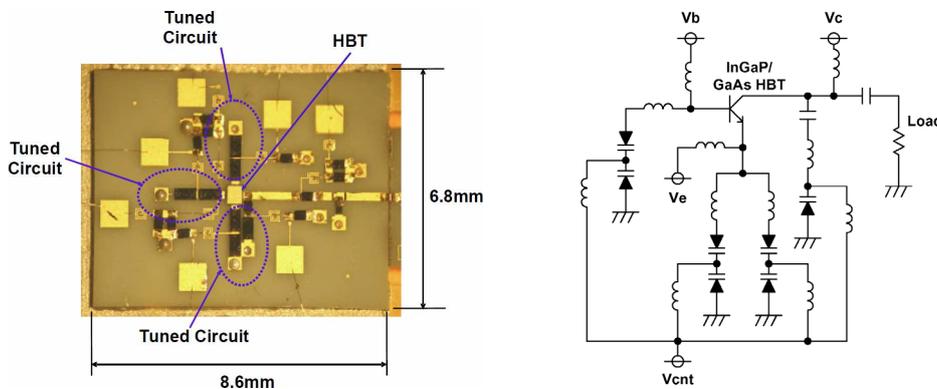


Figure I.16 VCO à varactor sur céramique pour la bande de fréquence C à Ku [Tsu05, Tsu08a]

L'équipe de l'Institut d'Astronomie et d'Astrophysique de Taipei à Taïwan a réalisé un VCO MMIC en technologie GaAs 2 μ m de Win Semiconductors [Chi08], voir Figure I.17. Le circuit se compose d'un transistor bipolaire à hétérojonction (HBT), l'accord en fréquence est rendu possible par l'utilisation de varactors sur la base et sur l'émetteur du transistor, ce qui permet un double accord. Trois circuits ont été réalisés, permettant d'adresser une large bande de fréquence :

- Circuit A : accord en fréquence de 11.9 à 14.7 GHz, soit une variation de 23.5%, un bruit de phase de -118dBc/Hz à 1MHz et une puissance de sortie de 0 dBm.
- Circuit B : accord en fréquence de 14.45 à 18.15 GHz, soit une variation de 25.6%, un bruit de phase de -124dBc/Hz à 1MHz et une puissance de sortie de +3 dBm.
- Circuit C : accord en fréquence de 16.2 à 20.8 GHz, soit une variation de 28.4%, un bruit de phase de -117dBc/Hz à 1MHz et une puissance de sortie de 0 dBm.

La consommation pour chacun des 3 VCO est de 75mW.

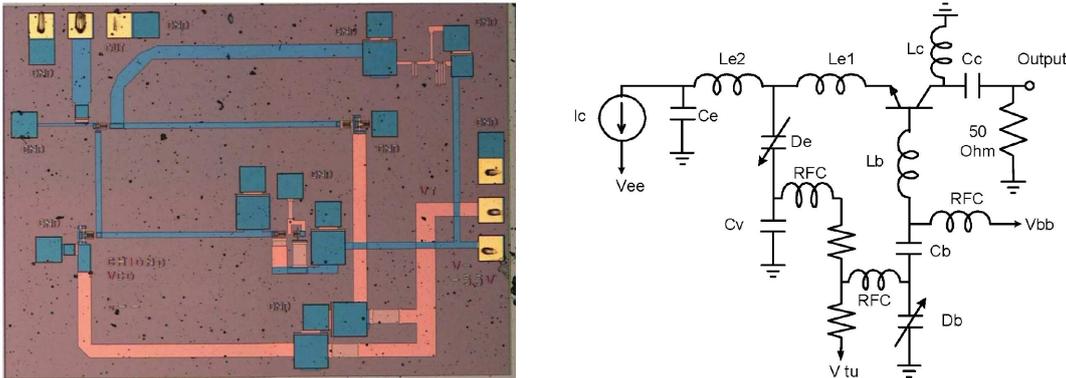


Figure I.17 VCO à varactor à double circuit d'accord, 3 VCO différents sur la bande X à Ku [Chi08]

L'équipe du département d'électronique de l'université de Chang Gung à Taïwan a réalisé un VCO à double inductance active [Wei08], voir Figure I.18. L'avantage majeur d'utiliser une inductance active est bien entendu la réduction de la surface de l'« inductance » en comparaison avec une inductance passive, un autre avantage est la possibilité de faire varier cette inductance sur une large plage de valeur, dans le cas de cette réalisation de 1.7 à 3.6nH, le coefficient de qualité varie lui respectivement de 10 à 60 (à 4GHz). Le VCO est réalisé avec le procédé 0.18 μ m CMOS de chez TSMC. La variation de fréquence obtenue est de 2.16 à 6.16 GHz (soit une variation de 185%), le bruit de phase quant à lui est compris entre -65 et -85 dBc/Hz (à 1MHz de la porteuse), il est assez élevé en raison de l'utilisation d'inductance active qui ont des coefficients de qualité plus faibles que les inductances classiques. Pour la consommation le circuit dissipe 35mW pour une puissance de sortie de -14 à -2 dBm.

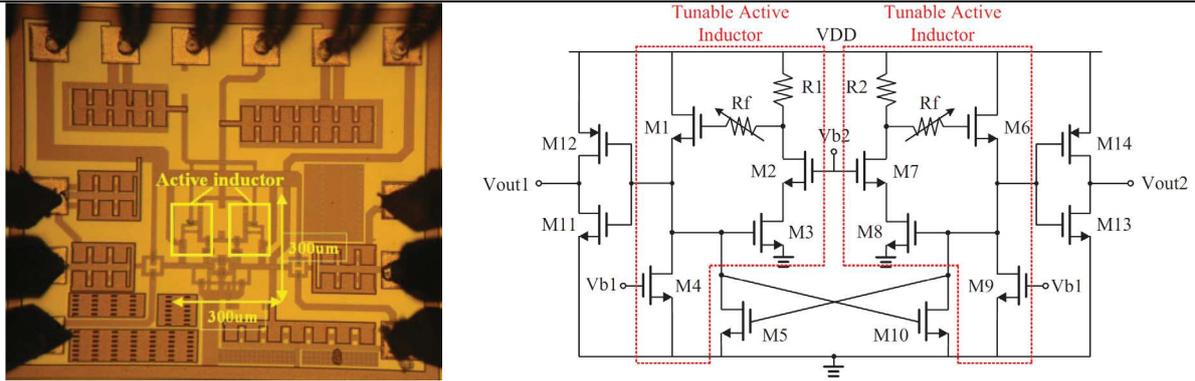
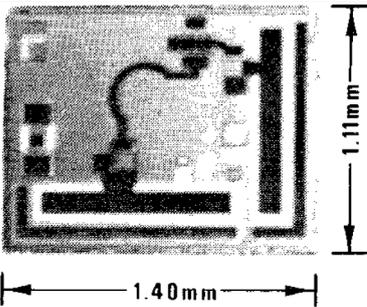
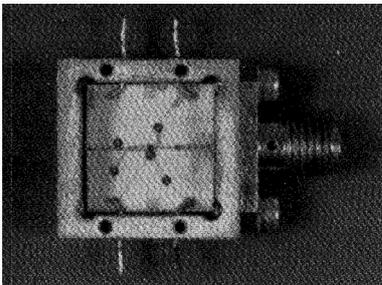
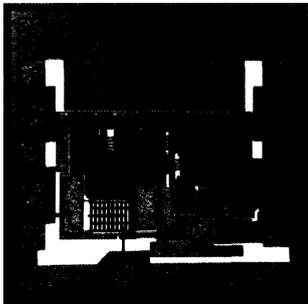
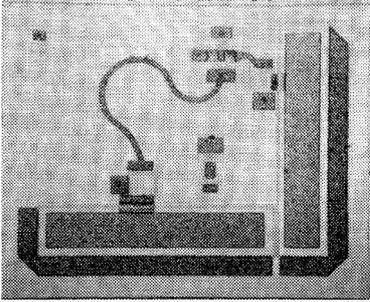
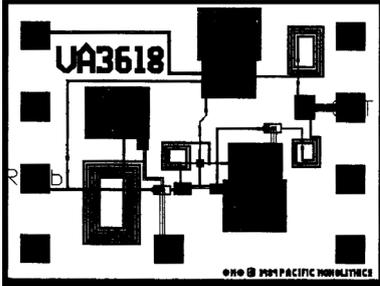
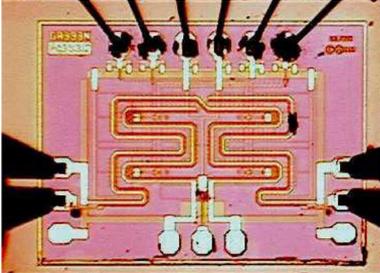
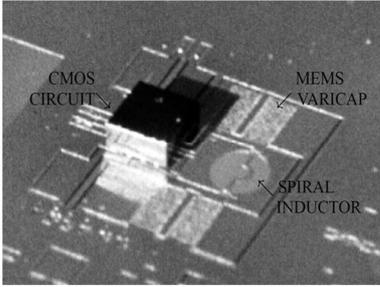
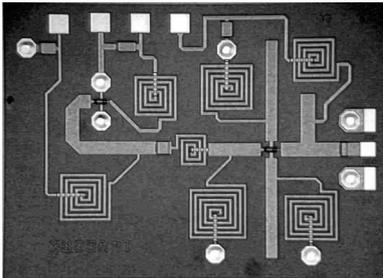
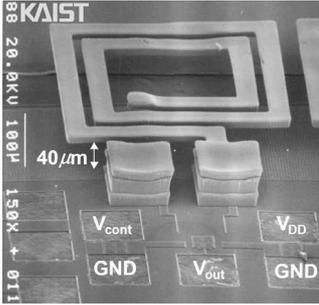
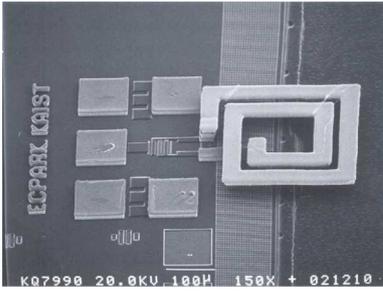
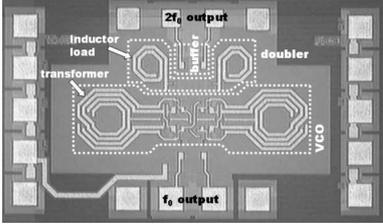
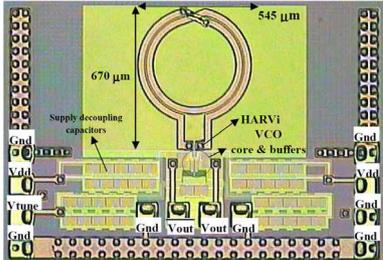


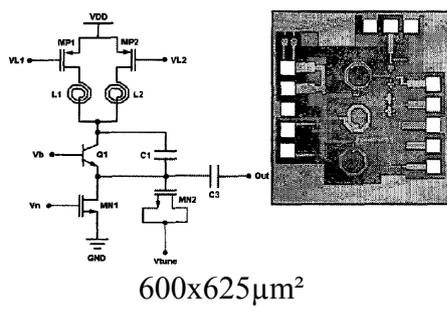
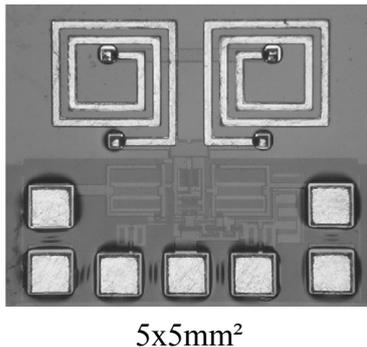
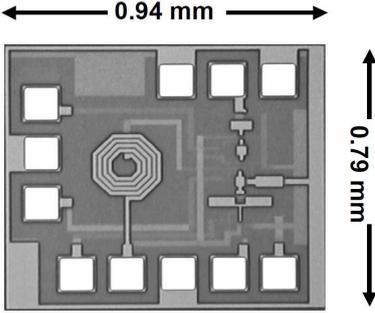
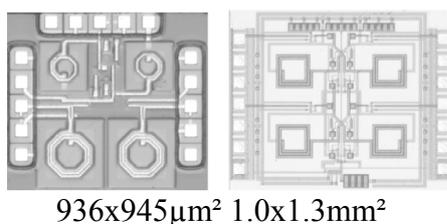
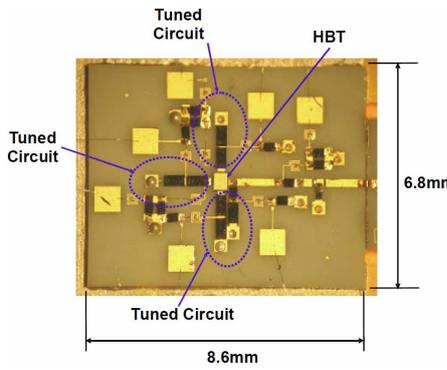
Figure I.18 VCO à inductance active accordable de 2 à 6 GHz [Wei08]

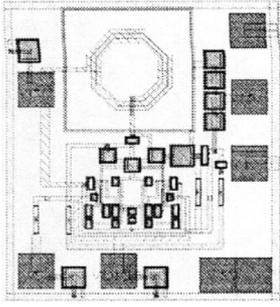
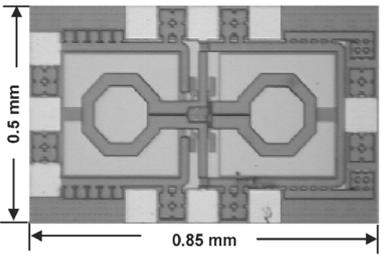
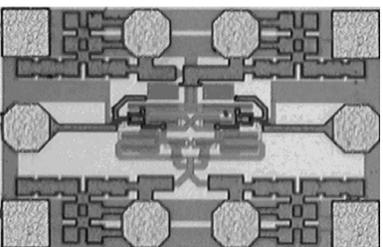
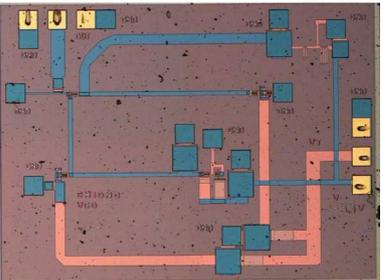
Le tableau suivant **Tableau I.1** regroupe les principales références dans la bande d'intérêt avec un circuit d'accord à base de varactor avec **PS** la puissance de sortie, **BP** le bruit de phase (les valeurs n'étant pas toujours disponibles).

Technologie	Caractéristiques	Illustration	Ref
GaAs MMIC 300µm FET	Variation de 72.4 % 11.6 - 20 GHz PS= 5.5 à 15.8 dBm		[Sco84]
VCO hybride Transistor FET Alumine 250µm	Variation de 69/33 % 7.05-11.93 / 13.5-18 GHz PS= 0 à 13/-22 à -15 dBm X 7x7mm ² Ku 5x5mm ²		[Kam86]
GaAs MMIC Varactor GaAs Double accord	Variation de 140 % 2.5 - 6 GHz BP= -92 dBc/Hz @0.1MHz PS= 17.5 dBm Consommation core max = 550 mW 0.81x1.22mm ²		[And88]

<p>GaAs MMIC Transistor FET Double accord</p>	<p>Variation de 113/92 % 5.9-12.6/10.6-20.4 GHz BP= -100/-95 dBc/Hz @1MHz PS= 13 à 16 dBm</p>		<p>[Ree88]</p>
<p>HBT MMIC Varactor silicium</p>	<p>Variation de 117 % 6.9 - 15 GHz BP= -75 dBc/Hz @0.1MHz PS= 9 à 12 dBm Consommation core = 75 mW 0.8x1.0mm²</p>		<p>[Ada91]</p>
<p>Montage sur Duroid 5880 GaAs Fet Varactor silicium à jonction abrupt</p>	<p>Variation de 3.3 % 9.2-9.5 GHz PS= 14 dBm</p>		<p>[Har94]</p>
<p>0.35μm BiCMOS (Conexant) Oscillateur distribué</p>	<p>Variation de 12.9 % 9.3-10.5 GHz BP= -114 dBc/Hz @1MHz PS= -4.5 dBm Consommation core = 40 mW 1.0x1.4mm²</p>		<p>[Wu00]</p>
<p>0.35 μm CMOS Flip-chip sur le résonateur passif</p>	<p>Variation de 20.5 % 4.25-5.12 GHz BP= -89 à -98 dBc/Hz @0.1MHz Consommation core = 7.5mW 3x3mm²</p>		<p>[Inn02]</p>

<p>HEMT MMIC VCO Montage sur alumine avec sortie pour PLL</p>	<p>Variation de 4.5 % 13.35-13.95 GHz BP= -115 dBc/Hz @1MHz PS= 6.5 à 11.5 dBm Consommation core = 37 à 90 mW 1.5x2.0mm²</p>		<p>[Koz03]</p>
<p>0.18µm (TSMC) Cross-coupled Inductance suspendue (MEMS) en cuivre</p>	<p>Variation de 69/61% 1.08-1.83 / 2.6-4.2 GHz BP= -124/-117 dBc/Hz @0.3MHz Consommation core = 15 mW</p>		<p>[Par03a]</p>
<p>0.18 µm CMOS Cross-coupled Inductance suspendue (post process MEMS) en cuivre</p>	<p>Variation de 19% 4.7-5.6 GHz BP= -122 dBc/Hz @1MHz PS= 0 dBm Consommation core = 3.75mW 0.22mm²</p>		<p>[Par03b]</p>
<p>0.18 µm CMOS QVCO</p>	<p>Variation de 11.7 % 10.18 – 11.37 GHz BP= - 118.67 dBc/Hz @1MHz PS= - 6 dBm Consommation 1.8V, 6.57mA, 11.8mW 0.76x1.28mm²</p>		<p>[Ko04]</p>
<p>90 nm CMOS (IMEC) LC cross-coupled</p>	<p>Variation de 2.6% 5.755-5.903 GHz BP = -115dBc/Hz @1MHz PS = -15dBm Consommation core = 0.82V, 400µA, 328µW 1.23x1.74mm²</p>		<p>[Lin04]</p>

0.18 μ m SiGe-CMOS Inductance commutée	Variation de 28.6/22% 2.1-2.7 GHz 5-6.1 GHz BP=-97 à -102 dBc/Hz @1MHz PS= -29 à -27.8 dBm Consommation core = 7.5mW	 <p>600x625μm²</p>	[Muk04]
0.25 μ m CMOS Standard/MEMS Inductance	Variation de 18/16.9% 2.18 - 2.57 GHz / 2.78 - 3.25 GHz BP= -115/-121 dBc/Hz @0.6MHz PS= -24.94/-14.42 dBm Consommation 3V, 2.1mA, 6.3mW	 <p>5x5mm²</p>	[Che05]
0.18 μ m SiGe BiCMOS SiGe HBT, MOSFET	Variation de 206% 1.7 – 5.2 GHz BP= -94 à -103 dBc/Hz @1MHz PS= -18 à -9 dBm Consommation core = 1.8V, 3.7mW	 <p>0.94 mm 0.79 mm</p>	[Muk05]
0.18 μ m CMOS Samsung/TSMC Differential VCO/ QVCO	Variation de 6.1/6.7% 2.12 – 2.25 / 3 – 3.2 GHz BP= -110/-102 dBc/Hz @1MHz PS= -12.89/-15.53 dBm Consommation 1.8/4.32 mW	 <p>936x945μm² 1.0x1.3mm²</p>	[Oh05]
Transistor GaAs HBT Varactor GaAs hyper-abrupt jonction Montage hybride sur alumine	Variation de 200% F=5.6-16.8 GHz Vctl= 0 - 16V Cmax/Cmin=13.6 BP=-114.9dBc/Hz +- 2.9dB (@1MHz) PS=3.4dBm +-2dB Consommation 4V, 76.1mA, 304.4 mW	 <p>Tuned Circuit HBT Tuned Circuit Tuned Circuit 8.6mm 6.8mm</p>	[Tsu05, Tsu08a]

<p>0.18μm CMOS (TSMC) Hartley oscillator Inductance active variable</p>	<p>Variation de 100% 2.7-5.4 GHz BP= -90 à -95 dBc/Hz @1MHz PS= -20.6 à -13.8 dBm Consommation totale = 1.5V, 12.26mA, 18.4mW 0.6x0.675mm²</p>		<p>[Wei05]</p>
<p>0.18μm CMOS (1P6M) Basé sur un Colpitts</p>	<p>Variation de 2.6 % 19.62 – 20.13 GHz BP= -111 dBc/Hz @1MHz PS= -3 dBm Consommation core = 32 mW</p>		<p>[Hsi06]</p>
<p>0.18μm CMOS Inductance active</p>	<p>Variation de 500 % 0.5 – 3 GHz BP= - 101 à -118 dBc/Hz @1MHz PS= - 14 à -22 dBm Consommation DC = 6 à 28mW 150x300μm²</p>		<p>[Lu06]</p>
<p>2μm GaAs HBT (WIN semiconductor) Double variation</p>	<p>Variation de 23.5 / 25.6 / 28.4% 11.9-14.7 / 14.45-18.15 / 16.2-20.8 GHz BP= -118 / -124 / -117 dBc/Hz @1MHz PS= 0 / +3 / 0 dBm Consommation 75 mW 1.5x2.0mm²</p>		<p>[Chi08]</p>

<p>0.18μm CMOS (TSMC 1P6M) Inductance type MEMS</p>	<p>Variation de 9.2 % 5.13 – 5.6 GHz BP= -125/-126 dBc/Hz @1MHz Consommation 7.4 – 8.1 mW</p>		[Hua08]
<p>0.18μm CMOS (TSMC 1P6M)</p>	<p>Variation de 14/18.7 % 1.8-2.06 / 4.12-4.89 GHz BP= -123.83/-115.06 dBc/Hz @1MHz Consommation 6.8 mW 0.89x1.17mm²</p>		[Seo08]
<p>InaP/GaAs HBT Varactor GaAs hyper abrupt junction MMIC Bonding Or</p>	<p>Variation de 121% F=9.9-21.9 GHz Vctl= 0 à -15V Cmax/Cmin=13.6 BP=-109.4dBc/Hz +- 2.4dB (@1MHz) PS=-1.8dBm +-3.3dB Courant = 44.7mA</p>		[Tsu08b]
<p>0.18μm CMOS Inductance active</p>	<p>Variation de 185 % 2.16-6.16 GHz BP= -65 à -85 dBc/Hz @1MHz PS= -14 à -2 dBm Consommation core = 35 mW 0.8x0.85mm²</p>		[Wei08]
<p>0.35μm SiGe BiCMOS</p>	<p>Variation de 8 % 18.97 – 20.48 GHz BP= -111.4 dBc/Hz @1MHz PS= -4.8 dBm Consommation core = 34 mW 370x610μm²</p>		[Zha09]

90 nm CMOS	Variation de 105 %	[Tan11]
Inductance commutée	9.9 – 20.3 GHz	
	BP= -84 à -103 dBc/Hz @1MHz	
	PS= -23.56 dBm	
	Consommation	
	5.2 – 7.1 mW 2900µm ²	

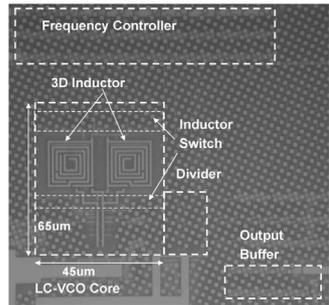


Tableau I.1 Liste de l'état de l'art des VCO à base de varactors

III.3.3 Les VCO à base de MEMS à variation continue

Comme on a pu le voir dans la partie précédente (III.3.2), les VCO à base de varactor voient leurs performances limitées par le rapport de variation des varactors (10 à 15 au maximum) et par leur coefficient de qualité. Depuis le développement de capacités variables de type MEMS, qui offrent des possibilités de variation plus grande, des VCO intégrant cette technologie ont été réalisés, ils sont pour la plupart listés dans ce chapitre.

L'équipe d'Alcatel Alenia Space a réalisé dans le cadre du projet Européen MEMS2TUNE, en collaboration avec Philips, IMEC et l'université de Leuven, une capacité MEMS destinée à être intégrée à un VCO pour des applications de récepteur satellite. Cette capacité variable de type « double air gap » (PASSI™) varie de 0.38pF à 1.3pF (soit un rapport de variation de 3.4) pour une tension d'actionnement de 25V. Cette capacité a été connectée à l'aide de bonding à un oscillateur Colpitts (sur substrat alumine) en tant que circuit d'accord. Grâce à la variation de la capacité MEMS, le VCO peut être accordé de 1.45 à 1.7 GHz avec un bruit de phase compris entre -115 et -125 dBc/Hz à 1MHz de la porteuse.

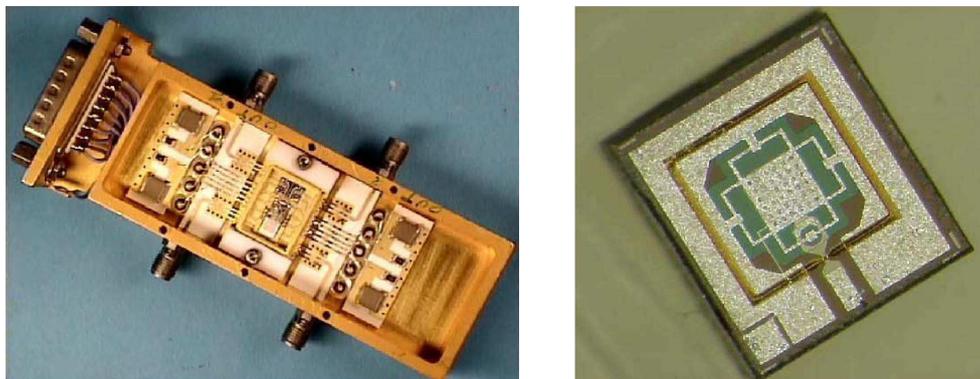


Figure I.19 VCO à base de MEMS pour les récepteurs satellite [Pai06]

Le tableau suivant regroupe la plupart des VCO à base de capacité ou inductance MEMS variable, Tableau I.2.

Technologie et type de variation	Caractéristiques	Illustration	Ref
Capacité à variation de <i>gap</i> Bonding Colpitt's VCO Conexant's 25 GHz fT silicon bipolar	Variation de 2% (3V) 1008-1028 MHz BP=-105dBc/Hz @100kHz		[You99]
Capacité à variation de <i>gap</i> Bonding 0.5µm CMOS	Variation de 9% C=2.1-2.9 pF (4V) 1765-1925 MHz BP=-126dBc/Hz @600kHz		[Dec00a]
Capacité à variation de <i>gap</i> Bonding 0.5µm CMOS	Variation de 3.4% C=1.4-1.9 pF (5V) 2320-2400 MHz BP=-122dBc/Hz @1 MHz		[Dec00b]
Capacité à variation de <i>gap</i> Bonding HPs 0.8µm CMOS	Variation de 2% (3V) 707-721 MHz BP=-110dBc/Hz @100kHz		[You01]
Capacité interdigitée à actionnement thermique Jazz 0.35µm iCMOS	Variation de 33% 2.1-2.8 GHz BP=-122dBc/Hz @1MHz		[Ram04] [Sar04]
Inductance variable 0.35µm CMOS	Variation de 54 % 2.13-3.28 GHz BP=-111.3dBc/Hz @1MHz		[Yos04]

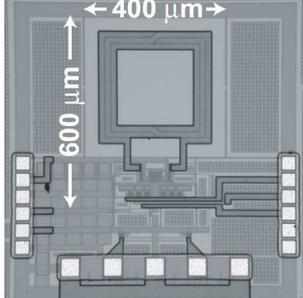
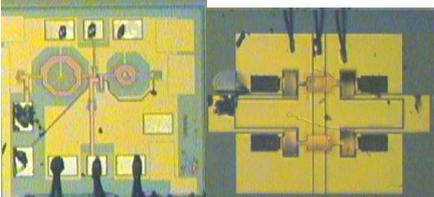
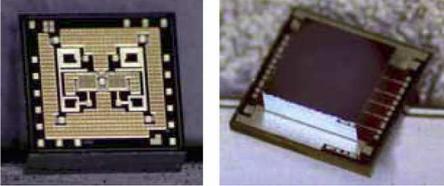
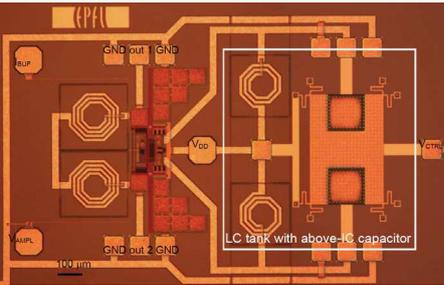
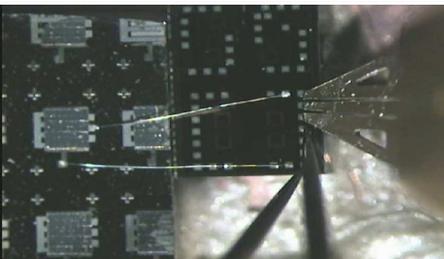
<p>Inductance variable 0.18 μm CMOS</p>	<p>Variation de 47 % 1.83-2.7 GHz BP=-127dBc/Hz @1MHz</p>		<p>[Ito05, Oha07]</p>
<p>Capacité shunt Bonding 0.35 μm MMIC BiCMOS SiGe (STMicroelectronics)</p>	<p>Variation de 7% (65V) 5.93-6.35 GHz BP=-85dBc/Hz @100kHz</p>		<p>[Cou06]</p>
<p>Capacité à variation de gap PASSI™ Bonding Colpitts sur alumine</p>	<p>Variation de 17% C=0.38-1.3 pF (25V) 1.45-1.7 GHz BP=-115dBc/Hz @1MHz</p>		<p>[Pai06]</p>
<p>Inductance commutée par switch MEMS SiGe BiCMOS</p>	<p>Variation de 5.7/6% 4.443-4.695 GHz 5.106-5.411 GHz BP=-103/97dBc/Hz @1MHz</p>		<p>[Kaw06]</p>
<p>Capacité à variation de gap « Above IC » 0.6 μm BiCMOS (X-FAB)</p>	<p>Variation de 12% 1.87-2.09 GHz BP=-106dBc/Hz @1MHz</p>		<p>[Fri07]</p>
<p>Capacité à variation de gap Bonding 0.35 μm SiGe BiCMOS (AMS)</p>	<p>Variation de 1% 7.72-7.8GHz BP=-73.9dBc/Hz @1MHz</p>		<p>[Hev07] [Hev08]</p>

Tableau I.2 Liste de l'état de l'art des VCO à base de MEMS

III.4 Circuit d'accord à base de MEMS

Les circuits d'accord sont utilisés dans les circuits de filtrage mais également pour la reconfigurabilité d'autres systèmes comme les oscillateurs. Les éléments de base de ces circuits que sont les capacités et les inductances vont être décrites ici dans le cas d'éléments variables grâce aux technologies MEMS.

III.4.1 Capacités variables MEMS RF

Les capacités variables de type MEMS sont apparues dans les années 90 avec comme perspectives l'amélioration des performances RF des varicaps et l'augmentation du rapport de variation. Les possibilités de conception et de technologie de fabrication sont très intéressantes et font souvent l'objet de publications originales.

L'équation idéale caractéristique des capacités à électrodes planes parallèles (Figure I.20) est donnée par :

$$C = \varepsilon \frac{S}{h}$$

Avec C la valeur de la capacité (ou capacitance), ε la permittivité du diélectrique entre les électrodes, S la surface des électrodes en regard ($L \cdot l$) et h le *gap* entre les électrodes.

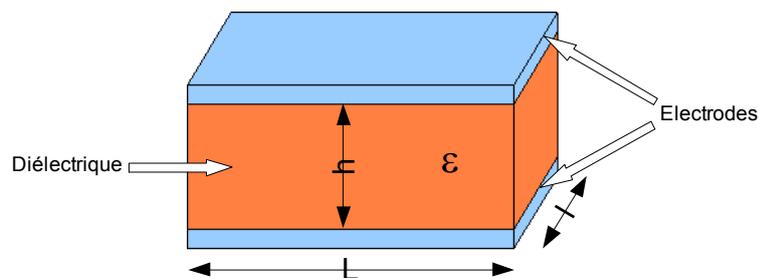


Figure I.20 Représentation d'une capacité à électrodes parallèles fixes

La capacité idéale se résume à la valeur de sa capacitance C (Farad), mais dans un cas plus réel elle peut être représentée par l'ajout d'une résistance en parallèle R_p (pour modéliser les fuites du condensateur), d'une résistance en série R_s qui représente les pertes résistives des contacts métalliques et une inductance L_s qui représente les connexions à la capacité (voir Figure I.21).

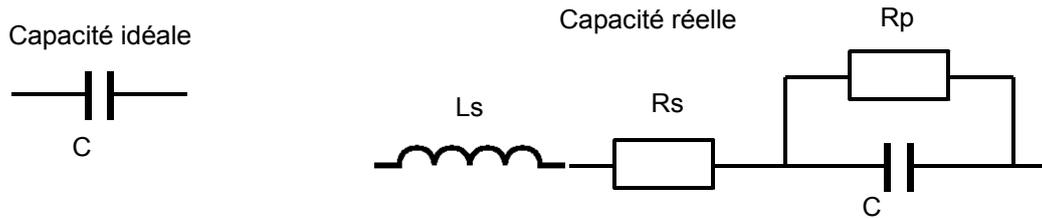


Figure I.21 Schéma électrique équivalent d'une capacité idéale et réelle

En prenant en compte le schéma équivalent réel d'une capacité on peut remarquer que vue de l'extérieur la capacité équivalente va varier avec la fréquence jusqu'à un point de résonance F_{rs} (en admettant que R_p est très grand), avec un coefficient de qualité Q qui va représenter les pertes en fréquence associées à la valeur de la capacité.

$$F_{rs} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C}}$$

$$Q = \frac{1}{2\pi \times f \cdot R_s \cdot C}$$

$$C_{rapport} = \frac{C_{max}}{C_{min}}$$

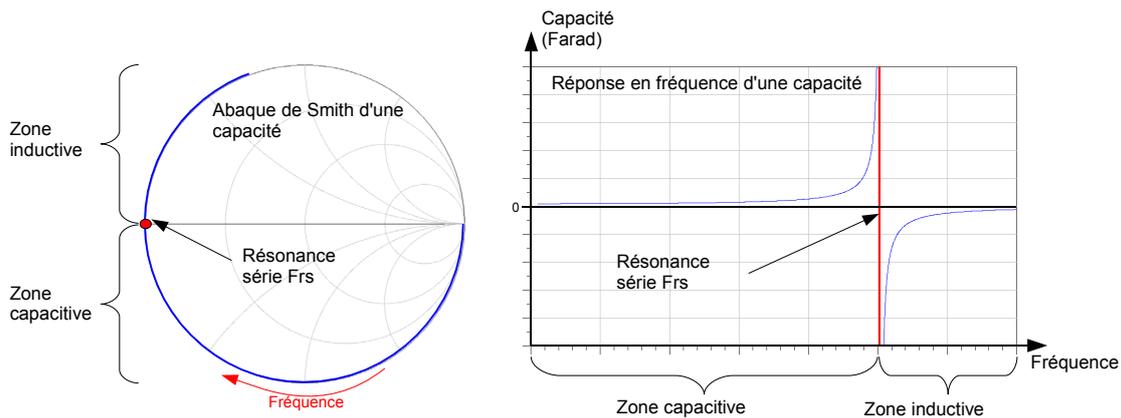


Figure I.22 Réponse en fréquence d'une capacité sur un abaque de Smith et en linéaire

Les capacités *MEMS* RF sont des composants à base d'éléments mécaniques mobiles qui ont la possibilité de faire varier un ou plusieurs des 3 paramètres qui déterminent la valeur de la capacité. Les capacités *MEMS* RF étudiées ici seront regroupées par type de variation. Une liste assez complète des publications dans le domaine et une étude comparative est disponible en fin de chapitre, avec comme principal élément de comparaison le rapport de variation en capacité.

III.4.1.1 Pré requis

Avant de décrire les différentes capacités variables *MEMS*, nous faisons un bref rappel des éléments mécaniques constituant un MEMS ainsi que les formules associées.

a) Les bras de suspension

Les bras de suspension sont des éléments indispensables pour la mobilité du MEMS. Ce sont en effet les bras de suspension qui permettent à un élément rigide de pouvoir être mobile, grâce à leur effet de ressort. Les bras de suspension peuvent avoir des structures très différentes suivant leur nombre de degré de « liberté ». Les bras de suspension sont pour la plupart composés de poutres encastrée-encastrée, qui apportent la souplesse du bras de suspension. Les poutres sont reliées entre elles par des éléments rigides (typiquement avec des largeurs plus grandes que pour les poutres). La constante essentielle d'un bras de suspension est sa constante de raideur k (en N/m), qui peut être définie sur les 6 axes (translation et rotation). Cette constante couplée à la masse de la structure m (en kg) va déterminer les fréquences de résonances mécaniques F_{res} (en Hertz) mais également le temps de réponse de la structure.

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{k/m}$$

Il existe plusieurs études théoriques pour le calcul de la rigidité des bras et on peut citer la thèse de Gary Fedder (1994) dans laquelle une étude analytique assez complète de la constante de rigidité des bras de suspension est réalisée dans le chapitre 3 (p. 67-114). [Fed94]

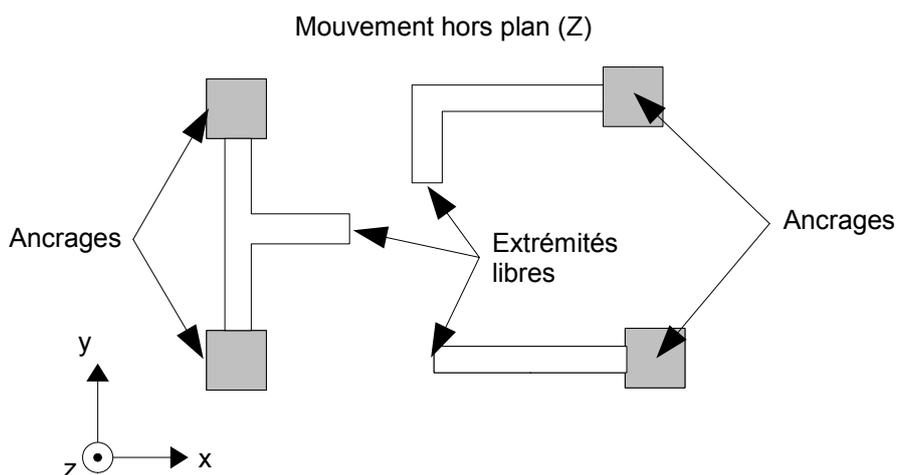


Figure I.23 Illustration de différents types de bras de suspension pour des mouvements hors plan

Les bras de suspension peuvent être divisés en deux catégories, ceux qui permettent des mouvements hors plan, voir Figure I.23 (sur l'axe Z), principalement utilisés pour la variation de *gap* et ceux qui permettent des mouvements plans, voir Figure I.24 (sur les axes X et Y) qui sont utilisés pour la variation de surface.

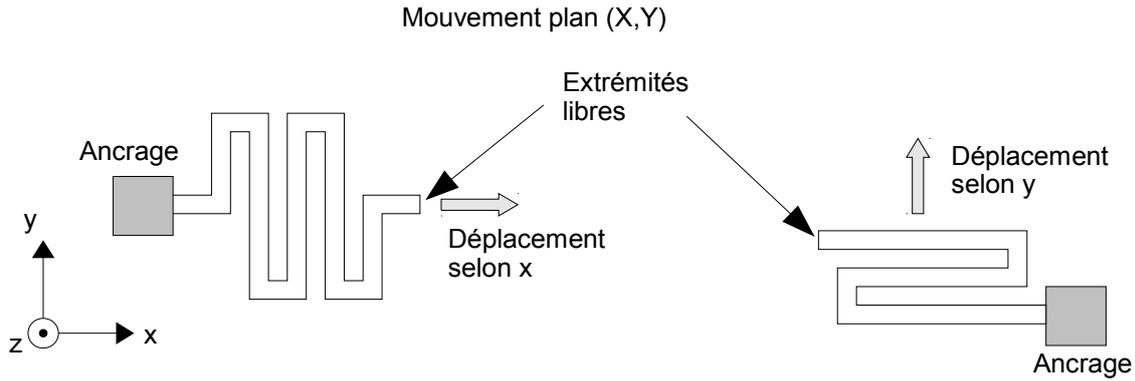


Figure I.24 Illustration de différents types de bras de suspension pour des mouvements plans

Les bras de suspension hors plan ont une épaisseur (typiquement autour du μm) plus faible que leur largeur pour privilégier ce mouvement, au contraire les bras de suspension plans ont des épaisseurs plus grandes que leurs dimensions latérales (quelques μm).

b) Les membranes mobiles et phénomène de « pull-in »

Les électrodes mobiles sont de par leurs conceptions sujettes aux déformations dues au stress (à la relaxation). En effet l'épaisseur souvent très fine (quelques μm) comparée aux dimensions latérales de l'électrode apporte une déformation de l'électrode plane, avec comme conséquence un effet bombé de la membrane après leur libération.

Les électrodes mobiles sont sensibles aux polarisations DC car elles font partie des systèmes à électrodes parallèles. En appliquant une différence de potentiel entre l'électrode mobile et l'électrode fixe une force d'attraction $F_{\text{électrostatique}}$ s'exerce entre les deux électrodes à laquelle va s'opposer la force de rappel F_{rappel} (due à la rigidité des suspensions).

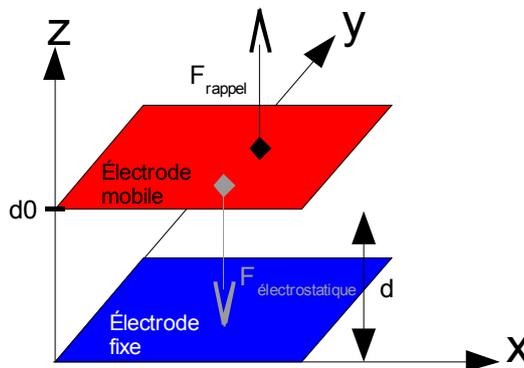


Figure I.25 Force de rappel et d'attraction (état initial $d=d_0$)

$$\vec{F}_{\text{rappel}} = k(d_0 - d) \cdot \vec{u}_z$$

$$\vec{F}_{\text{électrostatique}} = -\frac{\epsilon \cdot S}{2} \times \frac{V^2}{d^2} \vec{u}_z$$

Le *gap* initial entre les électrodes est d_0 , d représente la variation du *gap* quand on applique une tension V . L'électrode mobile va se rapprocher de l'électrode fixe dans la direction u_z , ce qui va réduire d . La force de rappel est linéaire et est représentée par la droite en noir sur la Figure I.26, la force électrostatique exercée entre les électrodes est également représentée pour 3 points de polarisation différents croissants (V_1 , V_2 et V_3).

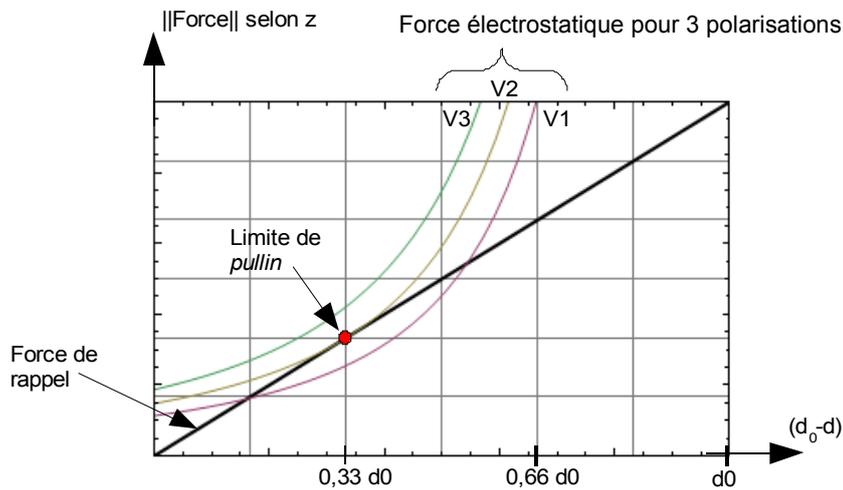


Figure I.26 Force de rappel et d'attraction pendant l'actionnement pour différentes tensions d'actionnement (V_1 , V_2 et V_3)

La position de l'électrode mobile correspond au croisement entre la courbe de la force d'attraction et celle de la force de rappel. Lorsque ces deux courbes ne se croisent plus l'électrode mobile sera attirée jusqu'au contact avec l'électrode fixe (polarisation V_3), c'est le phénomène de *pullin*, voir Figure I.27.

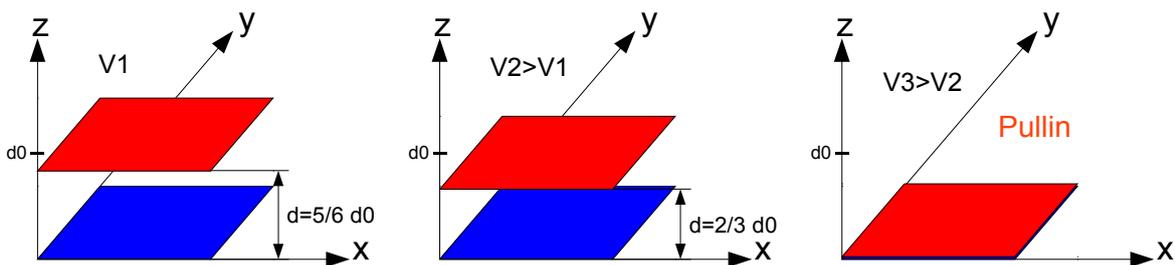


Figure I.27 Actionnements d'une paire d'électrodes, variations successives du *gap* de sa valeur initiale d_0 jusqu'au pullin

c) Les peignes interdigités (*combdrive*)

Un *combdrive* est avant toute chose une capacité fragmentée en plusieurs doigts dont une des deux électrodes a la possibilité de se déplacer, voir Figure I.28.

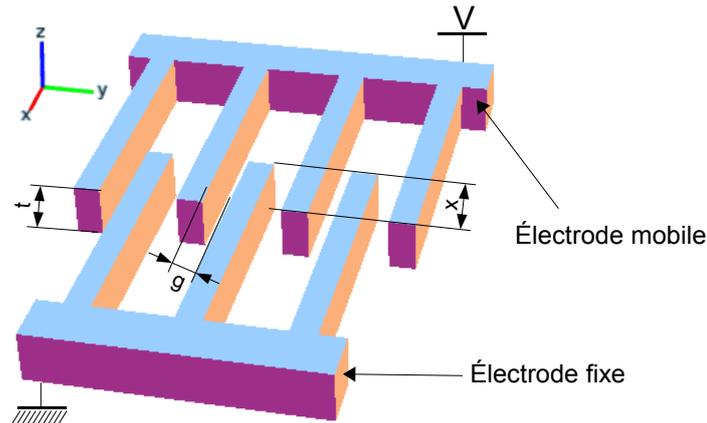


Figure I.28 Représentation d'un *comdrive* d'actionnement électrostatique

On peut approcher la valeur de la capacité C (en Farad) par la capacité surfacique qui dépend des grandeurs suivantes : la permittivité entre les doigts $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_R$ avec $\varepsilon_0 = 8.854187 \cdot 10^{-12} \text{ A*s/V*m}$ la permittivité du vide et $\varepsilon_R = 1$ la permittivité relative de l'air, la surface en regard entre deux doigts A (en m^2) et le *gap* entre les doigts g (en m).

$$\text{Capacité surfacique : } C = \varepsilon \frac{A}{g}$$

Dans le cas du *comdrive* la surface varie en fonction de la tension, la surface en regard dépendra donc de l'épaisseur t des doigts (en m) et de la longueur des doigts en regard x (en m).

$$\text{Capacité surfacique du } \textit{comdrive} : C = \varepsilon \frac{tx}{g}$$

Pour une capacité on sait que l'énergie accumulée W dépend de la capacité elle-même et de la tension appliquée V (supposée constante).

$$\text{Énergie accumulée dans une capacité : } W = \frac{1}{2} CV^2$$

On peut donc en déduire la force appliquée dans la direction de l'axe x , F_x , en dérivant l'énergie.

$$\text{Force appliquée le long des doigts du } \textit{comdrive} : F_x = \frac{\partial W}{\partial x} = \frac{1}{2} \varepsilon \frac{t}{g} V^2$$

D'après cette équation la force sur l'axe x ne dépend pas du déplacement des doigts sur cet axe (x) mais uniquement de la tension appliquée. On peut donc en déduire que le paramètre le plus important est la valeur et le nombre de *gaps*, c'est-à-dire le nombre de doigts interdigités dans le *comdrive* et non pas la longueur des doigts ni même leur recouvrement initial.

La suite de ce paragraphe (II.4.1) propose maintenant un état de l'art des différents types de capacité *MEMS* RF.

III.4.1.2 Capacité à diélectrique variable

La permittivité du diélectrique qui se situe entre les électrodes est déterminante dans la gamme de valeur et dans les performances *RF* de la capacité. En effet le diélectrique voit sa valeur évoluer en fréquence et doit donc être choisi en fonction de la plage de fréquence de l'application visée. Le diélectrique a également des limitations d'utilisation, la tension maximale qui peut le traverser sans détérioration et sa température maximale d'utilisation. La valeur de la permittivité du diélectrique va directement agir sur la valeur maximale que pourra atteindre la capacité.

Dans le cas des capacités fixes traditionnelles (composants discrets ou intégrés) on peut trouver un large choix de diélectriques regroupés dans le **Tableau I.3**.

Diélectrique	Constante diélectrique	Tangente de pertes δ	Tension de claquage V_b
Air (sec)	1.0005364		3 MV/cm > 300 V pour 2 μ m
Papier	2 à 5		14-16 MV/cm
Alumine	9-10	0.0003-0.0015	8.8-13.6 MV/cm
Eau	80 (35 à 20GHz)	0.04-0.157	
Huile de silicone	2.2-2.8		15 MV/cm
Verre	4.6	0.0037 (@1MHz)	13-14 MV/cm
Nitride de silicium	6-9	0.0017-0.0006	> 5 MV/cm
Oxyde de silicium	3.9		3.5 MV/cm
Mica	6		160 MV/cm
Silicium	11.9	0.005-0.015	300 KV/cm

Tableau I.3 Caractéristiques de certains diélectriques [Reb03, Mei04, Ell07]

Les capacités utilisant ce principe de variation sont très peu nombreuses du fait de l'utilisation très importante de l'air comme diélectrique et des difficultés technologiques à modifier la permittivité du diélectrique.

- L'équipe de l'université du Michigan a développé un procédé de fabrication [Yoo00] qui permet d'insérer un niveau de diélectrique entre le substrat et un *comdrive*, voir Figure I.29. Le diélectrique utilisé ici est du nitride déposé par PECVD sur 0.6 μ m d'épaisseur. Le diélectrique sera la seule partie mobile, l'électrode du dessus est en effet ancrée de chaque côté. Cette structure permet d'obtenir un rapport de variation de 40% (1.14-1.6pF) à 1GHz. Les électrodes sont composées de cuivre et ont donc de très bonnes performances *RF* ainsi qu'une faible résistance série. Le rapport n'est pas très grand car la couche de nitride mobile

est prise entre deux couches d'air qui font chuter la permittivité équivalente de leur association.

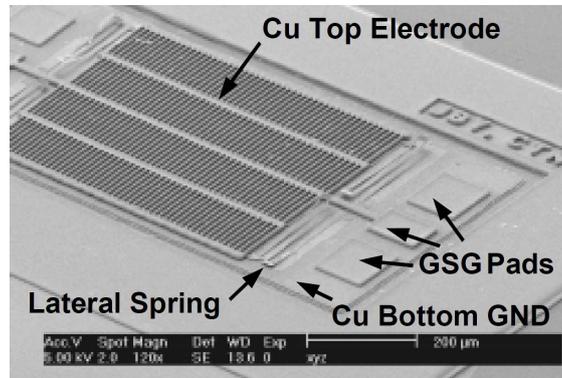


Figure I.29 Capacité à diélectrique mobile [Yoo00]

- L'équipe de Georgia Tech (à Atlanta) a réalisé une capacité [Cho04] de 0.6pF quand le diélectrique est constitué d'air ($\epsilon \approx 1$) dans laquelle est injecté un liquide, voir Figure I.30. En injectant de l'eau désionisée ($\epsilon = 80$), la valeur de la capacité passe à 40.6pF soit un rapport de variation de 6700%. Cette valeur est très grande comparée aux autres publications mais reste cependant limitée à des applications basse fréquence du fait de l'utilisation d'eau désionisée, qui n'a pas de bonnes performances RF (la constante diélectrique de l'eau passe de 80 à 35 quand on passe de 1GHz à 20GHz, à une température de 20° [Mei04, Ell07]). Un autre liquide a été injecté pour une utilisation en haute fréquence, de l'huile de silicone ($\epsilon = 2.5$) qui permet d'obtenir à une fréquence de 2.5GHz un rapport de variation de 15.7% (0.382-0.442pF), des mélanges à base d'huile et de BST à différentes concentrations ont également été testés et améliorent le rapport de variation jusqu'à 27.8% (0.382-0.488pF).

Une autre méthode fait appel à la micro fluidique, en utilisant comme diélectrique un liquide. Il est en effet plus simple de remplacer un fluide qu'un élément solide, mais ces systèmes micro fluidiques ont recours à des pompes externes ainsi qu'à un consommable (les fluides ne sont pas réutilisés).

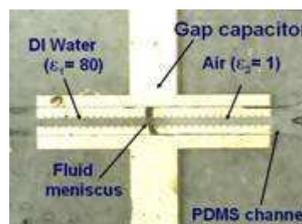


Figure I.30 Capacité micro fluidique [Cho04]

- L'équipe de l'université de Newcastle (en Australie) a développé une capacité variable [Zhu09] composée de 4 *combrives* à 90°, voir Figure I.31. On peut diviser la structure en deux parties, les deux *combrives* d'actionnement latéraux (points de polarisation D-, D+ et C sur la figure) et les *combrives* qui vont constituer la partie capacitive, avec le *combrive* mobile qui va constituer une partie du diélectrique qui reliera les deux *combrives* fixes (point de contact A et B). Pendant l'actionnement, le *combrive* qui fait office de diélectrique va se rapprocher des électrodes de la capacité, ce qui va artificiellement faire augmenter la constante diélectrique résultante (air+silicium).

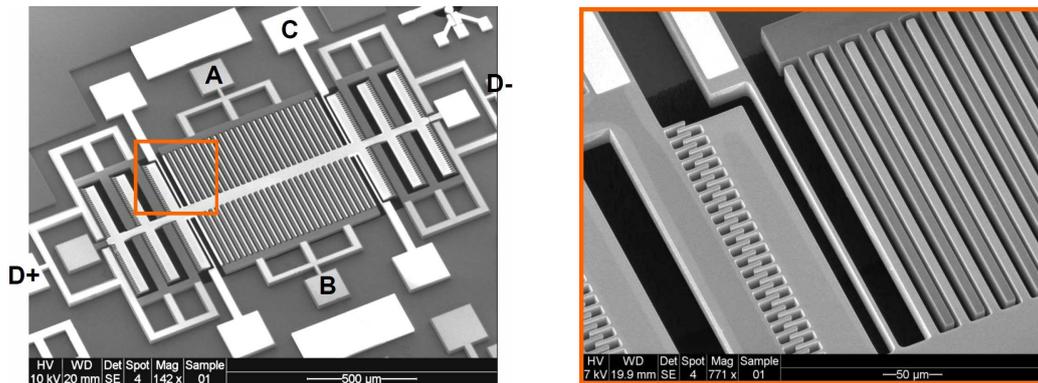


Figure I.31 Capacité à diélectrique mobile [Zhu09]

Le rapport de variation atteint 367% (118-551fF à 2MHz) pour une tension d'actionnement de 120V.

Les publications relatives aux capacités MEMS à variation de diélectrique sont listées dans le *Tableau I.4*, affichant les principales caractéristiques ainsi qu'une illustration de la réalisation.

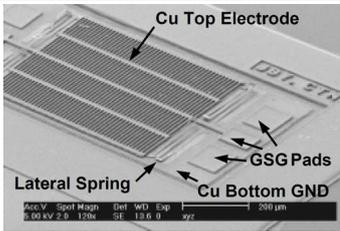
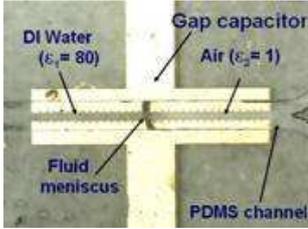
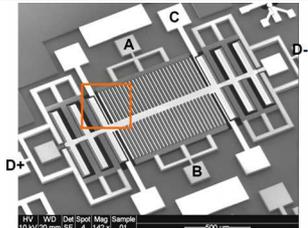
Type de technologie	Caractéristiques	Illustration	Ref
Diélectrique variable Nitrure 0.6µm	1.14-1.6 pF (10V) Cmax/Cmin = 1.4 Q=218 (@ 1GHz) Aluminium		[Yoo00]
Diélectrique variable (liquide) Micro fluidique Huile de silicone/BST	382-488 fF Cmax/Cmin = 1.278		[Cho04]
Diélectrique variable Combdrive Si/Air	118-551 fF (120V, @2MHz) Cmax/Cmin = 4.67 Q=56 (@1GHz)		[Zhu09]

Tableau I.4 Liste de l'état de l'art des capacités MEMS à variation de diélectrique

III.4.1.3 Capacité à surface variable

Les capacités MEMS à surface variable sont très originales et ont souvent recours à des mouvements hors plan (3D). Ces capacités font la plupart du temps appel à des *combdrides*. La surface de l'électrode et le matériau utilisé vont avoir un impact sur la résistance et sur la rigidité de l'électrode et donc sur le coefficient de qualité. Des exemples de matériaux utilisés sont donnés dans le **Tableau I.5**.

Matériau	Conductivité électrique (S/µm)	Rigidité (GPa)
Aluminium	37.7	70
Or	45.4	78
Cuivre	58.8	130
Silicium 100	> 0.5 (dopé P Bore)	129.5
Arséniure de Gallium	< 0.1	75

Tableau I.5 Conductivité et rigidité de certains matériaux [Roa75, Reb03]

- Pour faire varier la surface en regard entre deux électrodes parallèles, l'équipe de l'université nationale de Chung Hsing (Taiwan) a utilisé des *combdrides* pour déplacer une électrode mobile par-dessus une électrode fixe pour obtenir une variation de surface en regard

[Dai06], voir Figure I.32. Le déplacement obtenu avec une tension de 20V est de $3.5\mu\text{m}$. Avec ce déplacement la capacité varie de 3.5pF à 1pF en DC et de 0.5 à 0.21pF à 1GHz soit une variation de 138%.

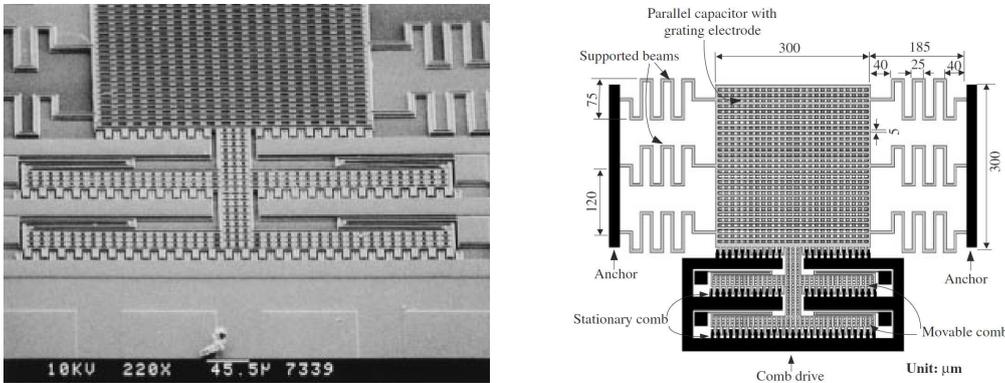


Figure I.32 Capacité à variation de surface [Dai06]

- L'équipe de l'Académie des sciences de Shanghai a réalisé une capacité variable rotative [Gu08], voir Figure I.33. Le *MEMS* est composé de multiples *combedrives* angulaires. La structure est ancrée à un pivot central. On distingue deux parties, la partie actionnement à gauche qui permet de faire tourner le *MEMS* et la partie capacitive à droite qui voit la surface en regard entre les doigts des *combedrives* varier avec l'angle de rotation. La capacité est actionnée avec une tension de 12V et voit sa valeur évoluer de 0.13pF à 0.27pF (à 1MHz), soit un rapport de variation de 110%. La fréquence de résonance de la capacité est de $9,57\text{GHz}$.

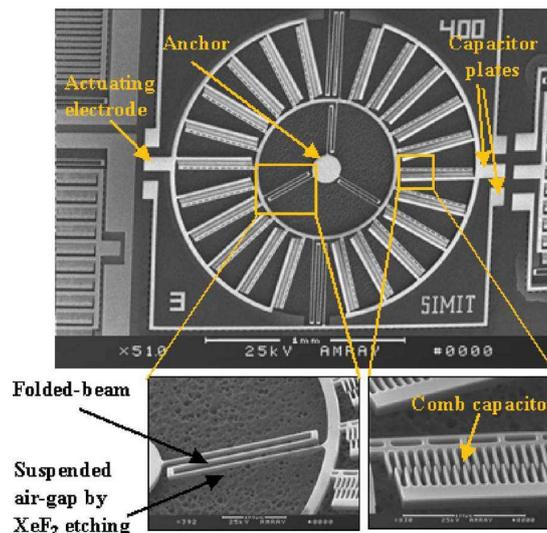
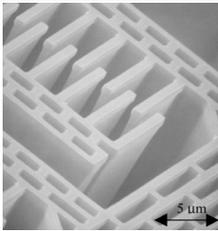
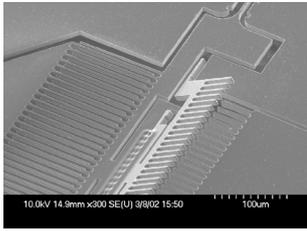
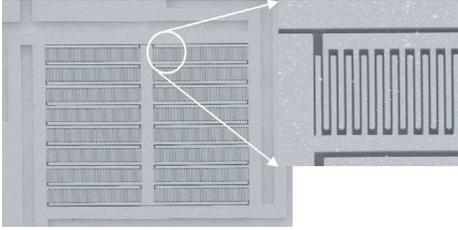
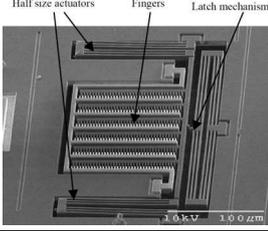
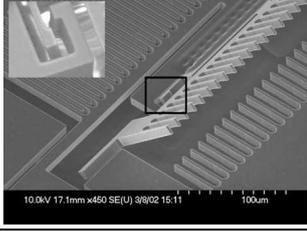
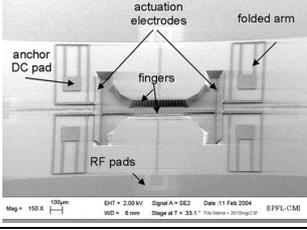


Figure I.33 Capacité rotative à variation de surface [Gu08]

Les publications relatives aux capacités MEMS à variation de surface sont listées dans le **Tableau I.6**, affichant les principales caractéristiques disponibles ainsi qu'une illustration de la réalisation.

Type de technologie	Caractéristiques	Illustration	Ref
Surface variable Actionnement par <i>combdrive</i> Dimension critique 2µm	3.28-6.44 pF (5V, @400MHz) Cmax/Cmin = 1.96 Q=100 (@ 400MHz) SOI/Aluminium		[Yao98]
Surface variable Rotation hors plan	0.32 - 1.34 pF (135V) Cmax/Cmin = 4.2 Q=8.7-71 (@1GHz)		[Ngu02]
Surface variable Capacité du <i>combdrive</i> Actionnement hors plan	1.27 - 1.4 pF (8V) Cmax/Cmin = 1.1 Q= 4 (@2GHz) Silicium/Or/Verre		[Seo02]
Surface variable Actionnement électro-thermique	42-148 fF (12V) Cmax/Cmin = 3.52 Q= 52 (@1,5GHz) 17mW (5.6µm)		[Oz03]
Surface variable Rotation hors plan	0.27 – 8.6 pF (40V) Cmax/Cmin = 31.85 Q= 273 (@1GHz)		[Ngu04]
Surface variable Structure en V	0.23 – 8.15 Cmax/Cmin = 35.43		[Cru05]

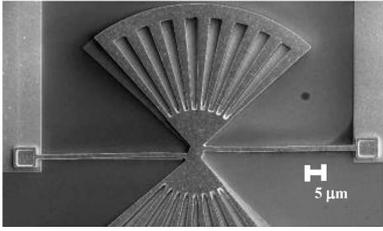
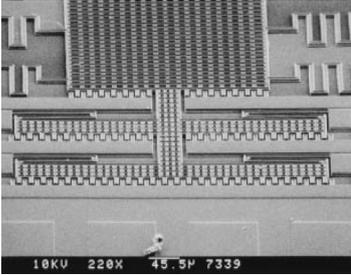
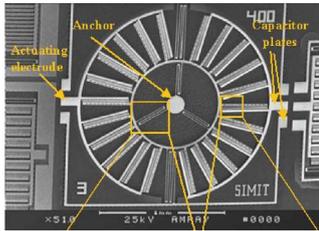
Surface variable Actionnement électro-thermique Rotation	0.42–0.52pF (0.8V, 270mA) C _{max} /C _{min} = 1.24 Mesure à 2-5GHz		[Meh06]
Surface variable Electrode mobile plan Actionnement par combdrive	0.21-0.5 pF (20V, @1GHz) C _{max} /C _{min} = 2.38		[Dai06]
Surface variable Structure rotative	130-270 fF (12V, @1MHz) C _{max} /C _{min} = 2.10 Q= 51.3/35.2 (1/2GHz)		[Gu08]

Tableau I.6 Liste de l'état de l'art des capacités MEMS à variation de surface

III.4.1.4 Capacité à gap variable

Les capacités à variation de *gap* sont les plus répandues dans la littérature, une des raisons est la technologie et le niveau de complexité accessible nécessaire à la fabrication de tels dispositifs. Les procédés de fabrication se composent uniquement d'empilement de couches de métaux, diélectriques et de couches sacrificielles. Les gravures sont isotropes et la libération se fait en phase liquide. Les publications étudiées seront séparées en deux catégories, la première avec les capacités dites « *single air gap* », avec une électrode mobile et une ou deux électrodes fixes et un seul niveau de *gap*; et les capacités dites « *double air gap* », avec plusieurs électrodes et deux niveaux de *gap*.

a) *Single air gap*

L'équipe de l'université de Californie à Berkeley a développé la première capacité MEMS RF à variation de *gap* en 1996 [You96], voir Figure I.34. La membrane de 200x200μm² est en aluminium déposé par pulvérisation cathodique sur une couche sacrificielle de 1.5μm. Une configuration à base de 4 capacités reliées a été mesurée en actionnement et la valeur de la capacité varie de 2.11pF à 2.46pF, soit un rapport de variation de 16% pour une tension d'actionnement de 5.5V.

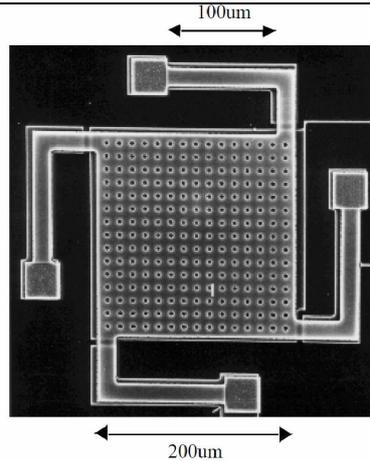


Figure I.34 Capacité à variation de gap en aluminium [You96]

L'équipe de l'université de Columbia a réalisé des capacités à deux et trois électrodes [Dec98], voir Figure I.35. La première à deux électrodes se compose d'une électrode fixe en polysilicium suspendue au-dessus du substrat, et d'une capacité mobile en polysilicium recouvert d'or au-dessus. La capacité prévue lors de la conception est de 0.6pF mais elle a été mesurée à 2.05pF après fabrication. Le rapport de variation obtenu est de 50% et correspond à la limite de ce genre de capacité à gap simple. Une autre capacité à 3 électrodes a également été conçue, avec une autre configuration : une électrode fixe se situe sur le substrat avec l'électrode mobile au-dessus et une autre électrode fixe au-dessus de l'électrode mobile. On obtient donc l'équivalent de deux capacités à gap simple avec l'électrode mobile commune. Le rapport de variation obtenu atteint 87% (3.4-6.4 pF).

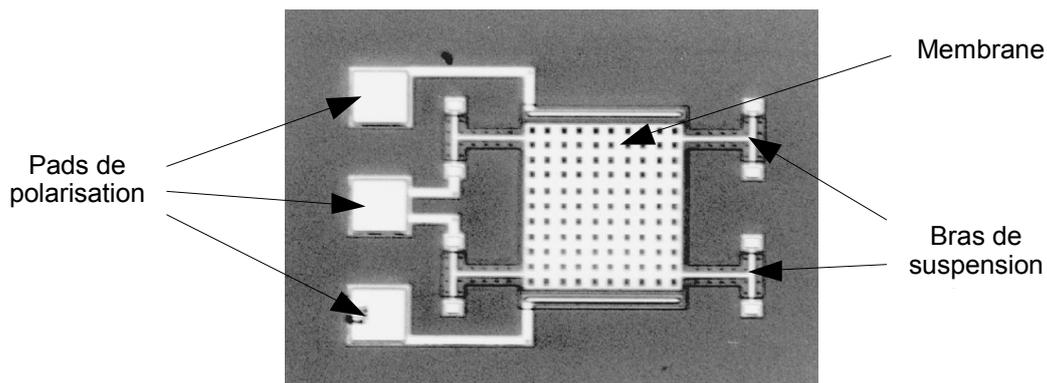


Figure I.35 Capacité à variation de surface Polysilicium [Dec98]

b) *Double air gap*

L'équipe du département d'électronique de l'université de l'Illinois a réalisé en 2000 une capacité variable *MEMS* à double *gap* [Zou00], voir Figure I.36. La structure double *gap* permet de s'affranchir en partie de l'effet du pull-in qui intervient normalement lorsque le *gap*

varie de 1/3 de sa valeur initiale. C'est l'effet limitant des capacités MEMS à simple *gap*. Pour s'affranchir de cette limitation, l'actionnement est réalisé sur une électrode séparée de l'électrode de la capacité. On peut voir sur le schéma de la Figure I.36 l'emplacement des deux *gap*, et une photo MEB du dispositif. Le *gap* entre l'électrode mobile (E_1) et l'électrode fixe (E_2) de la capacité variable est de $2\ \mu\text{m}$ (d_1) alors qu'il est de $3\ \mu\text{m}$ (d_2) pour l'électrode d'actionnement (E_2 et E_3), le paramètre x correspond au déplacement pendant l'actionnement.

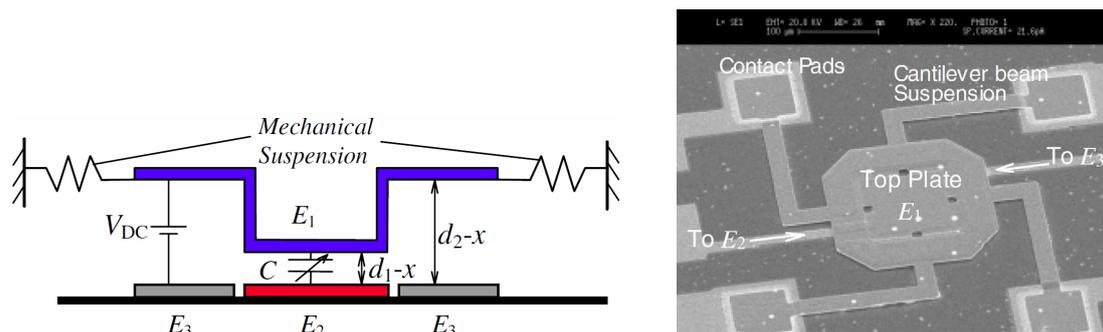
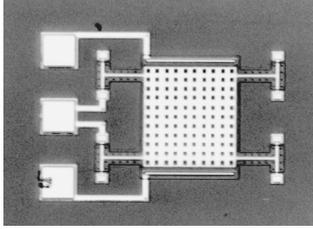
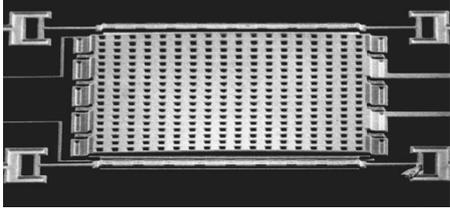
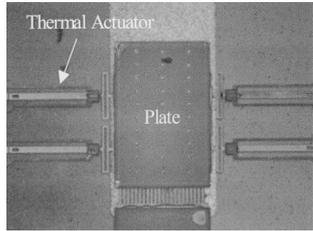
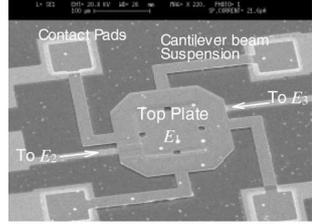
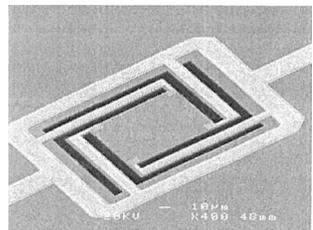
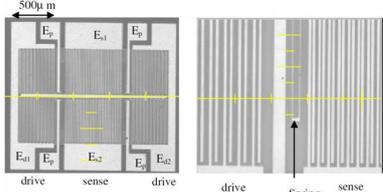
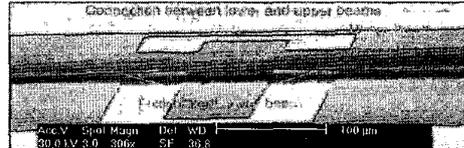


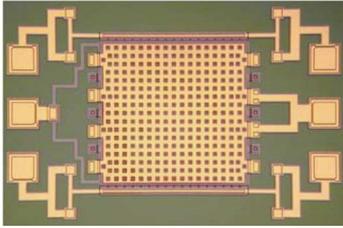
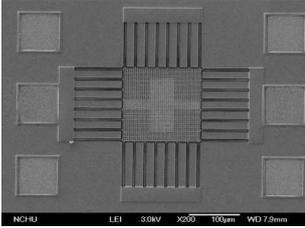
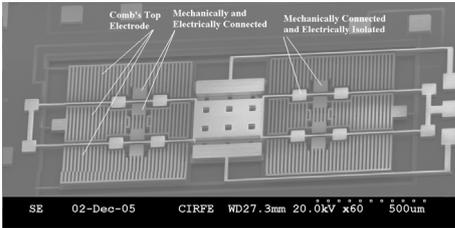
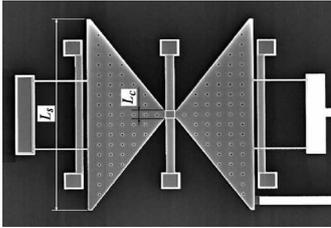
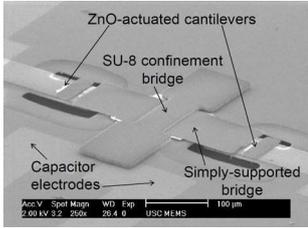
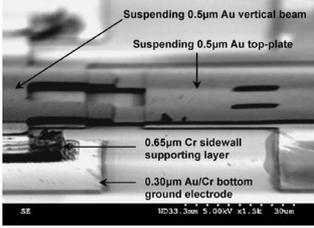
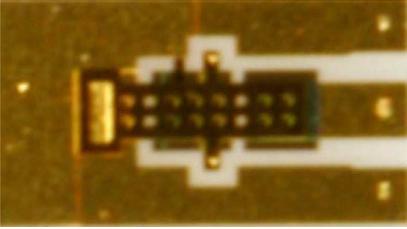
Figure I.36 Capacité variable à double *gap* [Zou00]

La capacité obtenue varie de 37 à 63 fF pour une tension d'actionnement de 18V. Le rapport de variation obtenue est de 1.7, il dépasse donc le rapport de variation théorique des capacités *MEMS* à *gap* simple.

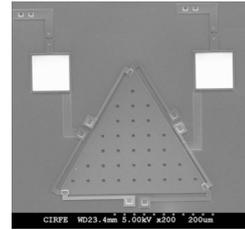
Les publications relatives aux capacités *MEMS* RF à variation de *gap* sont listées dans le **Tableau I.7**, affichant les principales caractéristiques disponibles ainsi qu'une illustration de la réalisation.

Type de technologie	Caractéristiques	Illustration	Ref
<p><i>Gap</i> variable Initialement de $1.5\ \mu\text{m}$</p>	<p>2.11-2.46 pF (5.5V) $200 \times 200\ \mu\text{m}$ $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 1.16$ $Q=62$ (@ 1GHz) Aluminium</p>		[You96]
<p><i>Gap</i> variable Initialement de $0.75\ \mu\text{m}$ 3 électrodes</p>	<p>3.5-4.39pF (0.7/1.8V) $426 \times 426\ \mu\text{m}$ $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 1.25$ $Q=9.6$ (@ 1GHz) Polysilicium/Or</p>		[Dec97]

<p><i>Gap</i> variable Initialement de 0.75μm</p>	<p>2.05-3.1pF (4V) 210x230μm Cmax/Cmin = 1.5 Q=20 (@ 1GHz) Polysilicium/Or</p>		<p>[Dec98]</p>
<p><i>Gap</i> variable Initialement de 0.75/1.5μm 3 électrodes</p>	<p>3.4-6.4pF (1.8/4.4V) 400x400μm Cmax/Cmin = 1.87 Q=15.4 (@ 1GHz) Polysilicium/Or</p>		<p>[Dec98]</p>
<p><i>Gap</i> variable Actionnement thermique</p>	<p>2.5V Cmax/Cmin = 2.7 Q=100 @10GHz</p>		<p>[Har00]</p>
<p><i>Gap</i> variable Double air <i>gap</i> 2/3 μm</p>	<p>0.037-0.063pF (18V, @1MHz) 500x500μm Cmax/Cmin = 1.698 Or/Permalloy</p>		<p>[Zou00]</p>
<p><i>Gap</i> variable Actionnement Piézoélectrique <i>Gap</i>=2.5μm</p>	<p>pF (6V) 150x150μm Cmax/Cmin = 3.1 Q= 210 (@1GHz) Nitrure Platine PZT RuO₂</p>		<p>[Par01]</p>
<p><i>Gap</i> variable Double air <i>gap</i> 3/9 μm</p>	<p>0.945 – 6.57 pF (70V) Cmax/Cmin = 6.95 Q= (100@1MHz)</p>		<p>[Xia02]</p>
<p><i>Gap</i> variable Ligne Coplanaire <i>Gap</i> = 2/8 μm</p>	<p>40-125 fF (34V) Cmax/Cmin = 3.13 Chrome/Or Q = 80 (@40GHz)</p>		<p>[Per03]</p>

<p><i>Gap</i> variable Compensation puissance RF par contre électrode Double air <i>gap</i> 0.75/2 μm</p>	<p>4.05 – 5.23 pF (1.6V) 400x400 μm $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 1.3$ polyMUMPS™</p>		[Gir05]
<p><i>Gap</i> variable Double air <i>gap</i> 1/4 μm</p>	<p>1.38 – 2.55 pF (21V) $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 1.85$ (@100MHz) $Q = 40$ (100@MHz)</p>		[Dai07]
<p><i>Gap</i> variable</p>	<p>0.58-4.06pF (90V, @1GHz) $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 7$ MetalMUMPS $Q = 8.3$ @1GHz</p>		[Bak07]
<p><i>Gap</i> variable Electrode fragmentée</p>	<p>0.58-1.15pF (4.5V) Après <i>DeEmbedding</i> $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 1.98$ polyMUMPS™</p>		[Sha08]
<p><i>Gap</i> variable Actionnement piézoélectrique</p>	<p>0.13-1.82pF (-30 +40V) Après <i>DeEmbedding</i> $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 14$</p>		[Lee08b]
<p><i>Gap</i> variable Double air <i>gap</i> 0.5/1.5 μm</p>	<p>28-616 pF (6V, @1MHz) $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 22$</p>		[Hua09]
<p><i>Gap</i> variable 3 étapes</p>	<p>102-251 fF (10V, @10GHz) $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 2.46$ $Q = 100$(@10GHz)</p>		[Zah09]

Gap variable 0.3-0.51pF (5V)
 $C_{max}/C_{min} = 1.7$
 polyMUMPS™



[Sha10]

Tableau I.7 Liste de l'état de l'art des capacités MEMS RF à variation de gap

III.4.1.5 Synthèse bibliographique des capacités variables MEMS RF

Un groupe de capacités variables MEMS a été représenté sur la Figure I.37 et Figure I.38, permettant d'observer la caractéristique principale de cette étude à savoir le rapport de variation de la capacité.

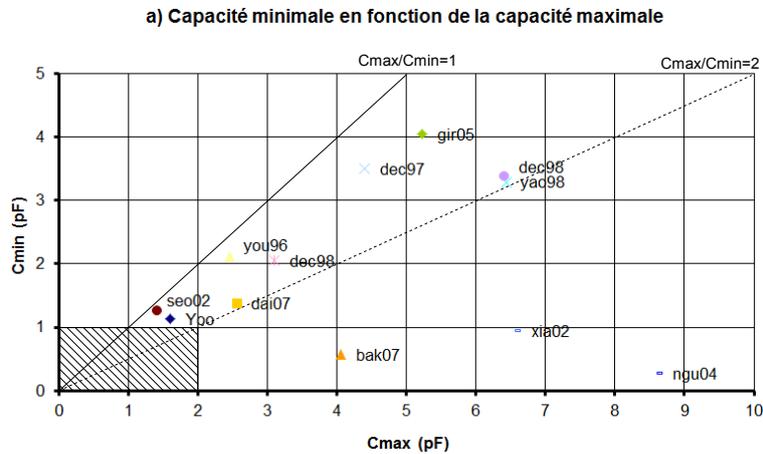


Figure I.37 Graphique récapitulatif de l'état de l'art des capacités variable MEMS

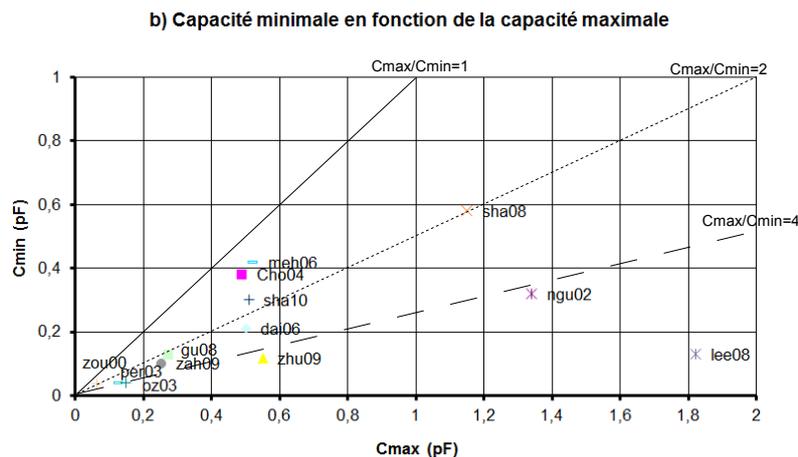


Figure I.38 zoom sur la plage de capacité < 2pF

Pour satisfaire le cahier des charges, la fréquence d'accord doit varier d'un rapport 9 (idéalement de 2 à 18GHz), ce qui correspond à un rapport de variation en capacité de 81. La seule capacité qui se rapproche du cahier des charges est celle de [Ngu04] qui présente un rapport de variation de 31. Cette capacité bien que très originale ne semble pas être le choix le

plus approprié pour les contraintes aéronautiques, et en particulier pour la sensibilité aux vibrations. Pour les applications visées pas Thales dans cette étude, une capacité nouvelle va être développée pour essayer de satisfaire l'ensemble des critères du cahier des charges. Elle sera présentée dans le chapitre II.

III.4.2 Inductances variables MEMS RF

Les inductances variables MEMS permettent de faire varier indépendamment ou en même temps les différents paramètres physiques qui caractérisent une inductance.

L'inductance est définie en Henry, correspondant au rapport entre le flux d'induction magnétique Φ (en Weber) et le courant I (en Ampère). Le flux d'induction magnétique est caractérisé par l'intégration de l'induction magnétique \mathbf{B} (en Testla) qui traverse la surface S .

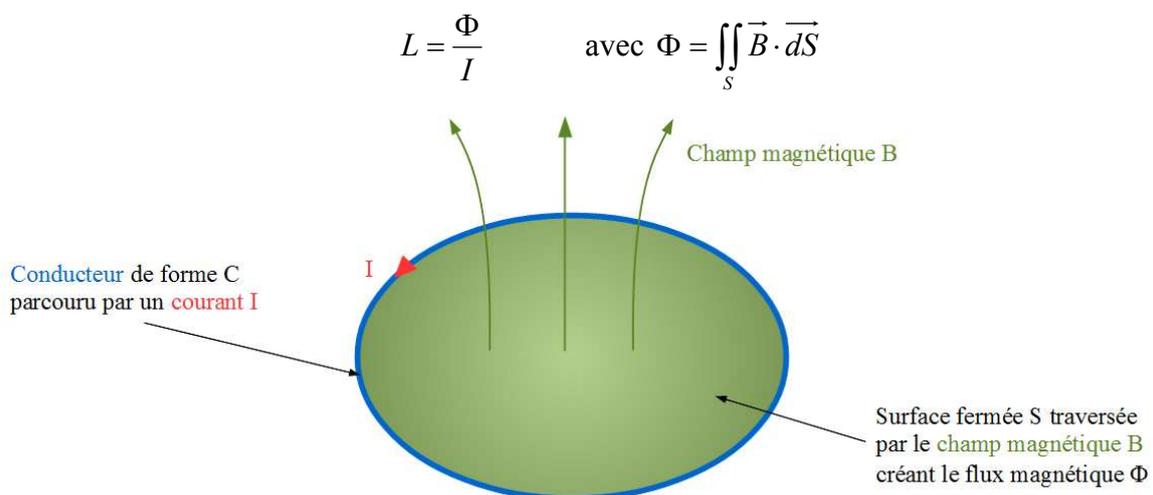


Figure I.39 Flux magnétique à travers un conducteur circulaire

L'induction magnétique est définie par la loi de « Biot et Savart » avec $\mathbf{B}(\mathbf{M})$ l'induction magnétique en Testla au point \mathbf{M} , μ la perméabilité, I le courant, $d\mathbf{l}$ le vecteur déplacement élémentaire tangent à la courbe C , \mathbf{u} le vecteur direction entre les points \mathbf{P} et \mathbf{M} et \mathbf{r} la distance entre les points \mathbf{P} et \mathbf{M} .

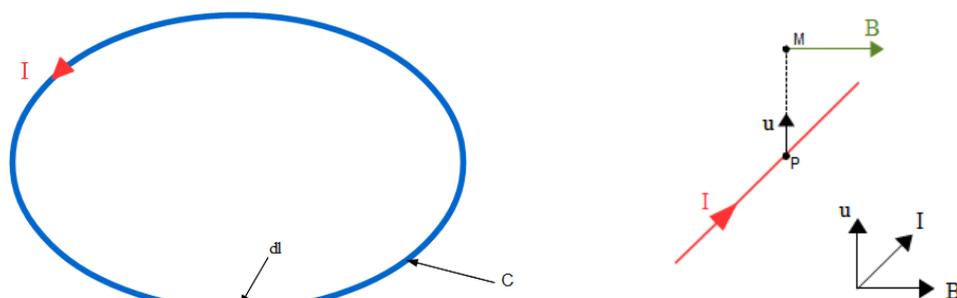


Figure I.40 Champ magnétique créé par un courant

$$\vec{B}(M) = \frac{\mu \cdot I}{4\pi} \oint_C \frac{d\vec{l} \wedge \vec{u}}{r^2} \quad \text{avec } r = \|\vec{PM}\| \text{ et } \vec{PM} = r \cdot \vec{u}$$

L'inductance **L** sera donc égale à :

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{4\pi} \iint_S \oint_C \frac{d\vec{l} \wedge \vec{u}}{r^2} dS$$

On peut déterminer à partir de cette équation les paramètres permettant de modifier la valeur de l'inductance.

μ_r : En modifiant la perméabilité relative du matériau

C : En faisant varier la géométrie de l'inductance, et donc le parcours du courant **I**

S : En modifiant la surface effective de l'inductance par l'effet de couplage

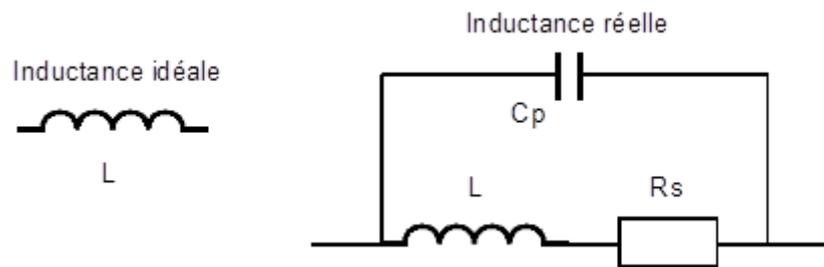


Figure I.41 Schéma électrique équivalent d'une inductance idéale et réelle

L'inductance idéale n'est représentée que par un élément réactif (positif) L. Lorsqu'on l'utilise en RF on modélise (voir Figure I.41) les pertes résistives de l'inductance par une résistance en série Rs. Cette résistance va impacter sur le coefficient de qualité **Q** de l'inductance qui représente les pertes en fréquence. Une capacité en parallèle va représenter les capacités parasites inter spire (**Cp**). C'est cette capacité qui va causer un changement de la valeur de l'inductance en fréquence jusqu'à la résonance **F_{RS}** (voir Figure I.42).

$$F_{rs} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L \cdot Cp}} \quad Q = \frac{2\pi \times f \cdot L}{R_s}$$

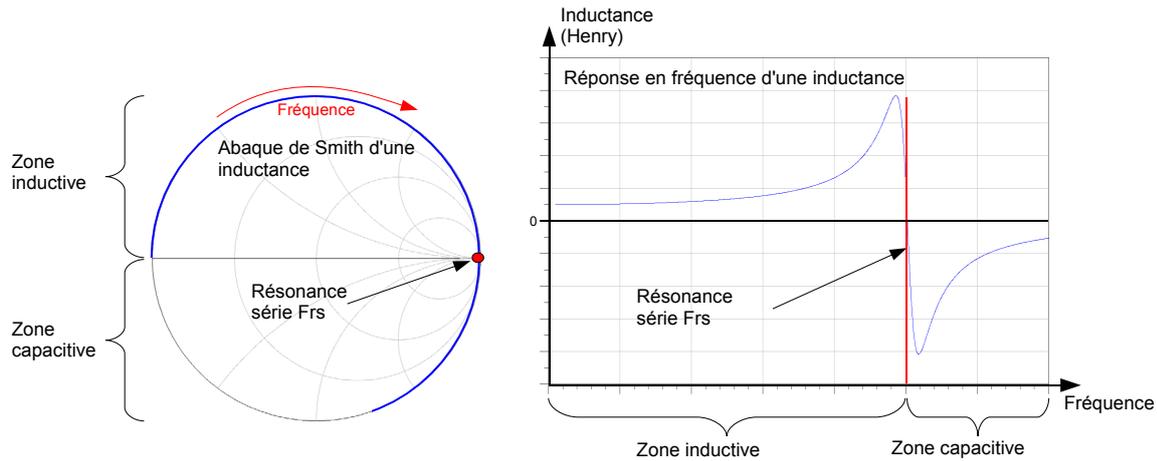


Figure I.42 Réponse en fréquence d'une inductance sur une abaque de Smith et en linéaire

La partie suivante présente les 3 sortes de variation d'inductance MEMS, suivie d'un tableau regroupant les principales publications.

III.4.2.1 Variation de perméabilité

L'équipe de l'université de Waterloo, du Texas et l'entreprise Zyvex ont conçu et réalisé une inductance de type solénoïde en cuivre [Sar05]. Cette inductance est rendue variable par l'insertion d'un cœur de NiFe dans le solénoïde. A basse fréquence (5MHz) la valeur de l'inductance varie fortement avec l'insertion du cœur NiFe, de 8 à 40nH avec un coefficient de qualité de 3. Dans la bande de fréquence de 1 à 5GHz l'inductance a un rapport de variation de 24% (de 5.5 à 6.8 nH) et un coefficient de qualité de 34. Pour une fréquence plus élevée, la valeur de l'inductance augmente pour atteindre 8.5 à 12.5 nH à 7.5GHz (avec un coefficient de qualité de 30), soit un rapport de variation de 47%.

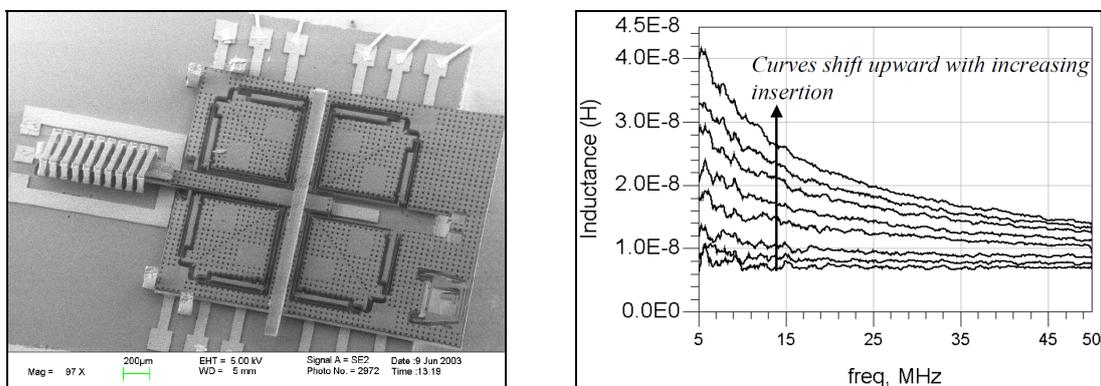


Figure I.43 Inductance MEMS à variation perméabilité [Sar05].

III.4.2.2 Variation de géométrie

L'équipe de l'université de Waterloo a conçu une inductance à géométrie variable [Cha06]. Cette déformation de l'inductance (voir Figure I.44) est due au procédé de fabrication. Le substrat est en silicium cristallin, sur lequel est déposée par PECVD (de l'anglais « *Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition* ») une couche mince de silicium amorphe ($3\mu\text{m}$). Une résine est utilisée comme couche sacrificielle ($2\mu\text{m}$). Un autre dépôt de silicium amorphe de $1\mu\text{m}$ suivi d'une pulvérisation cathodique de $2\mu\text{m}$ d'aluminium va former la double couche de l'inductance. Le silicium est contraint en compression (à hauteur de 300MPa) tandis que l'aluminium est contraint en extension (à hauteur de 10MPa), cette association va créer une déformation naturelle lors de la libération de la structure. On peut voir sur la Figure I.44 (à gauche) la géométrie de l'inductance sans tension de polarisation d'une valeur de 8.3nH , avec une tension de polarisation de 2V (et un courant de 110mA) l'inductance va devenir en partie plane sous l'effet de la déformation thermique de la structure, la valeur de l'inductance va alors descendre à 5.6nH . Cette inductance a un coefficient de qualité de 15 à 4GHz et un rapport de variation de 48% (à 1GHz)

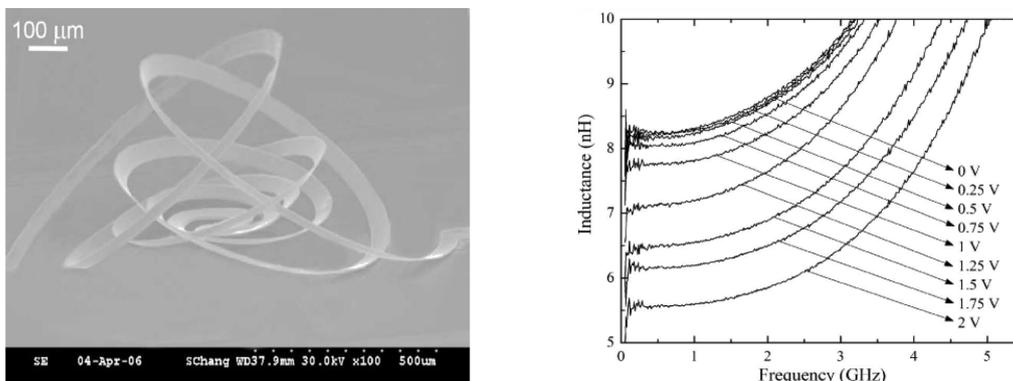


Figure I.44 Inductance MEMS à variation de géométrie par actionnement thermique [Cha06]

III.4.2.3 Variation de couplage

Des inductances à variation de couplage ont été conçues par Charles Marie Tassetti pendant sa thèse [Tas03, Tas04, Tas05]. L'inductance est de type boucle planaire en aluminium ($2\mu\text{m}$ d'épaisseur). Le diamètre de la boucle est de $800\mu\text{m}$ pour une largeur de ligne de $50\mu\text{m}$. Le couplage est effectué à l'aide d'une boucle fermée positionnée au-dessus de l'inductance et de même diamètre que celle-ci. Cette boucle est suspendue via des bras de suspension qui permettent un mouvement de torsion. Le mouvement est donc de type rotationnel hors plan, avec la possibilité de déplacer la boucle vers le haut (4) ou vers le bas

(2), ce qui va dans le premier cas augmenter la valeur de l'inductance et dans l'autre la réduire. L'actionnement est électrostatique et nécessite une tension de 60V. Pour une fréquence de 4GHz l'inductance a été mesurée sans actionnement (3) à 1.07nH. L'actionnement vers le haut fait monter la valeur de l'inductance à 1.23nH et vers le bas à 0.58nH, soit un rapport de variation de 2.12 à 4GHz.

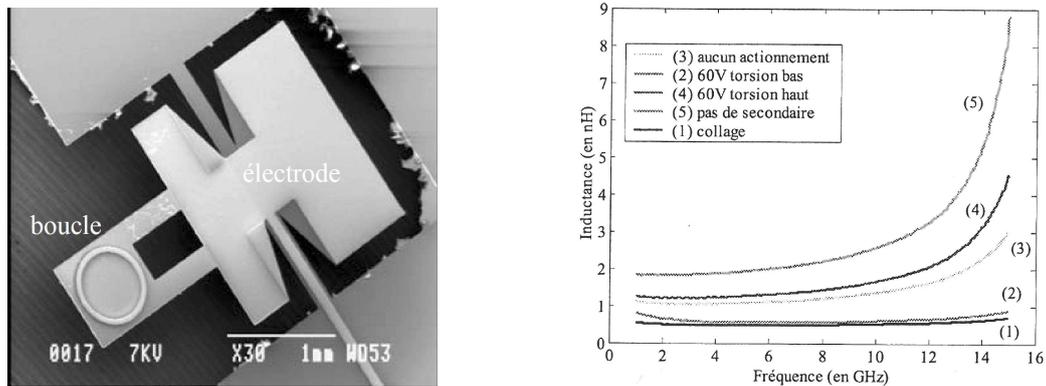
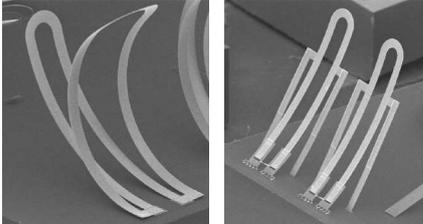
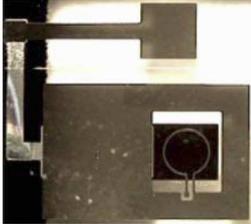
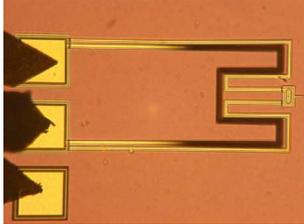


Figure I.45 Inductance MEMS à variation de couplage hors plan [Tas04]

III.4.2.4 Synthèse bibliographique des inductances variables MEMS

Le tableau suivant présente des inductances MEMS continument variable.

Type d'actionnement et de variation	Caractéristiques	Illustration	Ref
Thermique Géométrie variable Couplage	Chrome/Or Variation 18% (@22) 0.67-0.82 nH		[Lub01]
Electrostatique Couplage	Variation 54% (@>2GHz) 0.65-1nH (@ >2GHz)		[Tas03]
Actionnement thermique Géométrie variable	Variation 13% (@>2GHz) 1.045-1.185nH (@ >2GHz)		[Zin03]

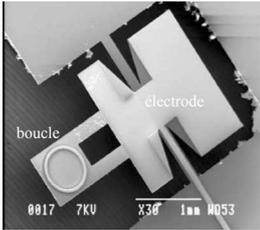
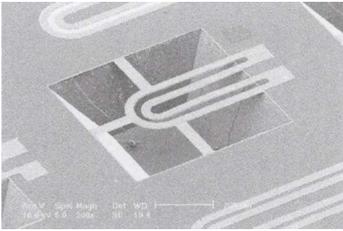
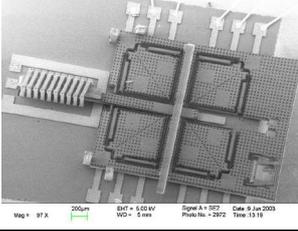
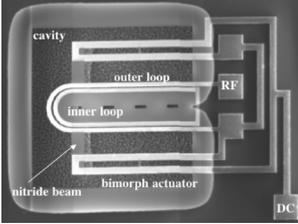
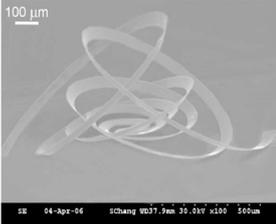
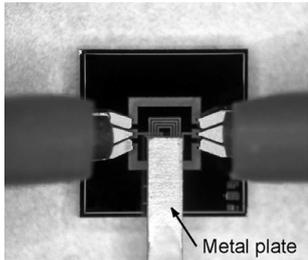
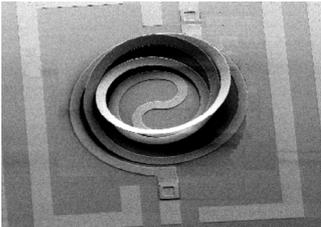
Electrostatique Couplage	Variation 112% (@ 4GHz, 60V) 0.58-1.23 nH (@ 4GHz)		[Tas04]
Thermique Géométrie variable couplage	Or 8% 0.72-0.77 nH (@ 8GHz)		[Zin04]
Electrostatique Perméabilité variable	(@2GHz/7.5GHz) Variation 24%/47% 5.5-6.8/8.5-12.5 nH Q=34/30		[Sar05]
Actionnement thermique Géométrie variable	Variation 28% 1.031-1.32 nH (155mV) Q=9.8 (@7GHz) SRF>30GHz		[Zin05]
Actionnement thermique Géométrie variable	(2V, 110mA) Variation 48% 5.6-8.3 (@1GHz) Q=15 (@4GHz)		[Cha06]
Actionnement externe Couplage	Variation 48% 2.27-4.8 nH (@2GHz) Q= 20-50 (@2GHz)		[Oka06]
Actionnement thermique Géométrie variable	(2V, 140mA) Variation 31% 6.1-8 (@2GHz) Q=6 (@5GHz)		[Oog08]

Tableau I.8 Liste de l'état de l'art des inductances variables *MEMS RF*

IV Synthèse et conclusion

Cette étude des architectures d'émission/réception, et plus particulièrement la partie transposition de fréquence (mélangeur + oscillateur) a été étudiée dans la bande de fréquence d'intérêt, avec une orientation forte vers les technologies à base de *MEMS*. Les avantages des *MEMS* pour certaines applications comme les capteurs ou les systèmes d'actionnement mécanique ne sont plus à prouver. Malgré la présence des *MEMS* dans les applications RF (dans la littérature), il n'y a toujours pas de composant *MEMS* RF commerciaux répandus. La principale difficulté étant la cohabitation des *MEMS* RF avec les systèmes actifs qui nécessitent pour être commercialisés d'avoir un procédé de fabrication compatible avec ceux des fondeurs de circuits intégrés, ou de réaliser des *MEMS* RF packagés.

Concernant la partie mélangeur, une réalisation en *MEMS* semble délicate étant donné les dimensions nécessaires (rapporté à la fréquence d'utilisation). Une étude sera réalisée de façon théorique pour valider le concept mais la fabrication d'un tel composant sera difficilement réalisable avec les outils actuels et dans le temps imposé de la thèse.

Les oscillateurs accordables présentés dans l'état de l'art montrent une très forte tendance à l'utilisation de circuits intégrés avec des structures de *VCO* de type LC « *cross-coupled* » (à résistance négative). Les *VCO* rencontrés dans la littérature ne répondent pas aux critères du cahier des charges même si on ne prend en compte que 4 des critères :

- la variation de fréquence de 1 à 20GHz
- le bruit de phase $< -110\text{dBc/Hz}$ (à 1MHz de la porteuse)
- la consommation limitée à quelques dizaines de mW
- une puissance de sortie supérieure à 0dBm

Le circuit LC utilisé est majoritairement à variation de capacité en faisant appel à des varactors. Les inductances en technologie intégrée sont une limitation en terme de compacité et de performances, car elles sont réalisées sur le substrat du circuit intégré (Si, SiGe, GaAs) laissant apparaître de faibles coefficients de qualité, impactant le bruit de phase. Certaines réalisations [Che05, Hua08] ont fait appel à la technologie *MEMS* et affichent de meilleures performances que les circuits à inductances classiques. Les varactors présentent de bonnes performances RF mais ont des limitations intrinsèques à la technologie, leur rapport de

variation en capacité reste encore limité (rapport de variation de 10 à 15 pour les jonctions hyper abrupte) et leur commande nécessite une tension de polarisation supérieure à 10V. Dans le cas de capacités variables de type *MEMS* RF, cette limitation n'est pas présente (actionnement de type électrostatique, et grande possibilité de géométrie). Mais on peut citer d'autres limitations liées à la technologie, comme le stress résiduel des dépôts de métaux, les différences d'épaisseur (mauvaise homogénéité des dépôts) et le rendement lors de la fabrication. On peut également noter le problème de compatibilité entre les procédés de fabrication des circuits intégrés et des *MEMS*, qui nécessite la plupart du temps d'avoir recourt à du report de puce ou à un packaging non standard. Pour la réalisation du *VCO* l'étude portera majoritairement sur la réalisation d'un circuit d'accord à base de *MEMS*. Le *VCO* quand à lui ne sera pas réalisé en intégré, mais avec la technologie hybride de report sur céramique disponible dans le laboratoire de l'ESIEE.

Chapitre II Conception et fabrication d'une capacité variable originale

Ce chapitre débute par une étude sur les possibilités d'accord des éléments à double électrode (dont l'une est mobile). Un comparatif est présenté avec des calculs sur les lois de variation confronté à des simulations par la méthode des éléments finis. La conception d'un circuit d'accord *MEMS* de type capacitif est ensuite réalisée sur le logiciel *CoventorWare*. Cette conception s'accompagne de nombreuses simulations permettant l'optimisation des différents éléments du système mobile et de la sensibilité du composant.

Un premier *RUN* a été conçu pour valider séparément les deux parties que compose la capacité variable *MEMS*. La première étant la partie mécanique (*MEMS*) qui a nécessité des simulations avec deux paramètres majeurs que sont la finesse de gravure et la taille de la partie mobile. Ces deux paramètres ont ensuite été intégrés dans les motifs qui sont au nombre de 16. Le développement du procédé de fabrication et la fabrication elle-même ont permis de mettre en évidence les points critiques des motifs qui vont servir d'axe d'amélioration pour la prochaine conception. La deuxième partie, la partie *RF*, a ensuite été développée sur verre et se compose également de nombreux motifs permettant d'obtenir par association les différentes plages de valeur pour la capacité suivant la bande de fréquence visée. Des caractérisations *DC* et *RF* ont été effectuées sur ce *RUN*.

I Recherche de solutions originales

Afin de satisfaire le cahier des charges l'étude bibliographique nous a permis de mettre en évidence les différentes technologies et principes de variation de micro capacités publiés ces dernières années dans le domaine des dispositifs *MEMS*.

En parcourant la littérature on peut observer une nette tendance à l'utilisation de variation de *gap* pour réaliser la variation de capacité. Les limitations dues à l'effet de *pull-in* ont été étudiées et le problème a été contourné par l'utilisation de capacités à double *gap* [Zou0, Xia02, Dai07, Hua09]. Le rapport de variation maximum a dépassé la limite théorique de 1.5 des capacités à simple *gap*, cependant la limite actuelle est due à des contraintes technologiques lors de la fabrication. En effet la membrane mobile qui forme la contre électrode de la capacité est déposée sur une couche sacrificielle (lors de la fabrication). Lors

de la libération du *MEMS* cette membrane qui n'est plus fixée mécaniquement va se déformer à cause des contraintes dans la couche. Cette déformation est difficile à maîtriser, elle est dans beaucoup de cas un facteur limitant pour le rapport de variation de la capacité. Il existe également d'autres formes de variation de la capacité avec des systèmes plus ou moins complexes tels que le système de *comb-drive* rotatif hors plan [Ngu02, Ngu04]. Une capacité variable faisant appel à la micro fluidique a été développée par [Cho04] et a montré le potentiel de variation grâce au déplacement du diélectrique, cependant cette structure n'est pas exploitable sans l'utilisation de systèmes microfluidiques externes (pousse seringue, liquide injecté, etc). D'autres études ont montré les intérêts de l'utilisation d'un mouvement rotatif, mais en ayant recourt à un actionnement externe [Wil01, Wil03].

Dans le cadre de l'étude menée ici, le choix s'est porté sur le développement d'un *MEMS* avec un mouvement rotatif plan correspondant à une variation de surface offrant en théorie un rapport de variation plus important. Le principal avantage d'utiliser une structure rotative est de profiter de l'effet de levier obtenu en extrémité de la structure, et qui va augmenter le mouvement en fonction de l'angle de rotation et du rayon de la structure. Avec une structure rotative on peut profiter de toute la surface de la structure mobile pour réaliser plusieurs fonctions *RF* sur un même composant *MEMS*. La symétrie d'un système rotationnel est aussi un avantage notable pour s'affranchir des problèmes d'équilibre et de tenue en puissance. C'est donc le choix qui correspond le mieux, en termes de rapport de variation et d'applications, aux contraintes du cahier des charges

Une première étude sur la forme des électrodes mobiles a été menée afin d'observer l'impact des capacités parasites et des effets de bord sur la loi de variation (partie I.1). Le développement du *MEMS* rotatif a ensuite débuté par un premier design (partie I.2) qui a été simulé avec des outils spécifiques des *MEMS* (*CoventorWare*) pour en tirer des résultats préliminaires sur le potentiel d'une telle structure. Cette structure a ensuite été optimisée en simulation par la modification des paramètres géométriques de la structure dans le cadre du *RUN1* (partie II). Suite aux mesures du *RUN1*, révélant un problème lors de l'actionnement, une étude du *pull-in* dans les *comb-drives* incurvés a été réalisée (partie III) avant la conception du *RUN2* (partie IV) qui intègre les différentes modifications issues des mesures et de l'analyse théorique sur le *pull-in*.

I.1 Etude théorique des circuits d'accord LC

I.1.1 Calcul de la surface des électrodes

Le calcul de la surface doit permettre de déterminer la capacité maximale dans le cas d'un déplacement latéral, ce qui fixera donc, associé à une inductance, la fréquence de résonance du couple LC qui intégrera le VCO. Différents couples de valeurs vont être testés suivant différentes hypothèses.

Les plages de variation en fréquence sont les suivantes :

- 1-20GHz (idéalement)
- 2-18GHz (objectif)
- 1-10GHz (intermédiaire)

Associé à ces plages de variation en fréquence on peut prendre 2 hypothèses :

- Soit on souhaite réaliser une variation continue des éléments inductifs et capacitifs, ce qui permettrait de garder une adaptation 50 Ohms sur toute la bande.
- Soit on fixe une valeur d'inductance avec un fort coefficient de qualité Q sur la bande de fréquence et on lui associe une capacité continûment accordable sur toute la bande, ce qui amène à un ratio de capacité très important.

Le but de ces premiers calculs est de vérifier les ordres de grandeurs compatibles avec l'application visée en fonction de la dimension et du couple de valeur L et C.

La valeur du couple LC en fonction de la fréquence est donnée par l'équation :

$$LC(f) = \frac{1}{(2\pi f)^2}$$

Si on l'applique à la bande de fréquence d'intérêt on obtient la courbe Figure II.1.

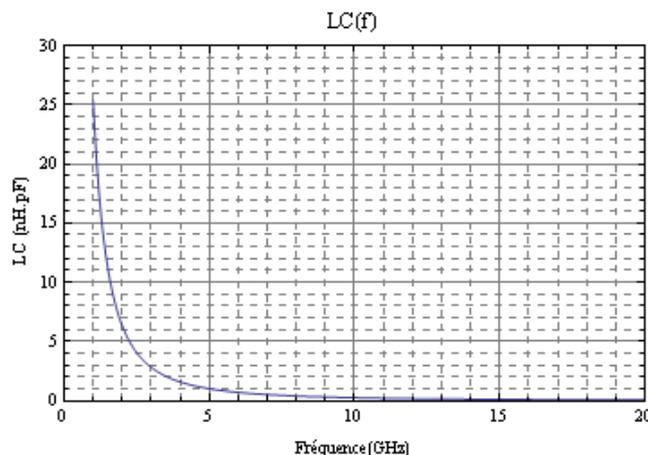


Figure II.1 Etude de la valeur du couple LC résonant en fonction de la fréquence

Entre la valeur minimale du couple LC (0.0633 nH.pF) à une fréquence de 20GHz et la valeur maximale à 1 GHz (25.33 nH.pF), le rapport de variation du couple LC est égal au carré du rapport de variation en fréquence, dans notre cas un rapport de variation de 20 en fréquence et donc de 400 sur LC. On va étudier dans les deux cas suivants la possibilité de faire varier la capacité et l'inductance pour réduire le rapport de variation nécessaire pour chaque élément, ou la possibilité de faire varier uniquement la capacité.

1.1.1.1 *Variation couplée de l'inductance et de la capacité*

L'avantage de faire varier l'inductance et la capacité est de réduire le rapport de variation des éléments. En effet il est ici réparti sur la capacité et sur l'inductance, cela peut permettre également de rester à impédance constante ($R=50\text{Ohms}$). On obtient le **Tableau II.1** récapitulatif et les courbes correspondantes, voir Figure II.2.

F (GHz)	1	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
L (nH)	7.958	3.979	1.989	1.326	0.995	0.796	0.663	0.568	0.497	0.442	0.398
C (pF)	3.183	1.592	0.796	0.531	0.398	0.318	0.265	0.227	0.199	0.177	0.159

Tableau II.1 Etude de la valeur de l'inductance et de la capacité en fonction de la fréquence en gardant une impédance de 50 Ohms

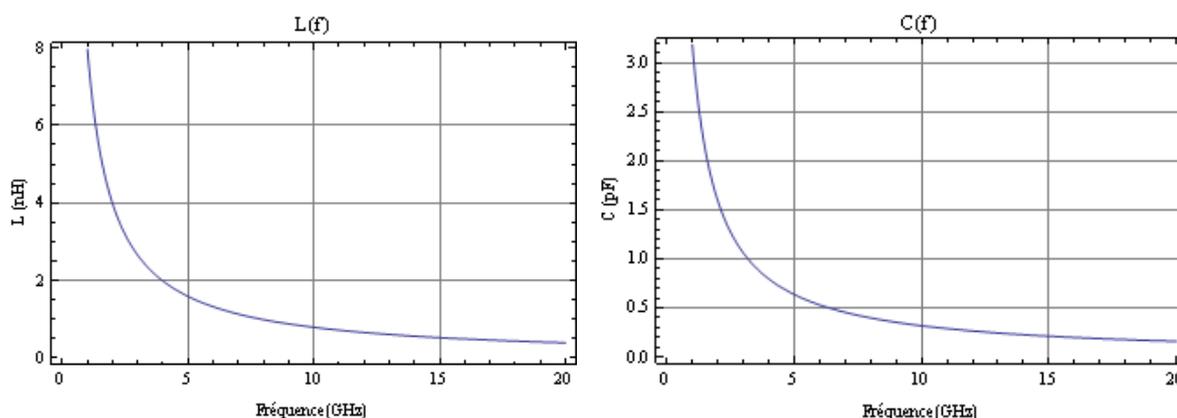


Figure II.2 Etude de la valeur de l'inductance et de la capacité en fonction de la fréquence en gardant une impédance de 50 Ohms

La capacité maximale sera donc de 3.18 pF et l'inductance de 7.96nH pour une bande de fréquence de 1 à 20GHz (soit un rapport de variation en capacité et en inductance de 20). En prenant une bande plus réduite de 2 à 18 GHz, on obtient une capacité maximale de 1.59pF et une inductance de 3.92nH (soit un rapport de variation en capacité et en inductance

de 9). En fixant les paramètres du calcul de la capacité surfacique, on peut approcher la valeur de la surface nécessaire pour l'obtention de la bonne valeur de capacité :

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_{diel} \frac{S}{gap}$$

Si on fixe la permittivité du milieu ϵ_{diel} ainsi que le *gap* on obtient la formule suivante pour déterminer S :

$$S = \frac{C_0 gap}{\epsilon_0 \epsilon_{diel}} = C_0 \times Cste$$

On obtient donc le **Tableau II.2** avec l la largeur du carré faisant la surface S, avec $\epsilon_{diel}=1$ (cas d'un *gap* d'air) et un *gap* de $1\mu m$:

F (GHz)	1	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
C (pF)	3.1831	1.5915	0.7958	0.5305	0.3979	0.3183	0.2653	0.2274	0.1989	0.1768	0.1592
S (μm^2)	359502	179751	89876	59917	44938	35950	29959	25679	22469	19972	17975
l (μm)	599.58	423.97	299.79	244.78	211.99	189.61	173.09	160.25	149.90	141.32	134.07

Tableau II.2 Calcul théorique de la surface de la capacité nécessaire pour un *gap* de $1\mu m$ et en gardant comme diélectrique de l'air.

Pour balayer la plage de fréquence de 1 à 20 GHz, il faudrait générer des déplacements mécaniques de l'ordre de $466\mu m$ (600-134) dans le cas simple d'un carré. Ce mouvement est accessible en translation mais difficile à obtenir, il est plus facile d'obtenir ce déplacement avec un mouvement de rotation. Si on applique ces dimensions au cas d'une électrode en rotation, on peut réduire le déplacement, dans l'exemple de la Figure II.3, le rayon est de $500\mu m$, pour obtenir la capacité maximale et donc la surface de $359502\mu m^2$, il ne faut que 16.7° de largeur angulaire. Pour obtenir la capacité minimale il faut que le recouvrement soit de 0.85° . On obtient donc en comparaison avec un cas rectiligne un déplacement équivalent à $466\mu m$ pour une rotation de 15.85° .

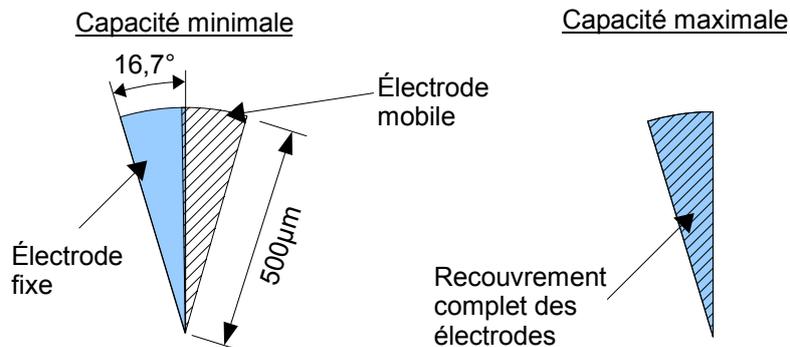


Figure II.3 Capacité à variation de surface en rotation, cas minimum, cas maximum

1.1.1.2 Variation de la capacité uniquement (L fixe)

Pour cette configuration on doit fixer l'inductance et déterminer la capacité maximale nécessaire pour obtenir la fréquence minimale, on a pour cela la formule suivante :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad C = \frac{1}{(2\pi F)^2 L}$$

La valeur de l'inductance est choisie en se basant sur des valeurs d'inductance du commerce dont la fréquence de résonance (*SRF : Self-resonant frequency* en anglais) est supérieure à 20GHz. Si on applique cette formule à différents couples de valeurs on obtient une capacité en pF donnée dans le tableau Tab.II.3 et représentée sur la courbe Figure II.4.

F(GHz) \ L (nH)	1	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
1	25.3303	6.3326	1.5831	0.7036	0.3958	0.2533	0.1759	0.1292	0.0989	0.0782	0.0633
10	2.5330	0.6333	0.1583	0.0704	0.0396	0.0253	0.0176	0.0129	0.0099	0.0078	0.0063

Tableau II.3 Calcul de la capacité nécessaire associée à une inductance fixe en fonction de la fréquence.

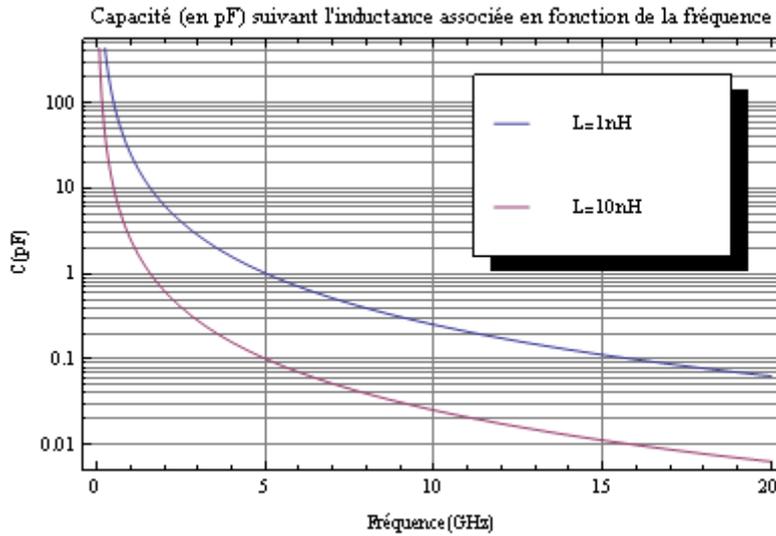


Figure II.4 Courbe de la capacité nécessaire associée à une inductance fixe en fonction de la fréquence

En fixant la valeur de l'inductance on obtient un rapport de variation de la capacité de 400 pour la bande de fréquence de 1 à 20 GHz, et de 81 pour la bande de fréquence de 2 à 18 GHz. On détermine la variation de surface nécessaire à l'obtention de ces valeurs de capacité en fixant un *gap* de 1µm et comme diélectrique de l'air dans le **Tableau II.4**. On peut noter que le cas avec une inductance de 10nH est plus intéressant car il nécessite un déplacement moindre.

F(GHz) L (nH)	1	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
1	25,3303	6,3326	1,5831	0,7036	0,3958	0,2533	0,1759	0,1292	0,0989	0,0782	0,0633
S (μm²)	3E+06	715207	178802	79467	44700	28608	19867	14596	11175	8829.7	7152.1
l (μm)	1732.1	845.7	422.85	281.9	211.42	169.14	140.95	120.81	105.71	93.966	84.57
10	2,5330	0,6333	0,1583	0,0704	0,0396	0,0253	0,0176	0,0129	0,0099	0,0078	0,0063
S (μm²)	286083	71521	17880	7946.7	4470	2860.8	1986.7	1459.6	1117.5	882.97	715.21
l (μm)	534.87	267.43	133.72	89.144	66.858	53.486	44.572	38.205	33.429	29.715	26.743

Tableau II.4 Calcul de la capacité et de la surface équivalente de l'électrode nécessaire associée à une inductance fixe en fonction de la fréquence pour un *gap* de 1μm et comme diélectrique de l'air.

En comparant les deux solutions on peut constater que la bande de fréquence 1 à 20 GHz qui nécessite un rapport de variation en LC de 400 ne pourra être obtenue que par la variation de la capacité et de l'inductance. Pour la bande de fréquence de 2 à 18 GHz la solution à inductance fixe et capacité variable avec un rapport de variation de 81 reste envisageable, d'autant mieux que l'inductance sera grande et la capacité faible.

I.1.2 Calcul de la capacité

I.1.2.1 Etude théorique de la forme d'électrode

Pour étudier la loi de variation de façon simplifiée une première approche théorique sur la variation de la capacité surfacique (en négligeant les effets de bord) a été réalisée.

L'équation de la capacité surfacique entre deux électrodes est utilisée dans les calculs suivants, avec C la capacité en Farad, ϵ la permittivité, S la surface en regard entre les électrodes en m² et le *gap* entre les électrodes en m :

$$C = \epsilon \frac{S}{gap}$$

En appliquant cette formule à 3 formes simples, mais couramment rencontrées dans les MEMS, on peut observer la loi de variation et en déduire une formulation analytique élémentaire. Les 3 formes étudiées ici sont le carré, le cercle et le triangle équilatéral. Pour obtenir une valeur maximale identique ces trois formes ont la même surface, qui a été fixée arbitrairement en prenant un carré de 100μm de côté, la surface de chaque forme sera donc de 10000μm². Pour le triangle équilatéral les côtés sont de 152μm et le rayon du cercle r est de 56.4μm. On obtient donc les formes suivantes Figure II.5 avec en blanc l'électrode fixe et en noir l'électrode mobile.

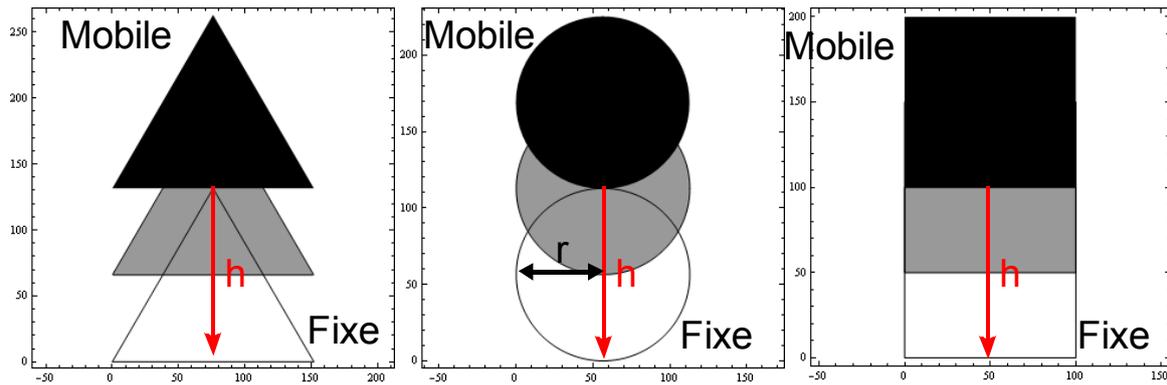


Figure II.5 Représentation de 3 formes d'électrodes simples d'une surface de $10000\mu\text{m}^2$

En calculant la surface en regard entre l'électrode fixe et l'électrode mobile se déplaçant d'une distance h (en μm) on détermine la variation de capacité à partir des équations suivantes :

$$Surface_carré(h) = 100 \times (100 - h) \times 10^{-12} \text{ avec } 0 < h < 100$$

$$Surface_triangle_equilateral(h) = (1/\sqrt{3}) \times (h - 152 \times \sqrt{3}/2) \times 10^{-12} \text{ avec } 0 < h < 152 \sqrt{3}/2$$

$$Surface_cercle(h) = (-2h\sqrt{-h^2 + r^2} + 2r^2 \text{ArcSin}(\sqrt{\frac{-h^2 + r^2}{r^2}})) \times 10^{-12} \text{ avec } 0 < h < r$$

Pour obtenir la variation de la capacité on injecte la variation de surface pour les 3 formes d'électrode dans l'équation de la capacité surfacique, on imposera arbitrairement ici un *gap* de $1\mu\text{m}$ pour obtenir une valeur numérique, le diélectrique entre les deux électrodes sera de l'air, on aura donc une permittivité ε égale à la permittivité du vide ε_0 . On obtient les courbes Figure II.6 avec comme valeur de capacité maximale (hors effets de bord) d'environ 88fF qui correspond au recouvrement maximum entre les électrodes de $10000\mu\text{m}^2$.

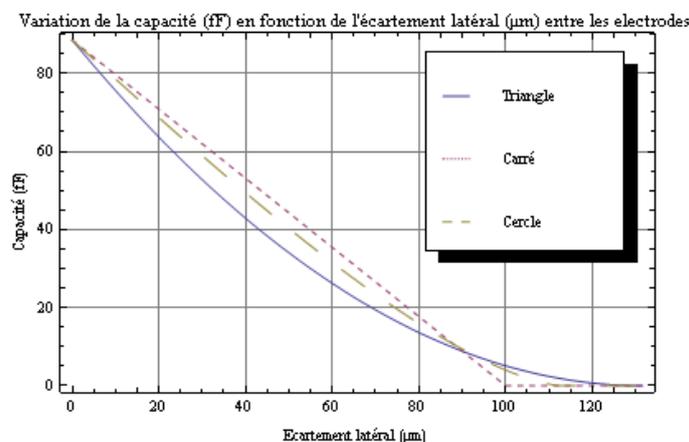


Figure II.6 Variation de la capacité surfacique pour 3 formes d'électrodes avec un *gap* d'air de $1\mu\text{m}$

Afin d'obtenir le plus grand rapport de variation possible une étude sur la forme d'électrode qui satisfait à la meilleure loi de variation a été réalisée. La forme de l'électrode est à la base de la loi de variation en surface, mais la contre électrode également. En effet, les deux électrodes ne se superposeront pas forcément et n'auront donc pas forcément la même taille. On va déterminer ici la forme de l'électrode en fonction de l'équation de variation résultante. On prend comme courbes de variation différentes puissances de x : x , $x^{1.25}$, $x^{1.5}$, $x^{1.75}$, x^2 , x^3 , x^4 que l'on retrouve dans le graphique Figure II.7. Les courbes obtenues sont normalisées sur une capacité maximale de 1 Farad afin de pouvoir observer l'allure de la variation de la capacité. Ces courbes qui ne prennent pas en compte les effets de bords sous évaluent la valeur de la capacité et un décalage sera à prendre en compte lors de la conception des électrodes.

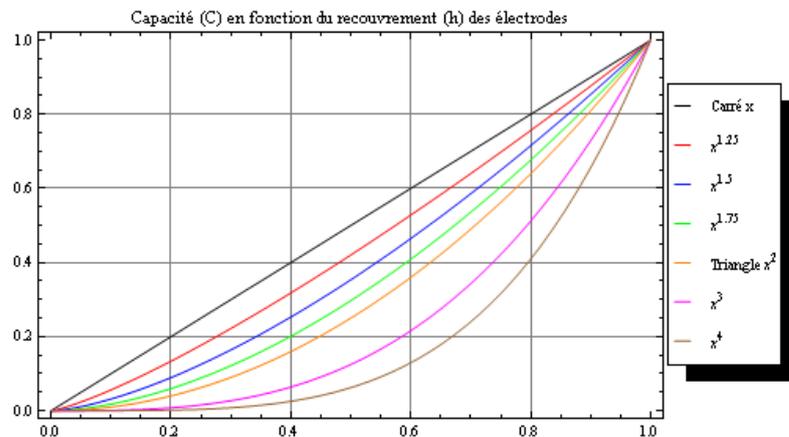


Figure II.7 Variation de la capacité normalisée pour différentes formes d'électrodes

On peut à partir de ces différentes courbes de variation, retrouver la géométrie correspondante en intégrant la courbe suivant h , on obtient les géométries de la Figure II.8. Pour la compréhension, l'électrode mobile est représentée en trait continu (de la même couleur que la courbe de variation Figure II.7) et l'électrode fixe est en pointillé (toujours de la même couleur que la courbe de variation correspondante). On retrouve la variation linéaire de l'électrode carrée, et les différentes courbes intermédiaires jusqu'à la variation quadratique de l'électrode triangulaire. Cette analyse permet d'évaluer uniquement la capacité surfacique qui dans le cas des électrodes avec des formes pointues ne reflètera pas la réalité, essentiellement pour la capacité minimale, à cause des effets de bords importants négligés.

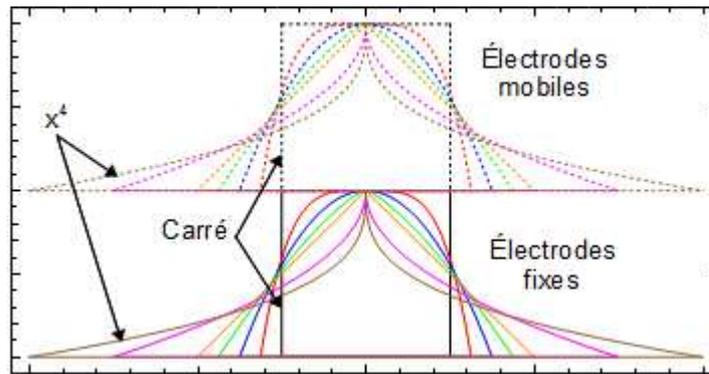


Figure II.8 Electrodes mobiles et fixes avec différentes équations de variation de la surface

1.1.2.2 Comparaison du calcul de la capacité par le calcul analytique et par la simulation Electrostatique

Afin d'observer la valeur de la capacité prenant en compte les effets de bord, une analyse électrostatique a été réalisée sur le logiciel *COMSOL* afin d'avoir une valeur approchée de la capacité minimale qui sera un élément déterminant pour le rapport de variation de la capacité. Cette analyse sera réalisée sur le cas du triangle car jugé le plus critique au niveau des effets de bord. La fonction de variation de la capacité en fonction du recouvrement latéral h et de la hauteur du triangle «hauteur» est donnée par :

$$C(h) = \frac{C_{\max}}{\text{hauteur}^2} h^2 \quad C_{\max} = \varepsilon \frac{S_{\max}}{g} \quad C = \frac{C_{\max}}{S_{\max}} S$$

1/ Electrodes de forme triangulaire (isocèle) de 60fF, de même sens

Pointes triangulaires (isocèles) de $117\mu\text{m}$ de base, et $117\mu\text{m}$ de hauteur. Gap fixé à $1\mu\text{m}$ sur substrat Silicium ($\varepsilon_{\text{sub}}=11.7$), diélectrique air uniquement ($\varepsilon=\varepsilon_0$).

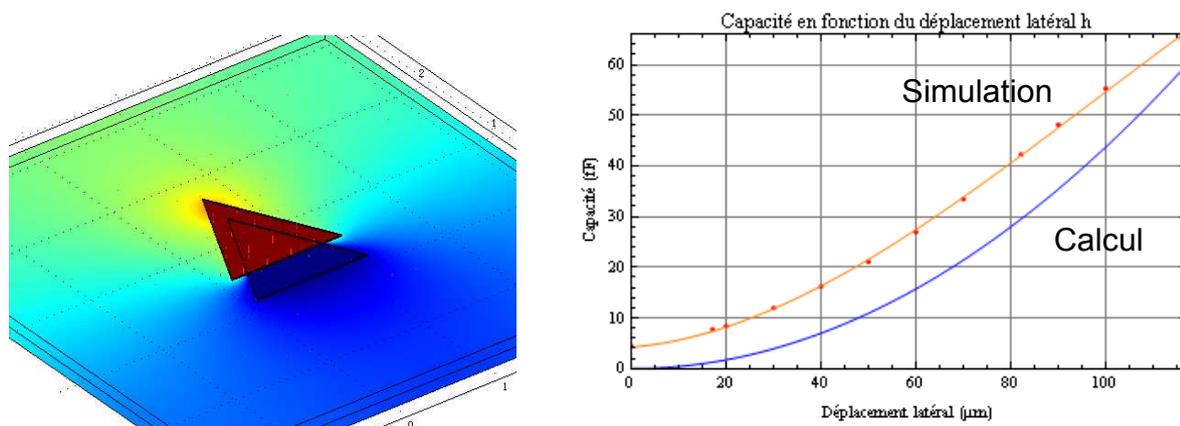


Figure II.9 Electrodes de forme triangulaire (isocèle) de 60fF, de même sens

Pour cette configuration on obtient un rapport de variation de capacité (C_{\max}/C_{\min}) d'environ 15 Figure II.9, limité uniquement par la capacité minimale due aux effets de bord et au substrat.

2/ Electrodes de forme triangulaire (isocèle) de 60fF fragmentées en deux

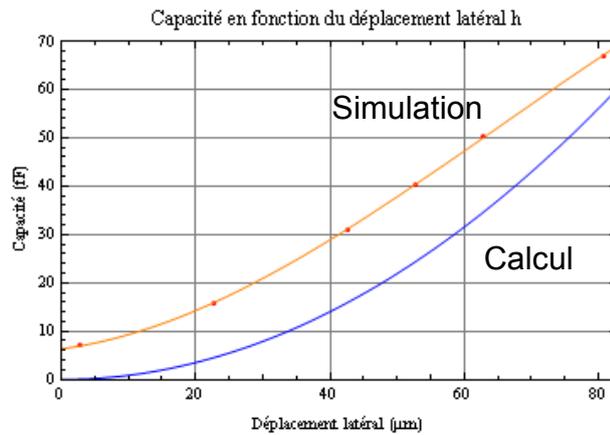
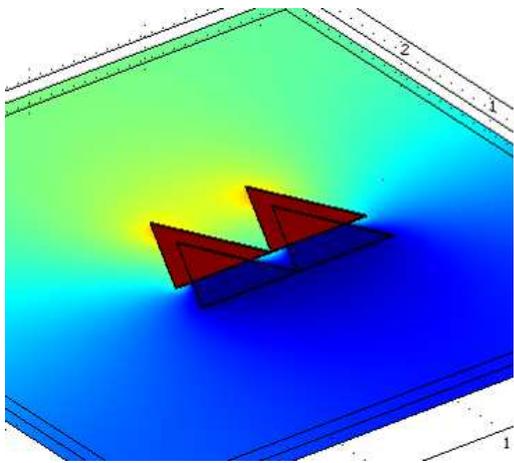


Figure II.10 Electrodes de forme triangulaire (isocèle) de 60fF fragmentées en deux

Pour cette configuration on obtient un rapport de variation de capacité de 9 à 10 Figure II.10. On gagne sur le déplacement latéral maximum à réaliser mais on perd autant sur le rapport de variation.

On a pu grâce à l'étude analytique déterminer les lois de variations de la capacité surfacique en fonction de la forme de l'électrode. En comparant ces lois on a pu constater que pour la même capacité maximale, le déplacement nécessaire pour obtenir une capacité surfacique nulle est plus faible dans le cas du carré.

La loi de variation, dans le cas d'une forme triangulaire car étant la plus représentative des effets de bord, a été simulée sur *Comsol* afin de déterminer la capacité minimale ainsi que les effets de bords sur cette courbe de variation. Nous avons pu constater l'ajout d'une capacité parasite d'environ 5fF sur toute la plage de variation. En fragmentant l'électrode, et donc en réduisant le déplacement nécessaire pour la variation, nous avons pu constater une remontée de cette capacité parasite à 8fF, ce qui réduit donc le rapport de variation.

Il sera donc essentiel pour le design des électrodes d'avoir recours à une simulation électrostatique/électromagnétique afin d'estimer au mieux les capacités parasites liées aux effets de bord.

I.1.3 Synthèse

Afin d'obtenir un rapport de variation le plus grand possible, deux points sont à optimiser. Le premier est la capacité minimale, principalement due aux effets de bord ; et le deuxième est de privilégier un déplacement important, plutôt que de fragmenter l'électrode mobile, en choisissant un système rotatif plutôt qu'une simple translation.

Suite à l'étude réalisée dans cette partie le choix pour le développement de la capacité variable du *RUNI* est d'utiliser des électrodes de forme rectangulaire (incurvées), qui, même si elles ne sont pas optimales pour la capacité minimale, offrent une plus grande capacité pour une surface donnée.

En effet pour simplifier la partie *RF* et pour éviter des reprises de contact sur la partie mobile, l'électrode fixe sera réalisée sur un substrat verre et l'électrode mobile (qui sera flottante du point de vue RF) sur un substrat *SOI* en regard. L'électrode mobile du *SOI* (en vert) sera disposée en regard de deux électrodes (en rouge) disposées sur le verre Fig.II.11. On obtiendra donc deux capacités en série, ce qui aura pour effet de diviser par deux la capacité maximale du système, mais qui simplifiera le design en vue de la fabrication de la partie *MEMS*. Cette topologie sera modélisée et étudié dans l'analyse RF du *RUNI* dans la partie II.1.2.

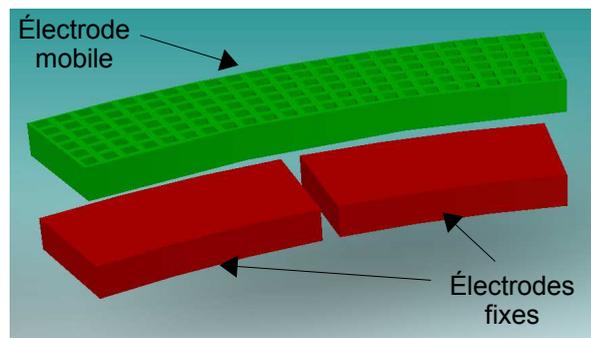


Figure II.11 Electrode de forme rectangulaire incurvée fragmentée en deux

I.2 Conception d'un dispositif de déplacement angulaire MEMS

Les actionneurs *MEMS* sont des dispositifs de déplacement micrométrique nécessitant très peu de puissance et des gammes de tension en relation avec les déplacements souhaités. Dans la littérature on peut trouver des systèmes rotatifs de détection tels que les gyroscopes ou des dispositifs d'actionnement pour les micromoteurs. En se basant sur le principe de dispositifs angulaires de type gyroscope on peut inverser le principe du capteur et utiliser l'élément de détection, à savoir les doigts interdigités, en tant qu'élément d'actionnement. On peut trouver des articles sur des capacités à mouvement angulaire, cependant les éléments d'actionnement sont également utilisés en tant qu'élément capacitif [Gu08]. La structure développée ici comporte la partie actionnement composée de doigts interdigités, et une « masse » à l'extrémité des bras correspondant à l'électrode supérieure de la capacité susceptible de subir un large déplacement.

La première structure a été développée sur le logiciel CoventorWare et plus particulièrement sur l'outil Architect qui est l'équivalent d'un simulateur électronique pour la mécanique. En effet, les éléments du domaine des *MEMS* (ex : membranes, poutres, etc ..) sont disponibles et sont rattachés à des modèles électromécaniques pour les simulations.

L'élément de base des *MEMS* est la poutre (*Beam* en anglais) qui a une constante de rigidité plus faible que les autres éléments « fixes » de la structure, et qui va donc permettre un mouvement. Cette poutre peut être associée à d'autres poutres afin de former ce que l'on appelle des bras de suspension, qui sont conçus pour permettre un mouvement dans un ou deux axes la plupart du temps. Un exemple de bras de suspension composé de 3 poutres est présenté Figure II.12, la partie gauche est ancrée au substrat alors que la partie droite est suspendue au bout du bras de suspension et n'est donc pas en contact avec le substrat.

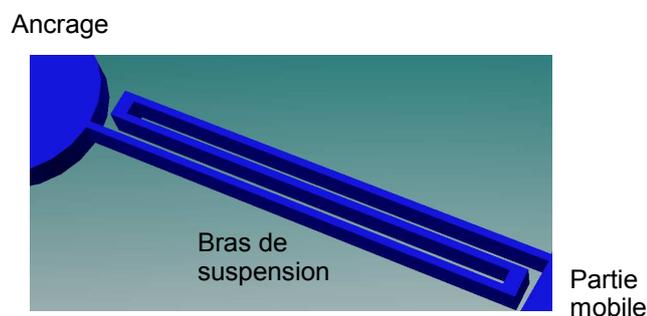


Figure II.12 Illustration d'un bras de suspension à 3 poutres

Un autre élément majeur très utilisé dans les *MEMS* est le doigt interdigité (*CombDrive* en anglais). La structure du *combdri*ve se compose de plusieurs doigts interdigités. On peut distinguer deux parties mécaniques isolées dans un *combdri*ve, la partie

fixée au substrat et la partie mobile suspendue. Ces deux éléments distincts sont emboîtés comme deux peignes l'un dans l'autre. Un doigt sur deux appartient donc à la même structure. Cette structure a la particularité, lorsqu'elle est soumise à une polarisation électrostatique, d'attirer les peignes l'un par rapport à l'autre. Ce composant est donc utilisé pour l'actionnement, ou dans le cas de l'effet inverse, pour la détection de mouvement par la mesure de la variation de capacité. Une illustration d'un *combdrive* « incurvé » est présentée en Figure II.13

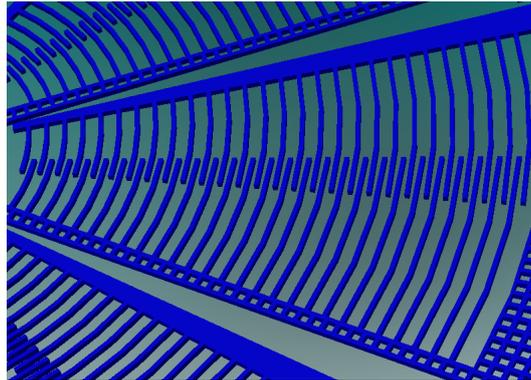


Figure II.13 Symbole du *combdrive* incurvé sous *Architect* et illustration

Le premier schéma de capacité variable *MEMS* réalisé sur *Architect* est présenté en Figure II.14 avec 4 *combdrives* et 4 électrodes mobiles ainsi que sa visualisation sur *Scene3D*.

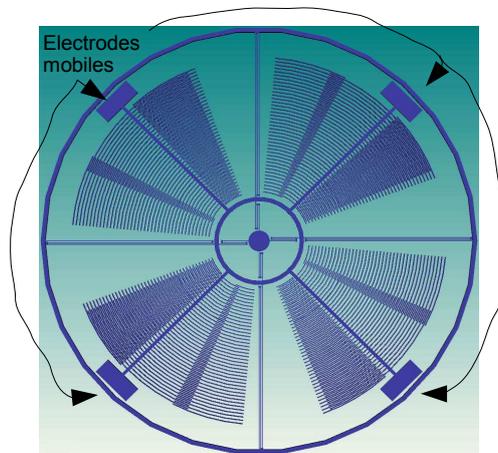


Figure II.14 Illustration de la Roue V1.0 sur *Scene3D*

La structure ainsi schématisée est simulée avec une variation de tension sur le logiciel *Saber*. On peut voir sur la Figure II.15 une visualisation 3D de la structure rotative pendant l'actionnement et la courbe de rotation pendant l'actionnement en Figure II.16.

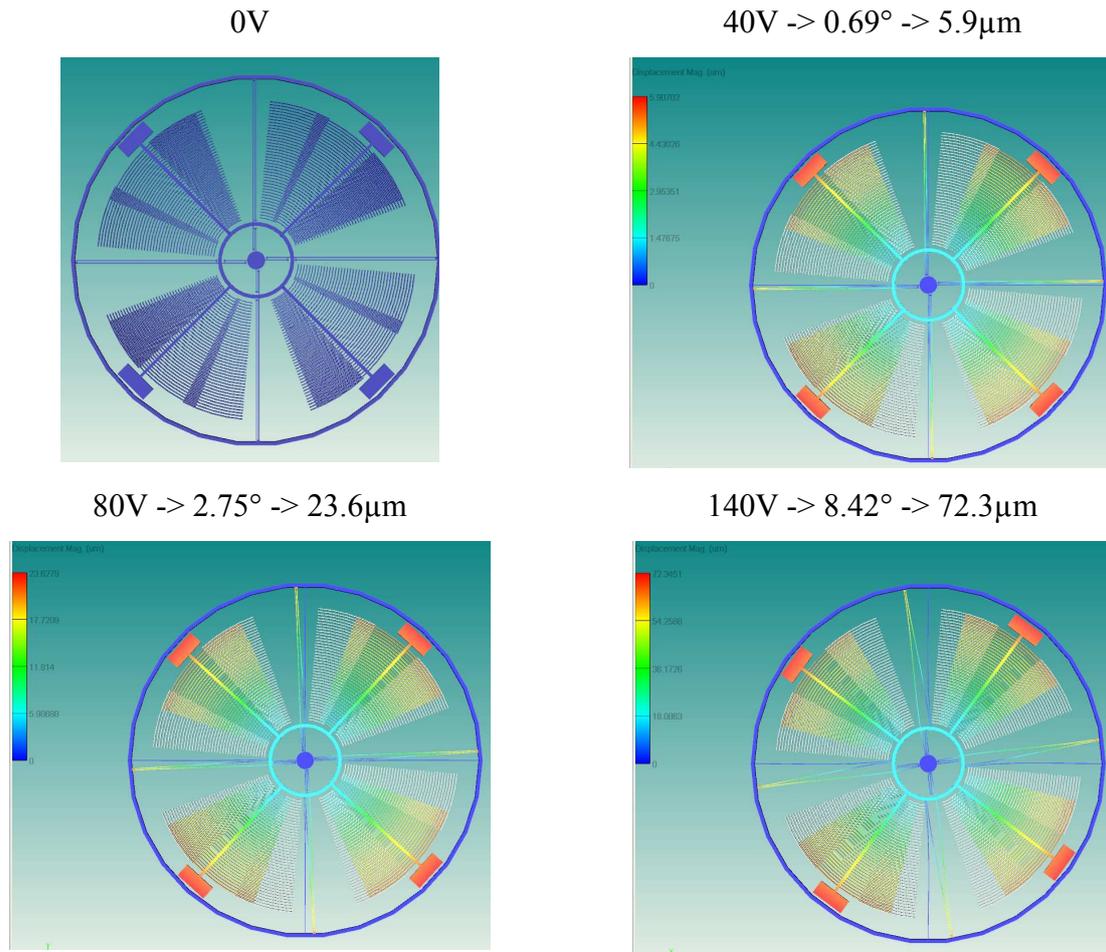


Figure II.15 Aperçu de la Roue V1.0 en mouvement sur Scene3D

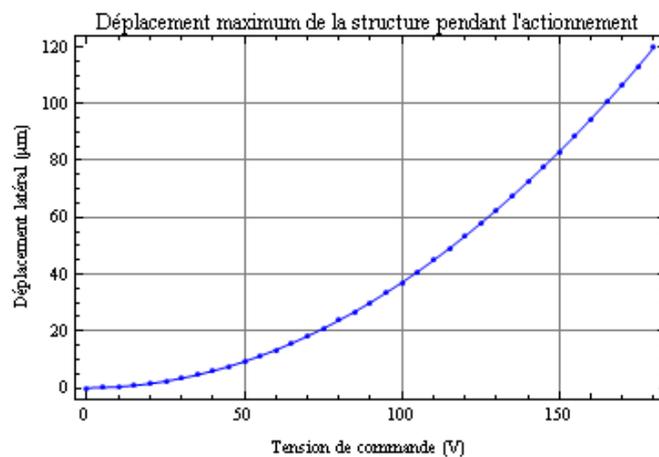


Figure II.16 Courbe de variation en tension de la Roue V1.0 sur CosmosScope

Ce premier essai de roue avec des dimensions minimales de $2\mu\text{m}$ au niveau du *gap* et de la largeur des doigts interdigités a permis d'obtenir une variation de $72.3\mu\text{m}$ correspondant à un angle de 8.4° sous 140V . Le *wafér* est en polysilicium avec une épaisseur de $10\mu\text{m}$. Cette structure servira de référence pour la suite de l'étude, appelée structure originale.

I.2.1 Contraintes et objectifs

La structure rotative initiale (version 1.0) offre un déplacement de $120\mu\text{m}$ pour une tension de commande de 180V . Pour correspondre aux critères du cahier des charges, la tension de commande doit être réduite. Pour cela l'étude de la variation de cette tension d'actionnement, en fonction des paramètres dimensionnels de la structure va être réalisée. Pour réduire la tension d'actionnement, deux possibilités (qui peuvent être combinées) sont possibles.

La première est de réduire la rigidité et donc d'augmenter la sensibilité en tension de la structure (en $\mu\text{m}/\text{V}$), ce qui aura pour effet de réduire la tension de commande mais qui réduira également la fréquence de résonance de la structure.

La deuxième solution est d'augmenter la force d'attraction qui résulte de la tension d'actionnement. Cela est possible par l'augmentation de la densité des doigts interdigités, ou par l'augmentation du nombre de *comb-drives*.

I.2.2 Design et simulation des bras de suspension intérieurs et extérieurs

Le *design* des bras de suspension est essentiel pour obtenir un déplacement contraint dans l'axe de notre choix, à savoir une rotation autour de l'axe Z sans flexion idéalement. Les bras de suspension internes sont les plus critiques car les plus courts et les plus proches de l'axe de rotation. Leur forme et leur rigidité doivent permettre la rotation autour du pivot central d'une dizaine de degrés. Les bras de suspension extérieurs sont plus longs et sont donc moins critiques du fait de leur plus faible rigidité.

I.2.2.1 Quatre bras de suspensions intérieurs et quatre extérieurs droits (trois segments) - Roue v1.0

Afin de déterminer de quelle manière varie la fonction de transfert en tension nous avons fait varier la largeur des bras de suspensions internes de 2 à $5\mu\text{m}$. $2\mu\text{m}$ représente la plus petite dimension réalisable d'un point de vue technologique sous lithographie UV classique.

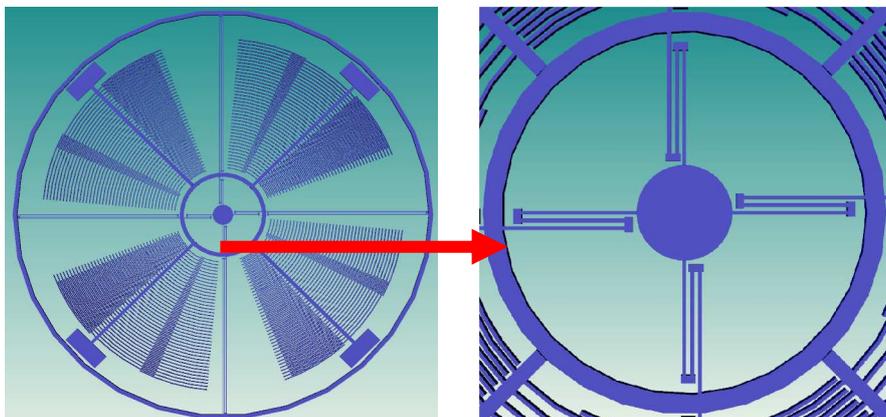


Figure II.17 Zoom sur les bras de suspensions intérieurs de la Roue V1.0 sur Scene3D

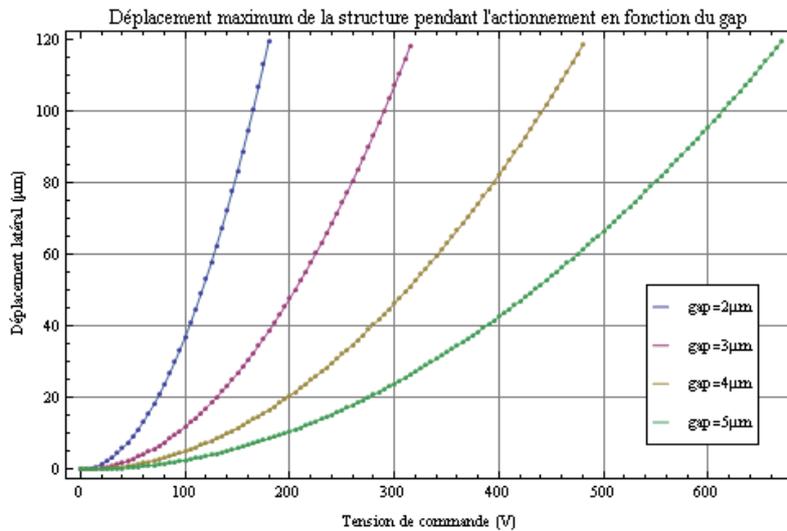


Figure II.18 Courbe de variation en tension et en largeur de la Roue V1.0 sur CosmosScope

La courbe de la Figure II.16 était uniquement limitée par la liberté mécanique de la structure, en effet la structure est prévue pour une rotation d'environ 15° , au-delà les différentes parties mobile se déforment jusqu'à entrer en contact et les résultats ne reflètent donc plus la réalité. Dans notre cas le problème se situe au niveau du design des bras de suspension extérieurs, qui sont déformés au fur et à mesure de la rotation de la roue, ce qui a pour effet de rapprocher les extrémités libres qui entrent en contact avec les parties mécaniques proches.

Dans cette comparaison de l'impact de la rigidité des bras, en fonction de leur largeur, on voit très nettement l'impact sur le déplacement de la roue. Le déplacement sous 250V de 8.4° (correspondant à un déplacement de $72.3\mu\text{m}$) avec une largeur de $3\mu\text{m}$ ne nécessite que 140V en $2\mu\text{m}$. Cela est dû à la surface des doigts interdigités des *combrives* qui deviennent moins nombreux dans la version $3\mu\text{m}$, ce qui diminue donc la surface d'attraction et d'un autre côté les bras de suspension voient leur largeur augmenter et non leur longueur ce qui a pour effet d'en augmenter la rigidité.

Dans cette partie nous allons nous intéresser uniquement à la réduction de la rigidité des bras de suspension internes. Le travail principal va consister à trouver une forme de bras dont la rigidité est moins sensible à la largeur de ce bras. La solution la plus simple est de réduire le nombre de bras, cela diminuera la rigidité totale mais augmentera la sensibilité aux vibrations et aux déplacements sur les axes de translation plan.

I.2.2.2 Deux bras de suspensions intérieurs et quatre extérieurs droits (trois segments) – Roue v1.1

Les bras de suspensions intérieurs étant beaucoup plus court (si on regarde la longueur dépliée du bras de suspension), ils sont beaucoup plus rigides que les bras de suspension extérieurs. Afin d'observer l'impact de ces bras internes, deux bras ont été supprimés et permettent d'observer plus précisément l'impact qu'ils ont sur la rigidité totale.

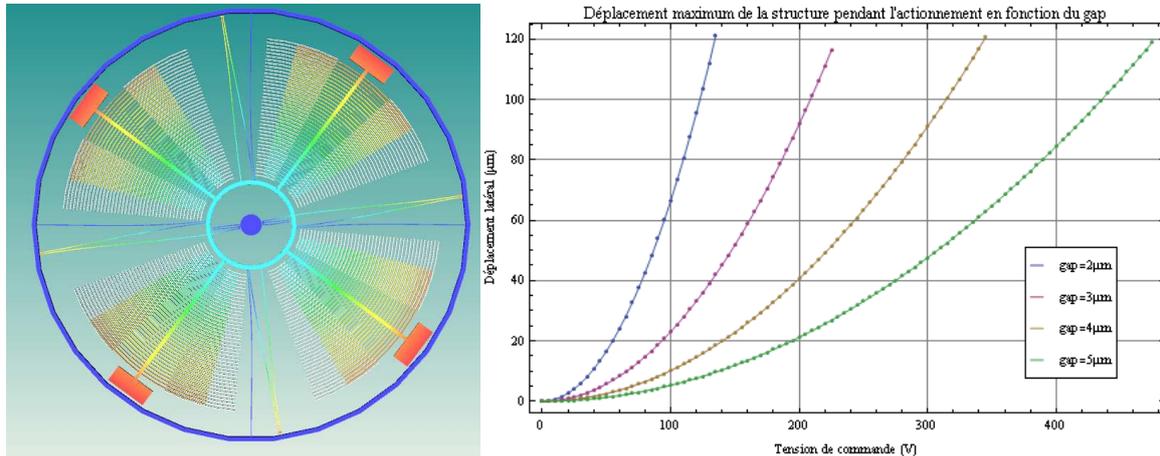


Figure II.19 Aperçu de la Roue V1.1 en mouvement sur Scene3D et Courbe de variation en tension et en largeur de la Roue V1.1 sur CosmosScope

Pour obtenir une rotation de 8.4° avec la structure originale il fallait appliquer une tension de 140V, avec 2 bras de suspension en moins il ne faut plus que 104V. La sensibilité sur les axes X et Y (axes plan à la roue) est légèrement augmentée car limitée par les 4 bras extérieurs. La courbe de $2\mu\text{m}$ a la même forme mais avec une translation en tension, les courbes pour des largeurs de 3 à $5\mu\text{m}$ affichent la même variation, on obtient une translation en tension pour une rotation de 8.4° de 73V en passant de 2 à $3\mu\text{m}$ (104V pour $2\mu\text{m}$, 177V pour $3\mu\text{m}$).

I.2.2.3 Deux bras de suspensions courbés intérieurs et quatre extérieurs droits (trois segments) – Roue v1.2

Une forme différente de bras de suspension a été testée, plus arrondie, mais avec une longueur dépliée plus faible.

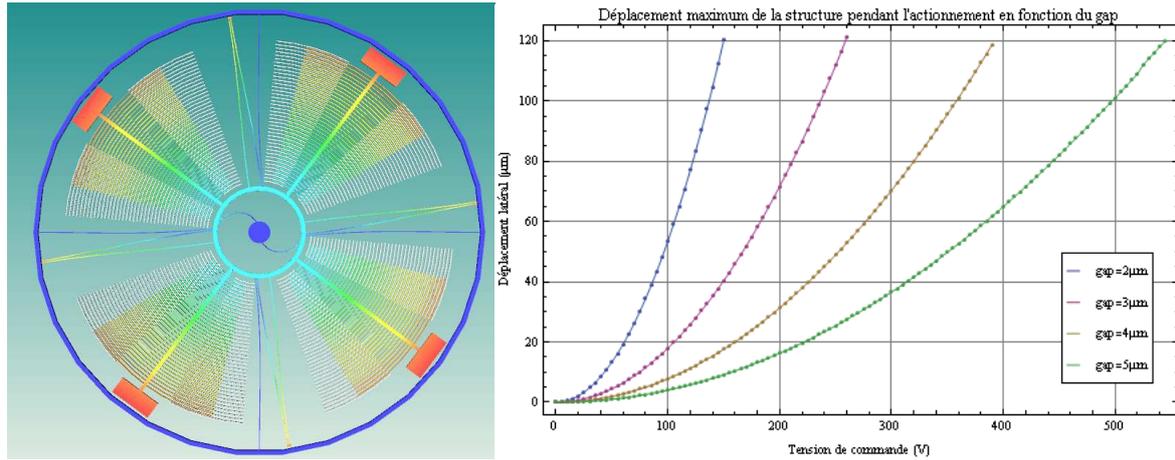


Figure II.20 Aperçu de la Roue V1.2 en mouvement sur Scene3D et Courbe de variation en tension et en largeur de la Roue V1.2 sur CosmosScope

Avec ces bras la structure devient plus rigide dans le sens rotatif et plus souple dans le sens latéral, ce qui est un point très critique pour le fonctionnement. En effectuant la variation de la largeur sur les bras incurvés on peut voir qu'ils sont aussi sensibles que les bras de suspension droits. Les résultats de simulation montrent une amélioration de la souplesse des bras de suspension incurvés par rapport aux bras de suspension droits (à un seul segment), la raison de cette amélioration est l'augmentation de la longueur dépliée du bras qui permet donc de réduire sa rigidité.

1.2.2.4 Deux bras de suspension intérieurs et deux extérieurs droits (trois segments) – Roue v1.3

Le nombre de bras de suspensions externes a été réduit à 2, afin d'obtenir un équilibre entre les deux bras de suspensions internes et externes. Pour éviter d'avoir des contraintes sur l'un des axes x ou y, les bras externes et internes sont perpendiculaires les uns par rapport aux autres.

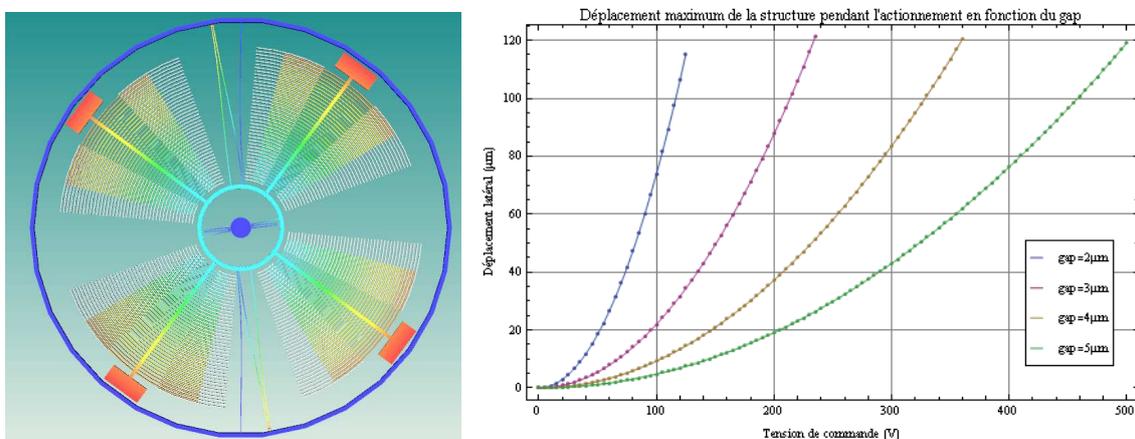


Figure II.21 Aperçu de la Roue V1.3 en mouvement sur Scene3D et Courbe de variation en tension et en largeur de la Roue V1.3 sur CosmosScope

On choisira donc pour les suspensions 2 bras de suspensions intérieurs droits et deux bras de suspensions extérieurs droits.

I.2.3 Design des *comb-drives* d'actionnement

Les *comb-drives* d'actionnement vont permettre par l'application d'une tension d'obtenir une force qui va induire un déplacement de la structure. Le comportement de la structure à la tension dépend de la force de rappel due aux bras de suspension et à la force d'attraction au niveau des *comb-drives*. Cette force d'attraction va dépendre du nombre de doigts interdigités, du *gap* entre ces doigts et de leur hauteur. Les équations caractéristiques des *comb-drives* ont été rappelées dans l'étude bibliographique (II.4.1.1.c). Les structures des versions 1.0 à 1.4 sont composées de *comb-drives* d'actionnement doublés, cela permet de pouvoir actionner le système dans le sens horaire et anti-horaire. Cette solution à *comb-drive* double, qui aurait pu apporter un avantage en termes de tension de polarisation, n'est en fait pas compatible avec le type de bras de suspension sélectionnés.

I.2.4 Structure avec deux bras de suspension droits intérieurs et extérieurs avec une dimension critique de 5 μ m – Roue v1.4

En prenant comme hypothèse que la rigidité des bras augmente linéairement avec la déformation, on peut calculer l'impact de l'augmentation ou de la diminution du nombre de *comb-drives* sur la courbe de rotation en actionnement.

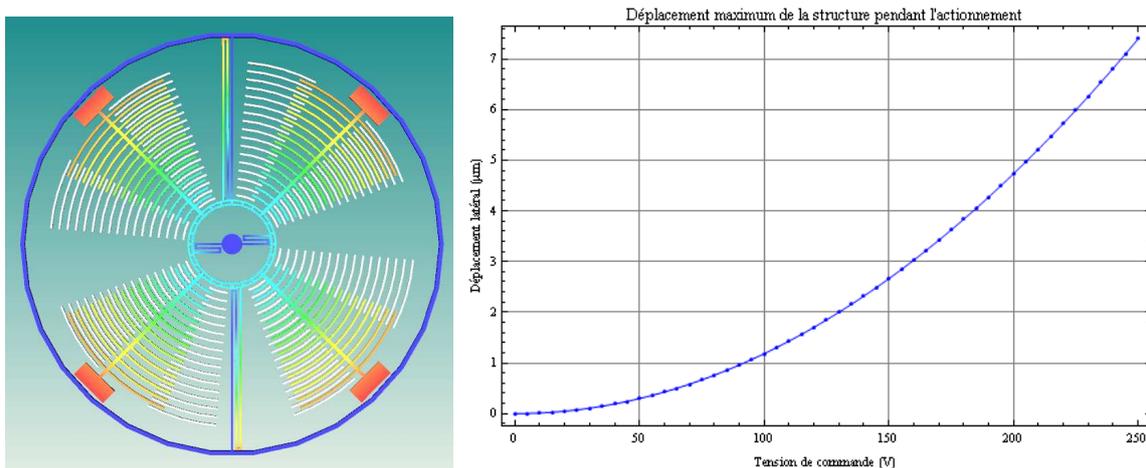


Figure II.22 Aperçu de la Roue V1.4 en mouvement sur Scene3D et Courbe de variation en tension de la Roue V1.4 sur CosmosScope

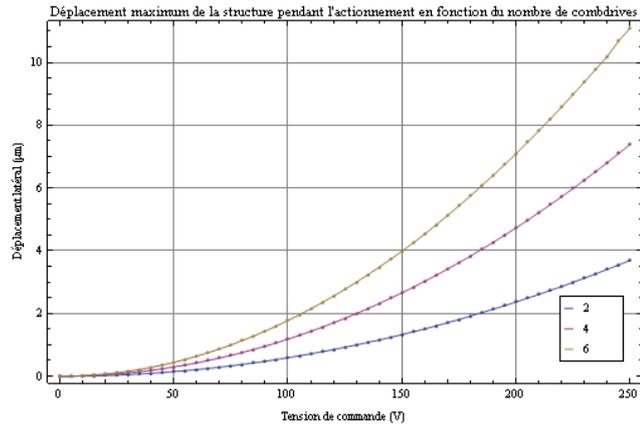


Figure II.23 Courbe de variation en tension pour la structure 1.4 avec 2, 4 et 6 *comb-drives*

Le déplacement est proportionnel au carré de la tension, et également proportionnel au carré de la surface en regard dans les *comb-drives* (et donc du nombre de pair de doigts interdigités). Cela explique la diminution de la sensibilité de la roue à la tension d'actionnement après le passage de 2 à 5 µm (passage de 40 doigts interdigités à 16 du au diamètre extérieur identique pour les 4 configurations) et par l'augmentation de la rigidité des bras de suspension. L'augmentation de la dimension minimale du dessin (passage de 2 à 5µm) ayant fortement réduit le déplacement angulaire de la roue, et ne pouvant pas réduire la rigidité des bras de suspension, il faut augmenter la force d'attraction au niveau des *comb-drives*. On passe finalement de 4 *comb-drives* « double » à 6 *comb-drives* simples pour augmenter la force d'attraction afin de réduire la tension d'actionnement (il n'y aura donc qu'un sens de rotation anti-horaire).

I.2.4.1 Augmentation de la longueur des doigts interdigités et du recouvrement initial – Roue v1.5 & I.6

Afin de vérifier l'impact du recouvrement et de la longueur des doigts interdigités, on effectue une simulation de la structure à 6 *comb-drives* avec le recouvrement initial (a) et avec un recouvrement et une longueur très grande (b), voir Figure II.24.

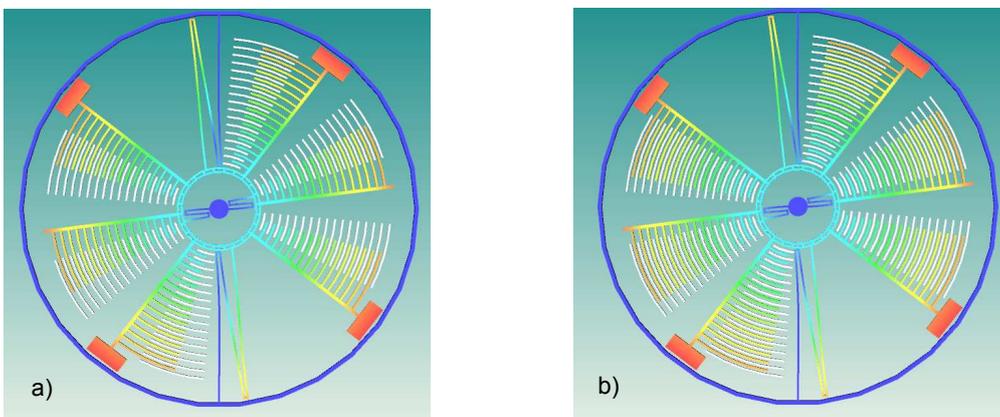


Figure II.24 Aperçu de la Roue V1.5 (a) et V1.6 (b) en mouvement sur Scene3D

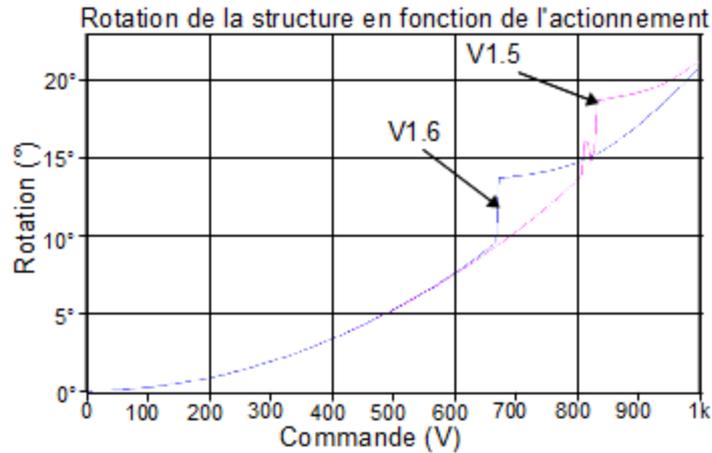


Figure II.25 Courbe de variation en tension de la Roue V1.5 et V1.6 sur CosmosScope

On voit donc que la longueur des doigts et le recouvrement initial ne change ni l'allure de la courbe ni le point de départ et d'arrivée comme il était prévu dans l'étude analytique. Il va donc falloir augmenter le nombre de doigts interdigités et réduire leur longueur.

1.2.4.2 Influence de l'épaisseur du wafer – Roue v1.6

Le matériau utilisé dans les simulations est le polysilicium avec une épaisseur de $10\mu\text{m}$ (qui sera le *top* du *SOI*). On va ici étudier l'impact de cette épaisseur sur l'évolution des courbes.

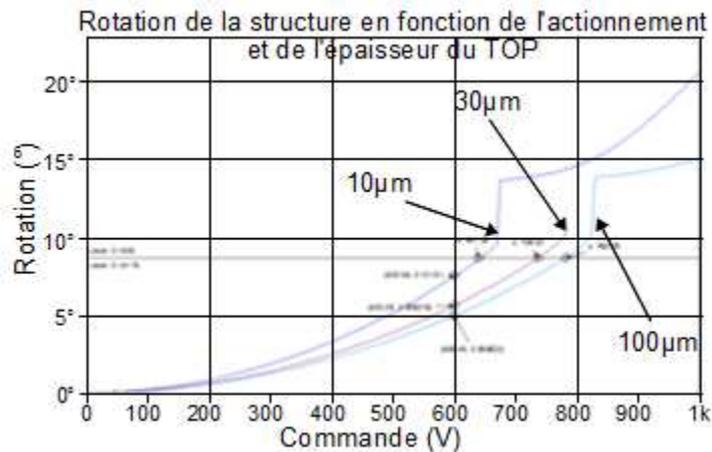


Figure II.26 Courbe de variation en tension et en épaisseur de la Roue V1.6 sur CosmosScope

Il apparaît donc que l'épaisseur du wafer intervient dans l'évolution de la courbe de déplacement de la roue, en effet plus l'épaisseur augmente plus la tension de commande augmente. On peut expliquer cela par l'augmentation de la rigidité des bras de suspension qui semble relativement supérieure à la force d'attraction dans les *comb-drives* due à l'augmentation des surfaces en regard qui augmente également avec l'épaisseur du *wafer*. Pour le choix de l'épaisseur de silicium il a fallu faire un compromis entre une tension

d'actionnement réduite et une rigidité pour les translation hors plan suffisante pour éviter un affaissement de la structure pendant l'actionnement. L'épaisseur choisie est de $20\mu\text{m}$ qui correspond aussi à un compromis entre les performances de la structure et la faisabilité de la fabrication.

1.2.4.3 Variation de la longueur des bras de suspension – Roue v1.7

Afin de réduire la rigidité des bras de suspension, et donc le couple résistif, le rayon de l'anneau mobile central va être augmenté par pas de $15\mu\text{m}$ en partant de la taille initiale de $110\mu\text{m}$ jusqu'à $155\mu\text{m}$

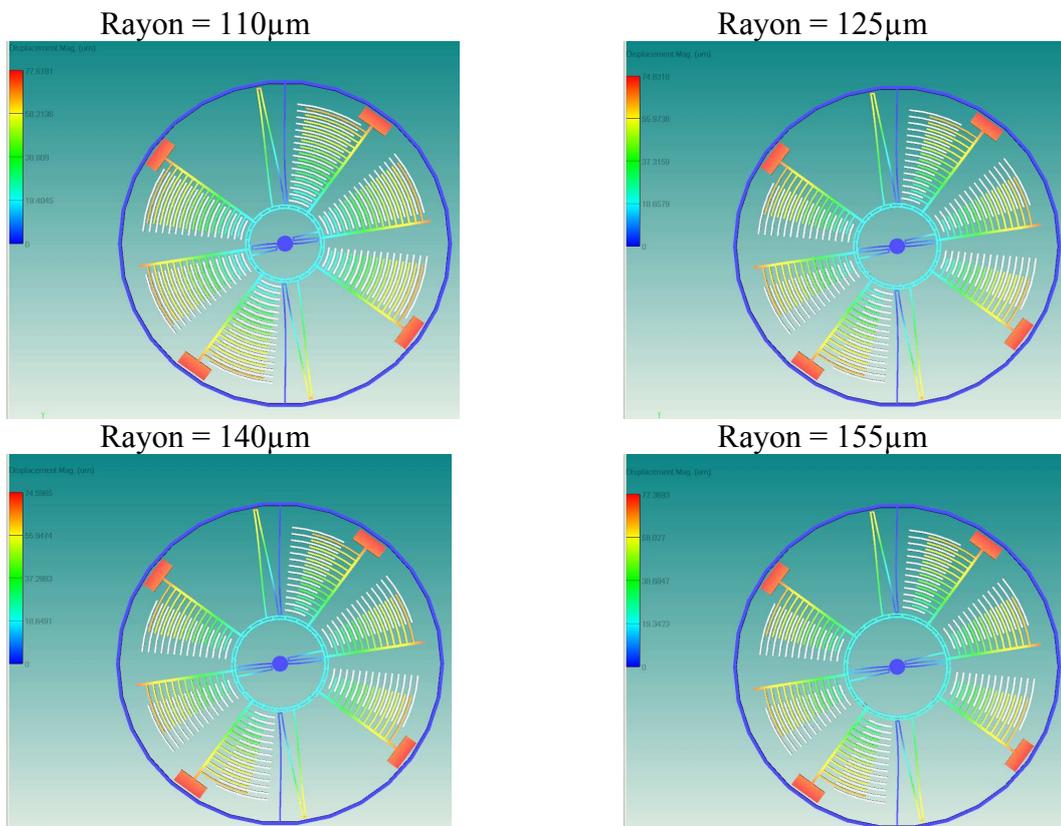


Figure II.27 Aperçu de la Roue V1.7 en mouvement sur Scene3D

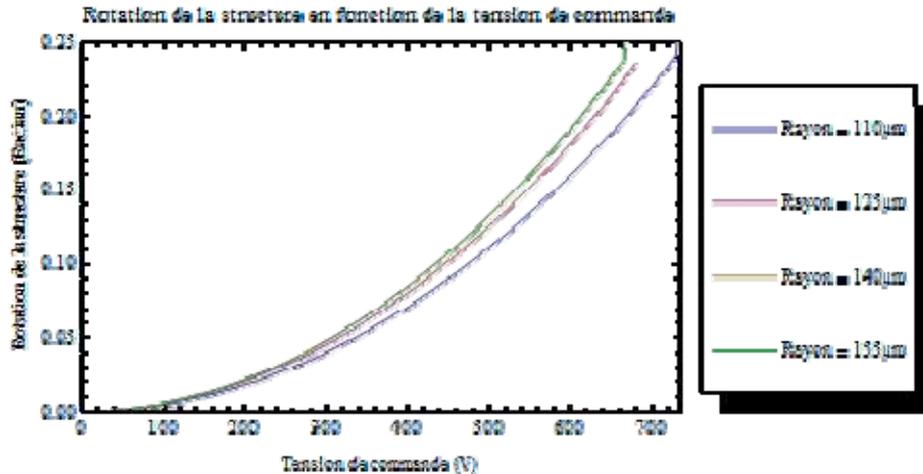


Figure II.28 Simulation de la variation de la longueur des bras de suspension internes

La simulation de la variation du rayon de l'anneau mobile a permis de déterminer un compromis entre le nombre de doigts dans les *comb-drives* et la longueur des bras de suspension. On peut voir que les courbes avec un rayon de 140 et 155µm sont quasiment identiques, on retiendra le rayon de 155µm pour le design final.

I.3 Synthèse et conclusion

Cette étude paramétrique sur les dimensions de la partie mécanique du MEMS a permis de déterminer de façon quantitative l'impact sur la tension de commande des différents éléments qui composent le MEMS.

Initialement la tension de commande était de 180V pour un déplacement de 120µm (V1.0), en réduisant le nombre de bras de suspensions internes et externes cette tension a diminué jusqu'à 130V (V1.3).

Le choix des dimensions va permettre de concevoir les dispositifs qui n'auront que deux paramètres de variation.

- la dimension minimale qui sera variable de 2 à 5µm (et plus particulièrement le *gap*)
- le diamètre de la structure qui sera compris entre 750 et 1500 µm.

Ces paramètres vont permettre de vérifier le fonctionnement de la structure avec un maximum de possibilités de conception. Pour le premier *RUN*, l'objectif est de valider le principe du déplacement angulaire, suite aux simulations *Coventor* et de les comparer aux mesures. Les structures seront comparées en fonction de leur sensibilité à la tension d'actionnement (µm/V) afin de déterminer expérimentalement les paramètres géométriques qui correspondent le mieux au cahier des charges.

II RUN1 : Conception, Réalisation et Caractérisation

II.1 Conceptions des différents motifs

II.1.1 Description globale de la structure MEMS

Après avoir validé en simulation le principe de fonctionnement du dispositif préliminaire, de nouveaux motifs ont été conçus. Ces nouveaux motifs ont pour objectif de réduire la tension d'actionnement qui était pour les motifs préliminaires supérieure à 100V. Pour cela la taille du dispositif a été agrandie avec une augmentation du nombre de doigts par *comb-drive* et donc une réduction de la tension d'actionnement. Le nombre de *comb-drive* a été ramené à 6, la solution à base de *comb-drive* « double » n'ayant pas apporté d'amélioration. Pour réduire la force de rappel les bras de suspension internes et externes sont au nombre de deux (contre 4 internes et 4 externes pour la structure version 1.0 ; 2 internes et 4 externes pour les structures version 1.1 à 1.2). Les électrodes mobiles en bout de bras sont au nombre de 6 (contre 4 précédemment) dans les différents motifs et la forme rectangulaire a été remplacée par un rectangle incurvé.

Afin de tester l'influence des différentes modifications apportées au dispositif, 16 références différentes ont été conçues avec comme paramètres de variation :

- le diamètre de la roue (qui influe sur le nombre de doigts)
- la largeur des doigts interdigités
- le *gap* entre les doigts

La structure conçue dans le cadre de ce premier *RUN* doit permettre de valider le principe d'actionnement nécessaire à la réalisation d'un dispositif d'accord LC en *MEMS*, elle permettra également de mettre au point la technologie de fabrication. La structure rotative est présentée ci-dessous.

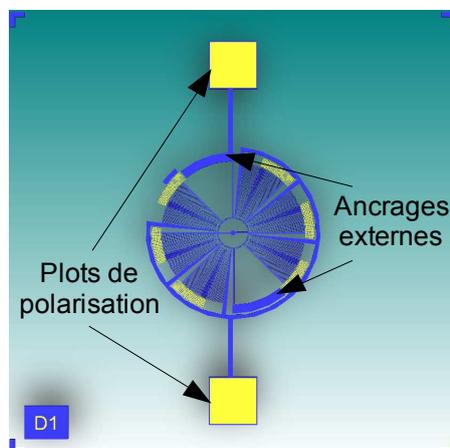


Figure II.29 Motif D1 du *RUN1*

La structure de la roue est composée d'un pivot central pour forcer le mouvement de rotation. Fixés à ce pivot deux bras de suspension internes (composés chacun de 3 poutres ou *beams*) sont reliés à une couronne mobile qui reliera tous les autres éléments mobiles. Cette couronne est également soutenue par deux bras de suspension externes perpendiculaires aux deux bras de suspensions internes afin de réduire la sensibilité de la roue dans les axes plans.

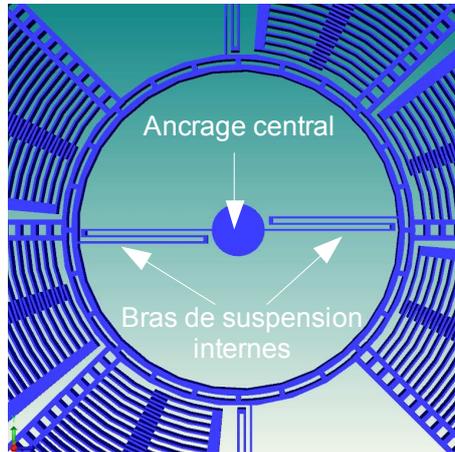


Figure II.30 Zoom sur la partie centrale

La partie fixe des 6 *comb-drives* est reliée via des ancrages à un anneau externe qui permet la polarisation des *comb-drives*. L'autre point de polarisation est l'ancrage du bras de suspension externe supérieur. Une électrode mobile recouverte d'or est fixée à l'extrémité de chaque bras mobile et permettra par la suite de pouvoir obtenir 6 composants *RF* variables.

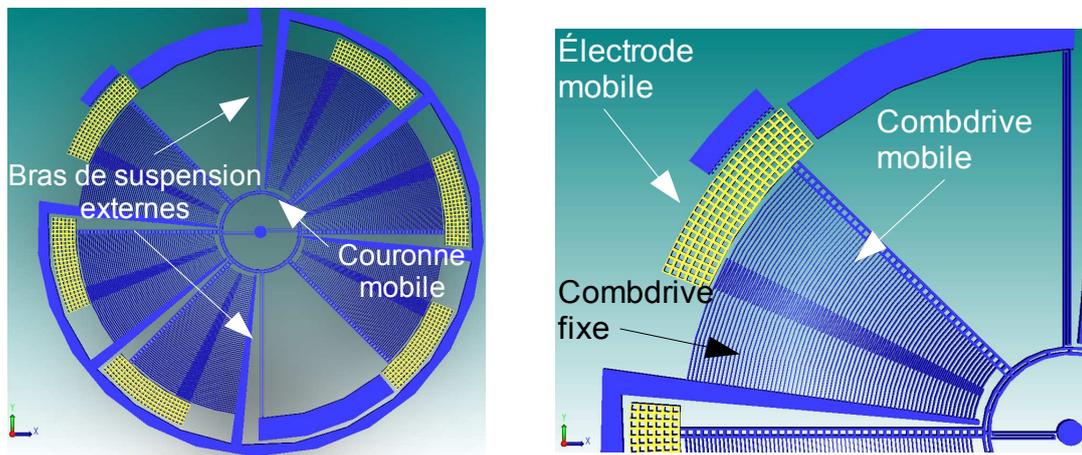


Figure II.31 Roue du motif D1 et Zoom sur un des *comb-drives*

Afin de pouvoir contrôler l'angle de rotation de la roue en fonction de la tension de polarisation un dispositif cranté est ajouté à l'extrémité d'une des électrodes mobiles. Chaque cran correspond à un déplacement angulaire de 0.337° soit $5\mu\text{m}$ en extrémité de bras.

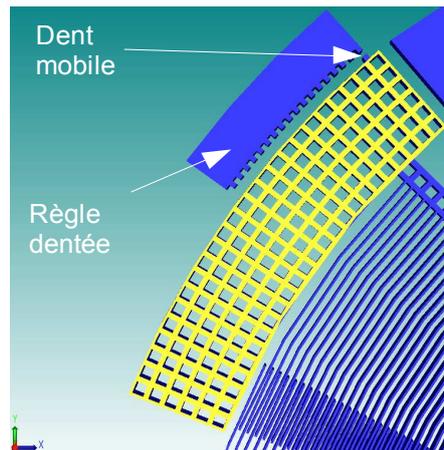


Figure II.32 Dispositif de mesure visuel de l'angle de rotation

Fonctionnement du système de mesure :

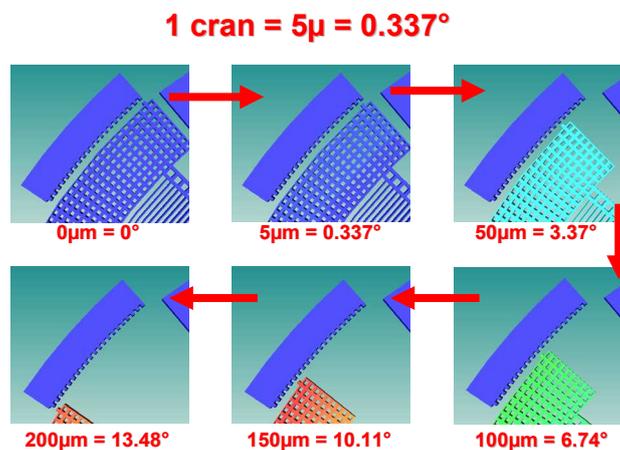


Figure II.33 Fonctionnement du système de mesure du déplacement

Le *RUNI* est composé de 16 motifs différents mais basés sur la même structure avec des variations en valeur de rayon, de finesse de gravure, de nombre de doigts interdigités. Les structures sont différenciées par leur référence, qui se compose d'une lettre pour décrire le diamètre et d'un chiffre pour décrire la finesse de gravure, voir **Tableau II.5**.

Paramètres	Valeur			
	A_	B_	C_	D_
Référence "lettre"	A_	B_	C_	D_
Diamètres de la structure mobile en μm	750	1000	1250	1500
Référence "chiffre"	_1	_2	_3	_4
Dimension minimale en μm (g)	2	3	4	5

Tableau II.5 Référencement des motifs du RUNI

En combinant ces deux parties de référence on obtient la référence du motif ainsi que ses dimensions, par exemple pour le motif « B3 », nous avons une structure de 1000 μm de diamètre avec une dimension minimale de 4 μm .

Ces configurations ont des points communs en termes de nombre de *comb-drive*, d'épaisseur, etc. Ces valeurs communes sont données dans le **Tableau II.6**

Paramètres	Valeur
Epaisseur	20 μm
Nombre de <i>combdrives</i>	6
Nombre de suspensions	4
Nombre de bras dans les suspensions	3
Longueur des bras internes	120 μm

Tableau II.6 Résumé des valeurs fixes du RUN1

Les 16 motifs ont été simulés sous *Architect/Saber* de la suite CoventorWare afin de déterminer la tension nécessaire à leur actionnement. Le résultat complet des simulations est détaillé en annexe 1. Dans le cadre de l'étude menée ici les motifs les plus intéressants, car les plus performants au niveau de la tension de commande, sont les motifs avec un *gap* de 2 μm à savoir les motifs D1, C1, B1 et A1 Figure II.34.

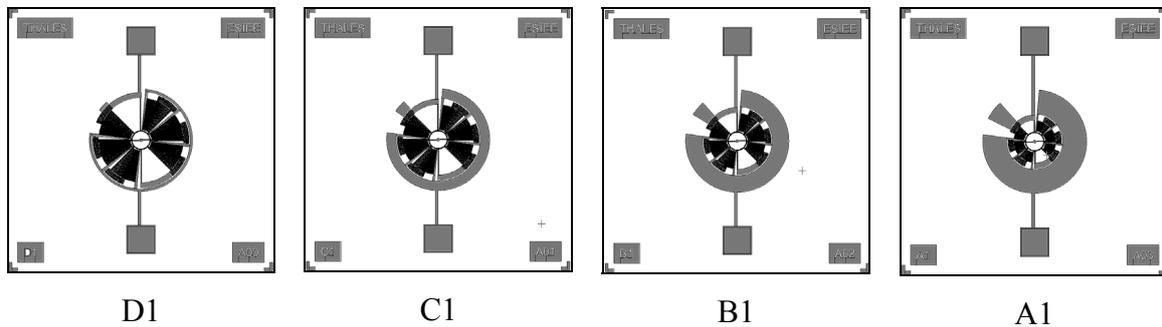


Figure II.34 Dessin de masque des 4 motifs D1, C1, B1 et A1 avec une dimension critique de 2 μm

La simulation de ces 4 structures en 2 μm a permis de montrer l'impact du nombre de doigts sur la tension de commande nécessaire pour atteindre le déplacement souhaité de 200 μm . Les paramètres de ces quatre structures sont données dans le tableau **Tableau II.7**.

Paramètres	Valeur			
Référence	D1	C1	B1	A1
Rayon de la partie mobile, R en μm	750	625	500	375
Longueur des bras externes, en μm	560	435	310	185
Largeur minimale g	2	2	2	2
Nombre de doigts mobile par CD	71	47	35	28

Tableau II.7 Dimensions physiques de la structure des motifs D1, C1, B1 et A1

Ces simulations ont permis de confirmer les avantages des structures avec le plus de doigts. La structure la plus favorable dans le cadre de cette étude est donc la référence D1 qui permet d'obtenir un déplacement de $200\mu\text{m}$ avec une tension de polarisation de 42V .

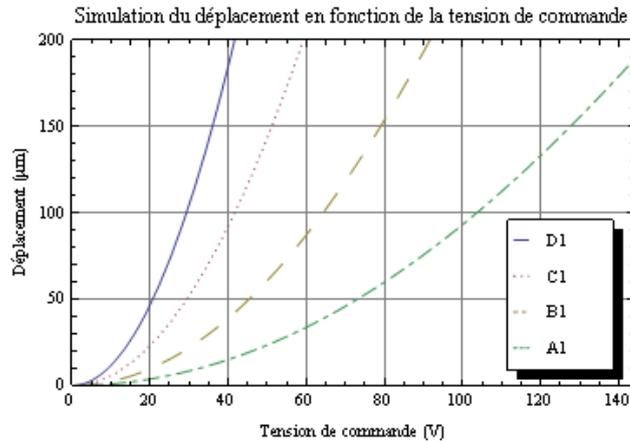


Figure II.35 Simulation du déplacement pendant l'actionnement des 4 motifs D1, C1, B1 et A1 ($2\mu\text{m}$)

II.1.2 Les motifs RF

Le circuit d'accord LC sera réalisé sur le wafer en verre, la difficulté de cette conception sera de pouvoir réaliser un *MEMS* packagé pendant le procédé de fabrication et dont le *gap* sera néanmoins maîtrisable. La gamme de valeur de capacité sera très faible mais devrait permettre d'obtenir des fréquences d'accord très hautes, la difficulté sera plutôt de pouvoir descendre en fréquence car il est difficile en pratique de réduire le *gap* en dessous d' $1\mu\text{m}$.

Deux motifs *RF* ont été conçus (G ou P), avec une version pour chaque motif rotatif (A, B, C et D). Le motif GD (GC, GB, ou GA suivant le motif *MEMS* associé) utilise les 6 électrodes mobiles du *MEMS* afin de garantir le maximum de surface et donc une grande capacité. La capacité maximale visée par ce motif (Figure II.36) est de 264fF , sachant que chaque capacité élémentaire (C1 à C6) vaut 176fF .

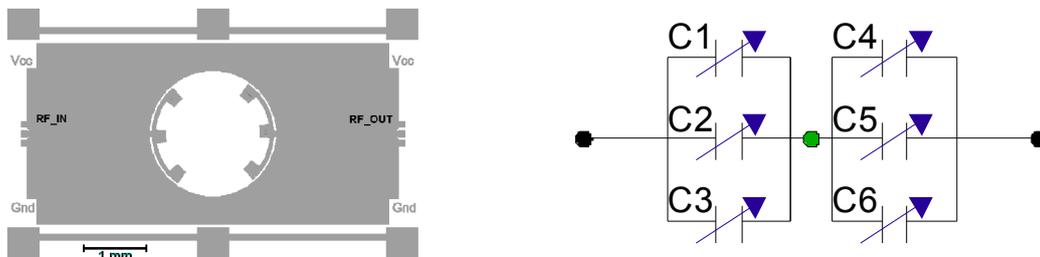


Figure II.36 a) Vue CAO du motif RF GD pour la capacité de 260fF , b) Schéma équivalent

Le motif PA (PB, PC ou PD suivant le motif *MEMS* associé) se compose de 6 capacités distinctes. Pour des raisons d'accès seulement 4 capacités ont pu être connectées.

Ces capacités se composent de deux électrodes fixes sur le verre (Figure II.37), qui correspondent aux accès RFIN et RFOUT, et d'une électrode mobile sur le MEMS qui recouvre les deux électrodes fixes. Il en résulte deux capacités en série, qui associées forment une capacité vue de l'extérieur de 88fF Figure II.38.

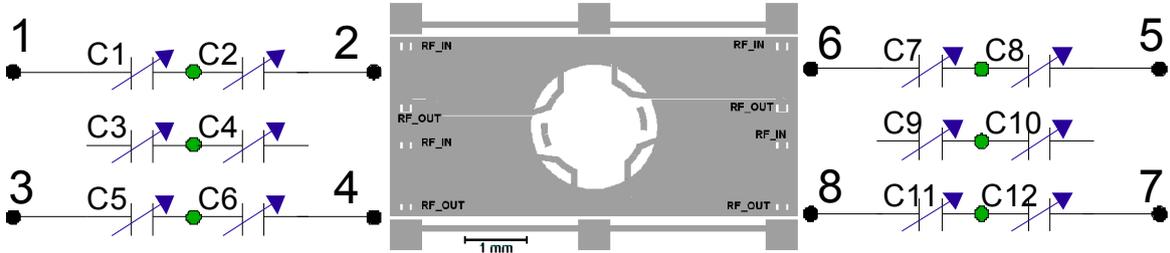


Figure II.37 Vue CAO du motif PD pour la capacité de 88fF

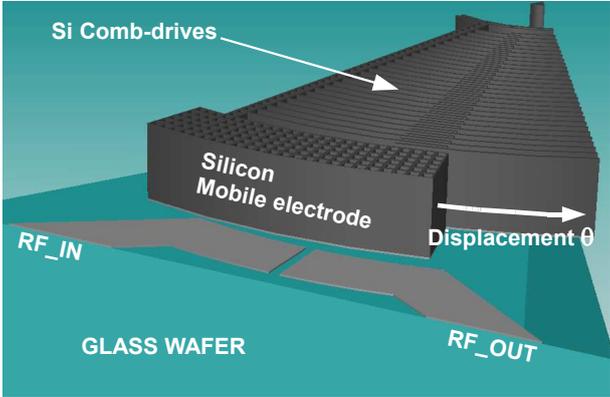


Figure II.38 Vue 3D de la structure capacitive

Le motif PD a été modélisé sur *Designer* et maillé (Figure II.39.A) avant d'être simulé sur le moteur électrostatique. Il en résulte les courbes de variation de la capacité en fonction du déplacement latéral (Figure II.39.B) le déplacement maximum prévu permet d'atteindre des rapports de variation compris entre 10 et 25 pour les capacités de 88fF et de 264fF.

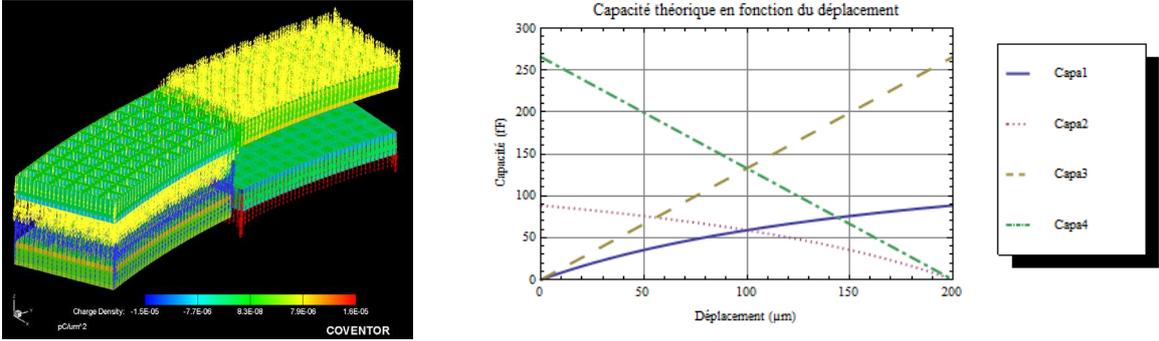


Figure II.39 A) Modélisation 3D du motif PD avec l'affichage des vecteurs de densité de charge, B) simulation correspondante (à droite)

II.2 Réalisation des dispositifs

II.2.1 Dessin des masques

Le dessin des masques a nécessité l'utilisation d'un outil de CAO propre à *CoventorWare* et qui offre la possibilité de réaliser des dessins à l'aide de script *tcl/tk*. Ce langage relativement simple permet de réaliser les différentes opérations de tracé de formes traditionnelles et de polygones, mais offre également des fonctions plus complexes directement issues des structures à *MEMS* tel que des électrodes perforées, des bras perforés, des doigts interdigités.

Le *wafer* de 4 pouces (10.16cm) est organisé en réticules de 5mm de côté. Un anneau de garde de 1 cm est pris car les motifs se situant dans cette zone ne seront pas opérationnels et risquent de gêner certaines étapes de la fabrication, le diamètre utile est donc ramené à 8.16cm. Les réticules sont organisés en ligne/colonne et par quart de cercle, et sont indexés suivant leur position sur le *wafer*. Un total de 164 réticules est disponible avec cette répartition mais seulement 128 seront utilisés avec 16 motifs différents répartis sur le *wafer* suivant le *mapping* (voir annexe V.1.3). Les 16 motifs seront donc dupliqués 8 fois sur le *wafer*.

Pour la fabrication de la partie *MEMS* sur *SOI* deux procédés de fabrication ont été développés. Le premier procédé utilisera le masquage aluminium pour la gravure du silicium et ne nécessitera qu'un seul masque. Le deuxième procédé de gravure utilisera l'oxyde de silicium comme couche de masquage et nécessitera 2 niveaux de masque. La dimension critique pour les masques correspondra à la largeur minimale des doigts des *comb-drives* à savoir 2 μm . Les motifs sont référencés dans le coin inférieur gauche par leur type et dans le coin inférieur droit par leur position sur le *wafer*. Enfin un procédé de fabrication pour la partie RF sur verre sera développé avec 3 niveaux de masque.

II.2.2 Mise au point des Procédés et fabrication

Les *MEMS* dessinés dans le cadre du *RUNI* nécessitent l'utilisation de *wafer SOI* pour obtenir une partie fixe et une partie mobile. Afin de développer le procédé et de le valider les tests sont effectués sur des *wafers* en silicium. L'étape principale est la gravure *DRIE* qui va définir les contours et la profondeur du *MEMS*. Pour effectuer cette gravure il est nécessaire d'avoir une couche qui servira de masquage lors de la gravure. En effet un masquage traditionnel avec de la résine ne convient pas pour cette étape car la gravure profonde du silicium nécessite une protection spécifique du substrat qui doit supporter les différentes étapes de gravure alterné du procédé *DRIE*. Il existe deux sortes de masquage, le masquage

aluminium et le masquage oxyde qui feront l'objet de deux développements différents. Le masquage aluminium est utilisé pour les gravures très profondes du silicium (obligatoire pour traverser complètement le *wafer*) mais dû à la nature métallique du masquage, des effets de sous gravure peuvent apparaître. Le masquage oxyde est utilisé pour des gravures moins profondes mais permet d'obtenir un meilleur respect des dimensions lors de la gravure. L'épaisseur d'oxyde doit être en accord avec la profondeur visée de gravure du silicium, car il est également gravé lors de la *DRIE*.

II.2.2.1 Procédé A par masquage aluminium (voir Figure II.42)

- A0 : Le substrat est un *wafer* SOI 4 pouces de 400 μ m d'épaisseur. Le *wafer* est préalablement nettoyé dans des bains successifs d'acides : Acide Sulfurique (H₂SO₄) à 150°C, Acide Nitrique (HNO₃) fumant (concentration > 86%), Acide Fluorhydrique 1% (HF).
- A1 : On dépose de l'aluminium dans un bâti de dépôt par pulvérisation cathodique (PVD voir Figure II.40). Un vide poussé de 2,5.10⁻⁷ mTorr est nécessaire pour obtenir un dépôt fin d'aluminium. Le gaz Argon est excité par un générateur DC de 500W pour générer le plasma. Le temps de dépôt est de 5min pour obtenir les 5000Å d'épaisseur d'aluminium. On effectue la photolithographie avec le masque L1 (voir Figure II.41). L'aluminium est ensuite gravé dans un bâti de gravure plasma chlorée à l'aide de plusieurs gaz : le dichlore (20 sccm Cl₂), le trichlorure de Bore (30 sccm BCl₃) et l'azote (60 sccm N₂). Le temps de gravure est d'environ 2 min pour 5000Å sous ces conditions.

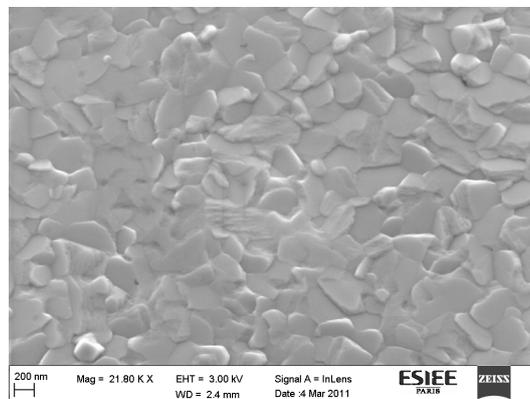


Figure II.40 Vues MEB d'un dépôt d'aluminium par pulvérisation cathodique

- A2 : Le *wafers* est placé dans le bâti de gravure profonde (*DRIE*). L'aluminium gravé à l'étape précédente va servir de masquage pour la gravure *DRIE*. L'alternance de passivation (SF_6 300 sccm) et de gravure (C_4F_8 200 sccm) permet d'obtenir une gravure anisotrope. Le temps de gravure pour $20\mu\text{m}$ de silicium est d'environ 8min.
- A3 : La libération est effectuée dans un bâti de gravure à l'acide Fluorhydrique 50% en phase gazeuse (à 40°C). Pour la libération complète des motifs, donc une gravure latérale de l'oxyde enterré de $5\mu\text{m}$ il faut un temps de gravure d'une heure.

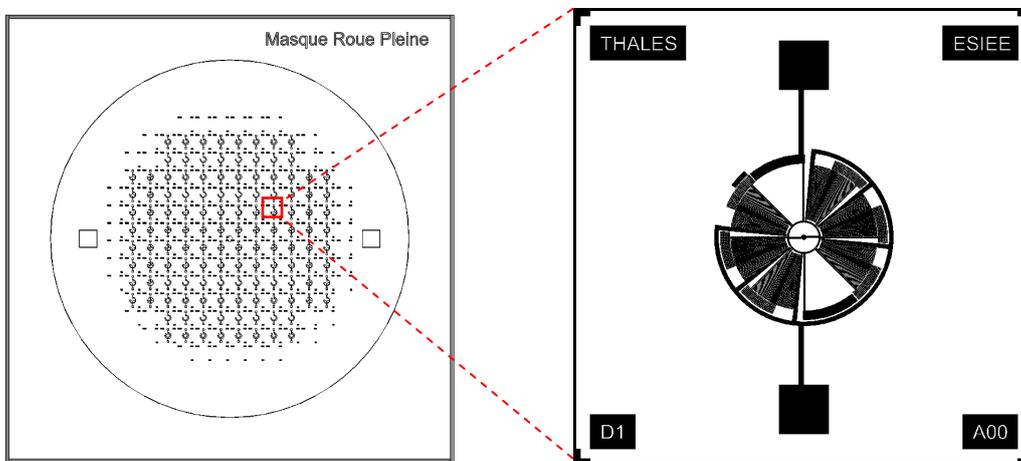


Figure II.41 Masque L1D0, « Roue Pleine » et zoom sur le motif D1

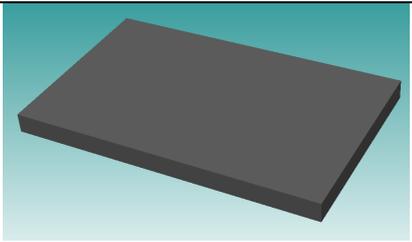
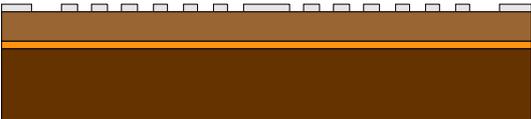
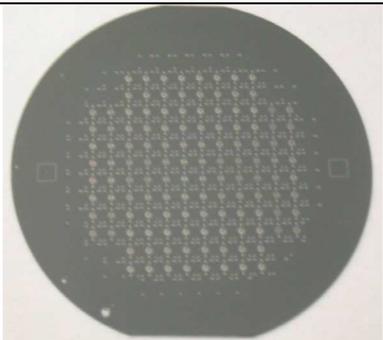
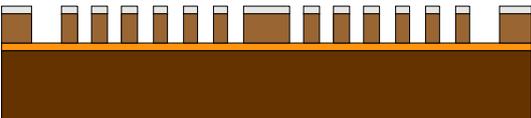
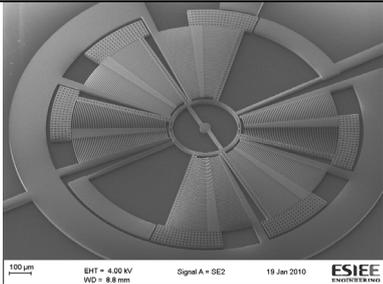
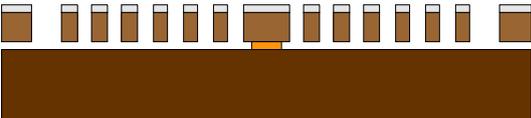
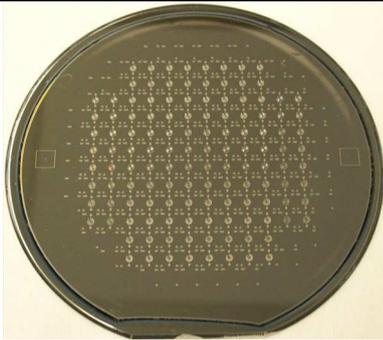
 <p> Silicium Dopé-N Oxyde SiO₂ </p> <p> Silicium substrat </p>	<p>A0. Nettoyage</p>	
 <p> Aluminium </p>	<p>A1. Masquage</p> <ul style="list-style-type: none"> - Dépôt Aluminium - Gravure de l'aluminium par plasma 	
	<p>A2. DRIE</p> <p>Profondeur gravée = 20µm</p>	
	<p>A3. Libération</p> <ul style="list-style-type: none"> - HF phase vapeur 50% 40°C - 1 heure, gravure de 5µm d'oxyde latéral 	

Figure II.42 Procédé de fabrication SOI avec masquage aluminium

Fabrication et mise au point de la gravure profonde

Afin de déterminer le temps de gravure approximatif on passe un *wafer* test de silicium (et non un *SOI*) avec le même masquage aluminium pour une gravure de 5 min afin de déterminer la vitesse moyenne de gravure.

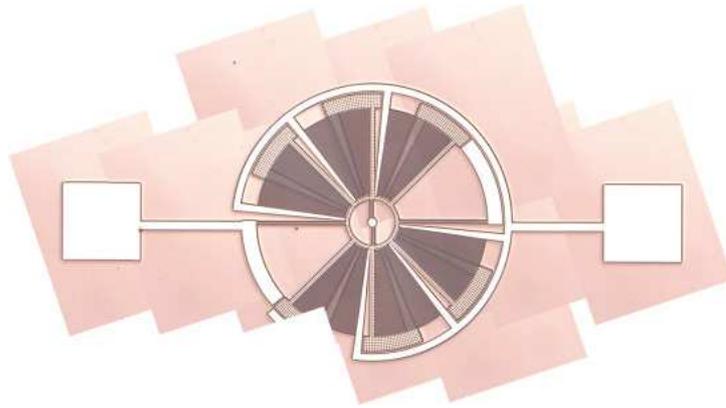


Figure II.43 Image microscope du motif D1 sur silicium après 5 min de gravure DRIE

Pour ce temps de gravure on a déterminé grâce au profilomètre optique (Veeco) une profondeur de gravure de $16\mu\text{m}$ pour 5 minutes (voir Figure II.43 une vue microscope d'une des structures après DRIE), la profondeur de gravure visée étant de $20\mu\text{m}$ on trouve un temps de gravure d'environ 7 min. On passe ensuite le *wafer* *SOI* à la DRIE pour 7 min. La gravure des ouvertures larges se termine au bout de 6 min 30. Afin de vérifier la bonne gravure dans les petites ouvertures, là où se situent les dimensions critiques de $2\mu\text{m}$, à savoir le gap entre les doigts interdigités, on observe le *wafer* au microscope électronique à balayage (*MEB*, ou *SEM* en anglais). On observe sur le zoom de la Figure II.44 une zone entre les doigts interdigités (entourée en rouge) où il reste une fine couche de silicium. Cette fine couche relie mécaniquement et électriquement les deux parties du *MEMS*, la partie mobile et la partie fixe, ce qui empêcherait tout actionnement et mouvement.

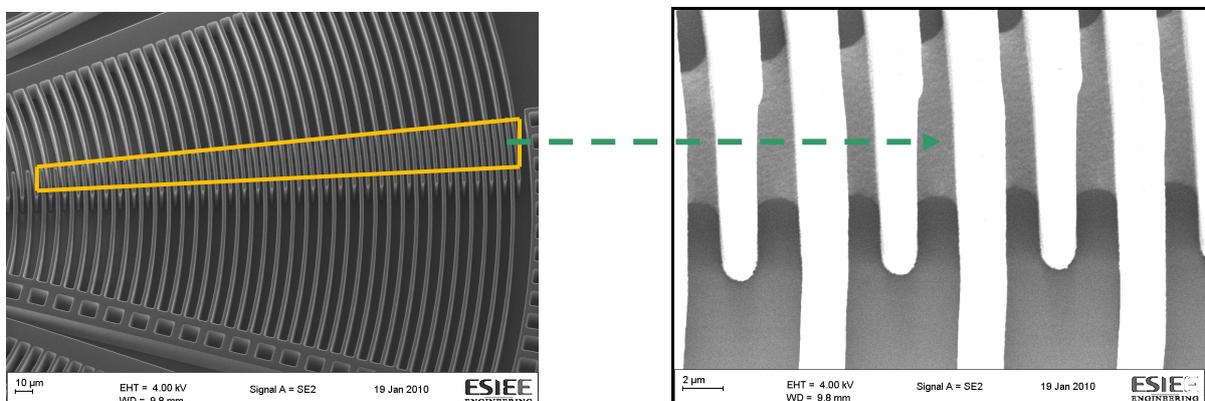


Figure II.44 Image MEB du motif D1 sur SOI après 7min de gravure DRIE et zoom sur les doigts interdigités

On repasse le *wafer SOI* pour 30 secondes supplémentaires, en vérifiant par la suite au *MEB* que la zone précédente en question a bien été gravée. Le temps de gravure complet est donc de 7min30sec. On vérifie également pour différents motifs le respect des cotes après gravure grâce au *MEB* Fig.II.46. On peut remarquer que pour les motifs avec une finesse de gravure de $4\mu\text{m}$ (pour le masquage) on obtient en réalité après gravure *DRIE* une largeur de $3.87\mu\text{m}$, soit un écart de 3% qui n'est pas gênant et dans la tolérance technologique du procédé. Pour les motifs avec une finesse de gravure de $2\mu\text{m}$ le résultat après gravure est de $1.73\mu\text{m}$ soit un écart de 13%. Cette variation dans la gravure est principalement due au masquage qui est de type aluminium et qui induit une sous gravure de par sa nature métallique. Cette variation dans les dimensions ne va pas empêcher le fonctionnement du *MEMS* mais les résultats de mesures devront prendre en compte cet écart de gravure et donc de dimensions.

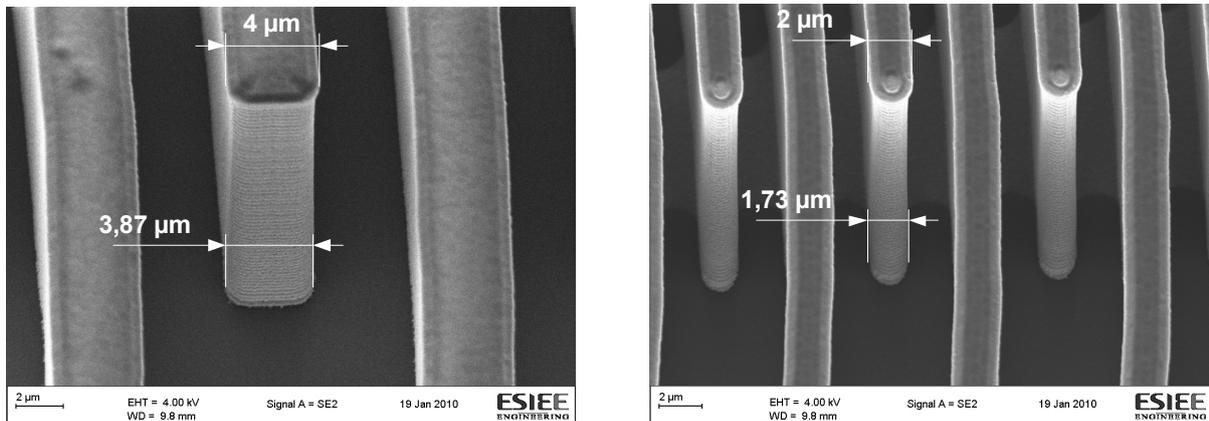


Figure II.45 Image MEB du motif D1 sur SOI après 7min de gravure DRIE et zoom sur les doigts interdigités

II.2.2.2 Procédé B par masquage oxyde (voir Figure II.48)

- B0 : Le substrat est un *wafer SOI* 4 pouces de $400\mu\text{m}$ d'épaisseur qui subit un nettoyage standard (idem A0).
- B1 : Le *wafer* est placé sur une nacelle avant d'être introduit dans un four d'oxydation humide. La température pendant l'oxydation est de 1050°C . Un mélange d'hydrogène et d'oxygène est injecté pour créer de l'eau pure pour l'oxydation du silicium. L'épaisseur d'oxyde visée est de 10000\AA , ce qui nécessite un temps d'oxydation d'environ 120 min. L'oxyde de silicium (SiO_2) obtenu va servir de masquage pour la gravure *DRIE*. La photolithographie est ensuite effectuée avec le masque L2. L'oxyde est gravée par gaz dans un bâti de *DRIE* (temps de gravure de 2 min).

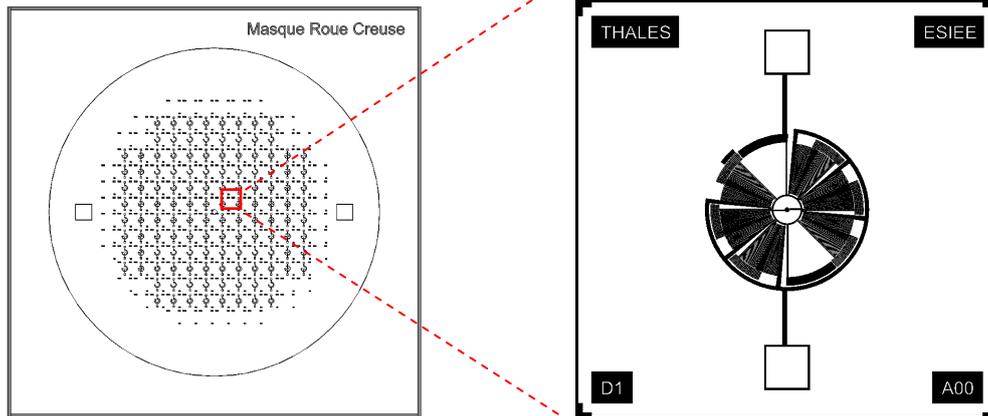


Figure II.46 Masque L2D0, « Roue Creuse » et zoom sur le motif D1

- B2 : On dépose de l'aluminium comme pour l'étape A1 dans le bâti de PVD. On procède à la photolithographie avec le masque L3. L'aluminium est ensuite gravé (temps de gravure environ 2 min).

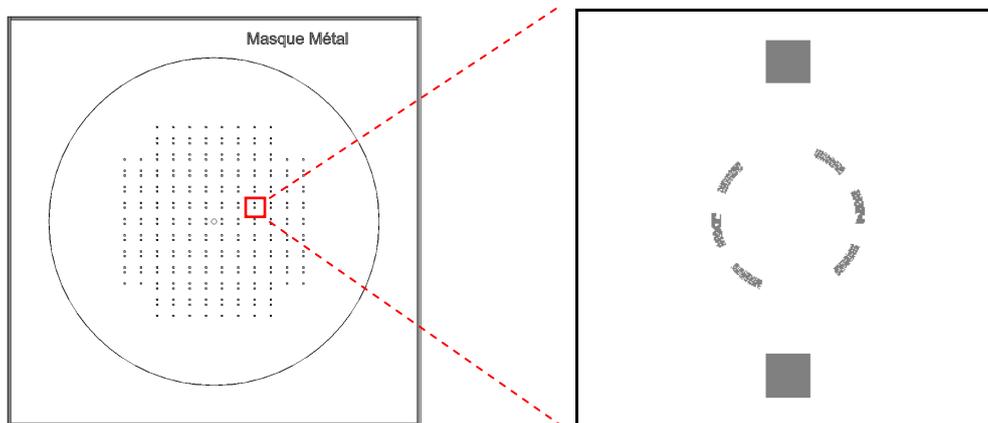


Figure II.47 Masque L3D0, Métal et zoom sur le motif D1

- B3 : Le *wafers* est placé dans le bâti de gravure profonde (*DRIE*). L'aluminium et l'oxyde gravés aux étapes précédentes vont servir de masquage pour la gravure *DRIE*. L'alternance de passivation (SF_6 300 sccm) et de gravure (C_4F_8 200 sccm) permet d'obtenir une gravure anisotrope. Le temps de gravure pour $20\mu\text{m}$ de silicium est encore d'environ 8min.
- B4 : La libération est effectuée dans un bâti de gravure à l'acide Fluorhydrique 50% en phase gazeuse (à 40°C). Pour la libération complète des motifs, donc une gravure latérale de l'oxyde enterré de $5\mu\text{m}$ il faut un temps de gravure d'une heure.

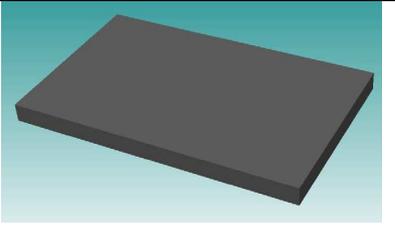
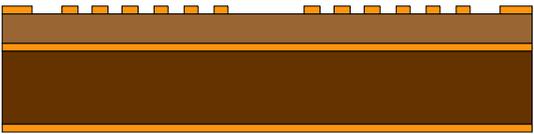
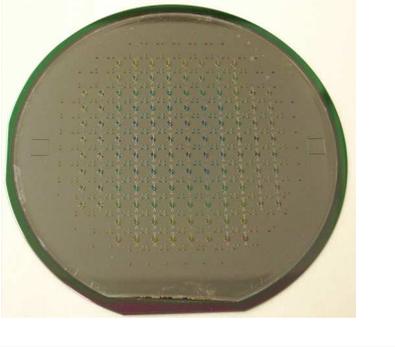
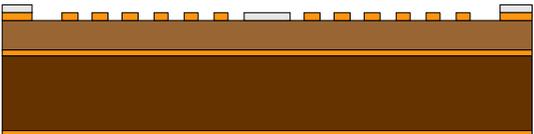
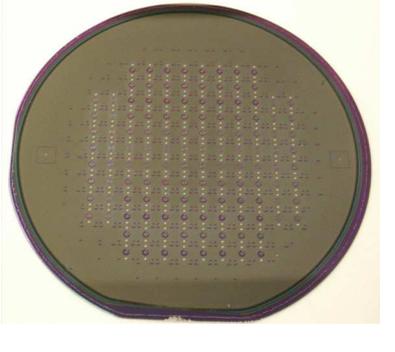
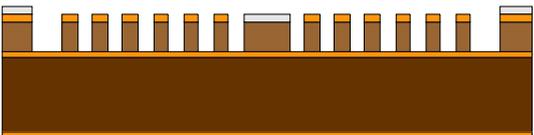
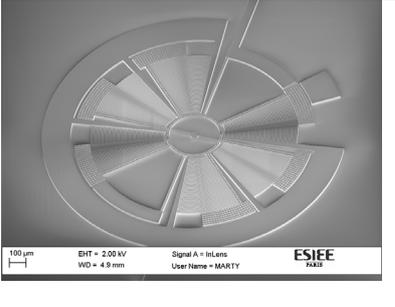
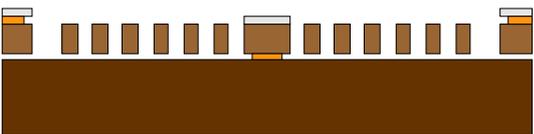
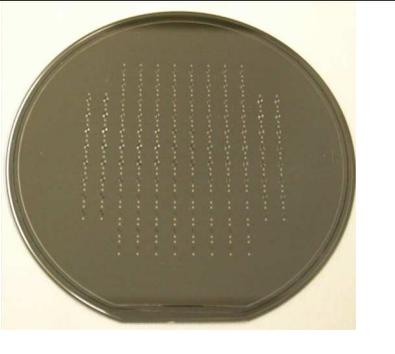
 <p> Silicium Dopé-N Oxyde SiO₂ Silicium substrat </p>	<p>B0. Nettoyage</p>	
	<p>B1. Masquage - Oxydation - Gravure de l'oxyde par RIE (2 min)</p>	
 <p style="text-align: center;"> Aluminium </p>	<p>B2. Métal - Dépôt 5000A d'Aluminium - Gravure aluminium plasma (2 min)</p>	
	<p>B3. DRIE Profondeur de gravure de 20 µm</p>	 <p style="font-size: small;"> 100 µm EHT = 2.00 kV Signal A = InLens ESIEE WD = 4.9 mm User Name = MARTY KX33 </p>
	<p>B4. Libération HF gazeux Gravure latérale de l'oxyde enterré de 5µm en 1heure</p>	

Figure II.48 Procédé de fabrication SOI avec masquage oxyde

II.2.2.3 Procédé verre

Les deux procédés précédents sur *SOI* concernent la structure mécanique mobile du dispositif. Pour la partie fixe qui vient en regard de la partie mobile elle est réalisée sur verre afin de minimiser les pertes *RF*. Le procédé et la fabrication sont présentés ici, avec un tableau récapitulatif en Figure II.52.

- C0 : Le substrat est un wafer en verre 4 pouces Borofloat 33 de 500 μ m d'épaisseur.
- C1 : On dépose par PVD une couche d'accroche de 1000A de chrome sur le verre avant de déposer 5000A d'or qui va servir de masquage lors de la gravure du verre. On procède à l'étape de photolithographie en prenant le masque L4 pour la gravure de 10 μ m, voir Figure II.49. On grave ensuite l'or et le chrome en liquide. La résine est ensuite retirée à l'acétone.

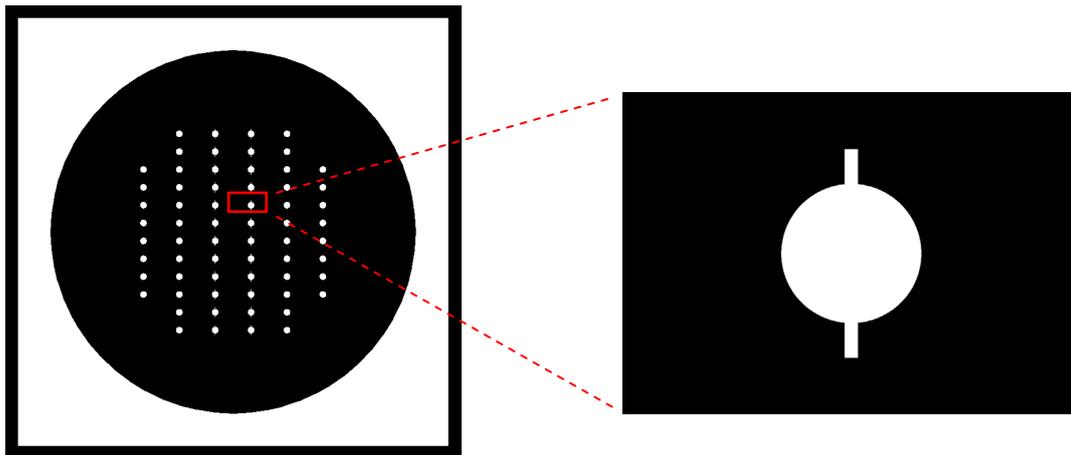
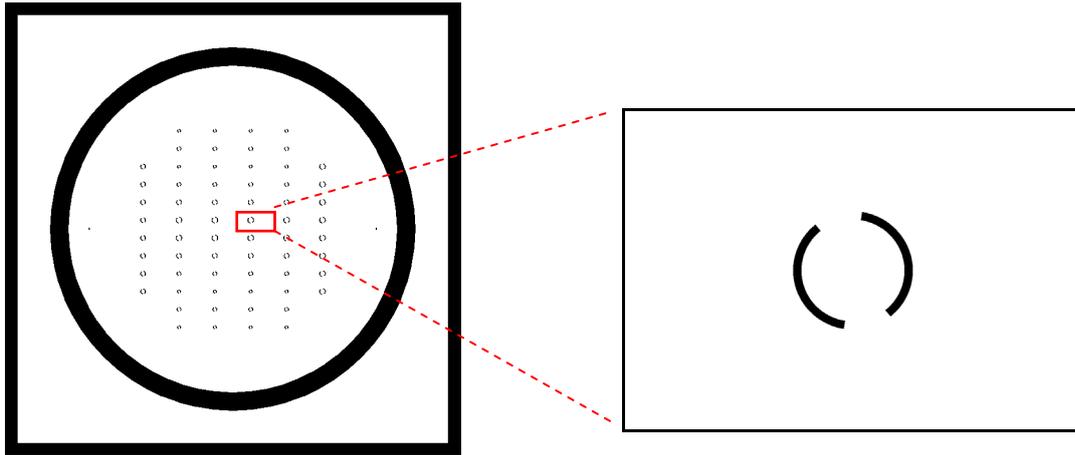
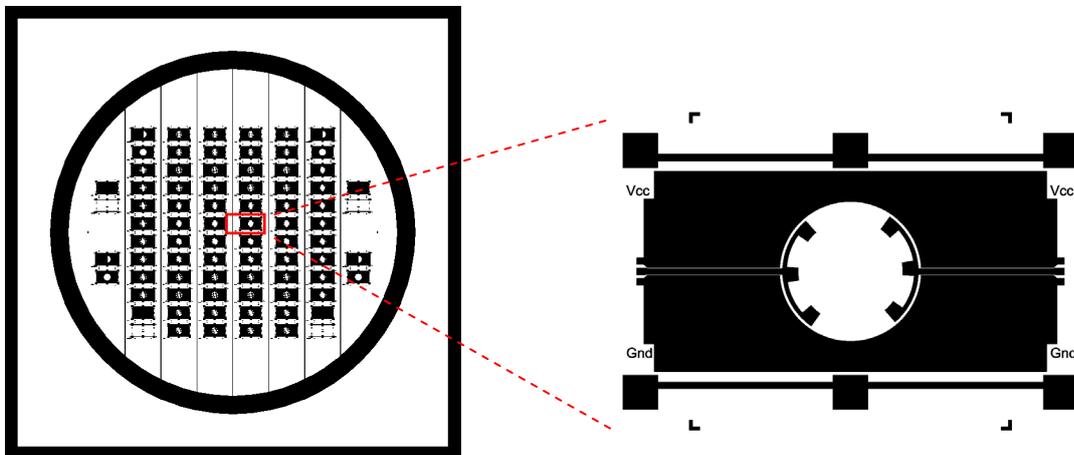


Figure II.49 Procédé de fabrication, étape C2, masque L4, Gravure Chrome/Or

- C2 : On procède ensuite à une autre photolithographie avec le masque L5 Fig.II.51 qui représente les zones où seront placées les électrodes fixes.



- **Figure II.50 Procédé de fabrication, étape C2, masque L5, masquage électrodes**
- C3 : Le masquage Chrome/Or et résine va permettre de protéger les parties du verre pendant la gravure liquide au HF 50%. Cette gravure de type isotrope va augmenter les dimensions des ouvertures, il faut donc en tenir compte lors de la conception des masques.
- C4 : La gravure profonde de 10 μ m étant effectuée, on retire la résine du deuxième masquage avec de l'acétone. On procède ensuite à une deuxième gravure du verre avec du HF 10%, afin de bien contrôler la profondeur de gravure, qui sera ici le gap entre les électrodes fixe et mobiles, soit 1 μ m de gravure.
- C5 : On retire le masquage Chrome/Or et on dépose une couche de 5000A d'aluminium par PVD. Cet aluminium est ensuite protégé avec le masque L6 Figure II.51. On grave ensuite l'aluminium en plasma chloré afin d'obtenir les pistes d'accès coplanaires et les électrodes fixes.



- **Figure II.51 Procédé de fabrication, étape C5, masque L6, Gravure aluminium**

<p>Or Chrome Verre</p>	<p>C1. Masquage 1 - Dépôt Chrome/Or - Photolithographie masque L4 - Gravure liquide Or/Chrome</p>	
	<p>C2. Masquage 1+2 - Etalement résine - Photolithographie masque L5</p>	
	<p>C3. Gravure profonde du verre - Gravure liquide HF 50% - Profondeur gravée 10µm (1min)</p>	
	<p>C4. Gravure du gap - Gravure liquide HF 10% - Profondeur gravée 1µm (3min)</p>	
	<p>C5. Métal - Dépôt aluminium - Photolithographie masque L6 - Gravure aluminium</p>	

Figure II.52 Procédé de fabrication du wafer en verre

Lors de la fabrication et plus spécialement lors de la gravure profonde du verre, la résine s'est décollée avant la fin de la gravure. Ce décollage est dû au HF 50 qui va s'infiltrer entre la résine et le verre et qui va donc faire partir la résine. Il en résulte une gravure latérale plus importante que prévue. Nous avons procédé à différents tests avec plusieurs résines mais sans obtenir de résultat concluant (avec du HF50%). Le procédé a donc été modifié et le deuxième masquage qui était prévu en résine est également en Chrome/Or.

Cela implique un temps de procédé plus long que prévu mais permet d'obtenir les motifs attendus.

II.2.3 Fabrication des puces MEMS

II.2.3.1 Assemblage SOI/Verre

Découpe par clivage

Le *RUNI* a été réalisé afin de valider le fonctionnement du *MEMS* sans avoir un procédé de fabrication trop lourd. La partie *RF* a été réalisée par la suite pour effectuer des tests, cependant la découpe unitaire ou partielle du *wafer* n'était pas prévue. Les *MEMS* n'étant pas packagés, ils ne peuvent être découpés après la libération. Une prédécoupe des *wafers SOI* a donc été effectuée pour permettre un clivage du *wafer* après la libération. Plusieurs profondeurs ont été testées de 50 à 100 μm . Cependant le clivage n'a pas fonctionné correctement, en effet le *wafer* se fissure en suivant partiellement la ligne de prédécoupe mais passe aussi dans les motifs *MEMS*. Une autre solution par collage de puces individualisées a donc été envisagée et la solution par clivage a été abandonnée.

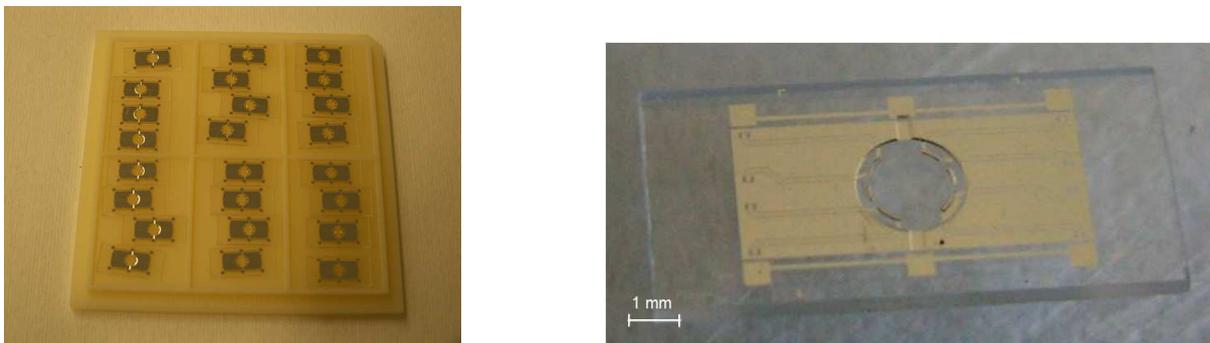


Figure II.53 Puces découpées, zoom sur puce motif PD

Assemblage par découpe du *wafer* Si

Pour pallier au problème de clivage et pour pouvoir mesurer la capacité *RF*, un *wafer* en silicium du *RUNI* a été découpé entièrement en puces de 5x5 mm. Un étalement de résine préalablement opéré a protégé les motifs des poussières et projections d'eau. Le *wafer* après découpe est nettoyé à l'acétone puis rincé. La dernière étape consiste à insoler le scotch UV qui a servi de support pendant la découpe. Après insolation les puces sont retirées et disposées individuellement dans des boîtes. Le *wafer* en verre qui comporte la partie *RF* est découpé entièrement également, en puces de 10x5mm, Figure II.53. Quelques puces silicium et verre

sont sélectionnées, suivant leur aspect et l'absence de défaut (poussières sur les électrodes, court-circuit sur la partie verre, etc.). Un point de colle est disposé aux quatre coins de la puce Si, afin d'assurer le maintien mécanique de la puce, elle est ensuite retournée puis placée sur le support en verre avec un alignement à l'œil dans un premier temps (les pads de $500 \times 500 \mu\text{m}$ étant parfaitement visibles). La puce silicium est ensuite alignée par rapport au support en verre au microscope. Cette étape manuelle ne permet pas d'obtenir une très bonne précision. Les puces alignées sont ensuite insolées afin de fixer définitivement la colle. Après assemblage on arrive à une précision d'alignement de l'ordre de $25 \mu\text{m}$, Figure II.54. Cette précision, même si elle reste très médiocre, suffit pour les mesures RF de la puce statique.

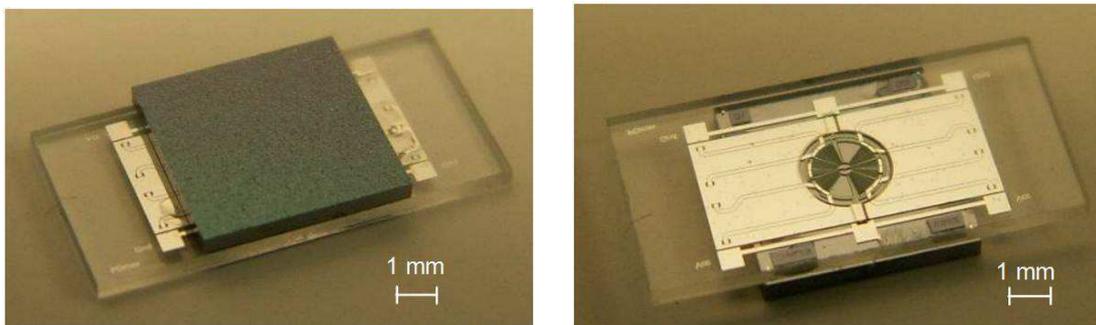


Figure II.54 Puce découpée et assemblée, capacité vue coté silicium, vue coté verre

Assemblage par découpe du *wafer* SOI

Une autre alternative d'assemblage a été testée, afin de valider le fonctionnement *DC+RF* des dispositifs. Cette technique permet d'effectuer la découpe complète des puces avant libération, elle nécessite l'utilisation d'un *chuck* électrostatique pour maintenir les puces en place lors de la libération au HF gazeux. Un *wafer* SOI ayant subi le procédé de fabrication par masquage oxyde est recouvert de résine afin de protéger les motifs des poussières et des jets d'eau de refroidissement de la scie. Après la découpe, les puces sont rincées dans un bain d'acétone pour retirer la résine, puis dans un bain d'IPA pour éviter les traces d'acétone lors du séchage, les puces sont ensuite rincées dans de l'eau avant séchage à l'air.

Un premier test d'assemblage a été effectué avec de la pâte à braser traditionnellement utilisée pour le montage des CMS sur *PCB*. Cependant la température nécessaire (180°C à 250°C) pour faire fondre la pâte et évacuer les solvants est trop élevée. Les dispositifs sous l'effet de la température se décalent pendant le recuit de la pâte.

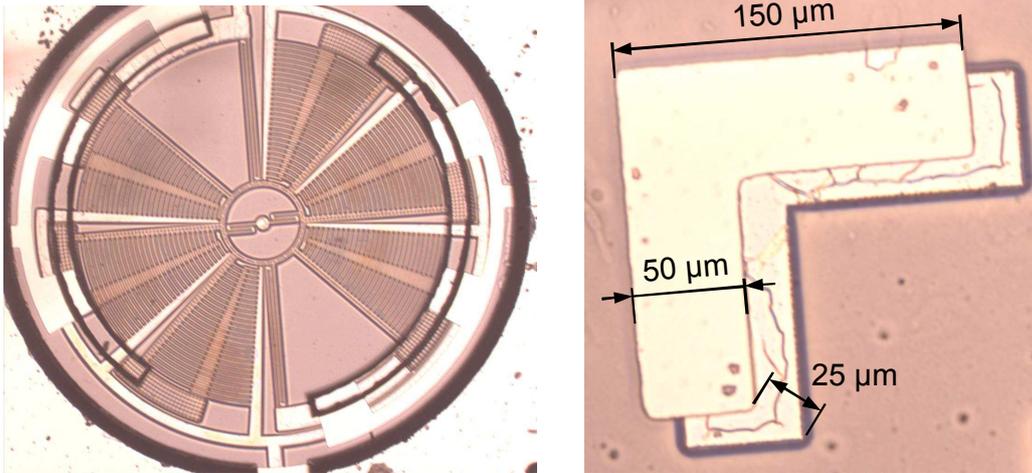


Figure II.55 Puce assemblée à la colle conductrice argent, zoom sur croix d'alignement

Les puces sont donc assemblées en utilisant une colle conductrice à base d'argent qui nécessite une température de fusion plus faible (90°C). L'alignement se faisant au microscope la précision de positionnement reste encore assez médiocre (environ $25\mu\text{m}$) mais suffisante pour un test de fonctionnement, Figure II.55.

II.3 Caractérisation des dispositifs

II.3.1 Partie MEMS en DC (statique)

Les *wafer SOI* qui ont subi le procédé de fabrication A et B ont été caractérisés sous pointe en *DC* avec une tension de polarisation réglable entre 0 et 60V DC (courant limité à 100nA). L'actionnement électrostatique doit permettre de vérifier la bonne concordance du déplacement en fonction de la tension de polarisation par rapport aux simulations électromécaniques précédentes.

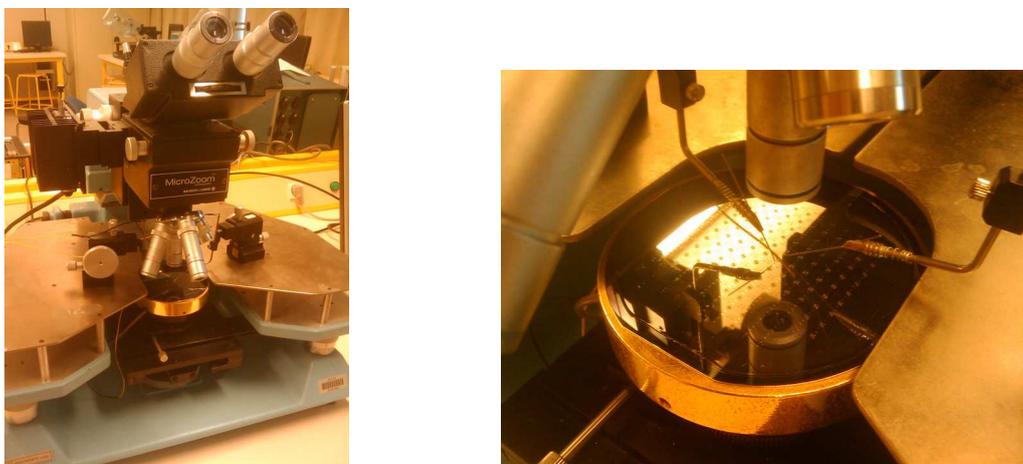


Figure II.56 (a) Banc de mesure sous pointe pour actionnement DC, (b) pointes posées

Le banc de mesure est doté d'un microscope et de pointes *DC*, Figure II.56. La polarisation du *MEMS* a été effectuée de telle sorte que les forces d'attraction entre la partie mobile et le substrat soit nulles. Le substrat est polarisé à la masse ainsi que la partie mobile, la tension d'actionnement est donc placée sur la partie fixe du *MEMS* sur le verre.

Les premières mesures ont été effectuées sur les *wafers SOI* avec le procédé aluminium. Le système de mesure de déplacement visuel va permettre de déterminer avec une précision relativement bonne le déplacement de la structure. Les premiers lots de *wafers SOI* ont révélé lors de l'actionnement un phénomène imprévu lors de la phase de simulation. Lors de l'actionnement de la roue la rotation s'effectue convenablement jusqu'à une tension de *pull-in* qui cause un collage entre les doigts les plus longs des *comb-drives* et donc les moins rigides. Ce collage dans le cadre du procédé de fabrication aluminium cause un collage définitif lorsque deux doigts entrent en contact. En effet, même en limitant au maximum le courant dans la source de tension, le point de contact est tellement petit que le courant suffit à souder les doigts entre eux. On obtient pour le motif D1 un déplacement maximum d'environ $7.5\mu\text{m}$, Figure II.57.

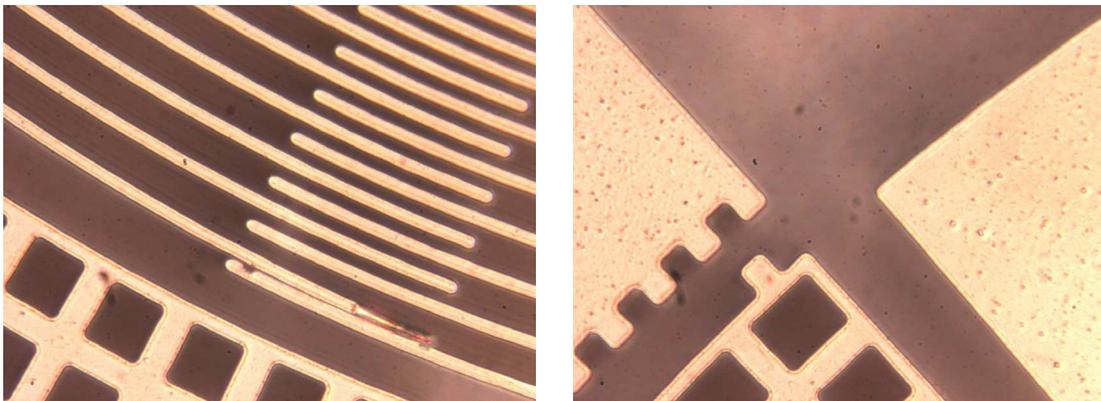


Figure II.57 (a) Motif D1 après le *pull-in*, zoom sur la mesure du déplacement

On peut également noter que le doigt qui va se coller à l'autre est toujours le doigt mobile. Il est attiré vers le doigt fixe extérieur, c'est-à-dire le plus long. C'est également le doigt fixe le plus proche du point de polarisation, ce qui pourrait expliquer la reproductibilité du phénomène (la soudure se passe toujours entre cette paire de doigts).

Les mesures se sont poursuivies sur tous les motifs mais n'ont permis d'obtenir que quelques points de mesures. En effet pour la majorité des roues, le déplacement obtenu avant le *pullin* est tellement faible qu'il est difficilement appréciable. Les points de mesure sont

présentés, accompagnés de la courbe issue de la simulation sur la Figure II.58. On peut noter que les courbes expérimentales sont plus basses en tension, ce qui pourrait être dû à la surgravure des motifs. Pour rappel les motifs de $2\mu\text{m}$ ont vu leur dimensions réduites à $1.73\mu\text{m}$, ce qui a un impact sur la rigidité des bras de suspension, mais également sur la force d'attraction, les *gaps* entre les doigts passent quant à eux de $2\mu\text{m}$ à $2.6\mu\text{m}$. Cependant l'effet de réduction de la rigidité des bras semble majoritaire et fait donc diminuer la tension d'actionnement.

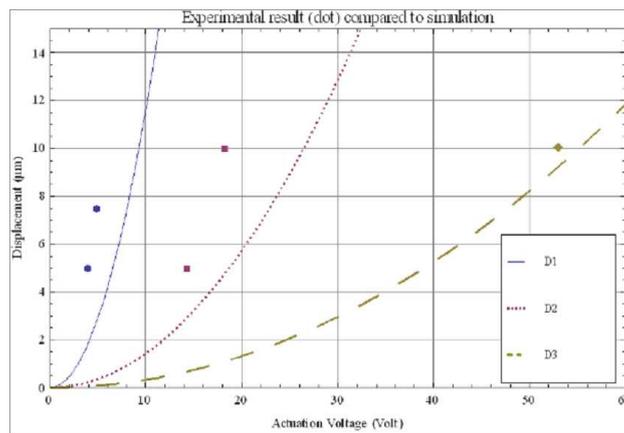


Figure II.58 Mesures expérimentales et simulations correspondantes des motifs D1, D2 et D3

La soudure entre les doigts laisse apparaître un phénomène lors de l'observation au MEB. On peut voir sur différents motifs l'impact de la soudure de l'aluminium, mais également la fusion locale du silicium sous cette soudure (Figure II.59).

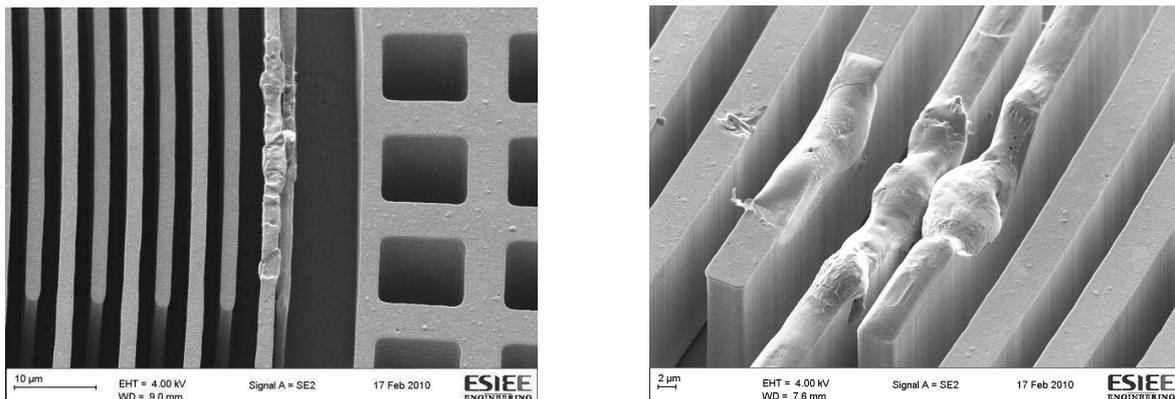


Figure II.59 (a) Vue MEB de la soudure des doigts *pull-in* motif D1, (b) zoom sur le point de soudure du motif D4

II.3.2 Partie RF sous pointes

Les motifs RF ont été caractérisés grâce au banc de mesure ci-dessous (Figure II.60) qui se compose d'un bâti de mesures sous pointes (avec des pointes cascade 40GHz GSG 150 μ m) et d'un analyseur de réseau Agilent 8722ES.

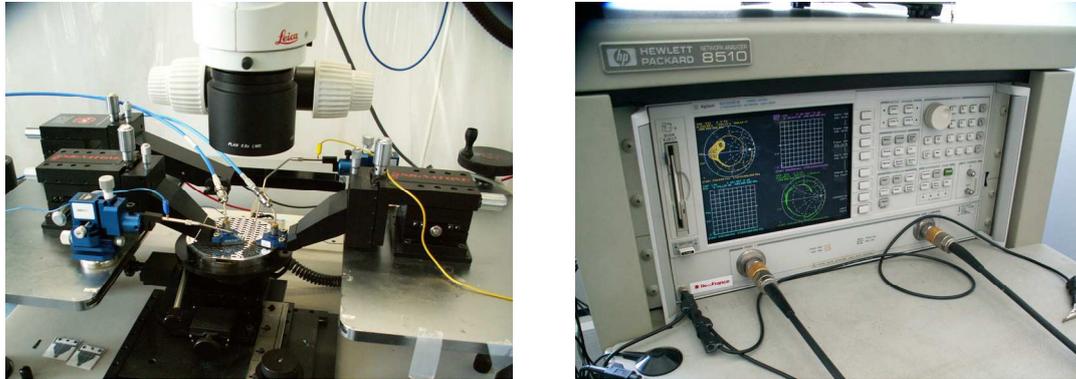


Figure II.60 Banc de mesure RF, analyseur de réseau

Les mesures RF qui vont être effectuées couvriront la bande de fréquence de 500MHz à 26GHz, avec 1601 points de mesure. Cette bande, qui est plus large que la bande utile, permettra d'observer d'éventuelles résonances jusqu'à 26GHz qui pourraient être gênantes lors de l'intégration du composant dans un système.

Les motifs RF fixes ont été mesurés sur les puces silicium assemblées à la colle UV. Cet assemblage a permis de mesurer les premiers essais de fabrication pour déterminer le rapport de variation de capacité expérimentalement.

Le motif Pmax (et Pmin) a été caractérisé et laisse apparaître une capacité brute comprise entre 333 et 470fF (à 2GHz) soit un rapport de variation de 1.41, voir Figure II.61. Pour rappel, les motifs Pmax et Pmin correspondent à la capacité de 88fF (en capacité surfacique) dans les deux positions extrêmes (la position initiale et le déplacement maximum). L'écart de valeur s'explique par les lignes d'accès coplanaires assez longues (4 à 6 mm suivant les motifs) qui sont nécessaires pour les mesures mais qui apportent en plus d'un effet inductif série, un effet capacitif en parallèle principalement du aux variations de *gap* entre la ligne RF et le plan de masse, ce qui génère des changements d'impédance (la ligne étant conçue pour être adaptée 50Ohms).

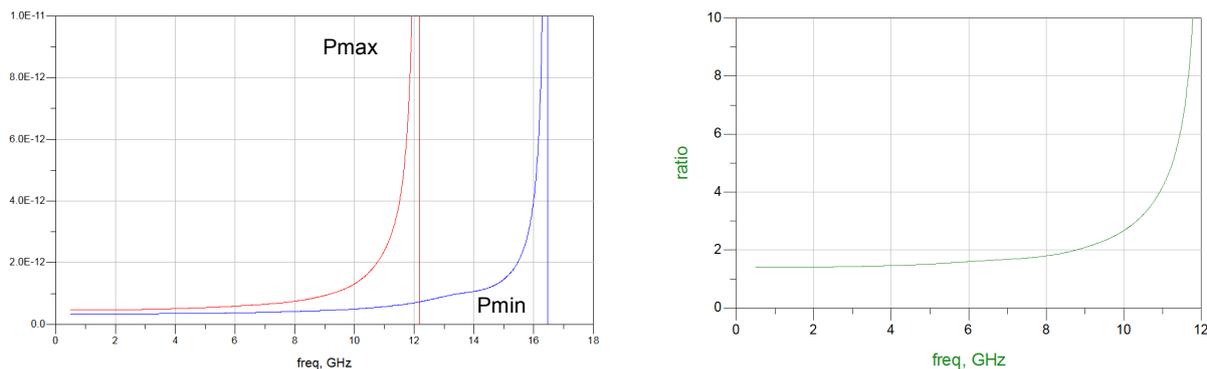


Figure II.61 (a) Mesure de la variation de capacité de 0.5 à 26 GHz pour les motifs Pmin et Pmax, rapport de variation en fréquence associé

Le motif Gmax (et GPmin) a également été mesuré avec des valeurs de capacité brute comprises entre 536 et 900fF (à 2GHz), soit un rapport de variation de 68%, voir Figure II.62. La valeur de la capacité maximale calculée était de 264fF. L'écart de valeur s'explique comme pour le cas précédent par les lignes d'accès coplanaires, mais également par les lignes de connexion entre les éléments capacitifs. En effet ce motif se compose en fait de 6 capacités reliées entre elles par des lignes qui ramènent des capacités parasites supplémentaires.

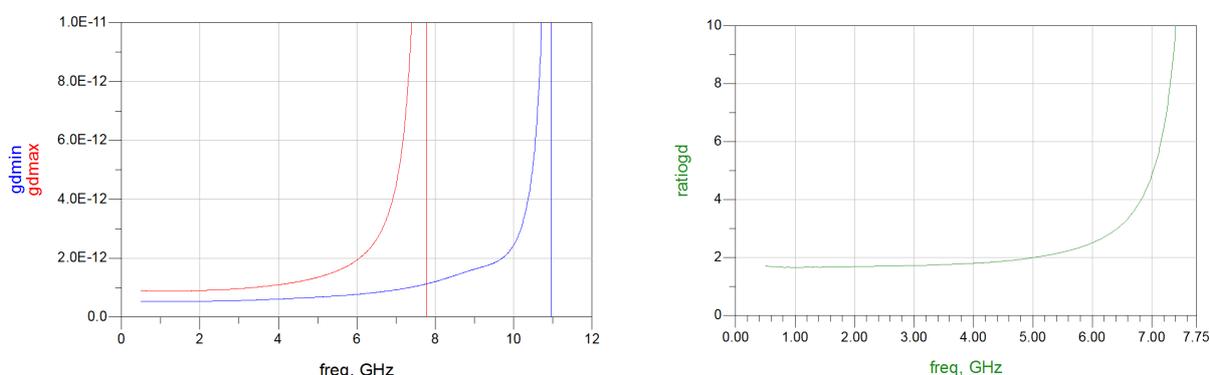


Figure II.62 (a) Mesure de la variation de capacité de 0.5 à 18 GHz pour le motif GD, rapport de variation

Les mesures statiques des puces assemblées ont permis de constater les plages de valeur des capacités (brutes), qui sont relativement éloignées des valeurs prévues, en raison principalement de l'ajout des lignes d'accès RF. L'assemblage étant réalisé manuellement et avec une colle UV, cela apporte des variations en terme d'alignement et en terme de *gap* car on ne maîtrise pas l'épaisseur de la colle après insolation.

II.3.3 Hybride RF+DC

L'assemblage des puces SOI et des puces sur verre a permis de faire une mesure RF avec une polarisation DC pour l'actionnement. Cet assemblage a été réalisé avec une colle

argentée permettant la reprise de contact pour les pads de polarisation DC. La colle argentée qui prend place entre les deux *wafers* rajoute une épaisseur à nouveau non maîtrisable qui va modifier les *gaps* définis lors de la conception.

Le motif PCmax (et PCmin) a été mesuré pendant l'actionnement, voir Figure II.63. Pendant l'actionnement la tension de polarisation a été augmentée jusqu'à 12V mais n'a pas montré de variation significative de la capacité (brute). Cependant compte tenu du déplacement très réduit obtenu lors des tests DC, il semble normal de n'avoir qu'un très faible impact sur la capacité. On peut par contre voir une légère variation entre ces mesures hybrides et les mesures statiques précédentes, qui laisse penser que le *gap* a changé entre les électrodes de la capacité (passage de 333fF à 346fF pour la capacité minimale et de 470fF à 395fF pour la capacité maximale).

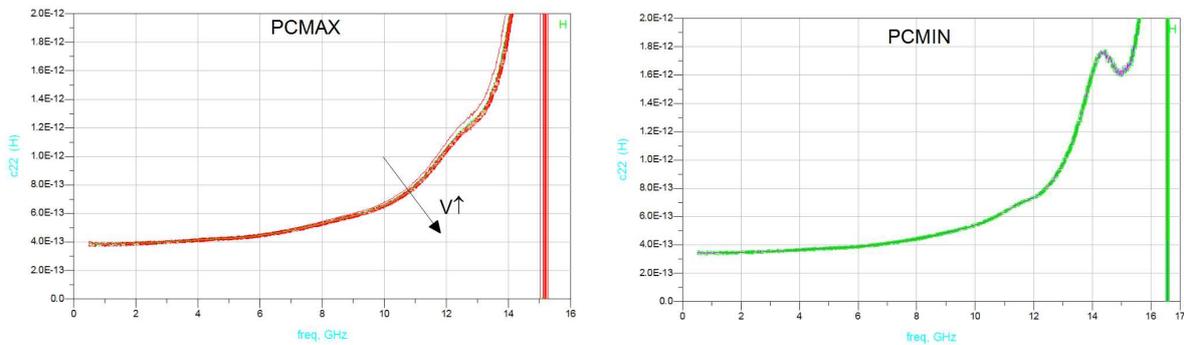


Figure II.63 Mesure de la variation de capacité de 0.5 à 18 GHz pour le motif PCmax, PCmin

II.4 Synthèse

Ce premier *RUN* qui s'est déroulé en deux temps a permis dans un premier temps la mise au point de la structure rotative *MEMS*, avec 16 configurations différentes allant de 2 à 5 μ m de finesse et avec une taille allant de 750 à 1500 μ m de diamètre. Deux procédés ont été testés pour la fabrication de la partie *MEMS* sur *SOI* avec respectivement 1 et 2 niveaux de masque. La caractérisation des dispositifs *MEMS* a révélé des effets de *pull-in* dus à l'utilisation de *comb-drives* incurvés avec des longueurs de doigts importantes. Les mesures expérimentales mêmes si elles se sont limitées à un déplacement de 10 μ m correspondent au début des courbes des simulations *Coventor*.

Dans un deuxième temps la partie RF a été conçue de façon à s'adapter aux masques de la partie *MEMS*. La contrainte principale a été d'avoir des puces plus grandes coté verre qui fait office de substrat RF et qui sert à la reprise de contact DC. 8 configurations ont été

conçues pour s'adapter aux 4 tailles différentes de roues, avec un motif de capacité de très faible valeur (88fF) et un motif de capacité plus grande (264fF). Le développement du procédé de fabrication a nécessité 3 niveaux de masques afin d'obtenir les différents *gaps* nécessaires pour l'obtention d'une capacité. Les dispositifs RF ont été testés après assemblage à des puces silicium et SOI, suivant deux méthodes d'assemblage, ce qui a donné lieu à des mesures sous pointes jusqu'à 26GHz. Ces mesures ont mis en évidence l'aspect critique de l'assemblage des deux wafers qui nécessite une maîtrise du *gap* final entre les différents éléments.

Le problème de *pull-in* entre les doigts incurvés des *comb-drives* (et de soudure pour les dispositifs à masquage aluminium) est un verrou limitant le déplacement du dispositif *MEMS* à 10 μ m, ce qui a un impact direct sur le rapport de variation de la capacité. Cet effet va donc maintenant être étudié dans le cas bien particulier des *comb-drives* incurvés de façon à valider une structure améliorée de capacité variable.

III Conclusion

Ce chapitre représente l'étude initiale tournée autour de la conception et du développement de la technologie de fabrication d'un composant MEMS pour les applications d'oscillateur et de filtre accordable.

La première partie qui a consisté à définir spécifiquement les besoins en terme de valeurs de composant (capacité et inductance) et de rapport de variation a permis de débiter sur l'étude des lois de variation des électrodes parallèles pour différentes formes et sur le dimensionnement de ces électrodes. Afin d'atteindre le rapport de variation nécessaire à l'accord en fréquence, l'orientation vers une structure MEMS avec un mouvement de type rotationnel a permis d'obtenir des déplacements importants sur une surface compacte. Le choix de l'électrode s'est ensuite porté sur une forme rectangulaire arrondie plus adaptée aux déplacements de type rotatif. Afin d'obtenir de bonnes performances sur la partie RF, un substrat de type verre a été choisi pour supporter la connectique ainsi que les éléments RF fixes (électrodes fixes), la partie MEMS a, quant à elle, été réalisée sur un substrat SOI. Les dimensions de la structure ont été déterminées afin de réduire les tensions d'actionnement tout en conservant une rigidité suffisante pour que la fréquence de résonance mécanique soit supérieure à 1kHz.

Les premiers composants ont été conçus avec des configurations allant de 2 à 5 μm de finesse de gravure et avec un diamètre de 750 à 1500 μm . Ce panel de configurations a été prévu pour déterminer expérimentalement les jeux de paramètres offrant le maximum de performances tout en confrontant ces mesures aux simulations. Les procédés de fabrication de la structure ont été développés et ont nécessité 5 niveaux de masque. La caractérisation des premiers dispositifs a mis en évidence des effets de *pull-in* lors de l'actionnement de la structure qui apparaissent comme bloquants pour la mobilité de la structure. La caractérisation RF a cependant été réalisée et a permis de confirmer la nécessité de maîtriser le *gap* lors de la fabrication et de l'assemblage des structures.

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

Le *RUNI* a laissé apparaître des problèmes de *pull-in* lors de l'actionnement. Ce problème qui est commun dans le cas des systèmes à variation de gap est apparu dans la partie d'actionnement de la structure mobile *MEMS*. En effet, dans les *comb-drives* droits qui sont les plus communs, cet effet n'est pas visible en raison de la symétrie complète de la structure, ce qui n'est pas le cas des *comb-drives* incurvés utilisés dans la structure mobile. L'étude de cet effet de *pull-in* dans le cas bien précis des *comb-drives* incurvés a ensuite été effectuée de façon analytique confrontée à des mesures expérimentales. Les résultats de cette étude ont donné lieu à la conception de structure d'actionnement de type *comb-drives* incurvés modifiés pour compenser ces effets.

Le deuxième *RUN* se base sur la structure conçue et réalisée lors du premier *RUN*, avec les modifications apportées par l'étude du *pull-in*. La complexité du procédé de fabrication a augmenté en raison du passage de 5 à 8 niveaux de masques, ce qui a nécessité une adaptation de certaines étapes de la fabrication. La mise au point du procédé complet avec soudure anodique s'est révélée assez délicate. Des séries de caractérisations complètes (*DC* et *RF*) ont été faites sur tranche et sur quelques puces individualisées.

I Etude électro-mécanique des *comb-drives*

Les mesures d'actionnement électrostatique du *RUNI* ont mis en évidence un problème de *pull-in* lors de la rotation de la structure (voir explications du *pull-in* en partie III.4.1.1.b du chapitre 1). Ce phénomène est apparu sur toutes les configurations mécaniques. Une étude théorique de la rigidité des doigts et de la force d'attraction latérale entre les doigts a permis de déterminer les paramètres critiques pour le calcul de la valeur du *pull-in*. Une campagne de mesure approfondie du *pull-in* a été réalisée, permettant d'obtenir la valeur expérimentale moyenne du *pull-in* pour chaque dispositif.

Le problème majeur qui cause le *pull-in* est la nature courbée des doigts. En effet, les doigts qui composent les *comb-drives* droits « traditionnels » sont rectangulaires et parfaitement identiques voir Figure III.1.a. Dans notre cas ces doigts sont courbés et ont une longueur qui grandit avec la distance par rapport au centre de la structure voir Figure III.1.b.

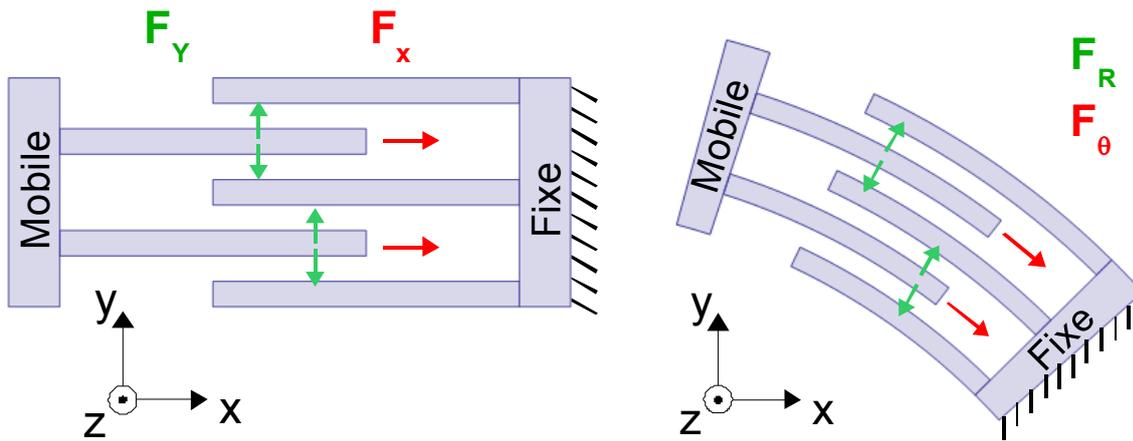


Figure III.1 (a) Illustration d'un *comb-drive* droit, (b) illustration d'un *comb-drive* incurvé

A partir de ces illustrations on peut remarquer que pour un *comb-drive* droit les surfaces en regard de part et d'autre des doigts mobiles sont identiques, pour le cas d'un *comb-drive* incurvé ces surfaces sont « légèrement » différentes du fait de l'augmentation de la longueur des doigts avec le rayon. Ces différences sont minimes mais vont jouer un rôle lors de l'actionnement. Les forces latérales supportées par les doigts augmentent avec la tension d'actionnement et vont être légèrement différentes, ce qui impliquera un déplacement minime des doigts mobiles vers les doigts fixes (déplacement latéral). Pour déterminer avec précision l'impact de cet écart, la rigidité des doigts ainsi que les forces d'attraction vont être déterminées de façon analytique.

I.1 Calcul de la rigidité des doigts incurvés

Pour déterminer la rigidité des doigts plusieurs approches ont été envisagées. La première idée est d'approcher le doigt incurvé Figure III.2.a par un doigt droit Figure III.2.b, avec la même longueur dépliée.

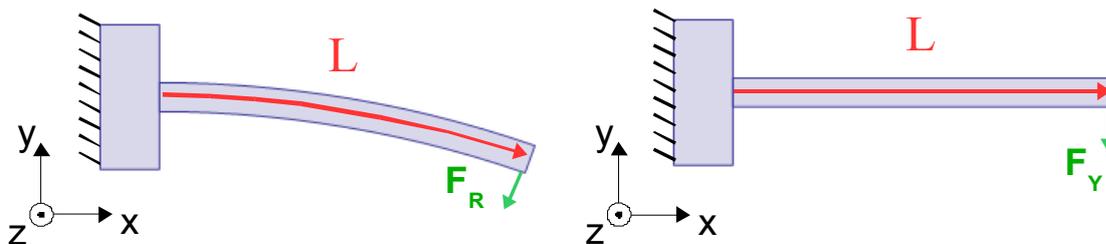


Figure III.2 (a) Illustration d'un doigt incurvé (b) et d'un doigt droit de même longueur

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

En prenant cette hypothèse on peut utiliser les formules de la littérature [Gad02] pour déterminer la rigidité du doigt déplié.

Le déplacement obtenu en y en appliquant une charge \mathbf{P} est donné par la formule suivante, avec comme paramètre L la longueur de la poutre, E le module d'Young du matériau et I le moment d'inertie :

$$y = \frac{P \times L^3}{3 \times E \times I}$$

Le moment d'inertie dépend de la forme de la section de la poutre et de l'axe de rotation, ici l'axe de rotation de la poutre est autour de Z et la section de forme rectangulaire, voir Figure III.3.

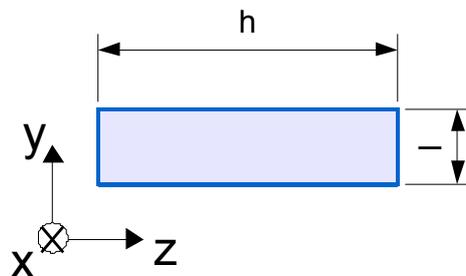


Figure III.3 Illustration de la section de la poutre pour le calcul du moment d'inertie I

Le moment d'inertie est calculé à partir des dimensions de la section avec h la hauteur de la poutre selon Z et l la largeur de la poutre selon Y .

$$I = \frac{h \times l^3}{12}$$

La constante de raideur en bout de doigt est donnée par la formule :

$$k = \frac{P}{y}$$

Ce qui donne comme expression analytique pour la constante de raideur \mathbf{k} :

$$k = \frac{E \times h \times l^3}{4 \times L^3}$$

En appliquant cette formule aux dimensions des doigts on peut afficher la constante de raideur \mathbf{k} en fonction des paramètres de fabrication du *RUNI*, voir Figure III.4.

- Module d'Young du silicium : $E = 169 \text{ GPa}$
- Largeur des doigts : $l = 2 \text{ à } 5 \text{ }\mu\text{m}$
- Hauteur des doigts : $h = 20 \text{ }\mu\text{m}$
- Longueur des doigts : $L = 60 \text{ à } 250 \text{ }\mu\text{m}$

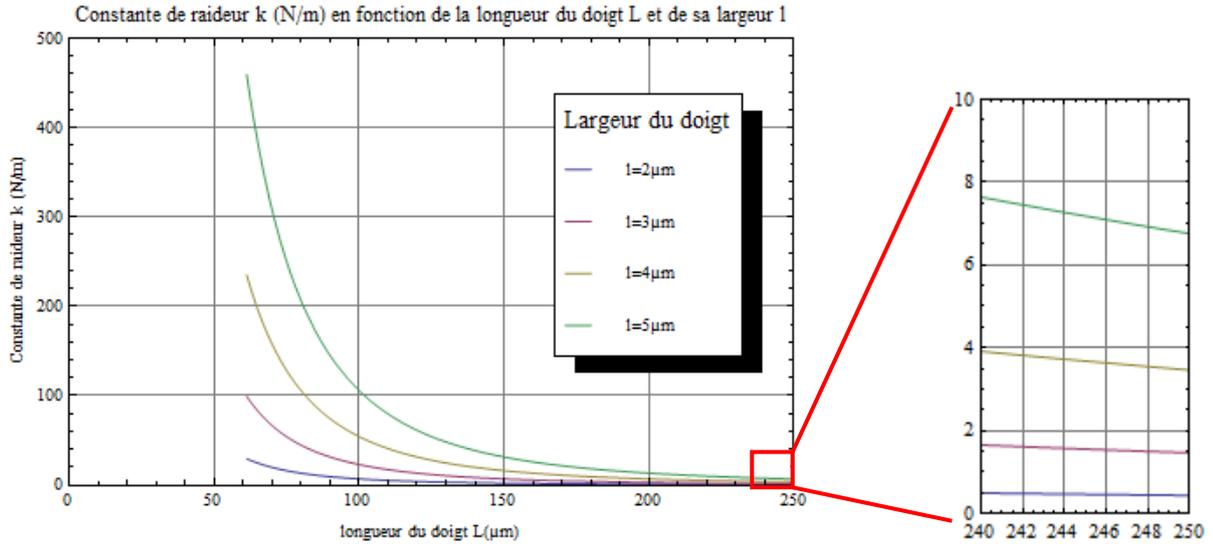


Figure III.4 Constante de raideur k (première méthode) en fonction de la longueur et de la largeur des doigts, zoom sur la longueur maximale

Pour déterminer k , une autre approche est possible en utilisant le livre de Young et Budynas [You02] sur le calcul des déformations d'un grand nombre de configurations, droites ou incurvées. Notre cas d'étude correspond à la configuration « 1a. Right and fixed, left end free » de la table 9.4, une poutre encastree libre, voir Figure III.5.

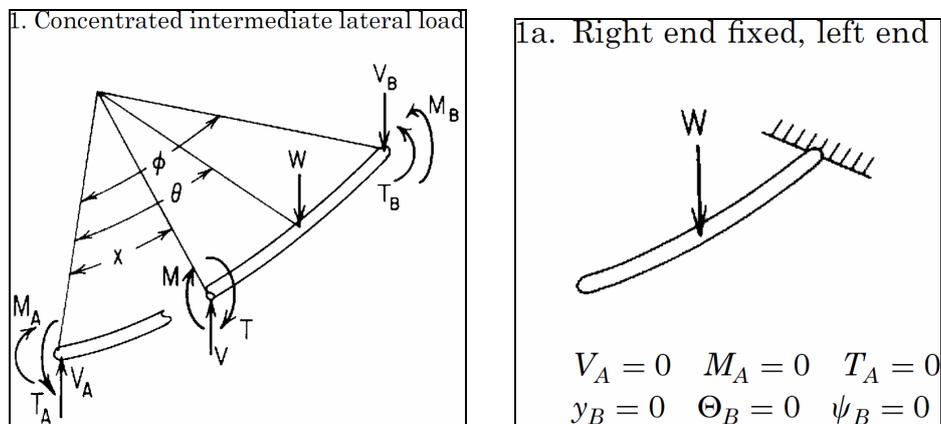


Figure III.5 Schéma de la poutre encastree/libre issu du livre de Young et Budynas [You02]

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

Nous reprenons les formules pour les différents moments de liberté de la poutre. Celui qui nous intéresse est le déplacement normal au plan de courbure de la poutre y_A .

$$y_A = \frac{-WR^3}{EI} [C_{a6} \sin \phi - C_{a9}(1 - \cos \phi) - C_{a3}]$$

$$C_{a3} = -\beta[\phi - \theta - \sin(\phi - \theta)] - C_{a2}$$

$$C_{a6} = C_{a1} = \frac{1+\beta}{2}(\phi - \theta)\sin(\phi - \theta) - \beta[1 - \cos(\phi - \theta)]$$

$$C_{a9} = C_{a2} = \frac{1+\beta}{2}(\phi - \theta)\sin(\phi - \theta) - \sin(\phi - \theta)$$

$$\beta = \frac{EI}{GK}$$

Il faut définir de nouveaux paramètres :

- **W**, La force appliquée à la normale du plan de courbure (équivalent de P dans le cas précédent)
- **R**, le rayon de courbure, $R = 180$ à $740 \mu\text{m}$
- **E**, le module d'Young du silicium $E = 169 \text{ GPa}$
- **v**, le coefficient de Poisson du silicium $v = 0.3$
- **I**, le moment d'inertie $I = \frac{h \times l^3}{12}$
- **G**, le module de cisaillement
- **K**, la constante de rigidité en torsion de la section de la poutre (différente de **k** la constante de raideur de la poutre)
- **ϕ** , la longueur angulaire de la poutre $\phi = \frac{22.5\pi}{180}$

- θ , la position angulaire où est appliquée la force à partir de l'extrémité libre. On se placera en extrémité de la poutre, $\theta=0$.

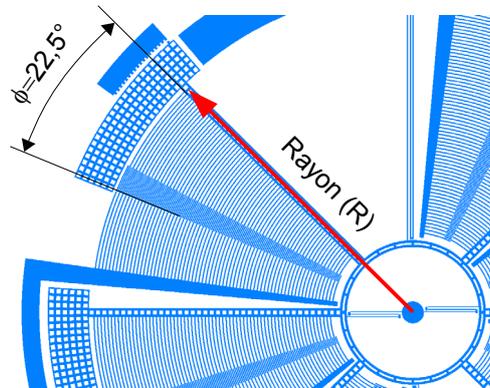


Figure III.6 Emplacement des paramètres de longueur angulaire et de Rayon

Pour déterminer la constante de rigidité en torsion \mathbf{K} de la section rectangulaire de la poutre, il faut se reporter à la formule extraite du livre de Young :

$$K = ab^3 \left[\frac{16}{3} - 3.36 \frac{b}{a} \left(1 - \frac{b^4}{12a^4} \right) \right] \text{ avec } a=h/2 \text{ et } b=l/2$$

Ce qui nous donne comme expression pour \mathbf{K} :

$$K = \frac{hl^3}{3} - 0.21l^4 + \frac{0.0175l^8}{h^4}$$

Les constantes d'élasticité \mathbf{E} , \mathbf{G} , $\mathbf{\nu}$ sont reliées entre elles par des équations. Connaissant \mathbf{E} et $\mathbf{\nu}$ on peut retrouver \mathbf{G} avec la formule suivante :

$$G = \frac{E}{2(1+\nu)}$$

On peut tracer la courbe d'évolution de la constante de raideur \mathbf{k} définie ici par $k = \omega/y_A$ en fonction de la longueur du doigt et de sa largeur (comme pour la méthode 1), voir Figure III.7.

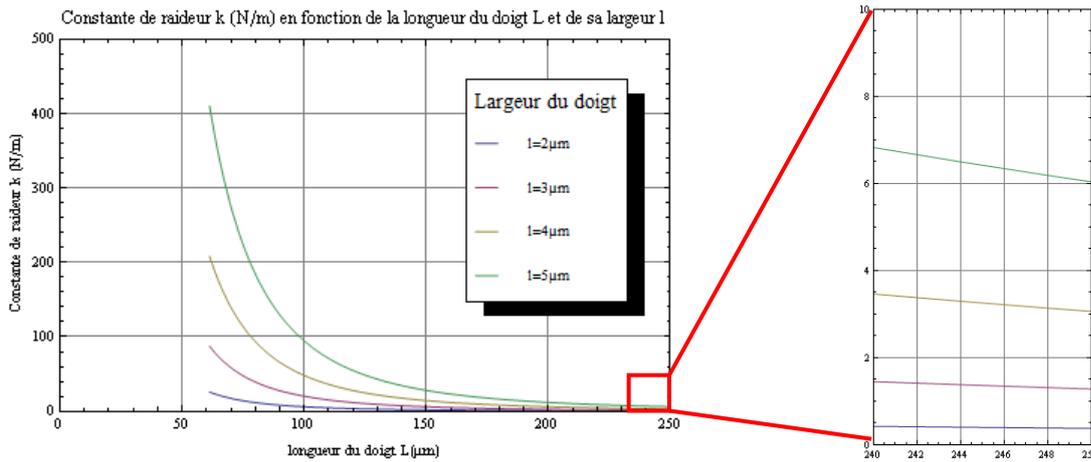


Figure III.7 Constante de raideur k (deuxième méthode) en fonction de la longueur et de la largeur des doigts, zoom sur la longueur maximale

A partir des deux méthodes de calcul on peut déterminer la constante de raideur du doigt le plus souple (donc le plus long) en fonction de la structure. Les constantes de raideur des 16 motifs sont données dans le **Tableau III.1**, on peut constater un écart de 10 à 14% entre les deux méthodes.

Constante de raideur du doigt mobile le plus long en N/m méthode 1 (méthode 2)	D (1500 μ m)	C (1250 μ m)	B (1000 μ m)	A (750 μ m)
1 (2 μ m)	0.49 (0.43)	0.87 (0.75)	1.82 (1.59)	4.81 (4.18)
2 (3 μ m)	1.67 (1.47)	3.03 (2.66)	6.5 (5.74)	17.14 (14.93)
3 (4 μ m)	4.06 (3.6)	7.41 (6.58)	15.71 (13.88)	39.54 (35.05)
4 (5 μ m)	8.04 (7.2)	15.16 (13.64)	31.93 (28.41)	86.22 (76.53)

Tableau III.1 Constante de raideur des doigts les plus souples des 16 différentes structures du RUN1

Ce tableau permet de valider les calculs théoriques qui vont dans le même sens que les mesures expérimentales. En effet la réduction du rayon de la roue (D->A) qui va réduire la longueur des doigts mobiles va augmenter leur rigidité (d'un facteur 10). L'augmentation de la largeur des doigts (1->4) va augmenter leur rigidité (d'un facteur 16). On peut donc faire varier ces deux paramètres essentiels pour rigidifier les doigts et donc s'affranchir du *pull-in*.

I.2 Calcul des forces d'attraction

Le calcul des forces d'attraction doit prendre en compte l'ensemble des paramètres de la structure étudiée. Certains des paramètres sont déjà intégrés dans le calcul de la constante de rigidité des doigts des *comb-drives*. Pour les autres paramètres il y a à prendre en compte la constante de rigidité des suspensions de la structure, qui, associées avec la tension d'actionnement vont permettre de déterminer les déplacements obtenus.

Le constante de raideur des suspensions ne sera pas calculée analytiquement mais extraite des simulations électromécaniques des structures, voir **Tableau III.2**.

Constante de raideur en rotation Krz de la structure N.m/Radian	1 (2µm)	2 (3µm)	3 (4µm)	4 (5µm)
D (1500µm)	289,55	1089,86	2814,77	5953,8

Tableau III.2 Constante de raideur en rotation des 16 différentes structures du RUN1

La force d'attraction latérale est donnée par la formule suivante, avec **r** le rayon et **g** le *gap*.

$$F = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon \times h \times \phi \times r \times v^2}{g^2}$$

Les deux forces opposées qui s'exercent sur le doigt sont représentées sur la Figure III.9 et déterminées pas les formules suivantes (avec **r1** / **r2** les rayons et **g1** / **g2** les gap de part et d'autre du doigt mobile) :

$$F_1 = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon \times h \times \phi \times r_1 \times v^2}{g_1^2}$$

$$F_2 = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon \times h \times \phi \times r_2 \times v^2}{g_2^2}$$

Pour pouvoir déterminer le *pull-in* il faut mettre en équation la variation des deux *gaps* en incorporant un déplacement élémentaire Δ et en fixant le *gap* initial g_0 .

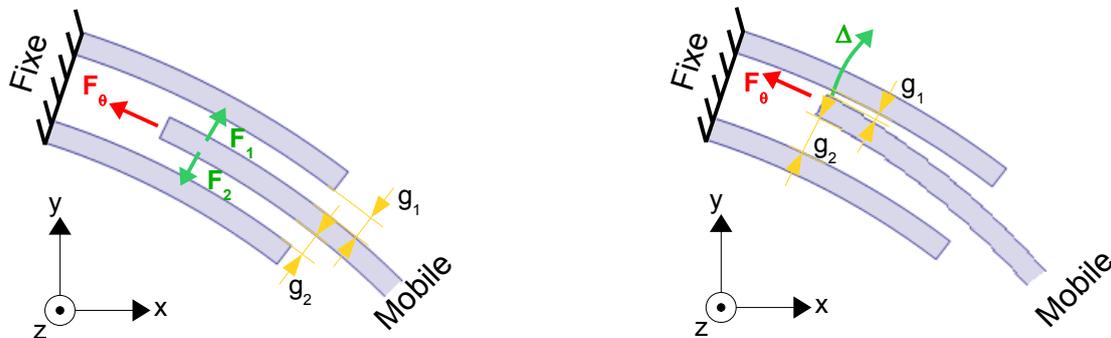


Figure III.8 Position initiale des doigts incurvés avec $g_1=g_2=g_0$, position après actionnement et augmentation de delta

$$g_1 = g_0 - \Delta$$

$$g_2 = g_0 + \Delta$$

Le déplacement Δ est lié aux forces **F1** et **F2** ainsi qu'à la constante de raideur du doigt mobile **k**.

$$\Delta = \frac{F_1 - F_2}{k}$$

I.3 Calcul des *pull-in* théoriques

On sait par expérience et par la théorie que le *pull-in* intervient lorsque le *gap* voit sa valeur diminuer d'un tiers. Cette limite s'explique facilement quand on étudie les expressions qui relient le déplacement, la rigidité et la tension de polarisation. Cependant nous sommes ici dans le cas où deux forces s'opposent, l'une est croissante (F1) tant dis que l'autre est décroissante (F2). En se plaçant à la position initiale (recouvrement de $\phi=5^\circ$) des *comb-drives* et avec une tension de polarisation variant entre 5 et 30 V on obtient le graphique suivant (pour le motif D1), voir Figure III.9.

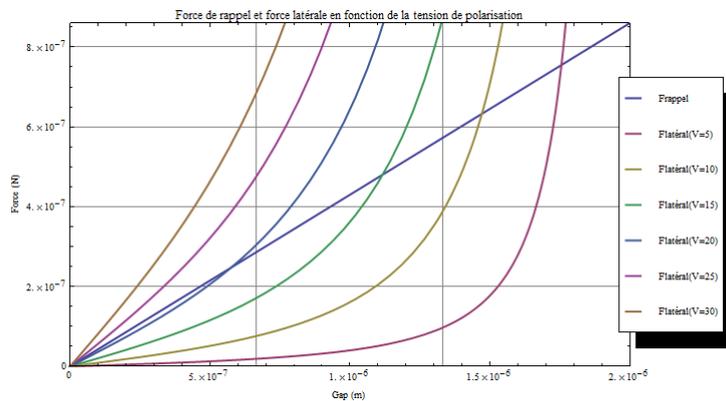


Figure III.9 Force de rappel du doigt mobile le plus long du motif D1 et force d'attraction latérale

Pour cette position angulaire on trouve un point de *pull-in* de 30V. Afin de déterminer le moment où la tension de *pull-in* sera égale à la tension d'actionnement on affiche ces deux paramètres en fonction de l'angle de rotation de la structure (initialement de 5° , jusqu'à 19.50°), voir Figure III.10. Pour le calcul de la rigidité des doigts et de la force d'attraction, deux hypothèses ont été utilisées afin de simplifier les équations, la constante de rigidité sera calculée en extrémité libre de doigt et la force d'attraction sera calculée en prenant le *gap* moyen entre le doigt mobile et le doigt fixe. En toute rigueur il faudrait prendre en compte la déformation du doigt ainsi que le calcul de la force d'attraction sur toute sa longueur, ce qui nécessiterait une simulation électromécanique trop complexe pour nos outils.

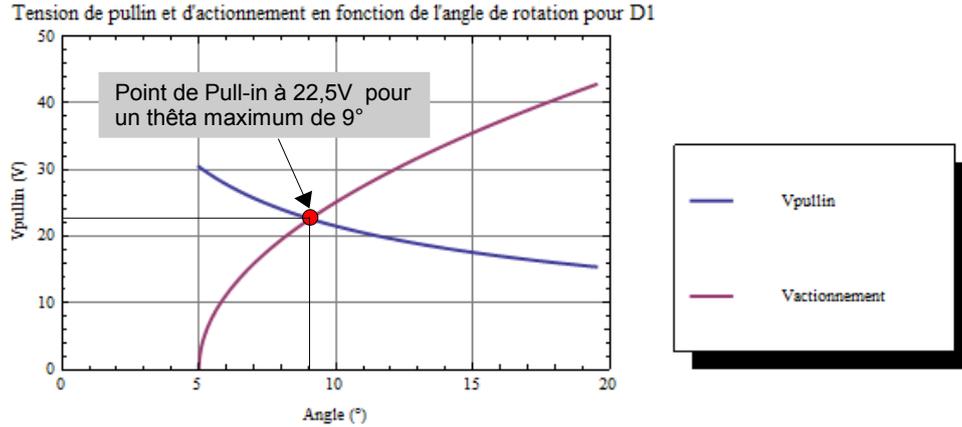


Figure III.10 Tension de *pull-in* et d'actionnement en fonction de l'angle de rotation pour D1

I.4 Mesure du *pull-in*

Afin de valider l'étude théorique du *pull-in*, une campagne de mesure a été réalisée sur les dispositifs du *RUNI*. Les mesures ont été réalisées sur un banc automatisé avec une rampe de tension allant de 0 à 30 volt et comme paramètre d'arrêt un courant limité à 50nA. Cette limitation en courant permet lorsque l'on atteint le point de *pull-in* de ne pas détériorer le dispositif.

De nombreuses puces (noté de A à D, suivie par le numéro de puce), avec les références de roues D1, D2, C1, C2, B1 et A1 ont été caractérisées en tension (voir Figure III.11 et Figure III.12) pour étudier l'évolution de la tension de *pull-in* en fonction de la longueur des doigts, de leur largeur mais également du *gap*. Les autres roues ont également été testées mais leur tension de *pull-in* n'a pas pu être déterminée car vraisemblablement en dehors de la plage d'actionnement.

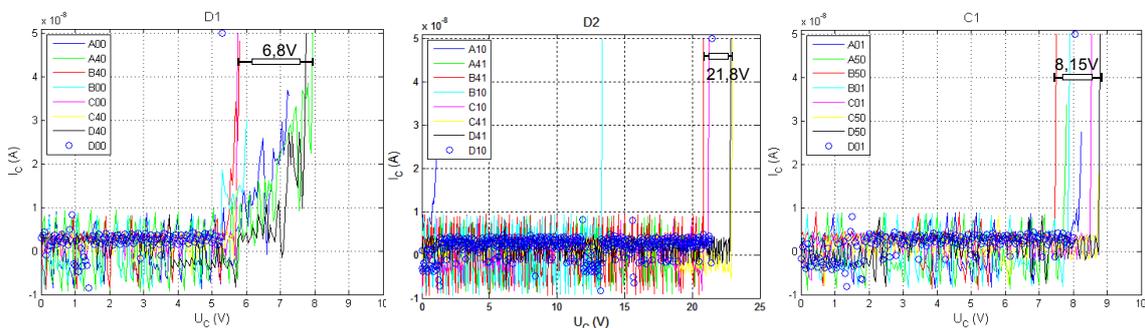


Figure III.11 Caractérisation des roues D1, D2 et C1 pour la détermination du *pull-in*

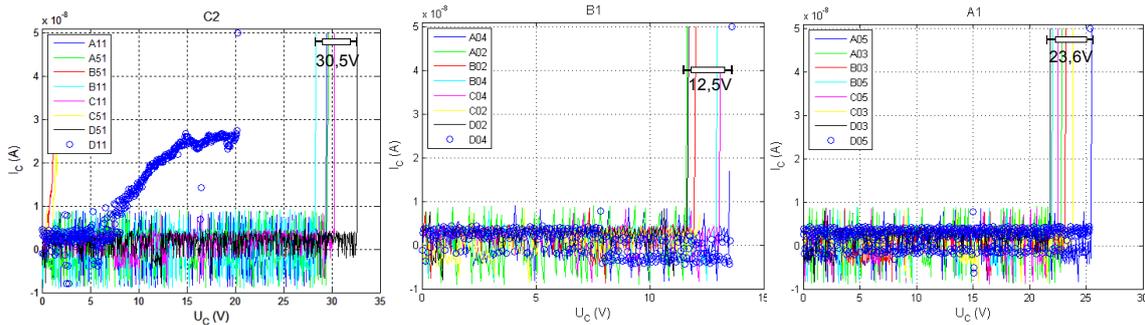


Figure III.12 Caractérisation des roues C2, B1 et A1 pour la détermination du *pull-in*

Comme on a pu le voir dans la Figure III.10, la tension de *pull-in* calculée pour D1 est de 22.5V (théoriquement) avec les hypothèses de calcul et les dimensions utilisées contre 6.8V expérimentalement. Ces mesures expérimentales ont été réalisées sur des structures avec des dimensions latérales qui ont évolué entre le dessin de masque et la structure finale lors des différentes étapes de fabrication, en effet les dimensions latérales des doigts ont un impact très important sur la rigidité.

I.5 Modification des *comb-drives*

Comme on a pu le voir dans l'étude théorique ainsi que dans les mesures, ce sont les doigts les plus longs qui provoquent le *pull-in*. Les deux causes sont la rigidité qui est plus faible pour les doigts de grande longueur, mais également la force d'attraction qui s'accroît avec le rayon et qui est donc plus élevée pour ces mêmes doigts.

Pour réduire cet effet de *pull-in* et le repousser hors de la zone d'actionnement des roues, il y a donc deux paramètres sur lesquels on peut agir

- Le *gap* entre les doigts mobiles et fixes.
- La rigidité des doigts (et donc leur largeur).

I.5.1 Augmentation de la rigidité des doigts mobiles

Pour augmenter la rigidité des doigts mobiles on peut jouer soit sur le matériau dont ils se composent soit sur leur géométrie, c'est sur cette dernière que l'on va agir. Pour ne pas avoir à modifier le procédé de fabrication (et donc à revalider toutes les étapes) les paramètres du wafer vont être conservés, on ne va donc pouvoir faire varier que la largeur ou la longueur des doigts. La longueur du doigt qui est déterminée par la taille de la roue et du débattement (angulaire) voulue ne pourra pas être beaucoup réduite, la longueur angulaire du doigt mobile

qui était de 22.5° pour le RUN1 va être réduite à 17.5° pour augmenter sa rigidité (ce qui va réduire le recouvrement de 5° à 1°).

Lors de la campagne de mesure nous avons pu constater que seul le doigt mobile se déplace lors du pull-in, cela peut facilement s'expliquer par la longueur qui est plus grande dans le cas des doigts mobiles que des doigts fixes. Un test simple serait d'augmenter la largeur du doigt mobile par rapport au doigt fixe (en gardant comme dimension minimale $2\mu\text{m}$ pour la largeur du doigt fixe et pour le gap et en passant la largeur du doigt mobile à $3\mu\text{m}$). Cette modification va réduire le nombre de doigts mobiles d'environ 10%, mais va en même temps augmenter la rigidité du doigt mobile d'un facteur 3.

Une solution intermédiaire qu'il serait intéressant d'évaluer serait de faire évoluer la largeur des doigts sur une structure en fonction de leur longueur et donc de leur éloignement par rapport au centre de la roue. Le doigt le plus court aura une largeur de $2\mu\text{m}$ et le doigt le plus long, une largeur de $3\mu\text{m}$. Cette variation va réduire d'environ 15% le nombre de doigts (car on modifie ici les doigts fixes et les doigts mobiles).

I.5.2 Réduction des forces d'attraction latérales

Pour réduire la force d'attraction latérale entre les doigts mobiles et fixes il n'y a qu'un seul paramètre sur lequel on peut agir, c'est le *gap* entre les doigts mais qui doit être similaire de part et d'autre des doigts mobiles afin de ne pas déséquilibrer les *comb-drives*.

L'augmentation du *gap* va donc réduire sensiblement le nombre de doigt mobiles (diminution de 15%), et donc la force d'attraction latérale mais également la force d'actionnement. Ce qui va augmenter la tension de pull-in, cependant étant donné que la sensibilité de la structure sera également réduite, la tension d'actionnement va également augmenter. Cette solution reste cependant intéressante pour confirmer les prévisions de *pull-in*.

I.6 Synthèse et conclusion

Cette étude sur le cas bien particulier des *comb-drives* incurvés a été réalisée afin de bien comprendre le phénomène de *pull-in* qui apparaissait lors de l'actionnement des roues du RUN1. Afin d'en déterminer la cause une étude analytique a été menée sur la rigidité des doigts des *comb-drives* incurvés, ainsi que sur les forces d'attraction. L'étude a révélé des

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

points critiques que sont la longueur et la largeur des doigts mais également le *gap*. Ces points sont critiques pour réduire l'effet de *pull-in* mais devront également être pris en compte pour le bon fonctionnement global de la structure : il ne s'agit pas ici d'annuler cet effet au détriment de la rotation de la structure, mais plutôt de le repousser en dehors de la zone d'utilisation.

Comme on a pu le voir dans la partie 5, il y a deux méthodes pour s'affranchir du *pull-in* dans la plage d'actionnement. La première qui consiste à augmenter la rigidité des doigts, et la deuxième qui consiste à réduire la force d'attraction latérale au niveau des doigts. Ces deux méthodes vont être appliquées pour la conception des nouveaux dispositifs du *RUN2*, qui ont pour but de valider cette étude et d'améliorer le déplacement de la structure. Un autre point qui va impacter la tension de *pull-in* est la sensibilité de la structure en tension qui peut être améliorée par la réduction de la rigidité des suspensions ou par l'augmentation de la surface d'actionnement. C'est l'augmentation de la surface d'actionnement qui va être appliquée pour ne pas réduire d'avantage la fréquence de résonance de la structure.

II *RUN2* : Conception, Réalisation et caractérisation

Le *RUN2* s'appuie sur les résultats obtenus lors du *RUN1*. En effet les procédés de fabrication qui ont été mis au point précédemment seront réutilisés et ajustés lors de la fabrication. Pour la réalisation des dispositifs *MEMS* deux *wafers* sont nécessaires. Le premier est un *wafers SOI*, qui supportera la partie *MEMS* et donc les éléments mobiles de la structure *RF*. Le deuxième est un *wafers* en verre qui comportera la partie accès *RF* et *DC*, ainsi que les éléments fixes de la structure *RF*. Le procédé de fabrication nécessite 3 masques pour la partie *SOI* et 4 masques pour la partie verre.

II.1 Conception des différents motifs

II.1.1 Les roues (partie *MEMS*)

La partie *MEMS* sur *SOI* est basée sur le *RUN1* avec des améliorations suite à l'étude du *pull-in* des *comb-drives* incurvés. 6 configurations ont été conçues. La principale différence par rapport au *RUN1* est le passage de 6 à 8 *comb-drives* pour réduire la tension d'actionnement, voir Figure III.13. Le nombre d'électrodes mobiles passe également de 6 à 8. La structure des *comb-drives* incurvés a été modifiée pour permettre de s'affranchir en partie du *pull-in*.

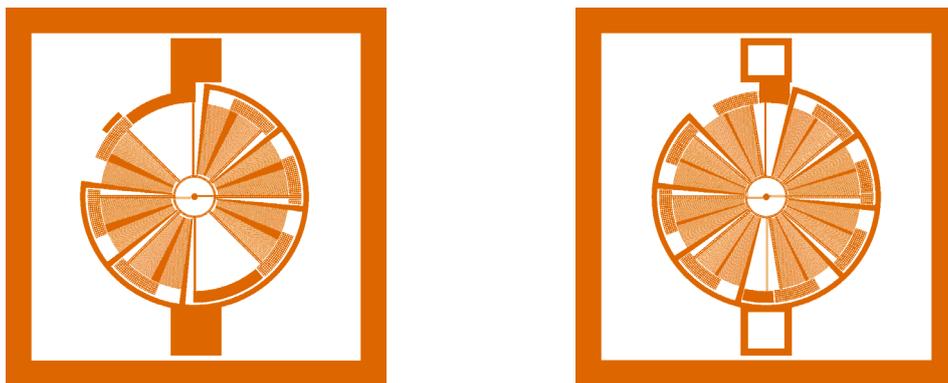


Figure III.13 Motif du *RUN1*, nouveau motif *RUN2*

Nous allons décrire successivement les différents motifs retenus pour ce *RUN2*. En commençant par les motifs qui se rapprochent le plus de ceux du *RUN1*, et en modifiant progressivement les paramètres définis dans l'étude du *pull-in*.

II.1.1.1 Motif de référence du RUN1 « D1_GDmax »

Ce motif est issu du RUN1 et est utilisé comme référence de base pour les mesures. Son comportement ayant déjà été caractérisé, les nouvelles mesures permettront de déterminer si le procédé du RUN2 fonctionne et si les nouveaux designs sont corrects. Il se compose de 6 *comb-drives*, dans lesquels on peut dénombrer 69 doigts mobiles (par *comb-drive*). La largeur des doigts ainsi que le *gap* entre les doigts est de $2\mu\text{m}$.

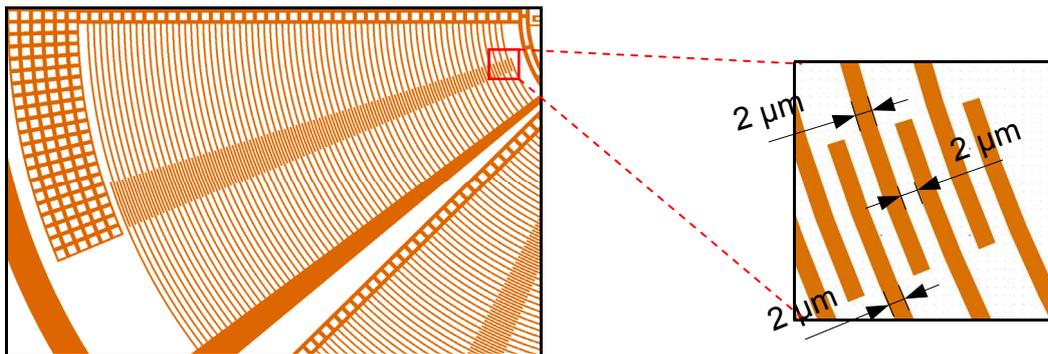


Figure III.14 Motif D1_GMAX, zoom sur le *comb-drive*, zoom sur les doigts interdigités

II.1.1.2 Motif avec 2 *comb-drives* supplémentaires en $2\mu\text{m}$ « 222 »

Ce motif est basé sur le motif D1 (ci-dessus) avec comme principale amélioration, l'ajout de 2 *comb-drives* pour augmenter la force d'attraction et donc la sensibilité en tension de la structure. La longueur angulaire des doigts a été réduite afin d'augmenter leur rigidité, elle est maintenant de 17.5° pour les doigts mobiles et de 16.5° pour les doigts fixes (avec un recouvrement de 2°). Le nombre de doigts mobiles par *comb-drives* est de 70. Ce motif a été nommé « 222 » afin de pouvoir les différencier, les chiffres étant de gauche à droite, la largeur des doigts fixes, le *gap* entre les doigt fixes et mobiles et la largeur des doigts mobiles.

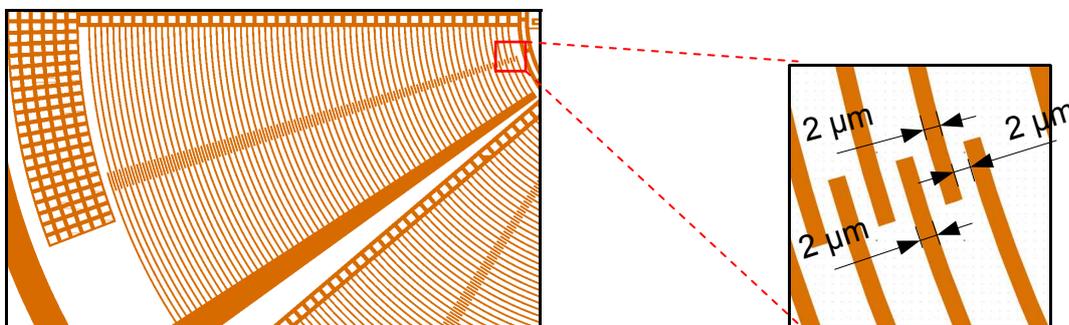


Figure III.15 Motif 222, zoom sur le *comb-drive*, zoom sur les doigts interdigités

II.1.1.3 Motif en $3\mu\text{m}$ « 333 »

Pour confirmer les tendances de variation, le motif « 222 » a également été dessiné avec une finesse de gravure de $3\mu\text{m}$, ce qui ramène le nombre de doigts mobiles par *comb-drives* à 46. Les suspensions sont quant à elles restées avec des dimensions latérales de $2\mu\text{m}$, pour ne pas rigidifier la structure mobile d'avantage.

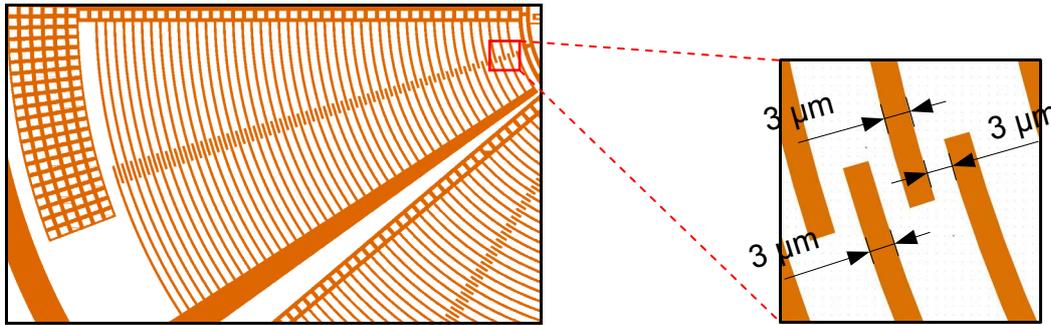


Figure III.16 Motif 333, zoom sur le *comb-drive*, zoom sur les doigts interdigités

II.1.1.4 Motif asymétrique à largeur de doigt mobile en $3\mu\text{m}$ « 223 »

Pour rigidifier les doigts mobiles une solution qui a été envisagée dans l'étude du *pull-in* a été d'augmenter la largeur des doigts mobiles. C'est le cas pour ce motif « 223 » qui conserve les caractéristiques du motif « 222 » avec comme seule modification une largeur de doigt mobile de $3\mu\text{m}$. Le nombre de doigt est alors de 62.

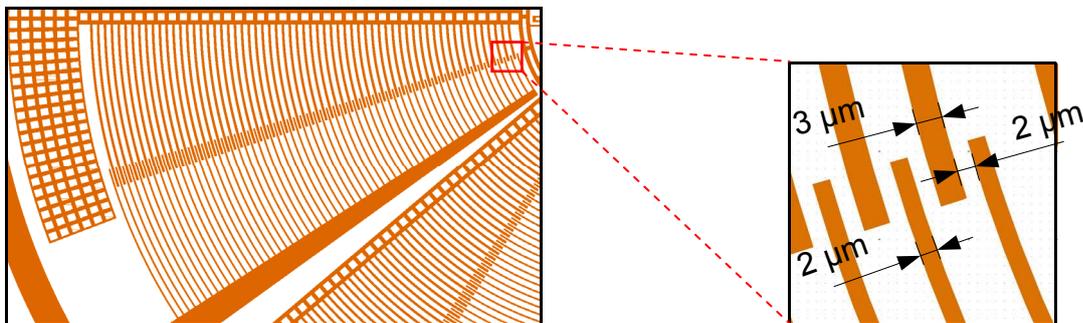


Figure III.17 Motif 223, zoom sur le *comb-drive*, zoom sur les doigts interdigités

II.1.1.5 Motif asymétrique à gap variable de 2 à $3.6\mu\text{m}$ « 2x2 »

Pour réduire les forces d'attraction latérales, le *gap* a été modifié sur les *comb-drives* de la structure « 2x2 » afin d'obtenir une augmentation de celui-ci avec l'éloignement par rapport au centre de la structure (avec le rayon). Le *gap* varie de 2 à $3.6\mu\text{m}$ linéairement avec le rayon, ce qui permet, au fur et à mesure que la longueur des doigts augmente, de réduire les forces mises en jeu. Le nombre de doigts mobiles par *comb-drive* est de 59, ce qui fait

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative
 baisser de façon significative la force d'attraction d'actionnement, mais qui dans le même temps augmente la tension de *pull-in*.

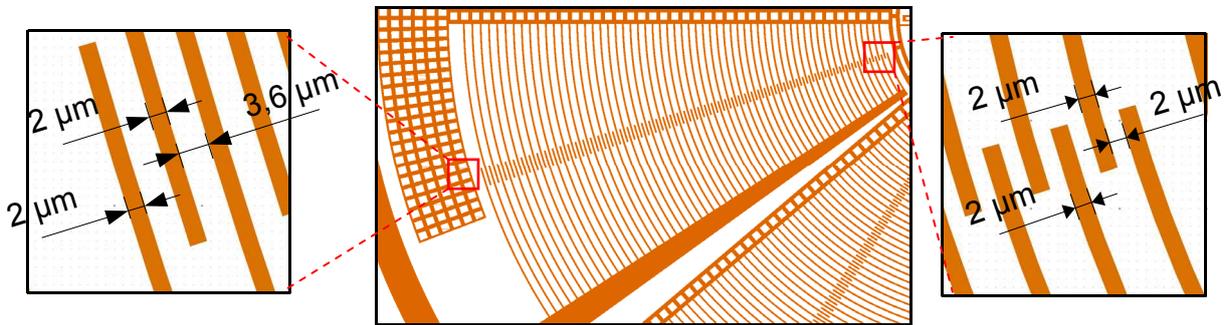


Figure III.18 Motif 2x2, zoom sur le *comb-drive*, zoom sur les doigts interdigités

II.1.1.6 Motif asymétrique à largeur de doigt variable de 2 à 3.6 μm « x2x »

Le dernier motif qui a été conçu pour ce *RUN* est le « x2x » qui consiste à faire évoluer linéairement avec le rayon la largeur des doigts mobiles et fixes. Cette augmentation de leur largeur (de 2 à 3.6 μm) va permettre au fur et à mesure de l'augmentation de leur longueur de les élargir afin d'essayer de conserver une rigidité suffisante pour ne pas avoir d'effet de *pull-in* à l'actionnement. Avec cette méthode le nombre de doigt mobiles par *comb-drive* est limité à 59, le *gap* étant constant à 2 μm.

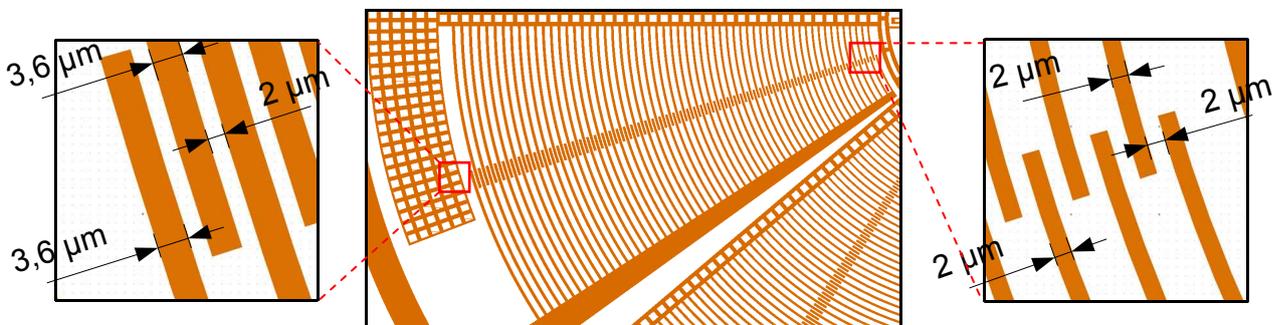


Figure III.19 Motif x2x, zoom sur le *comb-drive*, zoom sur les doigts interdigités

II.1.1.7 Comparaison des motifs

Les différents motifs du *RUN2* ont été simulés sur *Coventor* dans le cas des structures à dimension fixe, et calculés dans le cadre des structures à paramètre variable (motifs « x2x » et « 2x2 »). Les différentes réponses à l'actionnement des structures sont comparées sur la Figure III.20. Comme on peut le voir les motifs dont les *gap* sont de 3 μm (motifs « 333 » et « 2x2 ») ont une moins bonne réponse à l'actionnement en raison de la réduction de la force d'attraction. Pour les autres motifs, on remarque un amélioration de la sensibilité en tension

qui est principalement due à l'augmentation du nombre de *comb-drives* (passage de 6 à 8 *comb-drives* entre l'ancien motif D1 et les nouveaux motifs).

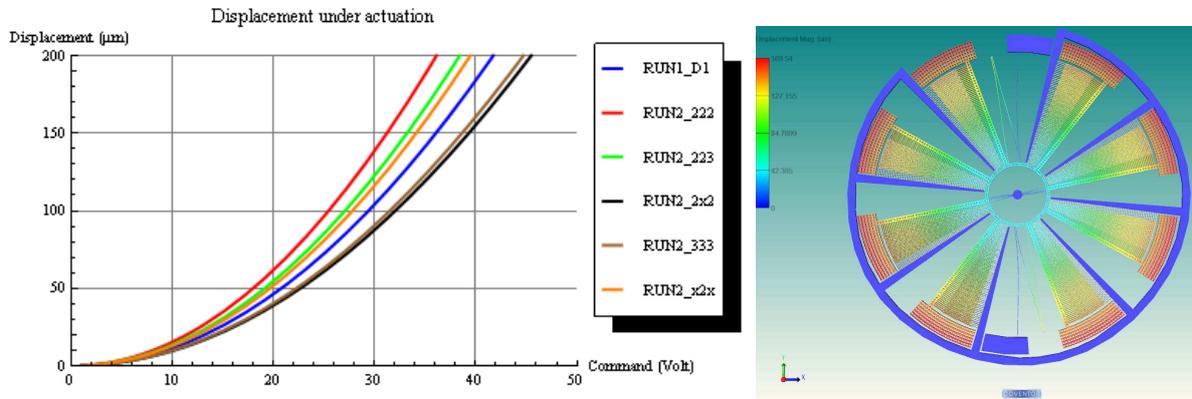


Figure III.20 Comparaison des différences réponses à l'actionnement pour les structure du *RUN2*, motif « 223 » en actionnement

La fréquence de résonance de la roue en rotation autour de l'axe Z (l'axe de rotation de la structure) est de 622Hz, contre 699Hz pour la roue D1 du *RUN1*. Cette réduction de la fréquence de résonance s'explique par l'augmentation de la masse de la structure qui est passée de 16.05µg à 19.35µg (pour la partie mobile, sans les suspensions). Les autres fréquences de résonance se trouvent au-dessus de 4kHz et avec des niveaux de résonance très bas (50dB en dessous pour les résonances en rotation et 100dB en dessous pour les résonances en translation).

Pour pouvoir comparer les avantages et les inconvénients des différents motifs les valeurs des tensions de commande (pour atteindre le déplacement maximum) et les tensions de pull-in (l'amélioration prévue) sont définies dans le **Tableau III.3**. On peut distinguer 3 structures qui devraient présenter de bonnes caractéristiques, les motifs « 222 », « 223 » et « x2x ».

Motif	Pull-in	Tension de commande
D1	6.8V	41.9V
222	✓	36.2V ✓✓
333	✓✓	44.7V ✗✗
223	✓✓	38.5V ✓
2x2	✓✓	45.5V ✗✗
x2x	✓✓	39.5V ✓

Tableau III.3 Comparaison des motifs *MEMS* du *RUN2* en termes de tension de commande et de *pull-in*

II.1.2 Les motifs RF

Les composants RF qui constituent ce RUN2 sont basés sur le RUN1 avec quelques modifications. La première est le passage de 6 à 8 électrodes mobiles, qui laisse donc la possibilité d'avoir 8 parties variables. Ces parties sont associées suivant différentes combinaisons permettant d'obtenir un choix dans la gamme de valeur des composants. L'autre modification majeure est le passage d'une connexion de type 2 ports pour le RUN1 à une connexion 1 port pour le RUN2. Ce changement est nécessaire pour pouvoir connecter toutes les électrodes.

Un total de 7 configurations RF ont été conçues comportant des capacités et des inductances. Leurs caractéristiques sont décrites ci-dessous

II.1.2.1 Les Capacités du RUN2

Afin d'avoir une référence pour comparer les mesures RF, un des dispositifs du RUN1 a été repris et adapté au procédé du RUN2.

1. Motif du RUN1, « DI_GDMAX »



Figure III.21 Motif 6 capacités (RUN1), schéma électrique équivalent

Cette configuration est identique à celle du RUN1 et va servir de repère pour la fabrication ainsi que pour les tests. Les mesures de déplacement pendant l'actionnement seront comparées à celles du précédent RUN. La capacité unitaire (C1, C2, etc ..) est de 176fF (équivalente à une électrode rectangulaire de 211x94 μm avec un gap de 1 μm), ce qui donne avec l'association correspondant au schéma Figure III.21 une capacité maximale équivalente à 264fF. Le point vert correspond à l'électrode mobile, équivalent à un potentiel flottant coté silicium.

2. Motif à base de 8 capacités de 70fF, « 8capa »

Les motifs du RUN2 sont tous basés sur la mise en série et parallèle d'une capacité de valeur théorique 140fF (équivalente à une électrode rectangulaire de 168x94 μm avec un gap de 1 μm). Les points verts correspondent aux électrodes mobiles (en bleu sur le dessin).

Ce motif propose donc la première solution qui consiste à mettre en série deux capacités unitaires pour obtenir une capacité de 70fF entre chacun des 8 ports et la masse. Les capacités sont toutes connectées à la masse. Ce motif sera utile pour les très hautes fréquences d'utilisation.

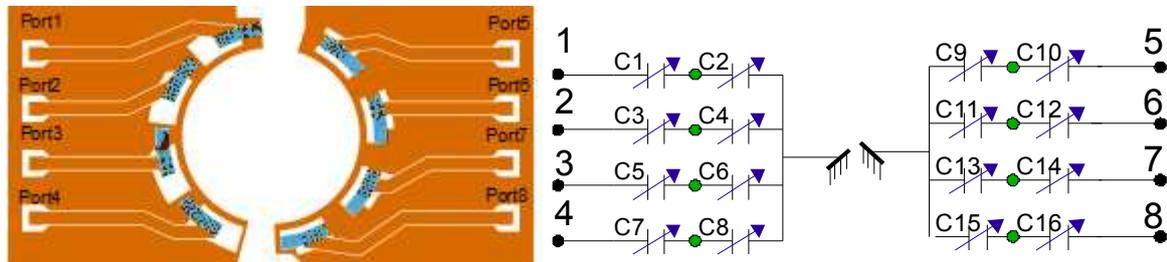


Figure III.22 Motif 8 capacités, schéma électrique équivalent

3. Motif à base de 4 capacités de 140fF, « 4capa »

L'association de deux capacités unitaires en série puis en parallèle permet d'obtenir une capacité de 140fF pour ce motif (4 capacités identiques).

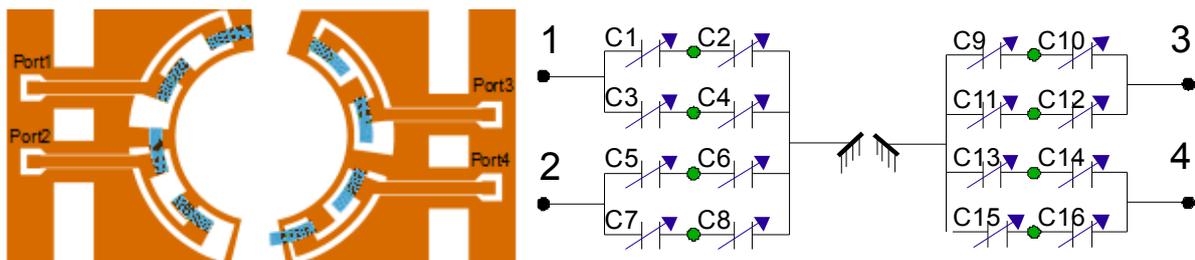


Figure III.23 Motif 4 capacités, schéma électrique équivalent

4. Motif à base de 2 capacités de 280fF, « 2capa »

L'association de deux capacités unitaires en série puis en parallèle 4 fois permet d'obtenir une capacité de 280fF pour ce motif (2 capacités identiques).

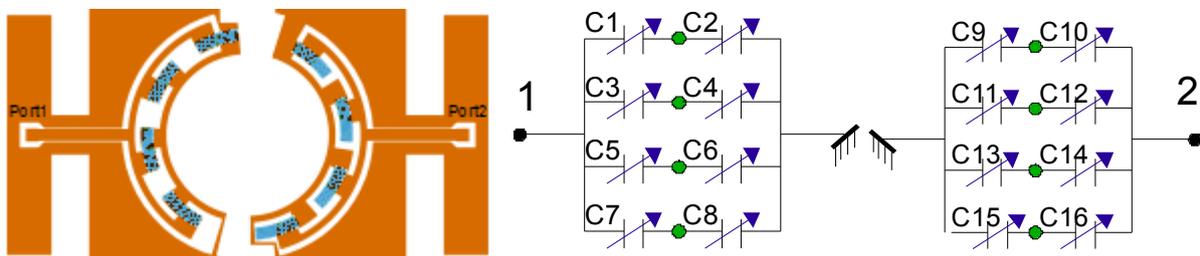


Figure III.24 Motif 2 capacités, schéma électrique équivalent

5. Motif à base d'une capacité de 560fF, « 1capa »

L'association de deux capacités unitaires en série puis en parallèle 8 fois permet d'obtenir une capacité de 560fF pour ce motif (une seule capacité). Cette configuration correspondant à

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative
 l'association de toutes les capacités unitaires disponibles. Cependant à cause d'une erreur de conception, l'association parallèle a été remplacée par une association série qui au lieu de doubler la valeur de la capacité, la divise par 2. L'association actuelle laisse apparaître une capacité totale de 140fF au lieu de la capacité voulue de 560fF, une correctif a été fait sur la v3. Néanmoins, ce motif à 140fF pourra être comparé au cas « 4capa » pour observer les effets parasites.

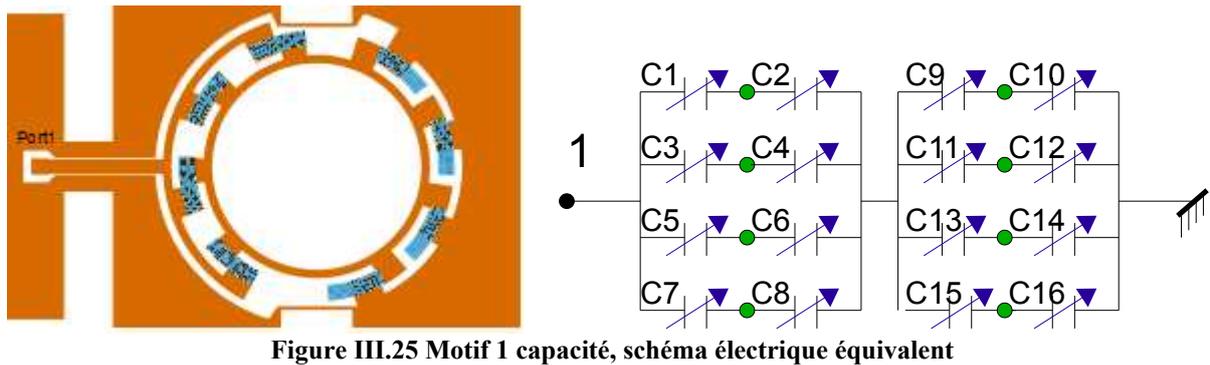


Figure III.25 Motif 1 capacité, schéma électrique équivalent

II.1.2.2 Les Inductances du RUN2

L'inductance de ce RUN2 sera du type boucle (1 tour), pour ne pas avoir à réaliser différents niveaux de piste. 2 motifs ont été conçus avec de petites inductances L1 et L2 et une grande inductance L3. Les 3 types d'inductances sont de type 1 port et sont donc connectées à la masse.

1. Inductance L1 et L2

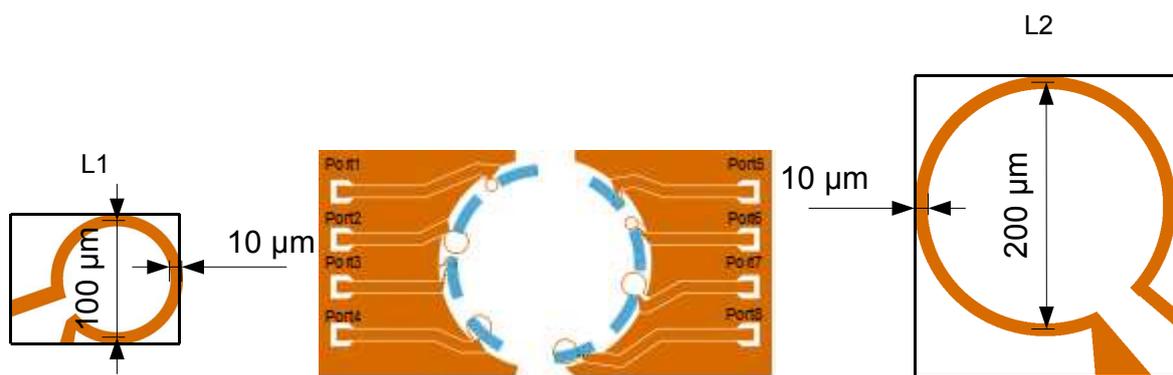


Figure III.26 Zoom inductance L1, Motif petites inductances, Zoom inductance L2

L'inductance L1 est une inductance de type boucle d'un seul tour. Le diamètre est de 100 μm, pour une épaisseur de 0.5μm et une largeur de piste de 10μm. La valeur prévue pour cette inductance est de 0.22nH. L'inductance L2 quant à elle a un diamètre de 200μm (avec les mêmes largeurs et épaisseurs) pour une valeur de 0.45nH. Ces inductances sont de faible

valeur car limitées pour le moment à un seul tour (pour être compatible avec le procédé de fabrication des capacités). Le principe de variation retenu ici est de déplacer une électrode (placé sur la partie silicium, en bleu sur la Figure III.26) qui sera assimilée à un plan de masse par-dessus l'inductance boucle (située sur le substrat en verre). L'effet désiré ici est d'obtenir un couplage par un déplacement planaire qui va perturber le champ magnétique, ce qui va diminuer le flux magnétique et donc la valeur de l'inductance vue de l'extérieur. Le cas présenté ici n'est pas idéal car l'électrode qui est ramené par-dessus l'inductance est perforé et de forme rectangulaire, alors que dans un cas idéal il faudrait déplacer un anneau de même dimension que l'inductance [Tas05].

2. Inductance L3

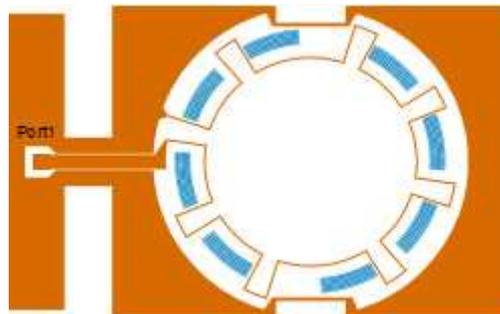


Figure III.27 Motif grande inductances

La grande inductance est mono-tour, mais de forme particulière (assimilable à une roue crantée). Cette forme particulière permet d'utiliser au maximum la surface disponible avec le procédé du RUN2. Les « crans » de l'inductance sont disposés de tel sorte que lorsque la roue va être actionnée, les électrodes mobiles vont venir se placer par-dessus, et donc perturber le champ magnétique localement. Cette perturbation est très faible sur le flux magnétique lorsque l'on compare la zone de perturbation à la surface complète de l'inductance (1,3%).

II.2 Réalisation des dispositifs

II.2.1 Dessin des masques

Le *wafer* de 4 pouces (10.16cm) est organisé en réticules de 8x5mm. Un total de 152 réticules est disponible avec cette répartition, 26 seront réservés pour les motifs de calibration, 2 seront réservés à la référence RUN1, 4 seront réservés pour les inductances ce qui laisse 120 réticules pour les capacités variables. Les 120 capacités seront composées de l'association des 5 configurations MEMS et des 6 configurations RF, ce qui permet d'obtenir 4 exemplaires pour chaque association.

Pour la fabrication du *RUN2* les procédés de fabrication développés pour le *RUN1* ont été adaptés.

II.2.2 Mise au point des procédés

II.2.2.1 Procédé de fabrication de la partie MEMS (voir Figure III.31)

- A0 : Le substrat est un *wafer* SOI 4 pouces de 400 μ m d'épaisseur. Le *wafer* est préalablement nettoyé.
- A1 : Le *wafer* est placé dans un four d'oxydation pour obtenir une couche de 5000A, l'oxyde de silicium (SiO₂) obtenu va servir de masquage pour la gravure *DRIE*. La photolithographie est ensuite effectuée avec le masque L9D0 Figure III.28. L'oxyde est gravée par *RIE* dans un bâti de *DRIE* (temps de gravure de 2 min).

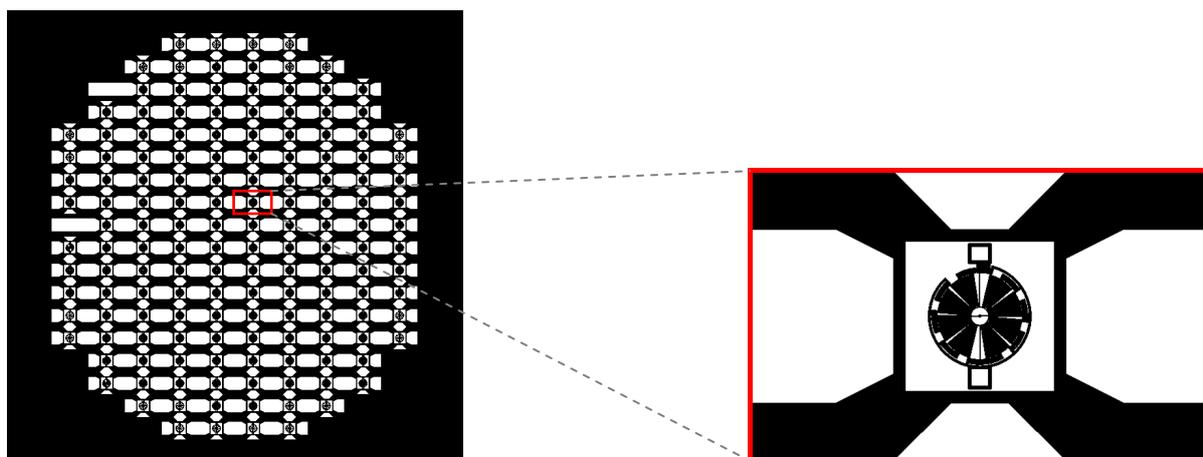
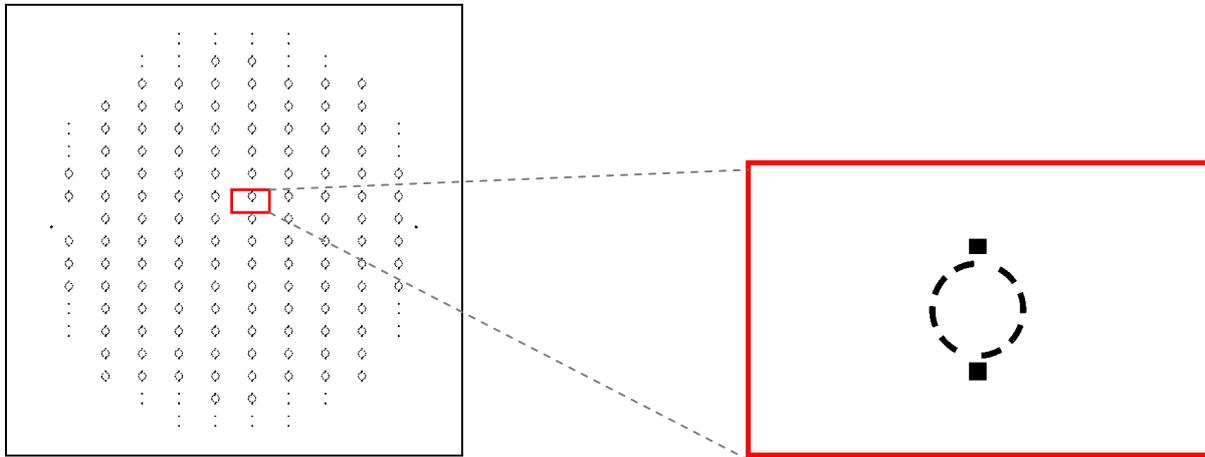


Figure III.28 Masque L9D0, « MEMS Roue » et zoom sur un motif

- A2 : On dépose de l'aluminium dans un bâti de dépôt par pulvérisation cathodique (*PVD*). 5 min sont nécessaires pour obtenir

l'épaisseur de 5000Å qui servira à la reprise des contacts *DC* et à la métallisation des électrodes *RF*. On procède à la photolithographie avec le masque L6D0. L'aluminium est ensuite gravé par plasma chloré (temps de gravure environ 2 min).



- Figure III.29 Masque L6D0, « Métal silicium » et zoom sur un motif

- A3 : On procède ensuite à un deuxième dépôt d'aluminium sur la face arrière. Ce dépôt va servir de masquage pour la gravure *DRIE* de la face arrière du *wafer* (le *handle*). Le métal est ensuite gravé après la photolithographie du masque L8D0.

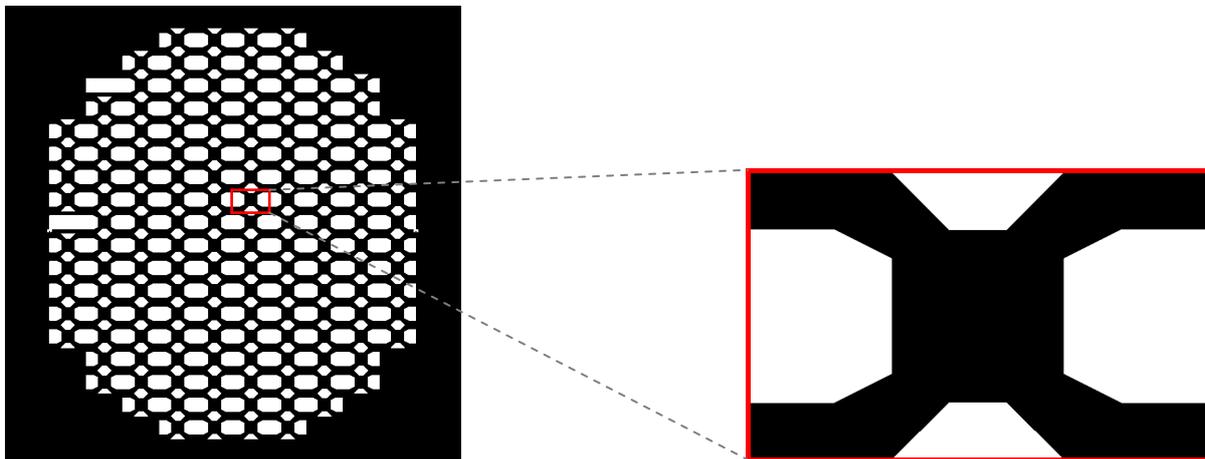


Figure III.30 Masque L8D0, « Gravure face arrière » et zoom sur un motif

- A4 : Le *wafer* est placé dans le bâti de gravure profonde (*DRIE*). L'aluminium et l'oxyde gravés aux étapes précédentes vont servir de masquage pour la gravure *DRIE* de la face avant. L'alternance de passivation (SF_6 300 sccm) et de gravure (C_4F_8 200 sccm) permet

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

d'obtenir une gravure anisotrope. Le temps de gravure pour $20\mu\text{m}$ de silicium est encore d'environ 8min.

- A5 : Après avoir gravé la face avant du *wafers*, la face arrière va également être gravée en *DRIE*. La gravure complète du « handle » du *wafers* va nécessiter plusieurs gravures de 40 minutes maximum. Le temps de gravure complète des $400\mu\text{m}$ va nécessiter 3 heures.
- A6 : La libération est effectuée dans un bâti de gravure à l'acide Fluorhydrique 50% en phase gazeuse (à 40°C). La libération complète des motifs nécessite un temps de gravure d'une heure.

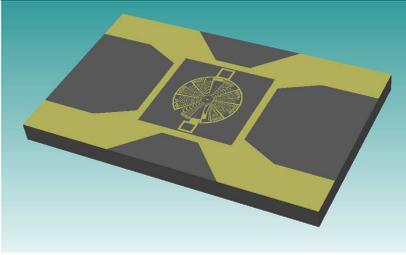
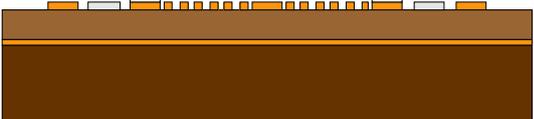
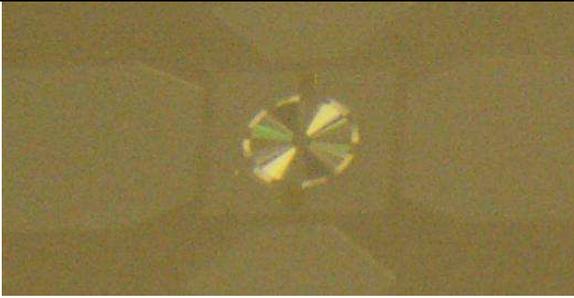
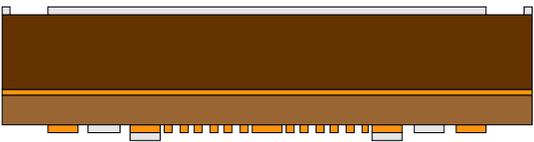
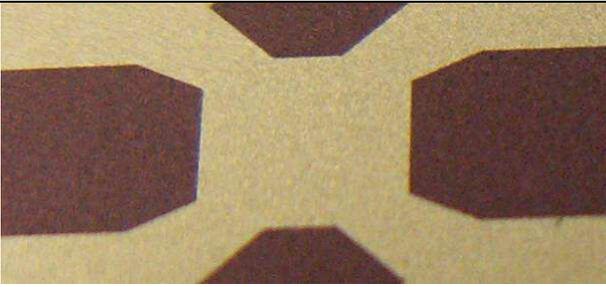
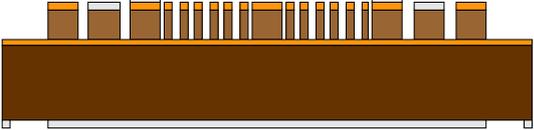
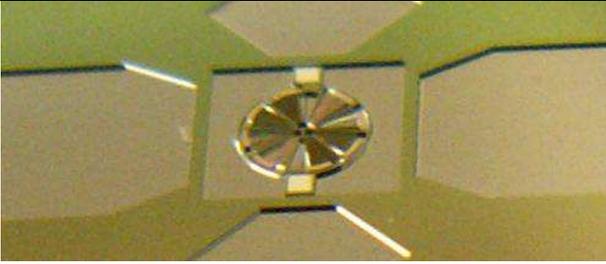
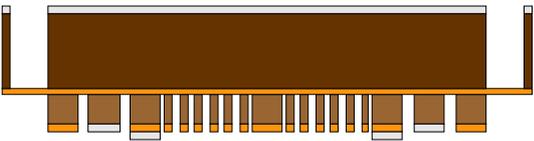
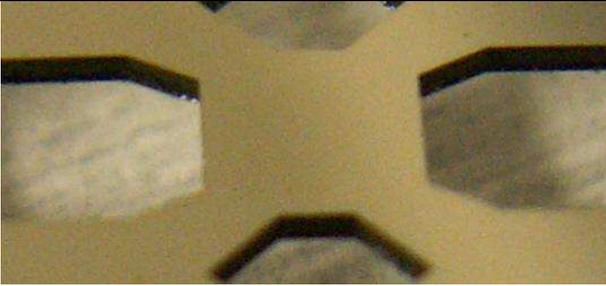
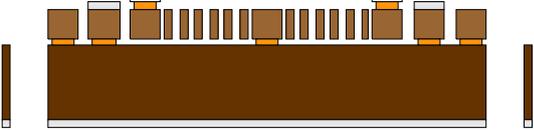
	<p>A1. Oxydation + <i>RIE</i> oxyde</p>	
	<p>A2. Dépôt Aluminium + Gravure Aluminium</p>	
	<p>A3. Dépôt aluminium face arrière + gravure</p>	
	<p>A4. <i>DRIE</i> face avant</p>	
	<p>A5. <i>DRIE</i> face arrière</p>	
	<p>A6. Libération au HF 50% phase vapeur</p>	

Figure III.31 Procédé de fabrication SOI avec masquage oxyde du RUN2

II.2.2.2 Procédé de fabrication de la partie verre (voir Figure III.36)

- B0 : Le substrat est un *wafers* en verre 4 pouces Borofloat de 500 μ m d'épaisseur.
- B1 : On dépose une couche d'accroche de 1000Å de chrome et de 5000Å d'or pour le masquage lors de la gravure du verre. On procède à l'étape de photolithographie en prenant le masque L1D0 pour la gravure de 10 μ m Figure III.32. On grave ensuite l'or et le chrome en liquide. La résine est ensuite retirée à l'acétone.

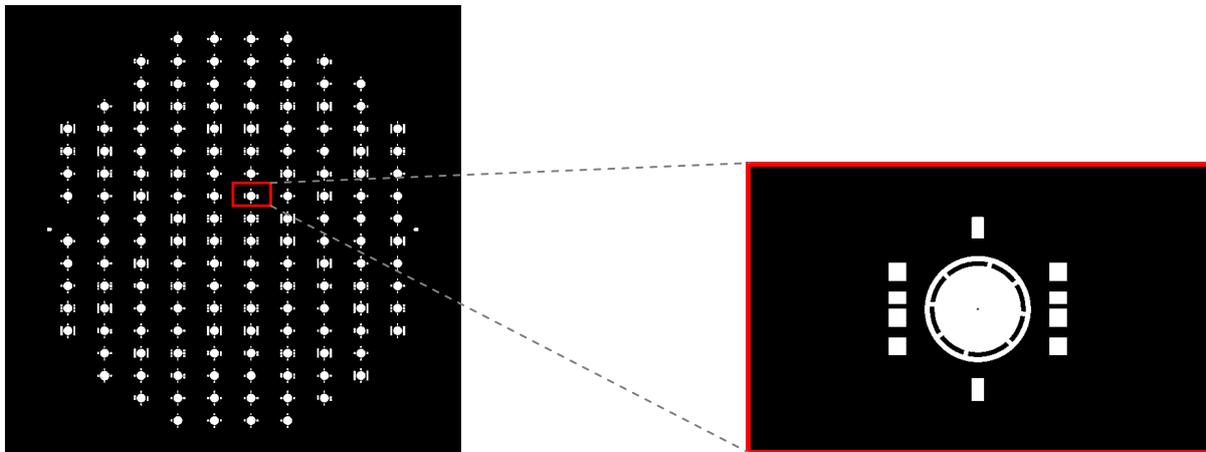


Figure III.32 Masque L1D0, « Gravure verre 10 μ m » et zoom sur un motif

- B2 : Le masquage Chrome/Or va permettre de protéger les parties du verre pendant la gravure liquide au HF 50. Après la gravure de 10 μ m qui dure 1 minute, on retire l'or et le chrome qui ont servi de masquage.
- B3 : On procède ensuite à une autre photolithographie avec le masque L3D0 Figure III.33 qui représente les zones ou les pads DC du *wafers* SOI qui devront être en contact avec les pads de reprises de contact du *wafers* verre, il faut donc qu'il soit « enterré » pour ne pas présenter de surépaisseur. Le *wafers* est placé dans un bain de Buffer HF (10%) afin de préserver la résine. La gravure de 1 μ m nécessite 15min.

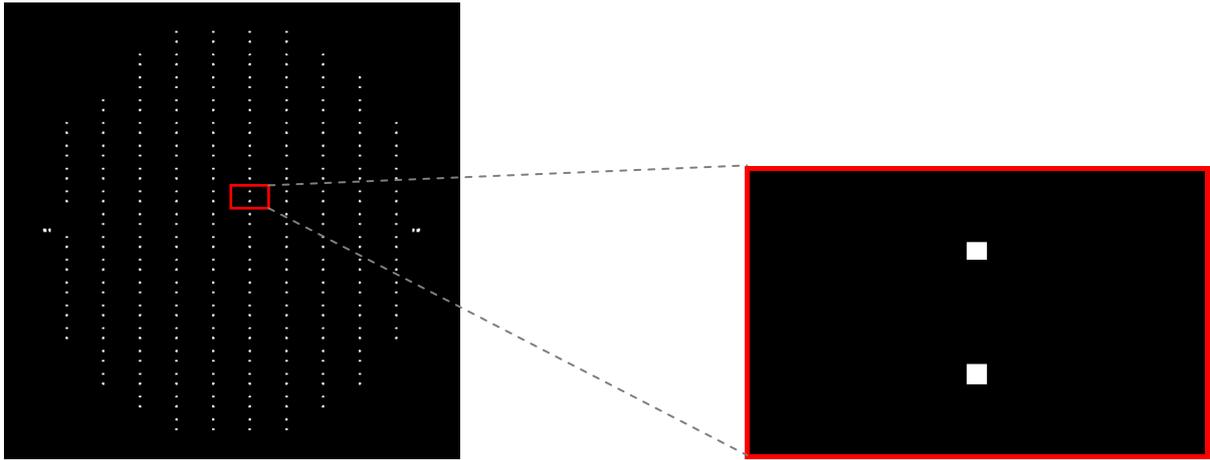


Figure III.33 Masque L3D0, « Gravure verre contacts » et zoom sur un motif

- B4 : La dernière gravure du verre va permettre de créer le *gap* entre l'électrode fixe qui se trouve sur le verre et l'électrode mobile située sur la *wafer SOI*. On procède donc à une photolithographie avec le masque L2D0 Figure III.34 qui représente l'anneau qui sera gravé sur $2.5\mu\text{m}$. Pour obtenir une bonne précision de la profondeur de gravure on utilise du buffer HF 10%, le temps de gravure est donc relativement long (45min environ).

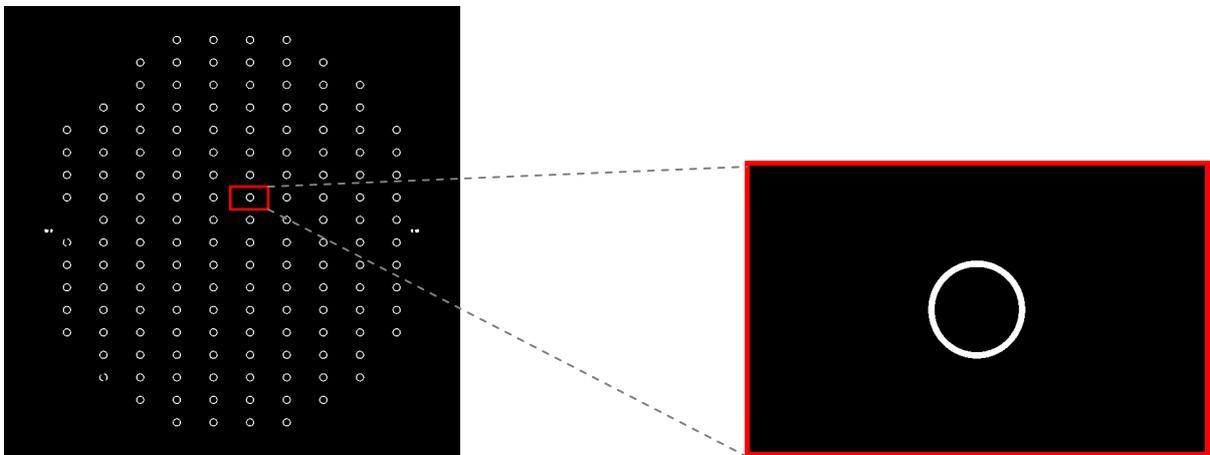


Figure III.34 Masque L2D0, « Gravure verre gap » et zoom sur un motif

- B5 : Les gravures successives dans le verre étant terminées on procède à un dépôt d'aluminium par pulvérisation cathodique sur 5000Å. Le métal est ensuite gravé par plasma après la photolithographie du masque L4D0 Figure III.35.

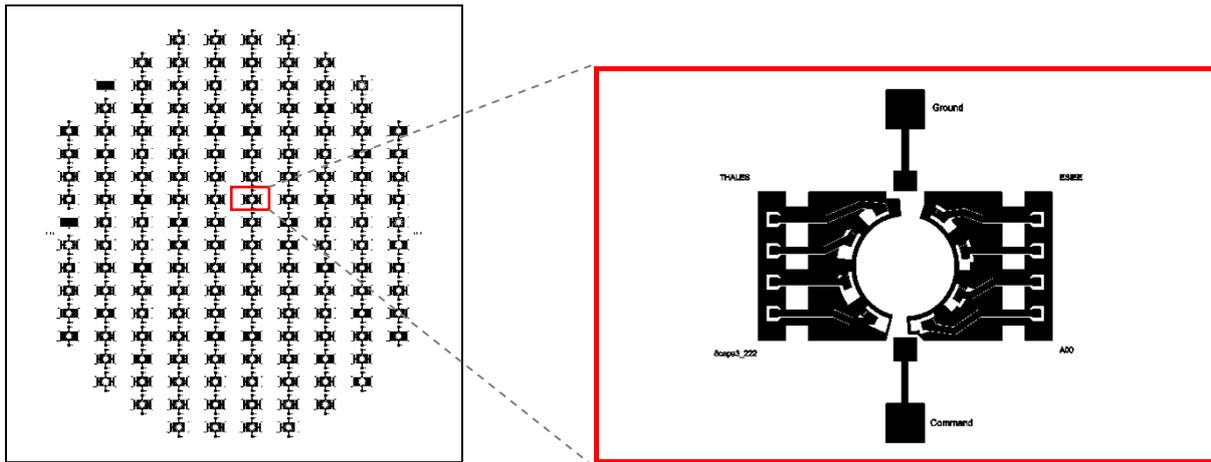


Figure III.35 Masque L4D0, « Metal verre » et zoom sur un motif

	<p>B1. Gravure profonde</p> <ul style="list-style-type: none"> - Dépôt Chrome/Or : 1000/5000Å - Photo L1D0 - Gravure Or/Chrome 	
	<p>B2. Gravure HF 50%</p>	
	<p>B3. Photo L3D0 Gravure Buffer HF</p>	
	<p>B4. Photo L2D0 Gravure Buffer HF</p>	
	<p>B5. Dépôt aluminium Photo L4D0 Gravure Plasma Plasma O2</p>	

Figure III.36 Procédé de fabrication du wafer verre du RUN2

II.2.3 Fabrication

Le procédé de fabrication du *RUN2* est basé sur celui du *RUN1* avec quelques opérations supplémentaires. Cela a permis de réaliser les premières opérations sans avoir à développer un nouveau procédé. Les opérations ajoutées pour ce *RUN* sont :

- Une gravure face arrière du SOI (ouverture complète)
- Un 3^{ème} niveau de gravure dans le verre pour la reprise de contacts
- La soudure anodique verre/silicium en fin de procédé

II.2.3.1 Fabrication de la partie SOI

La fabrication du *wafers SOI* reste assez proche de celle du *RUN1*. Les étapes de gravure de l'oxyde et d'aluminium face avant restent les mêmes. Pour la gravure face arrière, le masquage est en aluminium car la profondeur de gravure de 500 μ m ne permet pas de d'utiliser de masquage oxyde. La gravure de cet aluminium face arrière nécessite un alignement entre les croix de la face avant et de la face arrière.

La gravure *DRIE* face avant a conservé les mêmes paramètres de gravure, avec un temps d'environ 8 min. Cette gravure a nécessité de faire une sur-gravure pour les motifs avec des dimensions de 3 μ m, afin de permettre de graver les motifs avec des ouvertures de 2 μ m, la vitesse de gravure étant inversement proportionnelle à la largeur de l'ouverture. Comme on peut le voir sur la Figure III.37, les différents motifs qui sont tous dessinés avec des angles droits sont arrondis sur le bout des doigts les moins larges (ceux de 2 μ m). Cette variation avait déjà été observée pendant le *RUN1* et est inhérente à l'utilisation de résines, ainsi que de masques qui sont dans le cas des motifs en 2 μ m en limite d'utilisation. Cette variation n'est cependant pas bloquante pour l'actionnement.

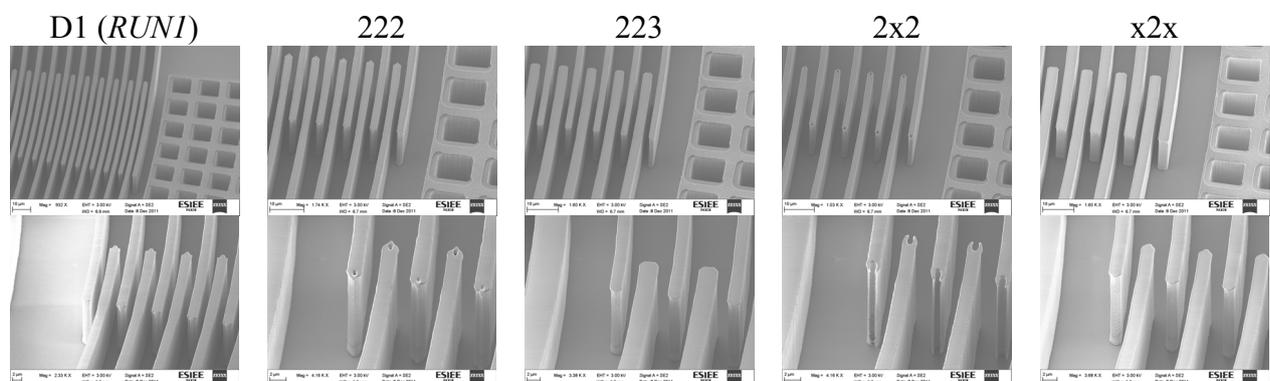


Figure III.37 Vue MEB des différentes structures, zoom sur les doigts les plus longs (en haut), zoom sur les doigts les plus courts (en bas)

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

La gravure face arrière par *DRIE* sur toute l'épaisseur du substrat nécessite plusieurs passages dans le bâti (limité à 40 min pour éviter l'échauffement du système). La vitesse de gravure obtenue est comprise entre 3,5 et 4 μ m par minute, la gravure complète a nécessité 4 passages dans le bâti, voir Figure III.38.

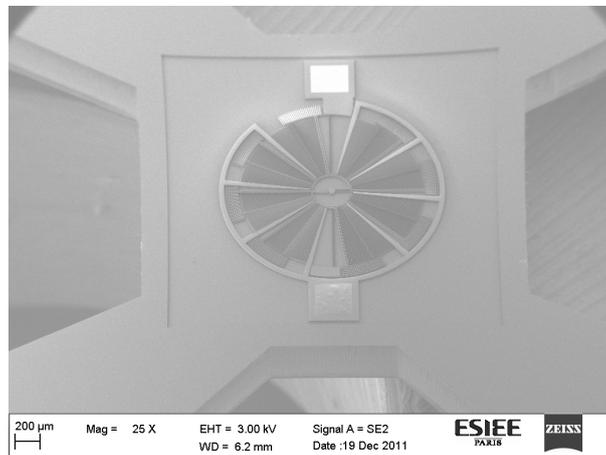


Figure III.38 Vue MEB d'un design RUN2 à l'étape A6 du procédé SOI.

La libération des *MEMS*, qui est la dernière étape du procédé *SOI*, a posé des problèmes de décollement des électrodes mobiles. En effet lorsque l'on regarde l'empilement de couche on peut voir que l'oxyde enterré du *SOI* fait 2 μ m et que l'oxyde qui sert de couche isolante entre la structure mobile en silicium dopé et l'électrode mobile métallique ne fait que 0,5 μ m. Cet oxyde d'isolement est volontairement plus faible que l'oxyde enterré. Le principe est que la gravure par HF en phase vapeur va graver les deux niveaux d'oxyde latéralement mais il a été testé que plus l'épaisseur est fine et plus la vitesse de gravure latérale diminue. Le temps de libération a été validé en passant le *wafers* dans le bâti de HF en phase vapeur pendant 5 min. Comme on peut le voir sur la Figure III.42, lors de la libération des structures mobiles, si le temps est trop important on va graver l'oxyde qui se trouve sous les électrodes mobiles métalliques qui finissent par se décoller. Le temps a été déterminé à priori mais reste cependant délicat à contrôler et nécessite pour chaque wafer un passage en plusieurs étapes avec un contrôle de la gravure de l'oxyde enterré par une observation infra-rouge au microscope.

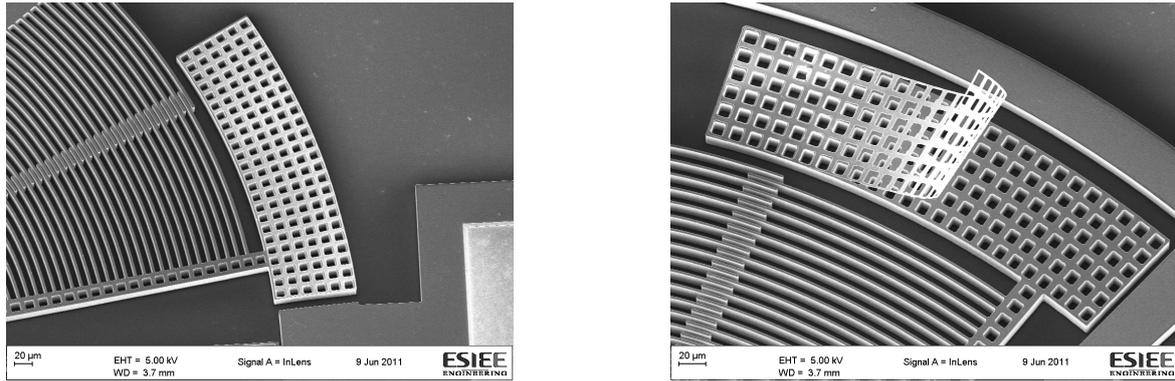


Figure III.39 Vue MEB de l'électrode mobile métallique avant libération et après libération trop longue

II.2.3.2 Fabrication de la partie verre

La fabrication du *wafers* en verre se rapproche de celle du RUN1, mais apporte quelques changements essentiellement en raison de la dernière étape de soudure anodique. En effet, pour pouvoir effectuer cette soudure il va falloir mettre en contact le silicium dopé de la partie SOI et le verre. Afin d'y parvenir les différentes surépaisseurs du côté SOI et verre devront être compensées par une gravure du côté verre.

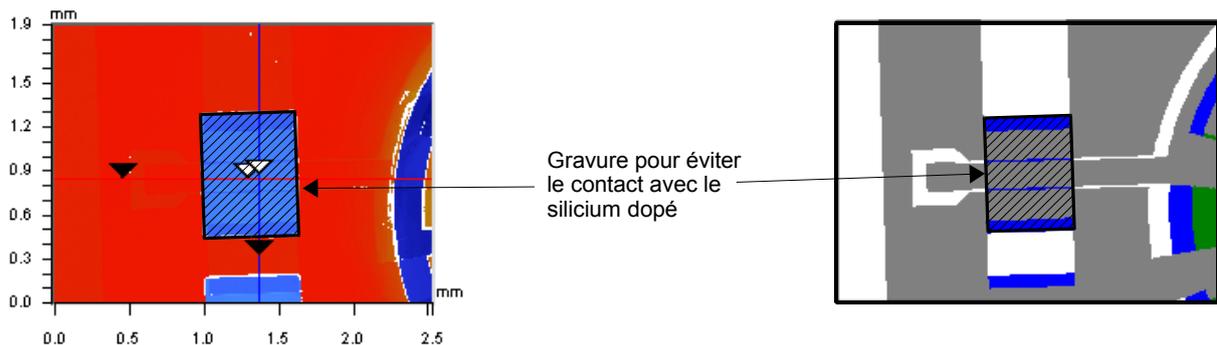


Figure III.40 Vue au profilomètre optique de la zone de gravure pour l'isolation avec le silicium dopé, vue du dessin de masque correspondant (en bleu gravure de 10 μ , en vert gravure de 2 μ , en gris aluminium de 0.5 μ)

La première gravure, qui consistait au départ uniquement à éloigner la partie mobile du MEMS de la partie verre, permet maintenant en gravant le verre de faire passer les lignes d'accès RF sous le silicium dopé, pour les faire ressortir dans les zones où le *wafers* SOI est complètement ouvert (d'où la gravure complète du substrat de 500 μ m qui permettra de faire les caractérisation RF sous pointes avant la découpe du *wafers*). Afin de vérifier que la zone est suffisamment creusée, on vérifie au profilomètre optique (Veeco) cette profondeur qui est d'environ 9 μ m, voir Figure III.40.

La deuxième gravure est nécessaire pour compenser les surépaisseurs des couches métalliques des deux *wafers*. Du côté silicium le plot de polarisation DC est recouvert

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative
d'aluminium afin de pouvoir obtenir un bon contact ohmique. Pour la partie verre cette même zone est recouverte d'aluminium pour récupérer le contact. On obtient au final une surépaisseur de $1\mu\text{m}$ à cet endroit lorsque l'on met les deux wafers en contact, la gravure de la zone de contact va donc être réalisée avec du HF moins concentré qui permettra d'obtenir une meilleure précision sur la profondeur de gravure, voir Figure III.41. La dernière gravure est nécessaire pour l'obtention d'un *gap* contrôlé entre les électrodes fixes (coté verre) et les électrodes mobiles (coté silicium).

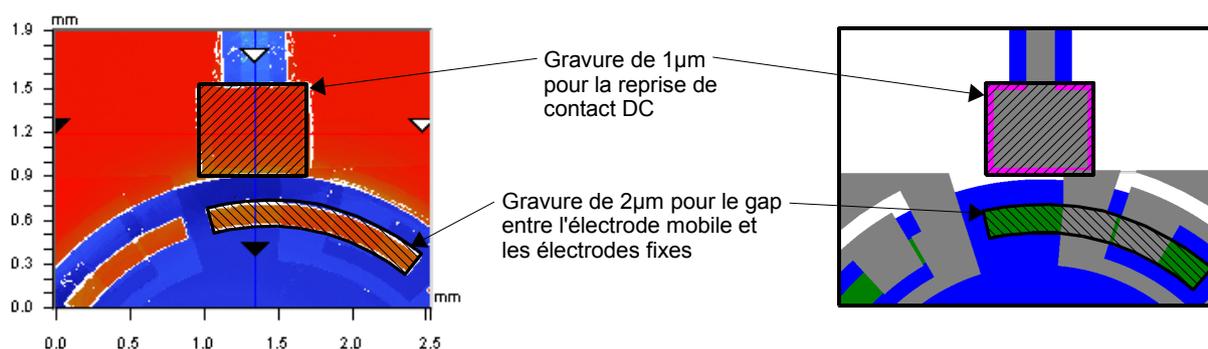


Figure III.41 Vue au profilomètre optique de la zone de gravure pour la reprise de contact et pour le gap, vue du dessin de masque correspondant (en vert gravure de $2\mu\text{m}$, en rose gravure de $1\mu\text{m}$, en gris aluminium de $0.5\mu\text{m}$)

Comme pour la zone de reprise de contact il faut calculer les différentes surépaisseurs et prendre en compte le gap pour obtenir la profondeur de gravure nécessaire. On a du côté du verre une couche d'aluminium de $0.5\mu\text{m}$ et du côté *SOI* une couche d'aluminium par-dessus la couche d'oxyde de $0.5\mu\text{m}$. La profondeur de gravure du verre nécessaire est donc de $2,5\mu\text{m}$ et va être réalisée avec du HF 10% pour bien contrôler ce gap qui est critique pour la valeur de la capacité *RF*.

La dernière étape qui consiste à déposer l'aluminium puis à la graver permet d'obtenir les motifs d'électrodes fixes, de créer les lignes de reprise de contact *DC* et d'accès *RF*. Comme il a été détaillé précédemment, il y a deux grandes sortes de motifs, des capacités et des inductances.

Pour les capacités, l'observation des motifs au MEB a permis de contrôler la qualité de la couche métallique sur les différents niveaux de gravure du verre. En effet le relief relativement important sur le verre après les 3 gravures isotropes ($>10\mu\text{m}$) peut gêner le dépôt métallique ainsi que l'étape de photolithographie.

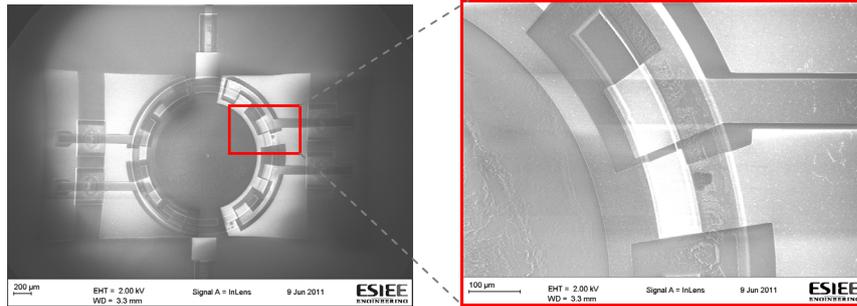


Figure III.42 Vue MEB du motif de capacité « 4capa », zoom sur les électrodes fixes

La fabrication des inductances a fait apparaître des problèmes de diffraction des rayons UV lors de l'étape de photolithographie du niveau métal. En effet le motif étant initialement placé sur la partie correspondant au gap de $1\mu\text{m}$ se retrouve sur deux niveaux de gravure en raison de la gravure isotrope du verre lors de la gravure de $10\mu\text{m}$. Cette diffraction va légèrement modifier la forme de l'inductance mais ne cause pas de rupture dans la ligne.

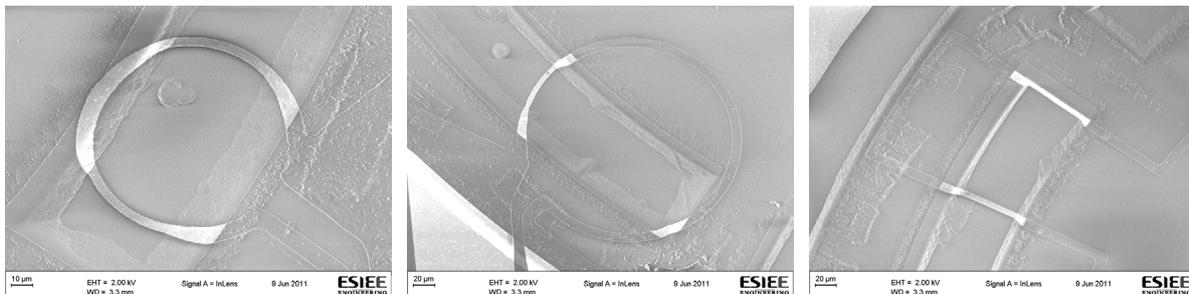


Figure III.43 Inductances L1, Inductances L2, Inductances L3

II.2.3.3 La soudure anodique

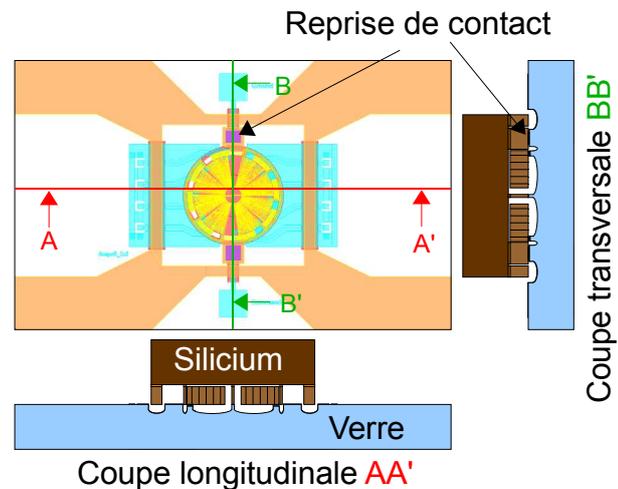


Figure III.44 Vue en coupe transversale et longitudinale d'une puce du RUN2

La soudure anodique qui n'avait pas été testée lors du *RUN1* (car destiné à un assemblage puce à puce) a soulevé des problèmes de collage pendant la soudure du verre sur silicium. En effet, cette étape de soudure anodique nécessite des conditions bien particulières pour assurer une zone d'accroche suffisante au maintien des deux *wafers*. Les conditions initiales sont les suivantes :

- Température de 420°C
- Une tension de 400V (avec un courant limité à 50mA)
- Une force appliquée de 150N
- Un vide de 0.1mBar

Le *wafers* en verre utilisé pour la soudure doit être composé d'oxyde de sodium (Na^2O). La polarisation des substrats permet d'attirer les ions de Sodium (Na^+) du côté de l'électrode négative, et les ions d'oxygène (O^{2-}) du côté de l'électrode positive dans la zone de contact entre le verre et le silicium. L'échauffement des substrats va permettre d'obtenir une oxydation ($\text{Si} + 2\text{O}^{2-} \rightarrow \text{SiO}_2 + 4\text{e}^-$) entre les ions d'oxygène issus du verre et le silicium pour former une fine couche SiO_2 . La machine utilisée pour la soudure est le modèle EVG401 qui permet la soudure de *wafers* de 4 pouces, avec des tensions allant jusqu'à 2000V.

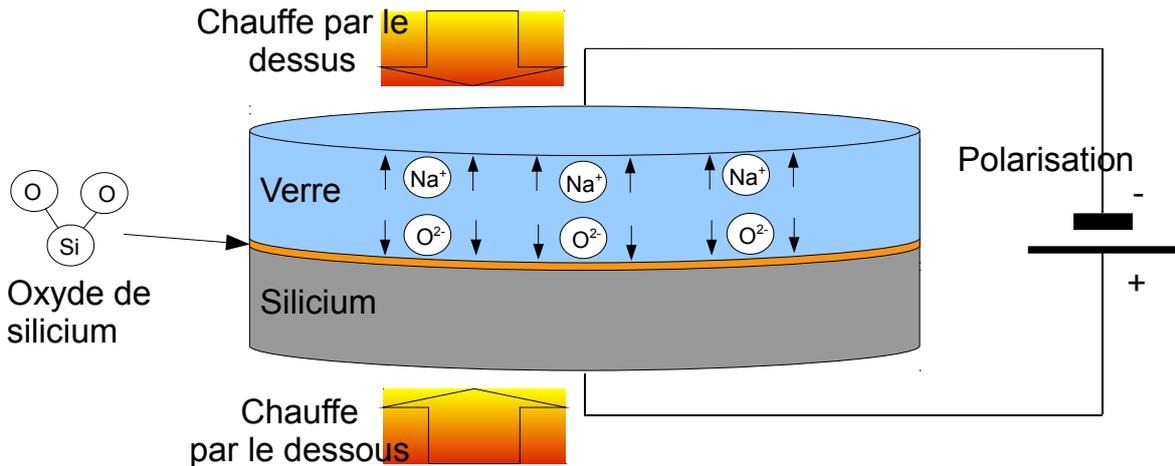


Figure III.45 Schéma de principe de la soudure anodique verre/silicium

Après soudure les *wafers* sont bien solidarisés, on peut cependant apercevoir des zones de décohésions sur le pourtour, dues certainement aux surépaisseurs. En regardant les motifs au microscope on peut observer une déformation de la structure du *MEMS*. Il semblerait que pendant le procédé de soudure, les parties mobiles du *MEMS* aient été attirées du côté verre et qu'elles se soient soudées, empêchant le déplacement du *MEMS*. Cette première soudure avec des paramètres standards n'a donc pas fonctionné.

La principale cause de ce collage reste vraisemblablement la tension de 400V qui va générer des forces électrostatiques sur le *MEMS*, et qui peuvent l'actionner. Un deuxième essai de soudure a été réalisé à plus basse tension (280V), une couche de nitrure a également été rajoutée voir Figure III.47. Il faut savoir qu'il faut en général appliquer une tension comprise entre 300 et 500V pour obtenir une bonne soudure. Après soudure les deux *wafers* sont solidarisés mais laissent apparaître beaucoup de zones de décohésion. Afin d'observer le phénomène le *wafer* obtenu a été découpé de façon à pouvoir visualiser la tranche au niveau du *MEMS* (voir Figure III.48), où l'on peut voir que l'électrode mobile est venue se coller à la partie verre.

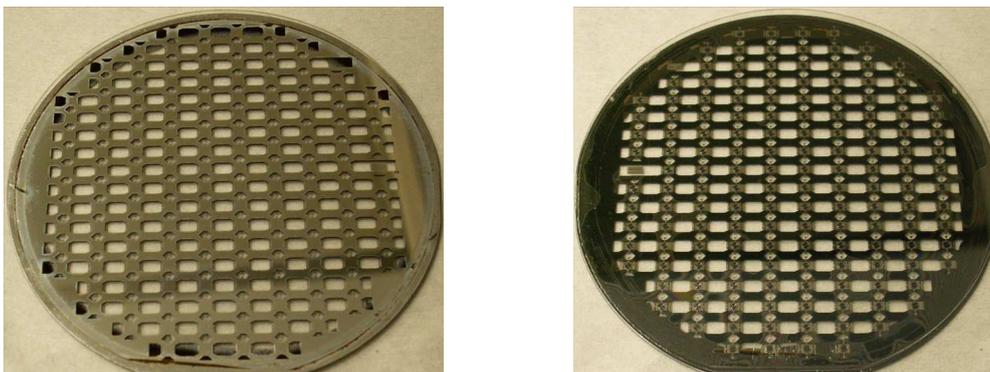


Figure III.46 Wafer RUN2 après soudure anodique vu de dessus (coté SOI) et vu de dessous (coté verre)

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

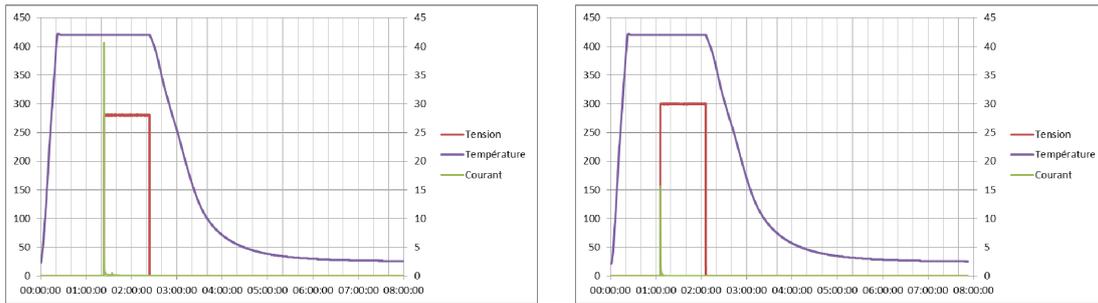


Figure III.47 Courbe temporelle des différents paramètres pendant la soudure anodique à 280V et à 300V

Un autre test a été effectué à 300V mais n'a pas permis d'obtenir de meilleurs résultats. En vérifiant la charge qui s'est accumulée dans le diélectrique pendant la soudure on peut remarquer qu'elle reste très faible avec 409mC pour la soudure à 280V et 296mC pour la soudure à 300V, alors qu'une charge de 1C est représentative d'une bonne soudure, avec peu de zone de décohésions. La soudure anodique étant très dépendante de l'état de surface des *wafers*, elle reste pour le moment encore à développer pour le procédé de fabrication actuel.

Le fait d'utiliser un *wafer SOI* plutôt qu'un *wafer* purement silicium peut aussi expliquer ces problèmes de soudure. En effet, lors de la soudure on applique une tension qui doit se répartir uniformément sur toute la surface du *wafer* et qui doit atteindre la zone de contact entre les deux *wafers*. Le *wafer SOI* utilisé dans notre cas se compose d'un substrat silicium « résistif », d'un oxyde enterré de 2,1 μm d'épaisseur, et d'une partie silicium fortement dopée sur la partie supérieure. En appliquant le potentiel sur le substrat silicium « résistif » on peut donc s'attendre à une diminution de la tension dans cette couche. La zone d'oxyde enterré va également être un frein à la polarisation, car elle peut être interprétée comme une zone capacitive qui va se charger lors de la polarisation. Néanmoins la zone de silicium dopée est particulièrement bien adaptée pour la soudure avec le verre.

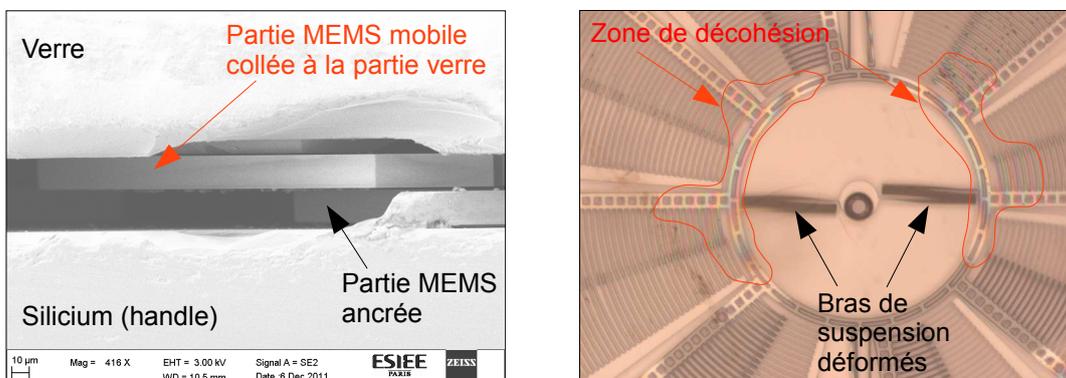


Figure III.48 Vue MEB de la tranche après soudure, vue microscope de la partie MEMS après soudure

Lors de l'échauffement puis de la polarisation des *wafers* une fine couche d'oxyde va se former entre les *wafers SOI* et verre. D'un point de vue extérieur on peut se représenter

cette association comme un circuit électrique, se composant de résistances pour représenter les parties silicium et verre et de capacités pour représenter les épaisseurs d'oxyde.

II.2.3.4 Soudure anodique avant libération

La soudure anodique après libération n'a pas permis d'obtenir une puce assemblée fonctionnelle en raison des conditions de soudure nécessaires et plus particulièrement de la tension de polarisation comprise entre 250 et 400 V. Afin de ne pas avoir d'actionnement de la structure MEMS pendant la soudure, le procédé va être légèrement modifié et des étapes supplémentaires vont être nécessaires. Le procédé verre qui consistait initialement à réaliser 3 niveaux de gravure et un niveau de métal, va maintenant nécessiter 4 niveaux de gravure dans le verre, pour pouvoir ouvrir la face arrière du verre. Cette ouverture va permettre de réaliser la soudure verre/silicium avant libération, puis de faire la découpe et pour terminer de réaliser la libération des structures MEMS via l'ouverture du verre.

L'ouverture du verre a été effectuée en gravant le verre uniquement par la face arrière en raison de la présence de relief et d'aluminium en face avant. Cette ouverture est relativement longue et difficile à contrôler en raison de la nature du verre et de la gravure isotrope. Le procédé complet avec l'ouverture face arrière a été réalisé sur deux wafers. La soudure a pu être effectuée sans problème d'auto actionnement. Les wafers ont ensuite été découpés en puce unitaire avant la libération. Cette étape de libération a donné un rendement très faible en raison d'un problème d'infiltration du HF vapeur dans les interstices du composant. Ce procédé semble tout de même être le plus adapté à une procédé de fabrication et d'assemblage sur tranche, mais nécessitera un développement plus approfondi de l'étape de libération et de sa prise en compte dans les étapes précédentes de fabrication.

II.2.3.5 Montage puce à puce

Le montage puce à puce permet, au regard des problèmes de soudure constatés précédemment, de réaliser l'assemblage de la partie mobile libérée et de la partie RF sans nécessiter de tension. Le montage puce à puce ne requiert que l'utilisation d'une colle conductrice et un recuit à une température inférieure à 150°C. L'assemblage a été réalisé sur une machine de « flip chip » T-3002 de chez Tresky, Figure III.49. Afin d'obtenir un maintien mécanique suffisant, de la colle UV a été disposée aux quatre coins de la puce. Cet assemblage va engendrer une augmentation non contrôlée du *gap* entre le composant MEMS

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative
et le substrat en verre. Ce montage permettra néanmoins de pouvoir caractériser la structure et
l'actionner.

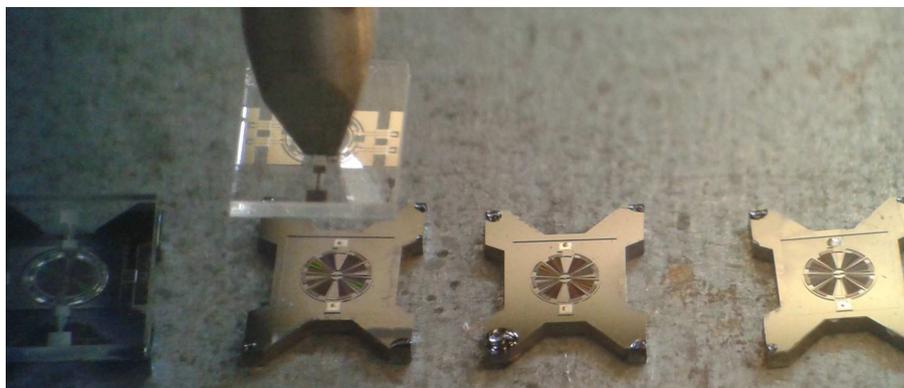


Figure III.49 Report de puce par montage « flip chip »

II.2.3.6 Puces unitaires (découpe)

Les masques ont été dessinés de telle sorte que les puces peuvent être mesurées sur tranche, cependant pour permettre l'accès des pointes sur le substrat en verre une zone a dû rester vide pour les mesures. Les puces sur le *wafers* ont donc une taille de 8x5 mm, ce qui est relativement grand pour un *MEMS* même packagé. Après la découpe des puces leur taille est ramenée à 4x5 mm, ce qui reste raisonnable pour un *MEMS* composé en réalité de 8 parties variables soit équivalent à un composant de type *MEMS RF* avec 1 à 8 valeurs différentes.



Figure III.50 Puces du RUN2 après découpe, taille 4x5mm

II.3 Caractérisation des dispositifs

Plusieurs wafers ont été réalisés lors de la fabrication, les mesures présentées ci-dessous sont celles des derniers lots, après la correction des erreurs de dessin et de procédé. La caractérisation sera séparée en 3 parties, la mesure des *wafers SOI* pour la validation du fonctionnement du *MEMS*, la caractérisation des *wafers* en verre pour la partie *RF* à vide et finalement les *wafers* après soudure anodique (ou collage puce à puce) pour la validation du fonctionnement dynamique.

II.3.1 Partie MEMS en DC

Les *wafers SOI* sont mesurés en salle blanche directement après l'étape de libération au HF en phase vapeur. Cela permet en cas de problème d'actionnement d'effectuer une nouvelle étape de libération. Afin de déterminer le déplacement de la structure mobile, la *wafer* est placée dans le système de mesure sous pointes *DC*, avec un microscope permettant de faire l'acquisition d'image pendant l'actionnement. Ces images vont ensuite être analysées en post-traitement sur un logiciel de mesure (*ImageJ*). Ce logiciel permet, lorsque que l'on connaît les dimensions dans une zone de l'image d'effectuer des mesures avec l'échelle de la photo. La précision de la mesure dépend essentiellement de la résolution de l'image et du zoom de l'optique. Afin de mesurer le déplacement deux techniques ont été testées, la première qui nécessite la calibration de l'échelle de l'image, ce qui nous permet de mesurer le déplacement en μm . La deuxième consiste à mesurer un angle sur la structure mobile (voir Figure III.51), et plus précisément sur la zone angulaire où les doigts fixes et mobiles se recouvrent. La méthode sélectionnée pour les mesures qui vont suivre est la deuxième car jugée, au vu des mesures, plus précise et moins dépendante de la résolution de l'image.

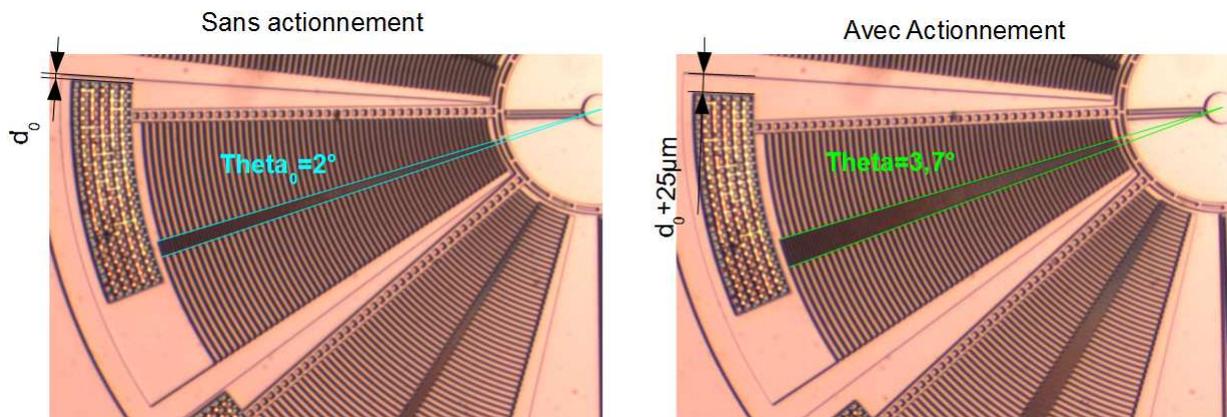


Figure III.51 Système de mesure pour le déplacement

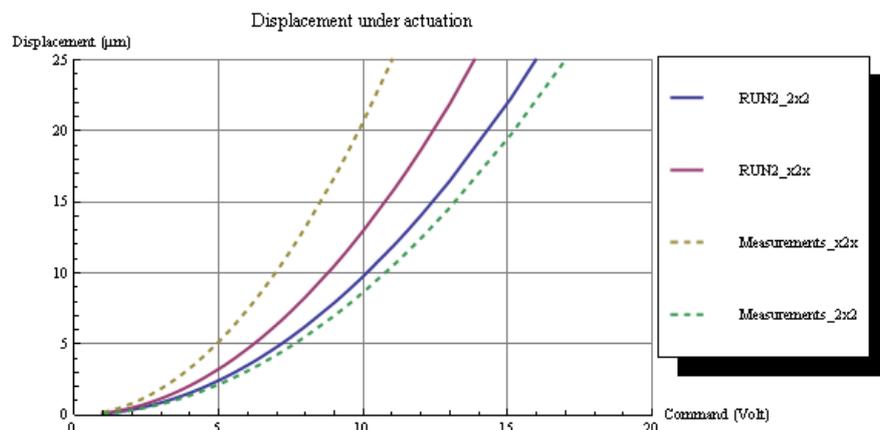


Figure III.52 Mesures DC sur le RUN2

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

Les premiers dispositifs qui ont été fabriqués ont été mesurés de cette façon. Le rendement des premiers dispositifs était très faible (<15%). Toutes les configurations n'ont donc pas pu être testées. Seul les motifs « 2x2 » et « x2x » ont montré des déplacements significatifs, voir Figure III.52. Pour la fabrication de ce *wafers* le type de contact pour la photolithographie de la structure mobile, qui présente des dimensions en limite d'utilisation pour la résine et pour le masque, a été de type « *hard* », ce qui correspond à une contrainte très forte entre le *wafers* et le masque lors de l'insolation, afin de réduire au maximum toute diffraction entre le masque et la résine. Enfin il a été décelé après fabrication, des erreurs de dessin au niveau de l'électrode mobile, qui empêchait la libération complète de la structure.

Les dessins de masque ont été corrigés afin de réaliser ce que nous appellerons la roue v3. Les *wafers* fabriqués avec les masques corrigés ont présenté de bien meilleurs rendements (>50%) après la libération. Pour l'étape de photolithographie, le contact a été de type « *soft* », ce qui impose une plus faible contrainte au *wafers* lors de l'insolation. Ce type de contact a été choisi car lors de l'utilisation d'un contact « *hard* », il y a eu des problèmes de collage de résine sur le masque. Cette modification s'est répercutée sur le motif résultant sur le *wafers*, qui a présenté des dimensions latérales plus faibles que sur le dessin de masque. Comme on avait pu le constater lors du *RUNI*, le fait d'avoir une diminution des dimensions latérales fait diminuer la tension de commande. C'est ce qui s'est passé pour les mesures des derniers *wafers*, voir Figure III.53. Le bon rendement de ces *wafers* a permis de caractériser la majorité des motifs.

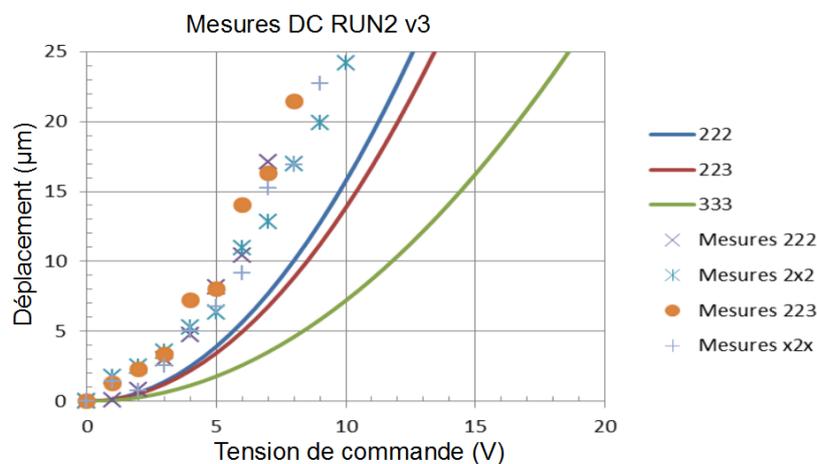


Figure III.53 Mesures DC sur le RUN2 v3

Comme on a pu le voir, toutes les mesures se limitent à un déplacement d'environ $25\mu\text{m}$ avec un actionnement de 10V . Cette limitation est due au fait que la structure se met à osciller, ce qui provoque un court-circuit entre le potentiel de la structure mobile et le potentiel de la partie ancrée. La source de tension utilisée pour la polarisation est limitée en courant pour éviter toute détérioration du *MEMS*, cette limitation en courant va donc faire chuter la tension lors du court-circuit. L'origine de cette oscillation n'a pas pu être déterminée, cependant une cause possible serait la source de tension qui ne serait pas suffisamment filtrée et qui laisserait passer une fréquence dans la plage de résonance du *MEMS*.

II.3.2 Partie RF sous pointes

Les deux wafers ont été soudés puis caractérisés sur tranche sans actionnement, les mesures RF suivantes seront donc statiques.

II.3.2.1 Inductances

Inductance L1

L'inductance L1 a été calculée avec une valeur de 0.22nH . Comme il a été expliqué précédemment, pendant la fabrication la photolithographie du motif a été altérée par de la diffraction qui a élargi la piste de l'inductance par endroit. Avec la position initiale et donc avec une valeur maximale on mesure une inductance de 0.49nH (@ 2GHz) avec un coefficient de qualité maximum de 5.37 (@ 8.3GHz), sa fréquence de résonance série est de 14.08GHz . En position minimale (avec l'électrode métallique qui recouvre complètement l'inductance) on mesure une inductance de 0.369nH (@ 2GHz), soit un rapport de variation de 33% , son coefficient de qualité est de 7.7 (@ 8.3GHz) et sa fréquence de résonance série de 20.8GHz . L'allure de l'inductance minimale n'est pas classique et cela doit certainement être du à la capacité (de très faible valeur) qui est ramenée par-dessus l'inductance et qui fait donc varier sa valeur.

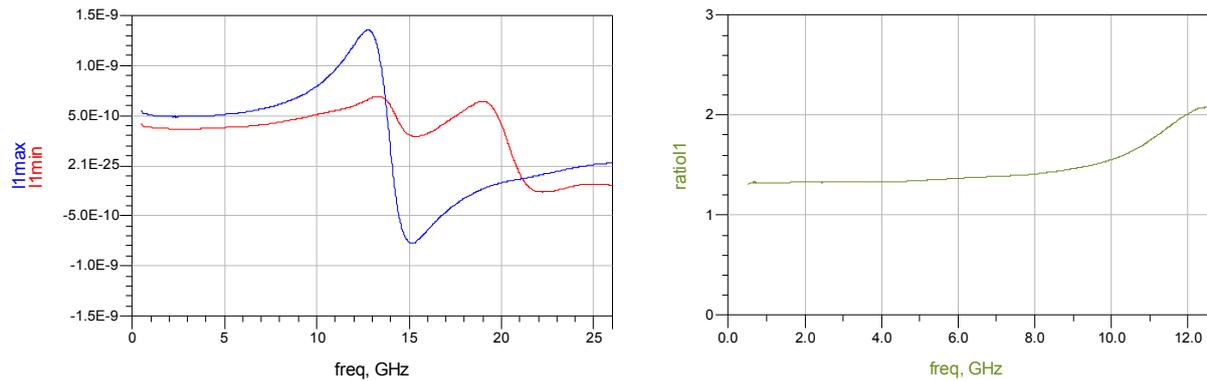


Figure III.54 Caractérisation de l'inductance L1 en position min et max, rapport de variation

Inductance L2

L'inductance L2 a été calculée avec une valeur de 0.45nH. En position initiale on mesure une inductance de 1.01nH (@2GHz) avec un coefficient de qualité maximum de 3.4 (@ 7.07GHz), sa fréquence de résonance série est de 14.25 GHz. En position minimale on mesure une inductance de 0.545nH (@2GHz), soit un rapport de variation de 85%, son coefficient de qualité est de 4.21 (@6.38GHz) et sa fréquence de résonance série de 12.58GHz.

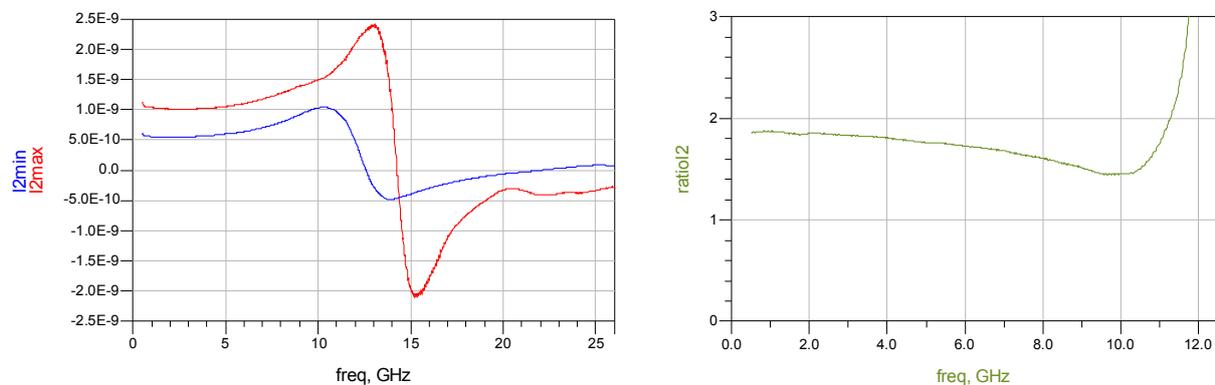


Figure III.55 Caractérisation de l'inductance L2 en position min et max, rapport de variation

Inductance L3

L'inductance L3 a été mesurée en position initiale à 3.72nH (@2GHz) avec un coefficient de qualité maximum de 0.74 (@ 2.03GHz), sa fréquence de résonance série est de 3.58 GHz. Les faibles valeurs de coefficient de qualité et de fréquence de résonance sont dues à la taille et à la forme de l'inductance qui ne sont pas idéaux pour obtenir un bon effet inductif. Les différents changements de niveaux qui contribuent à de nombreux changements d'impédance expliquent la réduction du coefficient de qualité. Cette inductance n'a pas été dessinée en position minimale sur le masque et n'a donc pas pu être mesurée (sans actionnement).

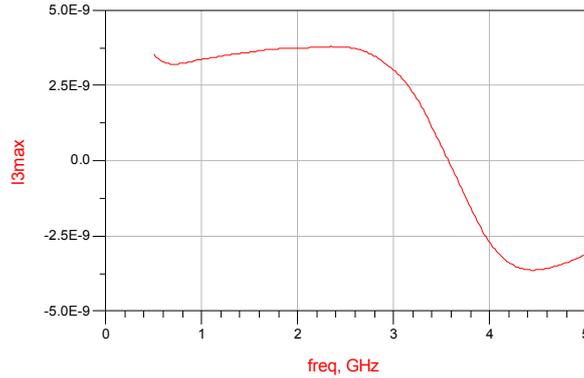


Figure III.56 Caractérisation de l'inductance L3 en position max

II.3.2.2 Capacités

Capacité « 8capa »

Le motif « 8capa » qui se compose de 8 capacités, a été calculé avec une valeur de 70fF (pour la capacité surfacique). Lors de la caractérisation de ces motifs la capacité maximale mesurée est de 407fF (@2GHz) avec une fréquence de résonance série de 25.8GHz. Lorsque l'électrode mobile ne recouvre plus les électrodes fixe la capacité chute à 204fF (@2GHz), soit un rapport de variation de 99.5%. Ces mesures sont issues des données brutes (sans DeEmbedding).

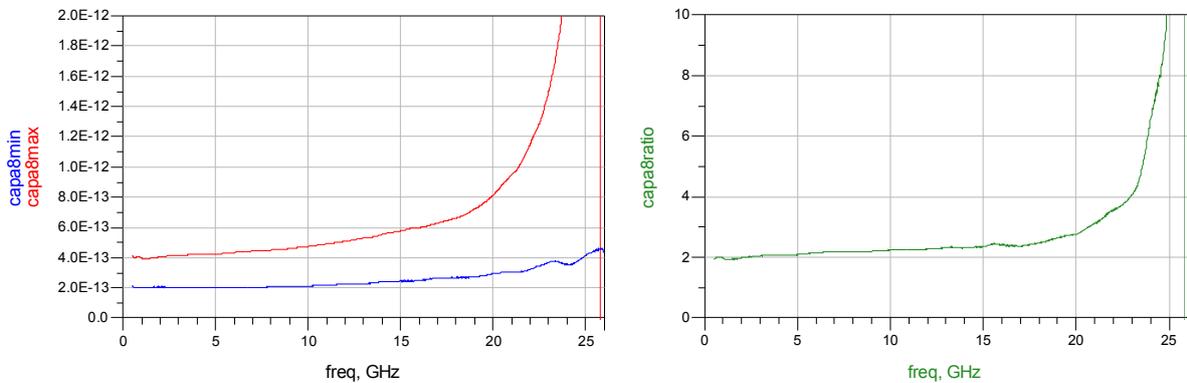


Figure III.57 Caractérisation des capacités « 8capa » en position min et max, rapport de variation

Capacité « 4capa »

Le motif « 4capa » qui se compose de 4 capacités de 140fF. Expérimentalement cette capacité a été mesurée à 421fF (@2Ghz) avec une fréquence de résonance série de 21.9Ghz. Lorsque l'électrode mobile ne recouvre plus les électrodes fixe la capacité chute à 229fF (@2Ghz) avec une fréquence de résonance à 24.66Ghz, soit un rapport de variation de 83.8%.

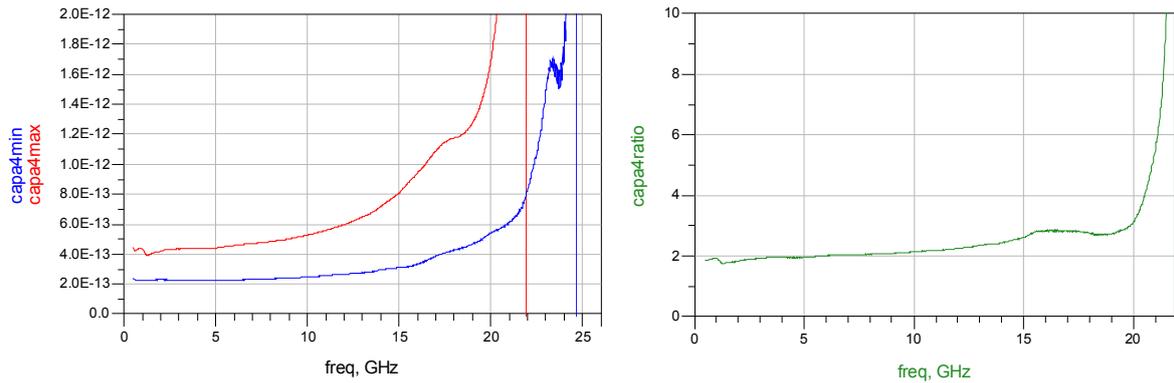


Figure III.58 Caractérisation des capacités « 4capa » en position min et max, rapport de variation

Capacité « 2capa »

Le motif « 2capa » qui se compose de 2 capacités de 280fF. Expérimentalement cette capacité a été mesurée à 636fF (@2Ghz) avec une fréquence de résonance série de 15.72Ghz. Lorsque l'électrode mobile ne recouvre plus les électrodes fixes la capacité chute à 354fF (@2Ghz) avec une fréquence de résonance à 15.91Ghz, soit un rapport de variation de 79.7%.

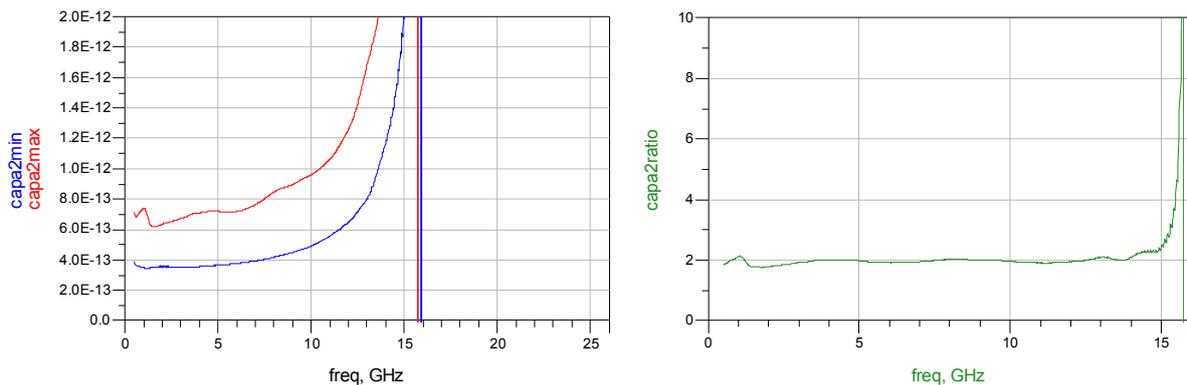


Figure III.59 Caractérisation des capacités « 2capa » en position min et max, rapport de variation

Les mesures statiques présentent des variations plus faibles que théoriquement en raison encore une fois de la « connectique » qui est nécessaire pour la caractérisation des composants unitaires. Les capacités mesurées sont donc toutes plus grandes que prévu et laissent apparaître un rapport C_{max}/C_{min} d'autant plus faible.

II.3.3 Hybride *RF+DC*

Le montage des puces par la méthode du « flip chip » a permis d'obtenir des puces assemblée et fonctionnelles. Cependant en raison de l'épaisseur de la colle conductrice, les gaps défini lors du procédé de fabrication ne sont plus maîtrisés, ce qui entraîne une diminution de la capacité variable. On peut voir sur la courbe de variation de la capacité « 4capa » une variation dans la plage de fréquence de 10 à 15GHz d'environ 30%, Figure

III.60. On peut également noter l'apparition d'un pic de résonance à 7.4GHz lorsque la tension d'actionnement atteint 25V. Ce pic de résonance peut être causé par une déformation hors plan de la structure du fait d'un gap non constant entre la partie silicium et la partie verre, pouvant provoquer des torsion de la structure.

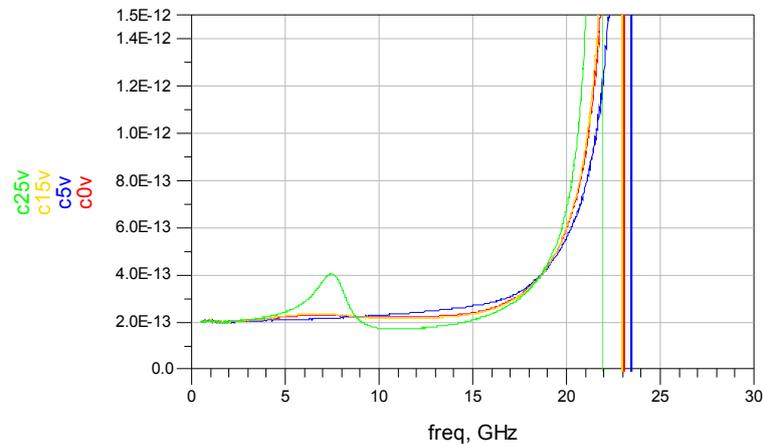


Figure III.60 Caractérisation d'une capacité « 4capa » assemblée par montage « flip chip » avec actionnement DC de 0 à 25V de 0 à 26GHz.

II.4 Synthèse

Ce deuxième *RUN* a contribué à faire avancer la conception d'un système de rotation *MEMS* permettant de faire varier à la fois des capacités, mais également des inductances RF. La conception de ce *RUN*, qui a pris comme base le *RUNI*, a été orientée par l'étude du *pull-in* ce qui a permis de développer un nouveau système de *comb-drives* incurvés. Les nouvelles structures présentent des performances en termes de sensibilité en tension en augmentation. Pour la structure la plus performante du *RUNI* (D1) il fallait 42V de tension de commande pour obtenir un déplacement de $200\mu\text{m}$ (en simulation), dans le cas des nouvelles structures la plus performante (« 222 ») nécessite 36V, soit une réduction de 15% de la tension d'actionnement.

La mise au point du procédé de fabrication a nécessité l'ajout de 2 niveaux de masque, ce qui ramène le total à 7 pour ce *RUN*. Le procédé a été ajusté afin d'obtenir dans le cas du *wafers* en verre, les 3 niveaux de gravure nécessaire pour l'assemblage de la structure. Le procédé sur *SOI* a également été ajusté afin de permettre l'ouverture de la face arrière du *wafers* pour la reprise des contacts *DC* et *RF* sur le verre. La fabrication des deux *wafers* n'a pas posé de problème bloquant, contrairement à la phase d'assemblage. La soudure anodique des *wafers* *SOI* et verre devait être la dernière étape, qui permettait à la fois de faire

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative

fonctionner le système de capacité variable mais également d'effectuer une mise en boîtier pendant le procédé de fabrication, mais n'a pas été possible avec le procédé et les masques actuels en raison d'un problème de collage du *MEMS* qui empêche son déplacement. Ce point est toujours à l'étude et des solutions alternatives, essentiellement sur la fin du procédé avant libération, sont à envisager. L'alternative la plus rapide qui a été utilisée a été de découper les *wafers*, avant libération pour la partie *SOI*, et de faire un assemblage manuel, puce à puce comme pour le *RUNI*. Cet assemblage ne permet pas d'avoir un contrôle des *gaps* très précis nécessaires pour obtenir les valeurs de capacité voulues, cependant c'est cet assemblage qui a permis d'effectuer les mesures.

Les mesures *DC* ont montré une amélioration notable du déplacement des structures en comparaison avec le premier *RUN*, le déplacement qui a été obtenu est maintenant de $25\mu\text{m}$ sous 10V comparé au $10\mu\text{m}$ sous 7V du *RUN* précédent. Ce déplacement reste cependant toujours un peu faible par rapport au débattement possible de $200\mu\text{m}$ de la structure mobile. La tension d'actionnement et plus particulièrement la source de tension a été mise en cause pour expliquer cette limitation, qui n'est vraisemblablement pas un problème de *pull-in* mais plutôt de mise en résonance de la structure. Pour la partie *RF*, les mesures statiques ont permis dans un premier temps de déterminer la plage de variation possible pour le déplacement maximum de la structure. Pour les capacités, les valeurs minimales obtenues sont de 200fF , et sont principalement due aux lignes d'accès *RF* et aux lignes de connexion entre les capacités (pour les motifs « *2capa* » et « *4capa* ») dont les longueurs sont comprises entre 800 et $1300\mu\text{m}$ suivant les motifs. Les plages de variation en capacités obtenues sont comprises entre 79.7% et 99.5% et restent faibles en raison de la forte capacité minimale qui dégrade ce rapport de variation. Pour les inductances on note également une augmentation des grandeurs mesurées due à l'effet inductif de la ligne d'accès *RF* mais également aux variations de largeur de ligne de l'inductance. Pour les petites inductances, on a pu relever des valeurs de 0.5nH et 1nH avec des variations respectivement de 33% et 85% .

Les mesures dynamiques ont permis de montrer la variation de capacité en fonction de la tension d'actionnement. Ces mesures sont assez éloignées des prévisions en raison de l'assemblage par « *flip chip* » nécessaire suite au problème de soudure des *wafers* et de l'influence notable des capacités liées aux accès. L'assemblage final, et plus particulièrement la technologie d'assemblage reste encore un point à approfondir pour permettre l'utilisation d'un tel composant dans un système.

III Conclusion

Ce chapitre, qui reprend l'étude et la conception de la structure rotative du RUN1, s'est orienté sur l'amélioration du système d'actionnement rotatif et sur le développement d'un nouveau procédé technologique pour la réalisation des composants du RUN2.

La première réalisation (Chapitre II) qui a révélé des problèmes de *pull-in* a donné lieu à l'étude approfondie de ce phénomène dans le cas des *comb-drives* incurvés. Une approche analytique a été effectuée, ce qui a permis de mettre en équation le phénomène le *pull-in* suivant deux hypothèses. La première en représentant un doigt du *comb-drive* par une forme rectiligne, tout en gardant la même longueur, et la deuxième en prenant en compte la courbure du doigt. Ces deux hypothèses ont affiché des écarts de valeur d'environ 10%. Cette analyse a permis de déterminer les paramètres critiques permettant de réduire les effets de *pull-in* pour s'en affranchir. La structure des *comb-drives* a ensuite été modifiée et a donné lieu à la conception de *comb-drives* à largeur de doigts et/ou à gap variable pour conserver une rigidité constante des doigts.

Les *comb-drives* modifiés ont été intégrés dans les dispositif du RUN2, qui a conservé certains éléments du RUN1. L'ajout de deux *comb-drives* a contribué à une réduction de 15% de la tension d'actionnement. Le procédé de fabrication a nécessité un développement plus poussé, principalement pour l'association finale des deux wafers. Le nombre de masque nécessaire est passé de 5 à 7 niveaux. La fabrication a mis en évidence des problèmes lors de la dernière étape qui consiste à solidariser les deux wafers. Cette étape était prévue pour être réalisée après libération des structures mobiles par soudure anodique mais reste encore problématique. Les mesures DC ont néanmoins montré une amélioration notable du déplacement de la structure qui atteint maintenant $25\mu\text{m}$ sous 10V. Comme ce déplacement reste encore assez faible par rapport au débattement maximum de la structure, la nécessité d'une électronique de commande spécifique pour son augmentation est à envisager. Les composants ont été caractérisés du point de vue RF permettant de vérifier les rapports de variation des différentes configurations. Afin d'obtenir des composants fonctionnels deux solutions ont été envisagées, la première qui a consisté à réaliser l'assemblage des deux parties par montage puce à puce permettant de ne pas détériorer les parties mobiles mais avec le désavantage de ne plus maîtriser les gaps, et la deuxième qui a consisté à effectuer une ouverture du substrat en verre pour effectuer la libération des structures après soudure. Ce dernier n'a pas permis de réaliser correctement l'étape de libération. La caractérisation des

Chapitre III Etude et amélioration de l'actionnement électrostatique pour une structure rotative
composants en dynamique a montré une variation de la capacité avec l'actionnement DC, mais les conditions n'étant pas optimales, la structure présente des variations de capacité d'environ 30% entre 10 et 15GHz.

L'ensemble de cette étude a tout de même permis de développer un procédé technologique original adapté à la fabrication d'un MEMS RF en SOI/verre comportant 1 à 8 composants (L ou C) variables simultanément, encapsulés, et de dimension inférieure à 5x5mm². Seul un verrou technologique lors de la dernière étape de soudure reste à débloquent.

Chapitre IV Du VCO au translateur de fréquence

L'application finale de cette étude est d'associer les composants *MEMS* (Chapitre 3) à des circuits actifs (transistors) afin de les intégrer dans des systèmes de type *VCO* ou mixer. Le circuit actif qui sera utilisé pour la réalisation du *VCO* devrait être conçu en technologie intégrée en faisant appel à un fondeur de circuits intégrés (ou via une plateforme de *wafers* multi projets comme *CMP*). Cependant la technologie de fabrication de circuits intégrés n'étant pas le cœur du sujet et n'étant pas disponible dans le laboratoire de l'ESIEE la conception d'un circuit intégré a été mise en option comme piste d'amélioration du démonstrateur. Les circuits actifs seront donc réalisés en technologie hybride en faisant appel au report de puces sur des substrats céramiques en alumine. L'objectif ici est de configurer une architecture classique de *VCO* afin de pouvoir adresser les bandes de fréquence du cahier des charges.

Le montage conçu est composé d'un transistor très large bande à partir duquel des calculs analytiques ont été effectués afin de trouver les valeurs des différents circuits d'accord à connecter aux 3 ports du transistor. Ces 3 circuits d'accord seront tout d'abord figés afin de tester le circuit d'oscillateur en simulation et pour valider le montage après fabrication. Un des circuits d'accord sera ensuite utilisé pour obtenir une variation de fréquence, il sera constitué d'une des capacités *MEMS* du *RUN2*. Le layout sera réalisé sur ADS momentum puis réinjecté dans la simulation circuit afin de vérifier le bon fonctionnement de l'oscillateur.

Enfin pour valider le principe de transposition de fréquence, le *VCO* précédent pourra être associé à un mélangeur à varactor pour réaliser le bloc de transposition. Mais cette partie n'aura pas pu être étudiée faute de temps.

I Etude de l'architecture

Les capacités *MEMS RF* réalisées pendant le deuxième *RUN* sont connectées à la masse pour simplifier les accès et augmenter le nombre de connexion par puce (jusqu'à 8 lignes coplanaires). Cette particularité va limiter les possibilités en termes de structure de VCO. Afin de fabriquer le VCO dans le laboratoire de l'ESIEE, il sera réalisé sur une céramique (alumine), sur laquelle sera monté un transistor ainsi que les différents éléments passifs.

Le type de montage va donc être limité par la capacité variable qui devra être à la masse. En parcourant les diverses publications et livres sur le sujet on peut trouver des montages hybrides à base de transistor avec 3 circuits d'accord séparés (voir Figure IV.1) afin de réaliser un VCO large bande, ces 3 éléments permettent de faire varier la fréquence du circuit résonant, d'adapter la polarisation et d'adapter l'impédance de sortie.

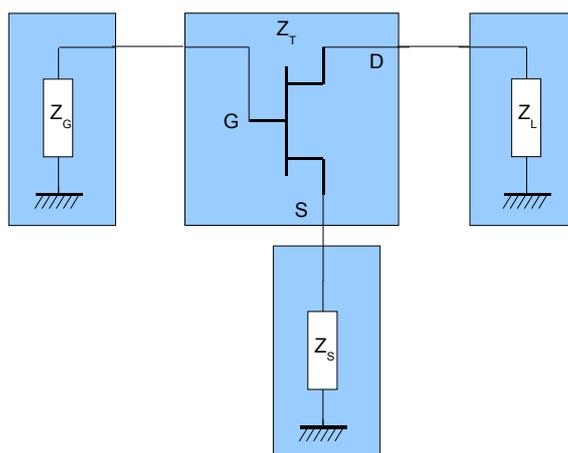


Figure IV.1 Structure de l'oscillateur avec ses 3 circuit d'accords

I.1 Choix du transistor et modèle équivalent

Le transistor sélectionné pour réaliser ce montage est le NE3210S01 de chez NEC. C'est un transistor à effet de champs à hétéro jonction. Il a été choisi pour ses performances sur la bande utile, de 2 à 20GHz. Il présente un gain de 13.5dB à 12GHz et un facteur de bruit de 0.35dB. Dans une annexe de la *datasheet* est fourni le modèle équivalent nommé « Series IV Libra TOM Model » (voir Figure IV.2), les valeurs associées sont répertoriées dans le **Tableau IV.1**.

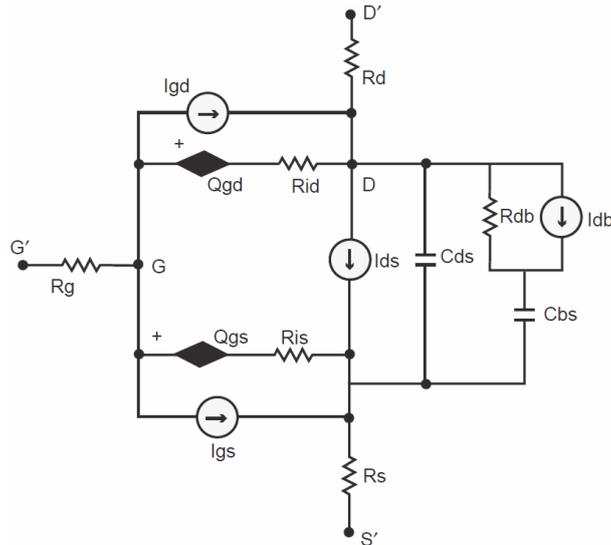


Figure IV.2 Modèle équivalent du HJFET, « Series IV Libra TOM Model »

Description	Nom	Valeur
Résistance de gate (d'accès)	Rg	8 Ohms
Résistance interne entre la gate et la source	Ris	0 Ohms
Résistance interne entre la gate et le drain	Rid	0 Ohms
Résistance de drain (d'accès)	Rd	0.5 Ohms
Résistance drain/b	Rdb	5000 Ohms
Résistance de source (d'accès)	Rs	3 Ohms
Capacité gate/drain	Qgd	14 fF
Capacité gate/source	Qgs	360 fF
Capacité drain/source	Cds	120 fF
Capacité b/source	Cbs	1 nF
Source de courant entre la gate et le drain	Igd	/
Source de courant entre la gate et la source	Igs	100 μ A (typiquement)
Source de courant entre le drain et la source	Ids	5 à 20 mA (typiquement)
Facteur de correction de la conductance de sortie HF	Idb	/

Tableau IV.1 Caractéristiques constructeur du NEC3210S01

Le modèle fourni dans la *datasheet* est trop complexe pour être utilisé de façon analytique, il va donc falloir le simplifier. On peut tout d'abord commencer par supprimer les éléments avec des valeurs nulles comme **Ris** et **Rid**. Les sources de courant non définies, ou très faibles devant la source de courant **Ids** ont été supprimées (**Igd**, **Igs** et **Idb**). Tous les paramètres de ce modèle ne seront pas utilisés pour la simulation, nous avons donc encore simplifié le modèle équivalent pour nos calculs, voir Figure IV.3.

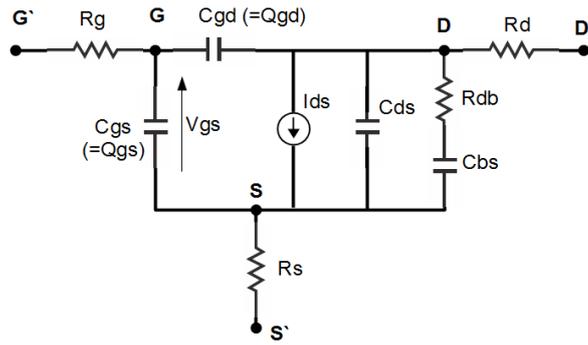


Figure IV.3 Modèle simplifié du NE3210S01

I.2 Polarisation du transistor pour les contraintes de gain et de consommation

La source de courant I_{ds} dépend de la tension d'alimentation du transistor V_{ds} et de sa tension de polarisation V_{gs} ainsi que des paramètres physiques du transistor définis dans la documentation. La puissance maximale dissipée par le système qui est définie dans le cahier des charges est de 30mW, la zone où le transistor (uniquement) dissipe une puissance supérieure est d'ores et déjà exclue, voir Figure IV.4. Afin de vérifier que le modèle est conforme aux mesures on simule le modèle complet dans les mêmes conditions.

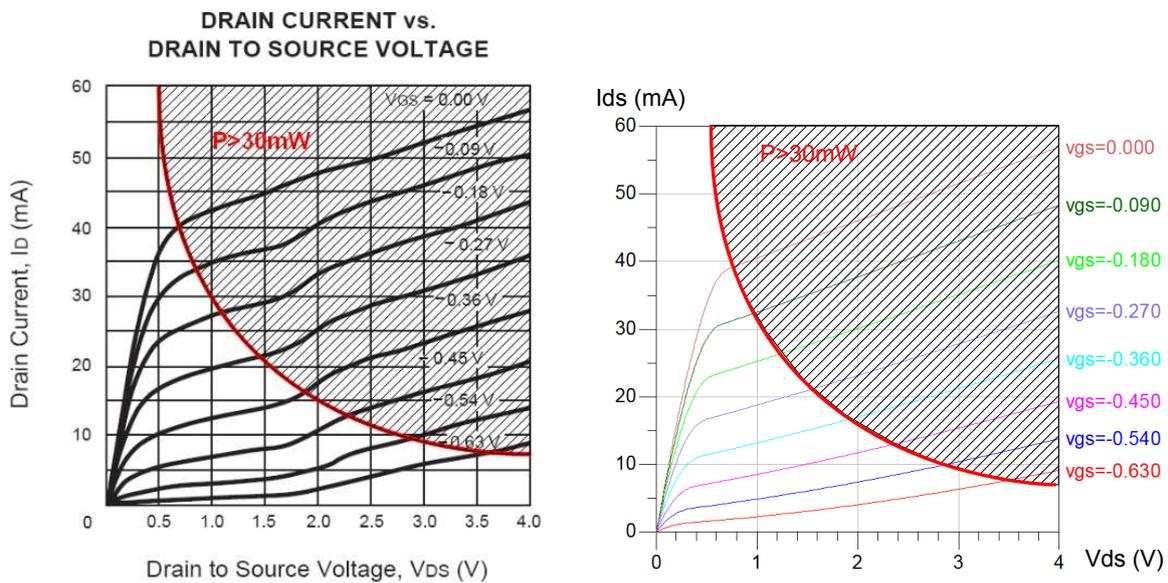


Figure IV.4 Courant de drain en fonction de V_{DS} et V_{GS} du NE3210S01 (données constructeur), simulation du modèle complet

I.3 Calculs matriciels sur le transistor et les circuits d'accord associés

L'équipe du centre de recherche de Mitsubishi a réalisé en 2005 un VCO [Tsu05] avec 3 circuits d'accords (un sur chaque port d'un transistor). Ils ont présenté leurs calculs [Tsu08a] en partant des paramètres d'un transistor auquel ils ont rattaché les 3 circuits

d'accord. En se basant sur leurs travaux de recherche, l'idée est ici d'utiliser leur méthode pour réaliser un *VCO* à partir d'un transistor large bande auquel sera rattaché un composant *MEMS* du *RUN2* possédant au moins 3 éléments variables simultanément (jusqu'à 8 éléments simultanément variables disponibles dans les dispositifs du *RUN2*).

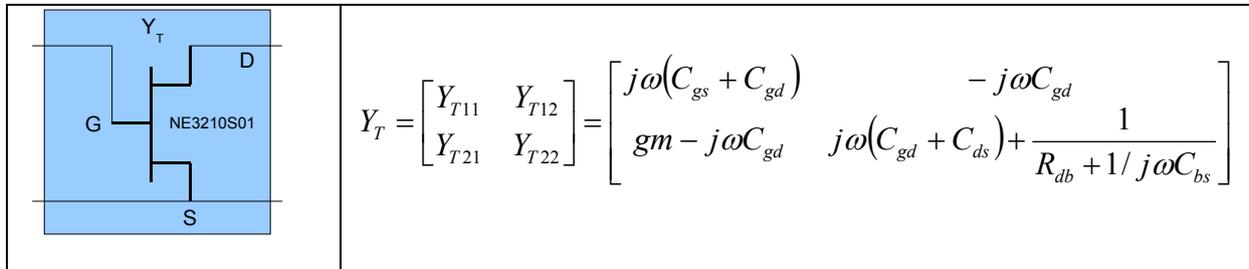


Figure IV.5 Représentation en quadripôle du transistor NE3210S01 et matrice admittance associée

La matrice représentant le transistor est déterminée en admittance pour des raisons de simplicité. Elle doit ensuite être convertie en matrice impédance pour permettre l'ajout d'un quadripôle en série, qui représentera le circuit d'accord connecté à la source du transistor. L'ajout d'un élément en série sur une matrice impédance est très simple et se fait par addition des termes de même indices des matrices.

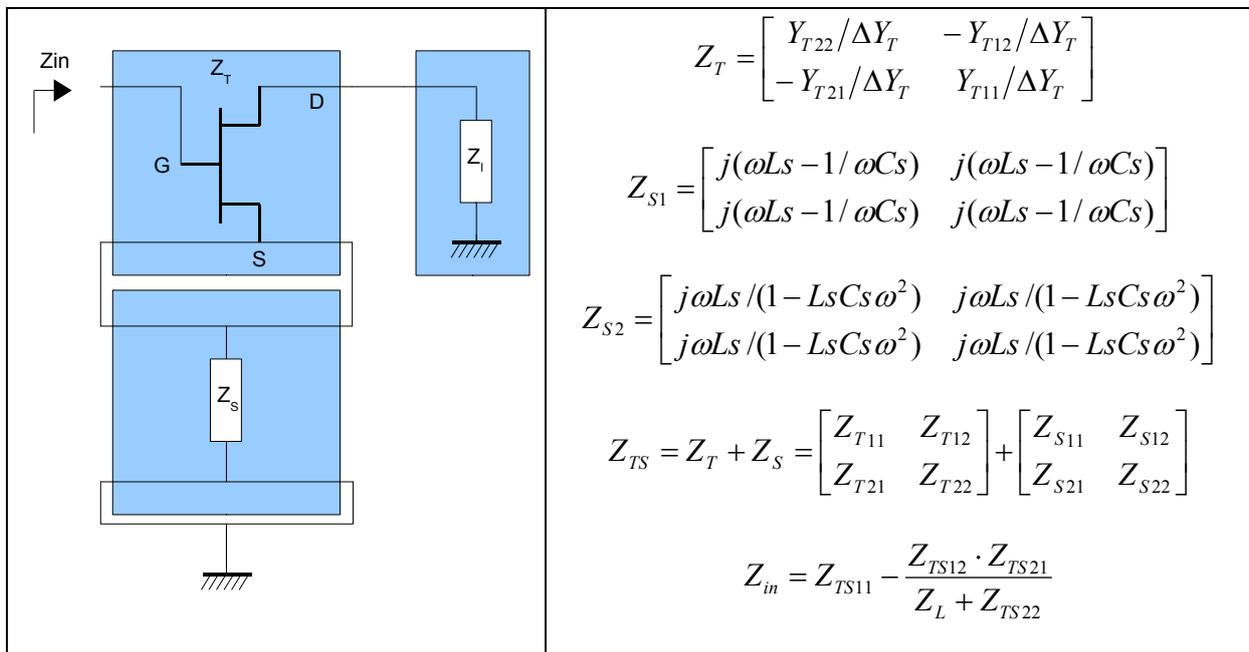


Figure IV.6 Transistor en série avec le circuit d'accord Z_s

Un élément de contre-réaction série Z_s est ajouté dans la source du transistor afin de satisfaire la condition de résistance négative vue de Z_{in} . Cet élément Z_s peut être un circuit LC série (Z_{s1}) ou parallèle (Z_{s2}), le deuxième cas étant privilégié car il permet d'avoir un potentiel à la masse en *DC*. Afin de calculer l'impédance d'entrée Z_{in} , une impédance de

charge Z_l est connectée sur le drain du transistor. Les formules analytiques qui sont calculées sur le logiciel *mathematica* sont trop complexes pour être présentées ici mais le *notebook* ainsi que les équations de sorties sont disponibles en **Annexe II**.

I.3.1 Condition d'oscillation en module

Afin de satisfaire la première condition d'oscillation il faut que la partie réelle du circuit (vue de Z_{in}) soit négative. Pour cela on va chercher la valeur maximale de la partie réelle du circuit vue de Z_{in} . On calcule donc la dérivée de $\text{Re}(Z_{in})$ qui doit être égale à 0, et on détermine X_s , X_s est forcément de signe positif.

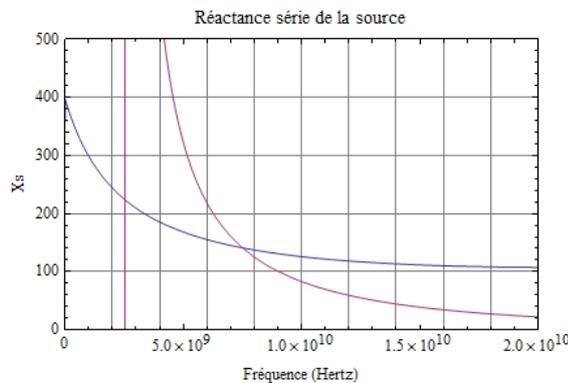


Figure IV.7 Réactance série X_s

Deux solutions sont possibles, la première qui trouve son maximum à 400 et qui est utilisable sur toute la plage de fréquence utile, et la deuxième qui n'est utilisable qu'à partir de 2.5GHz. À partir de ces 2 solutions, on va maintenant calculer les valeurs des composants L et C permettant d'obtenir cette condition d'oscillation.

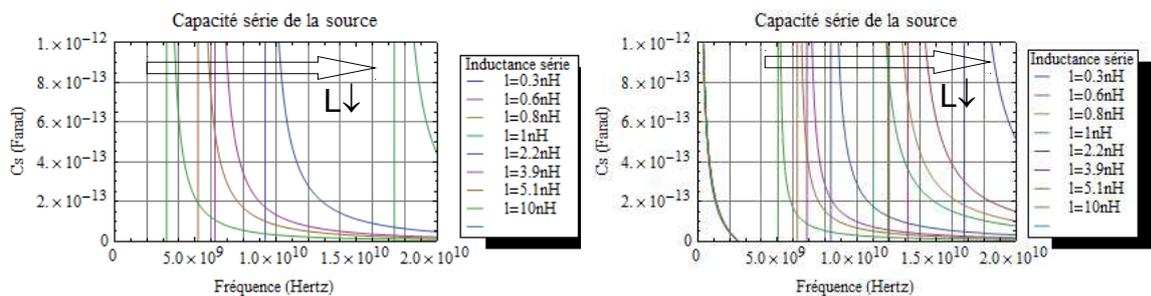


Figure IV.8 Capacité série dans la source, cas n°1, cas n°2

Pour le premier cas, les inductances de faible valeurs ($<1\text{nH}$) ne semblent pas convenir. L'utilisation d'une inductance de 10nH semble correspondre aux critères de fréquence et de capacité. Pour le cas 2 le choix reste identique.

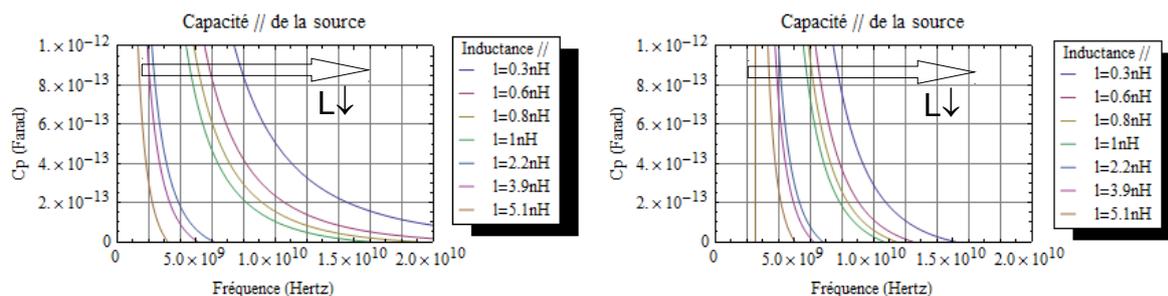


Figure IV.9 Capacité parallèle dans la source, cas n°1, cas n°2

Dans le cas 1, l'inductance de 1nH semble être la plus optimale, pour couvrir la plage de fréquence et pour avoir une capacité avec des valeurs réalistes. Dans le cas 2, aucune inductance ne satisfait à la fois la plage de fréquence et des valeurs de capacités réalisables.

Les choix de composants pour les 4 couples sont présentés dans le Tableau IV.2.

Capacité associée	Cas n°1	Cas n°2
Cas série : $L_s=10\text{nH}$	30fF	
Cas parallèle : $L_p=1\text{nH}$	100fF	25fF

Tableau IV.2 Couple de valeur pour les éléments LC du circuit d'accord dans la source à 10GHz

I.3.2 Condition d'oscillation en phase

Après avoir déterminé le choix des éléments du circuit d'accord Z_s , le calcul de Z_g va pouvoir être effectué afin de satisfaire le deuxième critère d'oscillation. Pour cela on remplace X_s par les deux montages et on incorpore les valeurs calculées. On obtient donc au final 3 courbes, voir Figure IV.10.

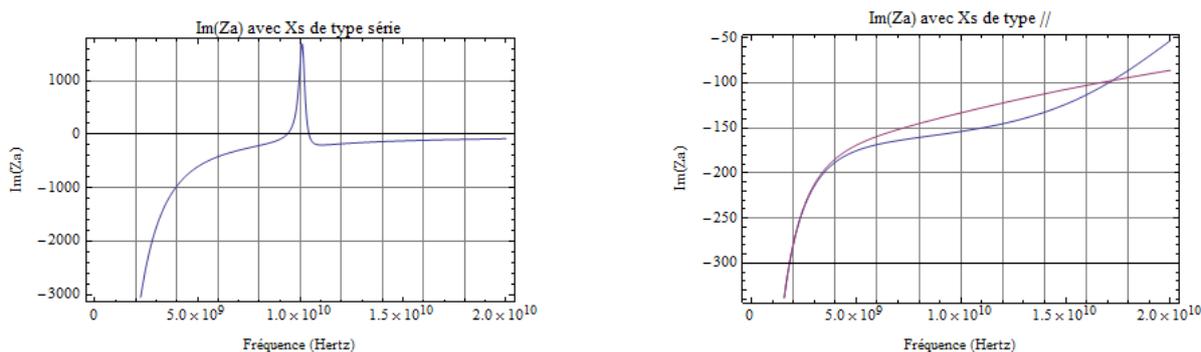


Figure IV.10 Impédance imaginaire de Z_a pour le cas où X_s est de type série, ou parallèle

Dans le cas où X_s est de type série une résonance apparaît à 10GHz (qui est la valeur fixée pour déterminer la valeur des composants L et C). Le système serait donc oscillant à 10GHz sans circuit d'accord X_g , ce qui ne permet donc pas d'avoir une variation de la fréquence d'oscillation. Dans l'autre cas on obtient des valeurs négatives sur toute la bande d'intérêt. Le calcul de X_g va être maintenant effectué pour compenser l'impédance imaginaire

de Z_a . En combinant le nombre de solution pour X_s et pour X_g on trouve 6 solutions qui sont résumées dans le Figure IV.11 pour une fréquence de résonance à 10GHz.

$X_g \backslash X_s$	Série L _{ss} =10nH C _{ss} =30fF	Parallèle cas n°1 L _{sp} =1nH C _{sp} =100fF	Parallèle cas n°2 L _{sp} =1nH C _{sp} =25fF
Série	L_{gs}=10nH C_{gs}=8fF	L _{gs} =10nH C _{gs} =33fF	L _{gs} =10nH C _{gs} =32fF
Parallèle	L _{gp} =1nH C _{gp} =265fF	L _{gp} =1nH C _{gp} =150fF	L _{gp} =1nH C _{gp} =134fF

Figure IV.11 Choix des couples de valeur LC pour les circuits d'accord X_g et X_s , pour une fréquence de résonance à 10GHz

Le jeu de valeur « série-série » est éliminé en raison de la trop faible valeur de capacité (8fF). Ces solutions mêmes si elles utilisent des valeurs de composants très faibles vont servir de point de départ pour les simulations RF via le logiciel HP-ADS. Les montages qui vont être simulés auront comme paramètres principaux les 4 éléments calculés précédemment (Ls, Cs, Lg et Cg) ainsi que les tensions d'alimentation et de polarisation (V_{ds} et V_{gs}).

II Validation du VCO idéal sur ADS

Pour les simulations ADS, le schéma va être composé, comme dans l'étude théorique, d'un transistor NE3210S01, polarisé de telle sorte que la consommation du transistor soit inférieure à la consommation totale limite du *VCO*. Le courant de polarisation sera compris entre 10 et 20mA pour tension V_{dc} de 1 à 2V (voir Figure IV.4). Dans l'étude analytique du transistor, l'alimentation et la polarisation n'a pas été prise en compte pour les circuits d'accord. Il s'avère que pour pouvoir correctement l'alimenter, il faut que le circuit d'accord sur la source soit de type parallèle, pour pouvoir laisser passer la tension. Pour la polarisation c'est la réflexion inverse, il ne faut pas que la polarisation *DC* puisse passer à la masse, il faut donc que le circuit d'accord de la *gate* soit de type série. Ces deux conditions vont donc limiter les solutions qui avaient été envisagées. Le circuit va être testé en premier lieu avec le modèle du transistor et avec des composants idéaux, afin de déterminer les valeurs nécessaires pour obtenir la variation de fréquence maximale. Dans un deuxième temps les composants vont être choisis en fonction de leur disponibilité réelle et leurs modèles vont être utilisés pour la simulation, ce qui va de toute évidence modifier la plage d'accord résultante. Les mesures *RF* du *RUN2* vont ensuite être injectées dans la simulation afin de déterminer la plage d'accord envisageable pour le démonstrateur.

II.1 Simulation du montage avec des composants idéaux

Le schéma qui a été implémenté sur ADS est celui du transistor NE3210S01 avec pour le circuit d'accord sur la source un circuit LC parallèle, et pour le circuit d'accord de la *gate* un circuit LC série (voir Figure IV.12).

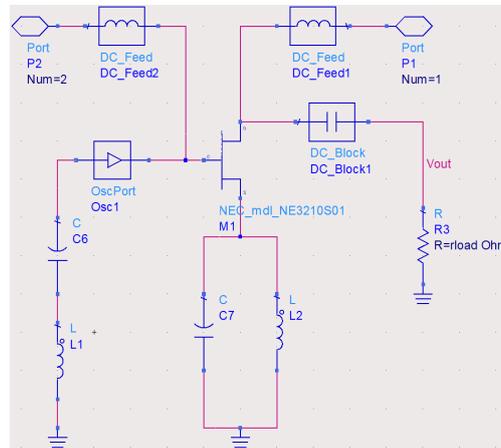


Figure IV.12 Schéma du VCO à composants idéaux

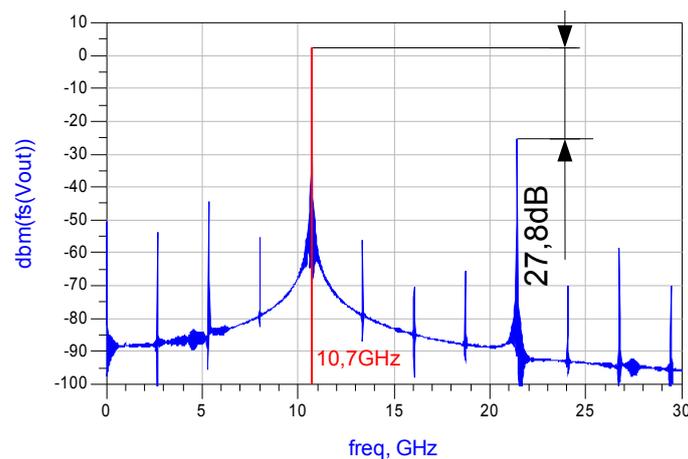


Figure IV.13 Spectre de sortie de la simulation temporelle avec des composants idéaux

La simulation sur ADS avec les paramètres calculés dans l'étude analytique donne une fréquence d'oscillation de 10.7GHz avec une puissance de sortie de 2.46dBm. Les paramètres du circuit sont les suivants :

- Circuit d'accord sur la source de type parallèle ; $L_{sp}=1\text{nH}$ $C_{sp}=100\text{fF}$
- Circuit d'accord sur la *gate* de type série ; $L_{gs}=10\text{nH}$ $C_{gs}=33\text{fF}$
- Tension d'alimentation $V_{ds}=2\text{V}$
- Tension de polarisation $V_{gs}=-0.3\text{V}$ ($I_{ds}=21.35\text{mA}$)

Le courant a dû être augmenté car même si le circuit oscillait bien autour de 10GHz, le bruit dans la bande de 2 à 6 GHz était anormalement élevé. On peut noter la présence de la fréquence double de l'oscillateur, ce qui était prévisible, cependant la différence de puissance par rapport à la fréquence de résonance est de 27.8dB. L'autre jeu de valeurs qui utilisait la même configuration (circuit d'accord parallèle sur la source et série sur la *gate*), n'a pas permis d'obtenir d'oscillations.

Ce circuit qui avait été préalablement calculé et simulé, va être utilisé pour réaliser la fonction VCO. Il va donc falloir faire varier les paramètres qui ont un impact important sur la fréquence de résonance et de préférence les éléments capacitifs. Le premier point à vérifier concerne la disponibilité des valeurs de composants.

III Vérification de l'oscillation avec des valeurs réelles de composants

Les composants CMS, disponibles dans le commerce, proposent un large choix de valeurs mais restent cependant limités pour les valeurs en dessous du picofarad. Les valeurs de composants déterminées analytiquement sont de l'ordre de 1nH à 10nH pour les inductances et de 30 à 150 fF pour les capacités. Les inductances dans cette gamme de valeurs sont disponibles mais les capacités les plus faibles sont de 100fF avec des tolérances de l'ordre de 10 à 50%.

III.1 Utilisation de composants idéaux

En reprenant la méthode analytique, et en prenant en compte les valeurs de composant disponibles (capacité \geq à 0.5pF, inductance supérieure à 0.3nH) on trouve pour le circuit d'accord de la source une inductance de 0.6nH en parallèle avec une capacité de 0.5pF, Figure IV.14.

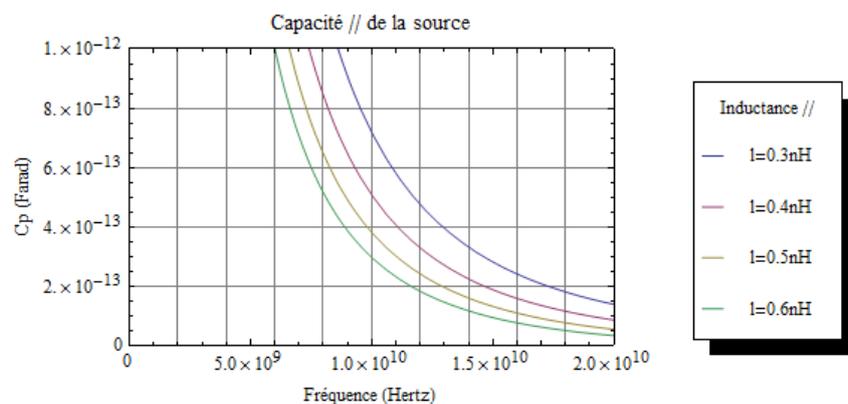


Figure IV.14 Capacité parallèle du circuit d'accord de la source

Cette association permet de satisfaire la condition d'oscillation en gain à une fréquence de 8GHz (idéalement il faudrait une inductance de 0.4nH pour satisfaire le critère d'oscillation en gain à 10GHz).

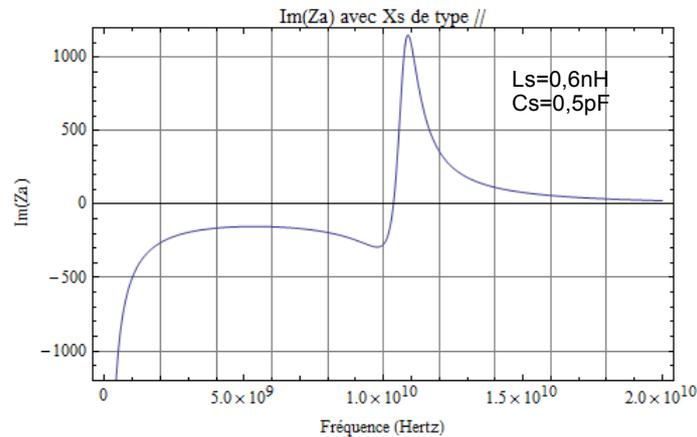


Figure IV.15 Impédance imaginaire Capacité parallèle du circuit d'accord de la source

Afin de satisfaire la condition de phase de l'oscillateur, le circuit d'accord sur la « gate » a été déterminé analytiquement avec une inductance de 10nH et une capacité de 100fF. Après simulation il s'est avéré que la capacité était trop faible pour le circuit d'accord en phase, elle a donc été remplacée par une capacité de 400fF. La fréquence de résonance résultante est de 8.51GHz avec une puissance de sortie de 3.1dBm, la tension d'alimentation est toujours de 2V et la tension de polarisation de la grille est maintenant de -0.25V (soit un courant I_{ds} de 23mA).

III.2 Utilisation de modèles de composants réels (CMS) et des mesures du RUN2

Les modèles de composants fournis par les fabricants de composants passifs en CMS vont maintenant être utilisés pour les simulations. La réalisation du RUN2 a permis d'obtenir des mesures en paramètres S représentant la structure *MEMS* RF de 0.5 à 26 GHz. Ces mesures vont être injectées dans la simulation pour vérifier la bonne oscillation du système.

Les modèles de composant utilisés sont ceux de TDK pour les inductances et de chez AVX pour les capacités. La capacité variable *MEMS* remplace maintenant la capacité de source du circuit d'accord parallèle. L'oscillation résultante est obtenue à 15.05GHz, voir Figure IV.16.

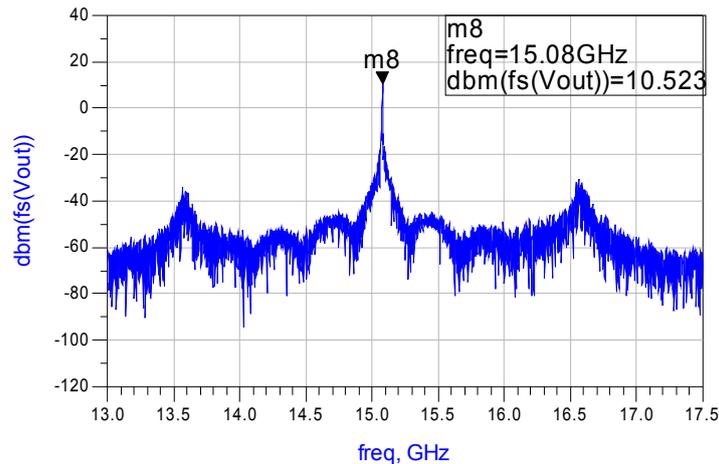


Figure IV.16 Simulation du VCO avec les modèles de composants réels et les mesures du RUN2

La fréquence de résonance est relativement éloignée de la fréquence de résonance obtenue avec des composants idéaux (8.51GHz). Cette variation peut s'expliquer par l'ajout des éléments parasites des composants passifs qui viennent perturber les circuits d'accord de la *gate* et de la source, ainsi que par la valeur plus faible de la capacité *MEMS* mesurée issue du RUN2.

IV Réalisation du VCO

Les différentes simulations précédentes ont permis de montrer l'oscillation d'un système de VCO à base de capacité variable *MEMS*. Un typon a été réalisé pour la fabrication du support en alumine du VCO. La couche conductrice se compose d'une fine couche de chrome recouverte d'une couche de 500nm d'or. Un circuit en époxy a été réalisé permettant à la fois de supporter les connexions DC pour l'alimentation et les polarisations (V_g et V_{mems}) mais également de servir de support pour y fixer le *MEMS*. Le montage final de compose donc d'un assemblage de PCB en époxy, sur lequel est reporté le *MEMS* et la céramique qui supporte la partie RF.

Afin d'obtenir un élément de comparaison deux circuits ont été réalisés, le premier qui se compose du transistor, des circuits d'accord et de la capacité variable *MEMS* (voir Figure IV.17), et le second qui à la place de la capacité *MEMS* utilisera deux varactors montés tête bêche (voir Figure IV.18).

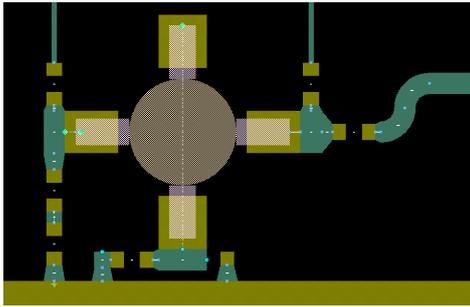


Figure IV.17 Montage du VCO à MEMS sur alumine (surface utile 10x20 mm²)

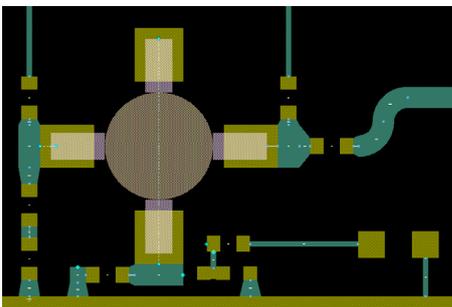
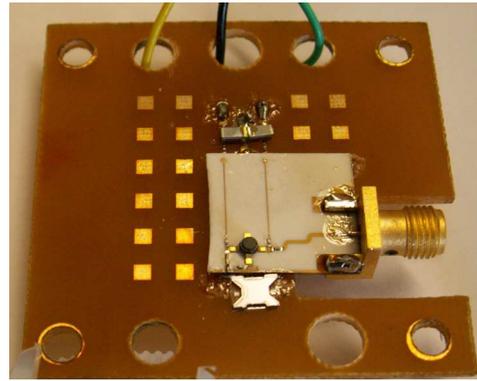


Figure IV.18 Montage du VCO à varactor sur alumine (surface utile 10x20 mm²)



Le report des composants CMS est relativement classique et n'a pas posé de problèmes d'assemblage. Le report du MEMS et des varactors en revanche a nécessité l'utilisation d'une machine de « wire bonding », permettant de relier deux pads grâce à un fil d'or de 35 μ m de diamètre. La connexion de ces éléments s'est révélée être complexe et n'a pas encore pu aboutir à la finalisation de l'assemblage en raison de problème d'adhérence sur les différents métaux de l'assemblage (or, aluminium et cuivre) et de rupture des fils.

V Conclusion et perspectives

Ce chapitre qui traite de la partie applicative de cette thèse s'est attaché à démontrer la faisabilité de la réalisation d'un système de VCO à base de composants *MEMS*. L'approche analytique a tout d'abord permis de déterminer les circuits d'accord à privilégier ainsi que les valeurs nécessaires pour les bandes de fréquences visées. Ces calculs ont été confrontés à des simulations et ont présenté une bonne concordance en termes de fréquence de résonance.

Afin d'obtenir des simulations plus réalistes les composants idéaux utilisés dans l'étude ont été remplacés par des composants disponibles grâce à leur modèles. L'injection des mesures brutes RF issues du RUN2 a permis d'obtenir une oscillation du système à 15GHz. Cette fréquence est assez éloignée de la fréquence initiale, en raison de l'ajout des

composants qui présentent des éléments parasites non pris en compte lors de l'étude analytique de la structure réduite. Ces parasites pourraient être schématisés et pris en compte dans les équations analytiques mais la complexité des équations ne permettrait peut-être pas d'aboutir à une solution idéale vu le nombre de paramètres impliqués.

Afin de pouvoir valider les simulations, des montages prototypes ont été fabriqués. La réalisation actuelle a permis de montrer la faisabilité d'un tel système à base de composants *MEMS*. On peut citer comme piste d'amélioration la réalisation d'un circuit intégré pour la partie active du VCO, permettant à la fois de réduire la taille du système, mais également de réduire les pertes des lignes de connexion.

Conclusion générale

Conclusion générale

Une nouvelle structure MEMS rotative a été conçue dans cette étude. Cette structure est originale et se différencie des structures MEMS traditionnelles à gap variable. L'intérêt principal d'une telle structure en rotation concerne le déplacement qui est accentué par l'effet de levier, ce qui permet d'obtenir dans une surface plus réduite des grands déplacements.

L'étude a tout d'abord débuté par une étude bibliographique des systèmes de transposition de fréquence qui regroupent les VCO, qu'ils soient à varactors ou à MEMS, et les mélangeurs. L'état de l'art très complet sur les capacités et inductances variables en technologie MEMS a ensuite été étudié puis regroupé par type de variation. L'analyse de ces données confrontées au cahier des charges imposé par Thales a permis de déterminer les pistes de recherche pour cette étude. C'est là que l'orientation vers une structure à déplacement plan a été retenue en raison des possibilités en termes de « design » et des possibilités de fabrication de la centrale technologique de l'ESIEE.

L'analyse des lois de variation théoriques en fonction des formes des électrodes a donné des informations très importantes pour la conception de la capacité. En effet, au premier abord on aurait pu penser qu'en discrétisant les électrodes on aurait à la fois réduit le déplacement nécessaire pour obtenir un rapport de variation donné, mais également réduit la capacité minimale, mais cette étude a montré que ce n'était pas la meilleure solution. L'orientation vers un fort déplacement a donc été privilégiée pour la conception des structures de base, et plus particulièrement d'une structure rotative avec comme avantage la possibilité d'avoir plusieurs composants sur une même puce.

La première version de la structure mobile a été développée sur le simulateur électromécanique Coventor, qui a permis de concevoir le premier RUN en déterminant les éléments critiques. Ce premier RUN, qui a débuté par la mise au point du procédé de fabrication à 5 niveaux de masque, a permis de réaliser les premiers dispositifs avec 2 grands paramètres variables suivant les structures (les dimensions latérales minimales et la taille de la structure mobile). L'association de ces configurations a nécessité le développement d'un procédé de fabrication compatible avec des dimensions de gravure allant de 2 à 5 μm . Les wafers qui ont été caractérisés en DC ont révélé un problème de pull-in qui s'est avéré être un élément bloquant pour le bon fonctionnement de la structure, allant jusqu'à en détériorer la géométrie. Le déplacement a été limité à 10 μm au lieu des 200 μm de déplacement théoriquement permis par la structure. Les capacités variables ont aussi été caractérisées sur un banc RF et ont

présenté des valeurs de capacité supérieures aux valeurs prévues, la raison principale identifiée étant liée à la ligne d'accès RF trop longue.

Le problème de pull-in a nécessité une étude théorique pour en déterminer les causes et essayer d'en limiter les effets. Pour cela il a fallu modéliser les doigts mobiles et donc en déterminer la rigidité en fonction du matériau et des paramètres géométriques. Deux méthodes ont été appliquées, la première en modélisant le doigt comme une poutre rectangulaire avec la même longueur qu'un doigt incurvé déplié. La deuxième méthode, plus complexe, a été de modéliser le doigt avec tous ses paramètres géométriques et plus particulièrement son angle de courbure (le rayon). Ces deux méthodes ont ensuite été utilisées pour déterminer la constante de rigidité des doigts les plus longs pour les 16 configurations du RUN1. Les deux méthodes ont présenté un écart de 10%. La constante de rigidité des structures mobiles a été extraite des mesures expérimentales, ce qui a permis de déterminer, en fonction de la tension d'actionnement, la position des doigts mobiles et donc le recouvrement entre les doigts mobiles et fixes. Ce paramètre de recouvrement est essentiel pour pouvoir calculer la tension de pull-in en fonction de la position des doigts mobiles. Ces calculs ont permis de déterminer les points les plus critiques pour le dimensionnement des *comb-drives* incurvés, à savoir la largeur des doigts et le *gap* entre les doigts fixes et mobiles. Cela a permis de créer des *comb-drives* incurvés « modifiés » permettant de voir des paramètres habituellement fixes, variables en fonction de la position du doigt. Deux sortes de *comb-drives* ont été créés. Les *comb-drives* à *gap* variable pour la réduction des forces d'attraction latérales, et les *comb-drives* à largeur de doigt variable pour conserver une rigidité suffisante des doigts.

Les solutions évoquées lors de l'analyse du *pull-in* ont donné lieu à la conception du RUN2 qui s'est voulu assez ambitieux en raison de son aspect composant et *packaging*. 6 structures MEMS ont été conçues, en intégrant les modifications des structures d'actionnement, et en augmentant leur nombre. Les différentes améliorations appliquées ont permis de réduire les tensions d'actionnement jusqu'à 10%. Ces structures ont été associées à 7 motifs RF fixes sur un substrat en verre, décomposées en 5 capacités variables comprises entre 70 et 560fF, et en 2 sortes d'inductances entre 0.5 et 4nH. Le procédé de fabrication a nécessité l'ajout de niveaux supplémentaires par rapport au RUN1, pour avoir une ouverture complète du silicium en face arrière du SOI et de l'ajout d'un autre niveau de gravure dans le verre. Le procédé compte maintenant 7 niveaux de masques (3 pour la partie SOI et 4 pour la partie verre). L'objectif final est de réaliser les composants réalisant la fonction de capacité variable avec la possibilité de les caractériser sur tranche et d'avoir des composant mis en

boitier pour l'étape de découpe. Le procédé n'a pas présenté de problème bloquant pour la réalisation des deux parties (SOI et verre). Après l'étape de libération des structures *MEMS*, une phase de caractérisation DC a affiché des déplacements plus importants que pour le RUN1 portant le déplacement à 25 μ m. Ce déplacement reste cependant en deçà du débattement théorique possible de la structure. Les limitations observées ne présentent pas les mêmes effets que pour le *pull-in*, mais sont plus proches d'une résonance « électromécanique » pouvant être occasionnée par la source de tension. Une électronique de commande pour la polarisation des structures *MEMS* serait donc à envisager pour permettre d'obtenir un déplacement plus important. Les deux wafers ont été soudés à la tension minimale de soudure (soit environ 300V), ce qui a donné une soudure correcte. Cependant cette tension de polarisation a induit des problèmes d'attraction et un déplacement du MEMS. Deux solutions ont été envisagées et testées. La première qui consiste à faire, comme pour le RUN1, une découpe des deux wafers pour un assemblage manuel puce à puce et éviter aussi la soudure, et la deuxième qui consiste à effectuer la soudure avant la libération des structures mobiles, ce qui nécessite une étape supplémentaire de gravure du substrat en verre (et donc un niveau de masque supplémentaire). La première solution a été testée et cet assemblage a permis de faire des mesures dynamiques des puces du RUN2, laissant apparaître une variation de la capacité en fonction de la polarisation de la structure mobile. La deuxième solution a également été testée, mais a posé des problèmes technologiques en raison de l'état de surface du verre en fin de procédé, ce qui a sensiblement compliqué l'ouverture face arrière complète du *wafer*. De plus la libération des structures mobiles n'a pas pu arriver à son terme, car l'ouverture et les *gaps* ne semblent pas suffisants pour permettre la pénétration du liquide en phase gazeuse dans toutes les zones mobile. Cette solution, même si elle n'a pas pu aboutir à une structure fonctionnelle, reste cependant la solution la plus cohérente avec le principe de fonctionnement de la structure mais nécessiterait un développement ultérieur du procédé de fabrication et également des masques appropriés pour la partie verre.

L'objectif de réaliser un composant packagé et utilisable par report de puce a été un point essentiel et très ambitieux pour cette partie de l'étude. Les améliorations apportées par cette structure sont sur un point de vue bibliographique principalement axées sur le système d'actionnement rotatif, sur le développement de systèmes d'actionnement modifiés pour lutter contre les effets de *pull-in*, mais également sur l'association de composants discrets et variables sur une même puce. Les possibilités de cette structure du point de vue RF n'ont pas encore été complètement exploitées, et l'utilisation des 8 parties RF d'une même puce

peuvent laisser imaginer des possibilités de conception de filtre agile ou de système à base de composant LC variables tels que les déphaseurs.

L'objectif final de cette étude qui consiste en la réalisation d'un système de type transposeur de fréquence par l'utilisation de composants *MEMS* a été orienté plus spécifiquement sur la possibilité d'utilisation du composant *MEMS* variable dans un système de VCO. Une approche analytique sur un montage d'oscillateur à contre réaction série a été proposée. L'utilisation de composants discrets a été nécessaire en raison de l'impossibilité de développement d'un circuit intégré actif dédié dans le cadre de cette étude. Un transistor large bande permettant de répondre aux critères en terme de bande passante et de gain a été utilisé. Des calculs analytiques ont ensuite montré un fonctionnement d'oscillateur à 10GHz, confirmé par des simulations sur ADS. Le système de VCO a également été testé avec l'intégration des capacités variables du RUN2 (à travers les paramètres S mesurés) pour obtenir un oscillateur accordable via la tension de polarisation du MEMS. Cette dernière partie même si elle n'a pas encore pu être vérifiée expérimentalement, offre des perspectives d'amélioration par l'intégration de plusieurs capacités variables sur les différents circuits d'accord de l'oscillateur. Cette amélioration permettrait de pouvoir en premier lieu accorder en fréquence l'oscillateur, mais également d'adapter le gain du transistor pour satisfaire les conditions d'oscillation et d'adapter l'étage de sortie pour obtenir un transfert maximum de puissance vers la charge.

Le transposeur se compose, de par sa fonction, d'un oscillateur (accordable ou non) et d'un mélangeur. Ce dernier n'a été que rapidement étudié par la recherche de systèmes de mixeur de type MEMS et par l'étude analytique de la fonction de mélangeur. L'état de l'art présente quelques études et des réalisations mais qui restent très limitées en termes de fréquence intermédiaire. Par l'étude analytique il a pu être constaté que l'utilisation des capacités développées dans cette étude pourrait être possible mais que la fréquence intermédiaire serait tout simplement limitée par le temps de réponse en tension de la structure et donc directement par la fréquence de résonance mécanique de la structure mobile. L'orientation des fonctions de mélange vers des systèmes de type MEMS sont aux vues des travaux observés dans la littérature limitées par la technologie et semblent plus réalisables dans le cas de structures nanométriques de type NEMS.

Ces travaux de recherche se sont inscrits dans le cadre de projets Européens pour des utilisations différentes. Dans le projet européen E-Cubes (2006-2009), qui portait sur le développement de réseau de capteurs autonomes pour le domaine aéronautique, la

contribution de cette étude a concerné la partie de communication RF entre les capteurs qui se devait d'être à la fois très faible consommation et d'avoir une capacité d'adaptation en terme de fréquence d'utilisation pour les communications. De plus, cette étude peut être partiellement utilisée dans le projet européen PARSIMO (2011-2014) qui s'oriente sur la miniaturisation en termes de volume des architectures de filtrage large bande mais également de systèmes de VCO très basse consommation.

Références

- [Ada91] a Adar and R. Ramachandran, "An HBT MMIC wideband VCO" 1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 247-250, 1991.
- [And88] J. E. Andrews, T. J. Holden, K. W. Lee, A. F. Podell, and S. A. Court, "2.5-6.0 Ghz broadband GaAs MMIC VCO" Spectrum, pp. 491-494, 1988.
- [Bak07] Bakri-Kassem, M., & Mansour, R. R. (2007). A parallel-plate MEMS variable capacitor with vertical thin-film comb actuators. 2007 European Microwave Conference, (October), 1349-1352. Ieee. doi: 10.1109/EUMC.2007.4405453.
- [Bar20] H. Barkhausen, K. Kurz, "Die kürzesten mit Vakuumröhren herstellbaren Wellen", Physikalische Zeitschrift, vol. 21, pp. 1-6, 1920.
- [Baz00] G. Bazin, J. P. Gilles, P. Crozat, and S. Megherbi, "RF MEMS: Silicon micro-mechanical capacitive structures" 30th European Microwave Conference, 2000, pp. 1-4, Oct. 2000.
- [Cha06] Chang, S., & Sivoth, S. (2006). A Tunable RF MEMS Inductor on Silicon Incorporating an Amorphous Silicon Bimorph in a Low-Temperature Process. IEEE Electron Device Letters, 27(11), 905-907. doi: 10.1109/LED.2006.884712.
- [Che05] H.-chin Chen et al., "A Low-Power Low-Phase-Noise LC VCO With MEMS Cu Inductors" Components, vol. 15, no. 6, pp. 434-436, 2005.
- [Chi08] C.-ching Chiong, H.-yeh Chang, and M.-tang Chen, "Wide-Bandwidth InGaP-GaAs HBT Voltage-Controlled Oscillators in K- and Ku-Band" Span, pp. 0-3, 2008.
- [Cho04] Choi SO, Yoon YK, Allen MG, Hunt AT. A Tunable Capacitor Using An Immiscible Bifluidic Dielectric. Computer Engineering. 2004;(1):873-876
- [Cou06] Coustou a, Dubuc D, Grenier K, et al. Capabilities of a 10 GHz MEMS based VCO. 2006 European Microwave Integrated Circuits Conference. 2006;(September):157-160.
- [Cru05] Cruau, A., Lissorgues, G., Nicole, P., Placko, D., & Ionescu, A. M. (2005). V-shaped micromechanical tunable capacitors for RF applications. Microsystem Technologies, 12(1-2), 15-20. doi:10.1007/s00542-005-0055-1
- [Dai06] Dai, C.-L., Hsu, H.-M., Liu, M.-C., Wei, M.-K., & Chang, M.-W. (2006). Fabrication of a Micromachined Tunable Capacitor Using the Complementary Metal-Oxide-Semiconductor Post-Process of Etching Metal Layers. Japanese Journal of Applied Physics, 45(No. 2A), 1018-1020. doi: 10.1143/JJAP.45.1018.
- [Dai07] Dai, C., Lin, S., & Chang, M. (2007). Fabrication and characterization of a microelectromechanical tunable capacitor. Microelectronics Journal, 38, 1257-1262. doi: 10.1016/j.mejo.2007.09.026.
- [Dec97] Dec, a, & Suyama, K. (1997). Micromachined varactor with wide tuning range. Electronics Letters, 33(11), 922. doi: 10.1049/el:19970628.
- [Dec98] Dec a, Suyama K. Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC s. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1998;46(12):2587-2596
- [Dec00a] Dec A, Suyama K , A. 1.9-GHz CMOS VCO with micromachined electromechanically tunable capacitors. IEEE J. Solid-state Circuits. 2000;35(8):1231-1237.
- [Dec00b] Dec A, Suyama K, Member S. Microwave MEMS-Based Voltage-Controlled. 2000;48(11):1943-1949.

- [Ell07] W. J. Ellison, Permittivity of Pure Water, at Standard Atmospheric Pressure, over the Frequency Range 0–25THz and the Temperature Range 0–100°C, *J. Phys. Chem. Ref. Data* 36, 1 (2007); doi:10.1063/1.2360986 (18 pages)
- [Fed94] G.K. Fedder, "Simulation of microelectromechanical systems" Ph.D. thesis, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, U.C. Berkeley, Sept. 1994.
- [Fri07] R. Fritschi, Above-IC RF MEMS devices for communication applications, PhD No 3778, EPFL, april 2007
- [Gad02] The MEMS Handbook, Editor : Mohamed Gad-el-Hak, Publisher : CRC Press, ISBN-10: 0849300770, 2002, part 27.3
- [Gir05] Girbau, D., Otegi, N., Pradell, L., & Lazaro, a. (2005). A MEMS capacitor with improved RF power handling capability. 2005 European Microwave Conference, 4 pp.-1450. Ieee. doi: 10.1109/EUMC.2005.1610222.
- [Gma10] Gmati IE, Calmon P, Boukabache A, et al. Liquid RF MEMS variable inductor. *Procedia Engineering*. 2010;5:1380-1383. Available at: <http://dx.doi.org/10.1016/j.proeng.2010.09.372>.
- [Gu08] Gu L, Li X. Rotational Driven RF Variable Capacitors With Post-CMOS Processes. *Sensors And Actuators*. 2008;29(2):2008-2010.
- [Har94] I. Haroun, B. Davis and B. Mcgrath, "Design of X-band VCO for marine radar product" pp. 449-452, 1994
- [Har00] Harsh, K. (2000). The realization and design considerations of a flip-chip integrated MEMS tunable capacitor. *Sensors and Actuators A: Physical*, 80(2), 108-118. doi: 10.1016/S0924-4247(99)00255-1.
- [Hev07] Heves E, Kaynak M, Esame O, Tekin I, Gurbuz Y. A MEM Varactor Tuned-Voltage Controlled Oscillator Fabricated Using 0.35 μ m SiGe BiCMOS Technology. *Design*. 2007;(October):536-539.
- [Hev08] Heves E, Tekin I, Gurbuz Y. A MEM-varactor tuned , 7.8 GHz differential LC voltage-controlled oscillator. *Sensors And Actuators*. 2008;144:296-303.
- [Hsi06] H.-hung Hsieh and L.-hung Lu, "A low-phase-noise K-band CMOS VCO" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 10, pp. 552-554, Oct. 2006.
- [Hua08] T.-hsi Huang and J.-jen Hsueh, "5-GHz Low Phase-Noise CMOS VCO Integrated With a Micromachined Switchable Differential Inductor" *Components*, vol. 18, no. 5, pp. 338-340, 2008.
- [Hua09] Huang, I., Sun, C., Tasi, H., Chou, C., & Huang, C. (2009). Development of a wide-tuning range and high Q variable capacitor using metal-based surface micromachining process. *Sensors and Actuators A: Physical*, 149(2), 193-200. Elsevier B.V. doi: 10.1016/j.sna.2008.11.009.
- [Ima09] M. Imagawa, S. Fujita, T. Satoh, T. Tokumitsu, and Y. Hasegawa, "Cost Effective Wafer-Level Chip Size Package Technology and Application for High Speed Wireless Communications" *Structure*, no. September, pp. 49-52, 2009.
- [Inn02] M. Innocent, P. Wambacq, and S. Donnay, "MEMS variable capacitor versus MOS variable capacitor for a 5 GHz voltage-controlled oscillator," 2002.
- [Ito05] Yusaku Ito; Yoshiaki Yoshihara; Hirotaka Sugawara; Kenichi Okada; Kazuya Masu; , "A 1.3-2.8 GHz Wide Range CMOS LC-VCO Using Variable Inductor" *Asian Solid-State Circuits Conference*, 2005 , vol., no., pp.265-268, Nov. 2005

- [Kam86] W. El-Kamali, J.-P. Grimm, R. Meierer, and C. Tsironis, "New Design Approach for Wide-Band FET Voltage-Controlled Oscillators" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 34, no. 10, pp. 1059-1063, Oct. 1986.
- [Kaw06] M. Kawashima, Y. Yamaguchi, K. Kuwabara, N. Sato, K. Machida, and K. Uehara, "A Dual-Band VCO Integrated with RF-MEMS Switches and Inductors" 2006 European Microwave Conference, no. September, pp. 795-798, Sep. 2006.
- [Ko04] S. Ko, J.-geun Kim, T. Song, E. Yoon, and S. Hong, "20 GHz integrated CMOS frequency sources with a quadrature VCO using transformers" 2004 IEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Systems. Digest of Papers, vol. 0, no. C, pp. 269-272, 2004.
- [Koz03] R. Kozhuharov, C. Kärnfelt, and H. Zirath, "A 14 GHz MMIC VCO FOR HYBRID DEMONSTRATOR APPLICATION" pp. 5-8.
- [Lee66] D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum" Proceedings of the IEEE, vol. 54, no. 2, pp. 329-330, 1966.
- [Lee08a] S.-heung Lee, J.-yol Lee, and H. Kim, "A Fully Integrated 60 GHz SiGe BiCMOS Mixer", October, pp. 410-413, 2008.
- [Lee08b] Lee, C.-yuan, Chen, S.-jui, Chi, D., Yu, H., & Kim, E. S. (2008). Surface micromachined GHz tunable capacitor with 14:1 continuous tuning range. 2008 IEEE 21st International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 1008-1011. Ieee. doi: 10.1109/MEMSYS.2008.4443829.
- [Lin04] D. Linten et al., "A 328 μ W 5 GHz voltage-controlled oscillator in 90 nm CMOS with high-quality thin-film post-processed inductor" Proceedings of the IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference (IEEE Cat. No.04CH37571), pp. 701-704.
- [Lu06] L.-H. Lu, H.-H. Hsieh, and Y.-T. Liao, "A Wide Tuning-Range CMOS VCO With a Differential Tunable Active Inductor" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 9, pp. 3462-3468, Sep. 2006.
- [Lub01] Lubecke VM, Barber B, Chan E, et al. Self-assembling MEMS variable and fixed RF inductors. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2001;49(11):2093-2098.
- [Meh06] Mehdaoui, A., Pisani, M. B., Tsamados, D., Casset, F., Ancey, P., Ionescu, A. M., et al. (2006). MEMS TUNABLE CAPACITORS WITH FRAGMENTED ELECTRODES AND ROTATIONAL ELECTRO-THERMAL DRIVE. Technology, (April), 26-28.
- [Mei04] T. Meissner and F. J. Wentz, The complex dielectric constant of pure and sea water from microwave satellite observations, IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing 42 (2004) 1836-1849.
- [Muk04] R. Mukhopadhyay et al., "Reconfigurable RFICs for frequency-agile VCOs in Si-based technology for multi-standard applications" 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535), pp. 1489-1492, 2004.
- [Muk05] R. Mukhopadhyay et al., "Active-inductor-based low-power broadband harmonic VCO in SiGe technology for wideband and multi-standard applications" IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., vol. 0, no. C, pp. 1349-1352, 2005.
- [Ngu02] Nguyen, H., Hah, Dooyoung, Patterson, Pamela R, Piywattanametha, W., & Wu, Ming C. (2002). A NOVEL MEMS TUNABLE CAPACITOR BASED ON ANGULAR VERTICAL COMB DRIVE ACTUATORS. Electrical Engineering, 277-280.
- [Ngu04] Nguyen, H D, Hah, Dooyoung, Patterson, P R, Chao, Rumin, Piyawattanametha, W., Lau, E K, et al. (2004). Angular vertical comb-driven tunable capacitor with high-tuning capabilities. Journal of Microelectromechanical Systems, vol 13, p406-413, June.

- [Oh05] N.-jin Oh and S.-gug Lee, "Current reused LC VCOs" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 11, pp. 736-738, Nov. 2005.
- [Oha05] K. Ohashi, Y. Ito, Y. Yoshihara, K. Okada, and K. Masu, "A Wideband CMOS LC-VCO Using Variable Inductor" 2007 Asia and South Pacific Design Automation Conference, pp. 98-99, Jan. 2007.
- [Oka06] W.-level C.-scale P. Technology, K. Okada, H. Sugawara, S. Member, and H. Ito, "On-Chip High- Q Variable Inductor Using" vol. 53, no. 9, pp. 2401-2406, 2006.
- [Oog08] Oogarah, T. B., Daneshmand, M., Mansour, R. R., & Chang, S. (2008). Low Temperature Variable Inductor Using Porous Anodic Alumina. Cell, 1055-1058.
- [Oz03] Oz, a, & Fedder, G. K. (n.d.). RF CMOS-MEMS capacitor having large tuning range. TRANSDUCERS '03. 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems. Digest of Technical Papers (Cat. No.03TH8664), 1(412), 851-854. Ieee. doi: 10.1109/SENSOR.2003.1215608.
- [Pai06] Paillard M, Puyatier G, Rijks T g s m, et al. MEMS-based MCM VCO for space applications. 2006 European Microwave Conference. 2006;0(September):1068-1071.
- [Par01] Park, J. Y., Yee, Y. J., Nam, H. J., & Bu, J. U. (2001). Micromachined rf mems tunable capacitors using piezoelectric actuators. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol, 1pp2111-2114.
- [Par03a] Eun-Chul Park; Yun-Seok Choi; Jun-Bo Yoon; Songcheol Hong; Yoon, E.; "Fully integrated low phase-noise VCOs with on-chip MEMS inductors" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.51, no.1, pp. 289- 296, Jan 2003
- [Par03b] E.-chul Park, S.-hyun Baek, T.-sang Song, J.-bo Yoon, and E. Yoon, "Performance comparison of 5GHz VCOs integrated by CMOS compatible high Q MEMS inductors" IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003, pp. 721-724, 2003.
- [Par07] B. Park, K. Lee, S. Hong, and S. Choi, "A 3.1 to 5 GHz CMOS Transceiver for DS-UWB Systems" ETRI Journal, vol. 29, no. 4, pp. 421-429, Aug. 2007.
- [Per03] Peroulis, D., & Katehi, L. P. B. (2003). Electrostatically-Tunable Analog RF MEMS Varactors with measured capacitance range of 300%. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, June, 1793-1796.
- [Ram04] Ramachandran D, Oz A, Saraf VK, Fedder GK, Mukherjee T. MEMS-enabled Reconfigurable VCO and RF Filter. RFIC 2004, Fort Worth, TX, June. 2004;6:-8.
- [Raz96] B. Razavi, "A study of phase noise in CMOS oscillators" IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 31, no. 3, pp. 331-343, Mar. 1996.
- [Reb03] G. M. Rebeiz: "RF MEMS, Theory, Design and Technology" John Wiley & Sons, 2003
- [Ree88] E. Reese and J. M. Beall, "Optimized X and Ku band GaAs MMIC varactor tuned FET oscillators" 1988, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 487-490, 1988.
- [Roa75] Roark, Raymond J.;Young, Warren C.; « Formulas for Stress and Strain: 5th Ed », McGraw-Hill, 1975
- [Sar04] Saraf VK. Low Power Wide Tuning Range LC-VCO using RF MEMS Passives. Master thesis, Univ. of Carnegie Mellon, Pittsburgh, PA, August. 2004.

- [Sar05] Sarkar, N., Yan, D., Ellis, M., Horne, E., Lee, J. B., Lu, H., et al. (2005). Microassembled tunable mems inductor. 18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2005. MEMS 2005., 183-186. Ieee. doi: 10.1109/MEMSYS.2005.1453897.
- [Sco84] Scott, B.N.; Wurtele, M.; Cregger, B.B.; "A Family of Four Monolithic VCO MIC's Covering 2-18 GHz" Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits , vol.84, no.1, pp. 58- 61, May 1984
- [Seo02] Seok, S., Choi, W., & Chun, K. (2002). « A novel linearly tunable MEMS variable capacitor », RF Design, 82.
- [Seo08] M.-woo Seo, C.-hoe Kim, and H.-joun Yoo, "Dual Band CMOS Quadrature VCO using Reconfigurable LC Tank and Coupled Transistors" Circuit Design, no. 2, pp. 1497-1500, 2008.
- [Sha08] Shavezipur, M., Khajepour, a, & Hashemi, S. (2008). « A novel linearly tunable butterfly-shape MEMS capacitor », Microelectronics Journal, 39(5), 756-762. doi: 10.1016/j.mejo.2007.12.026.
- [Sha10] Shavezipur, M., Hashemi, S. M., Nieva, P., & Khajepour, a. (2010). « Development of a triangular-plate MEMS tunable capacitor with linear capacitance–voltage response », Microelectronic Engineering, 87(9), 1721-1727. Elsevier B.V. doi: 10.1016/j.mee.2009.09.011.
- [Tan11] A. Tanabe, K. Hijioka, H. Nagase, and Y. Hayashi, "A Novel Variable Inductor Using a Bridge Circuit and Its Application to a 5 – 20 GHz Tunable LC-VCO" Topology, vol. 46, no. 4, pp. 883-893, 2011.
- [Tas03] Tassetti CM, Lissorgues G, Gilles JP. Tunable RF MEMS microinductors for future communication systems. in Proc. IEEE MTT-S, Philadelphia, PA, Jun. 2003:3pp541-545.
- [Tas04] Tassetti, C.-marie, Lissorgues, G., & Gilles, J.-paul. (2004). Reconfigurable RF systems based on tunable MEMS inductors. Design, 33(0), 1165-1167.
- [Tas05] Tassetti Charles-Marie, « Conception et réalisation de micro-inductances commandables micro-usinées pour applications radiofréquences et microondes », thèse juillet 2005, Université Paris sud 11, Directeur de thèse : J-P. Gilles – Co-direction : G. Lissorgues
- [Tsu05] M. Tsuru et al., "Wideband VCO with triple tuned circuits in C-Ku band," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., vol. 0, no. C, pp. 1685-1688, 2005.
- [Tsu08a] M. Tsuru et al., "A Triple-Tuned Ultra-Wideband VCO," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 2, pp. 346-354, 2008.
- [Tsu08b] M. Tsuru et al., "A Triple Tuned Ultra-Wideband VCO in X-K Band," 2008 38th European Microwave Conference, no. October, pp. 1485-1488, Oct. 2008.
- [Toy98] Ichihiko TOYODA, Kenjiro NISHIKAWA, Kenji KAMOGAWA, Chikara YAMAGUCHI, Makoto HIRANO, Kiyomitsu ONODERA, and Tsuneo TOKUMITSU, "X-BAND Si BIPOLAR TRANSISTOR SINGLE-CHIP TRANSCEIVER USING THREE-DIMENSIONAL MMIC TECHNOLOGY," Circuit Design, pp. 289-292, 1998.
- [Wei05] C.-cheng Wei, H.-chin Chiu, and W.-shiang Feng, "An Ultra-Wideband CMOS VCO with 3-5GHz Tuning Range" Electronic Engineering, pp. 15-18, 2005.
- [Wei08] Chien-Cheng Wei, Hsien-Chin Chiu, Yi-Tzu Yang, Jeffrey S. Fu, and Wu-Shiang Feng, AN UWB CMOS VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR WITH 2–6 GHZ TUNING-RANGE USING ACTIVE INDUCTOR TECHNOLOGY, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, no. 9, pp. 2311-2315, 2008.
- [Wil01] J. Wilson, R. Bashirullah, D. Nackashi, D. Winick, B. Duewer, P.D. Franzon, "Design of Rotating MEMS tunable capacitors for use at RF and Microwave frequencies," SPIE International Soc. for Optical Eng., Nov. 2001.

- [Wil03] Wilson, John Michael, Linearly Tunable RF-MEMS Capacitors Implemented Using An Integrated Removable Self-Masking Technique, <http://www.lib.ncsu.edu/resolver/1840.16/3317>, Phd, april 2003
- [Wu00] H. Wu and A. Hajimiri, "A 10GHz CMOS Distributed Voltage Controlled Oscillator" Power, pp. 1-4. 2000
- [Xia02] Xiao, W. P., Wolffenbuttel, R. F., & Farmer, K. R. (2002). Micromachined variable capacitor with wide tuning range. Solid-state sensor , actuator and Microsystems workshop, Hilton head island, pp 346-349, June.
- [Yao98] J. Jason Yao, SangTae Park, and Jeffrey DeNatale, "High tuning-ratio MEMS-based tunable capacitors for RF communications applications", Rockwell Science Center, Solid-state Sensor and Actuator Workshop, June 8-11,1998
- [Yoo00] Yoon, J.-bo, Nguyen, C. T., & Arbor, A. (2000). A High-Q Tunable Micromechanical Capacitor With Movable Dielectric for RF Applications, 489-492
- [Yos04] Y. Yoshihara et al., "A Wide Tuning Range CMOS VCO Using Variable Inductor," Design, pp. 278-281, 2004.
- [You96] Darrin J. Young, Bernhard E. Boser, A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOs, IEEE Solid-State Sensors and Actuators workshop, juin 1996, p. 86-89
- [You99] D. Young, J. Tham, and B. Boser, "A micromachine-based low phase-noise voltage controlled oscillator for wireless communications", in Proc. Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators, June 1999.
- [You01] Young DJ, Malba V, Bemhardt AF, Boser BE. A Micromachined RF Low Phase Noise Voltage-Controlled Oscillator for Wireless Communications. IEDM Dig. Tech. 2001
- [You02] Roark's Formulas For Stress And Strain, Young W C, Budynas R G, McGraw-Hill, Seventh Edition, 2002
- [Zah09] Zahirovic, N., Mansour, R. R., & Yu, M. (2009). A Three-Step High-Q Variable MEMS Capacitor with Low Actuation Voltage. Quality, (October), 1136-1139.
- [Zha09] Zhao, Yan, Wang, Zhi-Gong, « 20-GHz Differential Colpitts VCO in 0.35- μ m BiCMOS », Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, 2009-03-01, Springer New York, Issn: 1866-6892, pp 250-258, vol 30, issue: 3
- [Zhu09] Zhu Y, Yuce MR, Moheimani SOR, Tuning A. A Low-Loss MEMS Tunable Capacitor with Movable Dielectric. Electrical Engineering. 2009:651-654.
- [Zin03] Zine-El-Abidine, I., Okoniewski, M., & McRory, J. G. (2003). A new class of tunable RF MEMS inductors. Proceedings International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 114-115. IEEE Comput. Soc. doi: 10.1109/ICMENS.2003.1221976.
- [Zin04] Zine-El-Abidine, I., Okoniewski, M., & McRory, J. G. (2004). A Tunable RF MEMS Inductor. Proceedings International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems.
- [Zin05] Zine-El-Abidine, I., Okoniewski, M., & McRory, J. G. (2005). RF MEMS Tunable Inductor Using Bimorph Microactuators. 2005 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 436-437. Ieee. doi: 10.1109/ICMENS.2005.105.
- [Zou00] Zou J, Liu C, Schutt-aïne J, Chen J, Kang S-mo. Development of a Wide Tuning Range MEMS Tunable Capacitor for Wireless Communication Systems. Computer. 2000;00(C):1-4.

Bibliographie

Publications

- [1] P. Nicole, J. Pagazani, M. Feral, P. Lartigues, P. Couderc, W. De Raedt, S. Brebels, E. Beyne, A. M. Ionescu, M. Fernandez-Bolaños, M. Gologanu, C. Bostan, C. Cobianu, "*Demonstrations of Wireless Autonomous Sensors for Aeronautical Applications*", SSI 2010, Como, Italy, 23-24 March 2010.
- [2] J. Pagazani, P. Nicole, L. Rousseau, F. Marty, Université Paris-est and ESIEE Paris, "*A New Design of rotational tuneable WideBand RF MEMS Capacitor*", pp. 1-12. DTIP 2010
- [3] Julien Pagazani, Pierre Nicole, Lionel Rousseau, Frédéric Marty and Gaëlle Lissorgues. « *A new design for rotational, tunable wideband RF MEMS capacitors* », Microsystem Technologies From the issue entitled "Special Issue on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, 2010". avril 2011, Volume 17, Number 4, 513-522, DOI: 10.1007/s00542-011-1226-x
- [4] J. Pagazani, P. Nicole, L. Rousseau, F. Marty, and G. Lissorgues, "*An original rotational RF MEMS based on multi-varactors on a chip*" Procedia Engineering, vol. 0, pp. 9-12, EuroSensors 2011.
- [5] J. Pagazani, P. Nicole, L. Rousseau, F. Marty, N. Pavy, and G. Lissorgues, "*Original tunable RF MEMS passive components integrated into a single chip*", European Microwave 2012, EuMIC/EuMC06-3

Acte dans des conférences avec présentation orale

- [1] COST Action IC0803 RFCSET, « *Ultra Wideband VCO based on MEMS tuneable capacitor* », 8 octobre 2009, Glyfada, Athens (Grèce), J. Pagazani, G. Lissorgues, P. Nicole
- [2] Journée des doctorants ESYCOM, « *Oscillateur accordable à MEMS* », 26 mars 2010, ESIEE
- [3] DTIP 2010, « *A new design of rotational tunable wideband RF MEMS capacitor* », 5 mai 2010, Séville (Espagne), J. Pagazani, P. Nicole, THALES Airborne Systems, L. Rousseau, F. Marty, G. Lissorgues, Université Paris-Est, ESYCOM, ESIEE Paris
- [4] Journée des doctorants ESYCOM, « *A new design of rotational tuneable RF MEMS capacitor* », 25 mars 2011, ESIEE
- [5] AREMIF, « *Conception d'une capacité variable MEMS originale fonctionnant en rotation* », 4 avril 2011, Ecole de médecine Paris 6, Pierre Nicole (Thales Systèmes Aéroportés), Gaëlle Lissorgues (ESYCOM – ESIEE Paris)

[6] EuroSensors 2011, « *An original rotational RF MEMS based on multi-varactors on a chip* », 7 septembre 2011, Athènes (Grèce), Julien Pagazani, Pierre Nicole (Thales Airborne Systems), Gaëlle Lissorgues, Lionel Rousseau, Frédéric Marty (ESYCOM – ESIEE Paris)

Implication dans des projets européens

E-CUBES : 3-D-integrated micro/nano modules for easily adapted applications, Projet FP6, 2006-2009, <http://ecubes.epfl.ch/public/>

Action IC0803 RFCSET: RF/Microwave Communication Subsystems for Emerging Wireless Technologies, 2008-2012, <http://www.cost-ic0803.org/>

PARSIMO : Partitioning and modelling of system-in-package, Projet Eniac (call 3 2010), 2011-2014, <http://eeepro.shef.ac.uk/parsimo/>

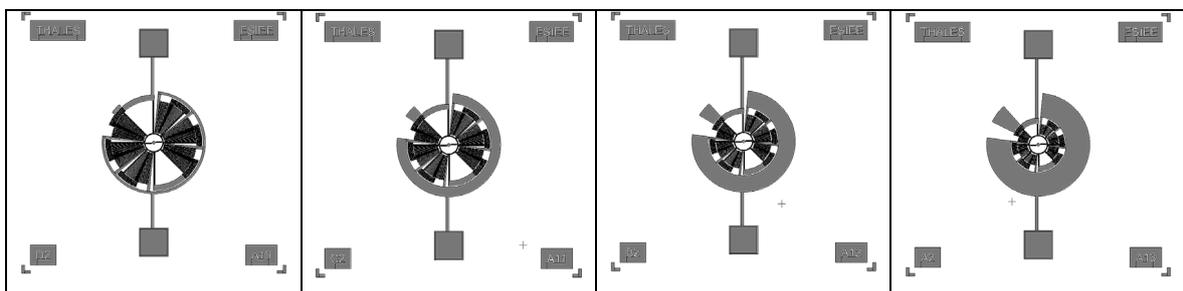
Annexes

Annexe 1 : Motifs et *mapping* des RUN 1 et 2

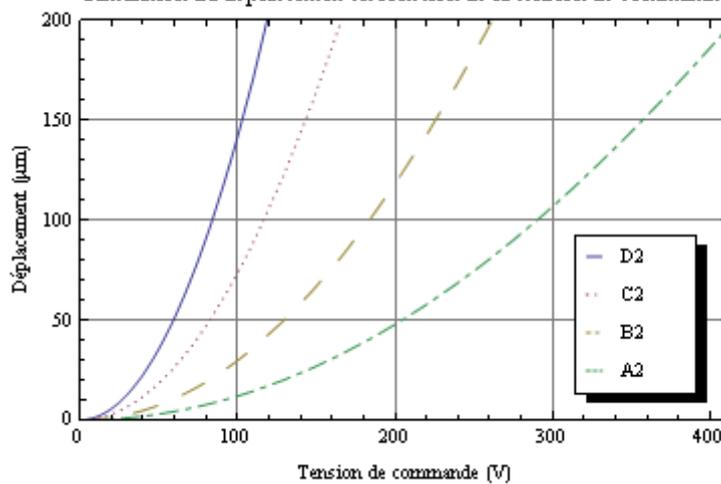
V.1 RUN1

V.1.1 Simulations complètes

Motif 3 μ m

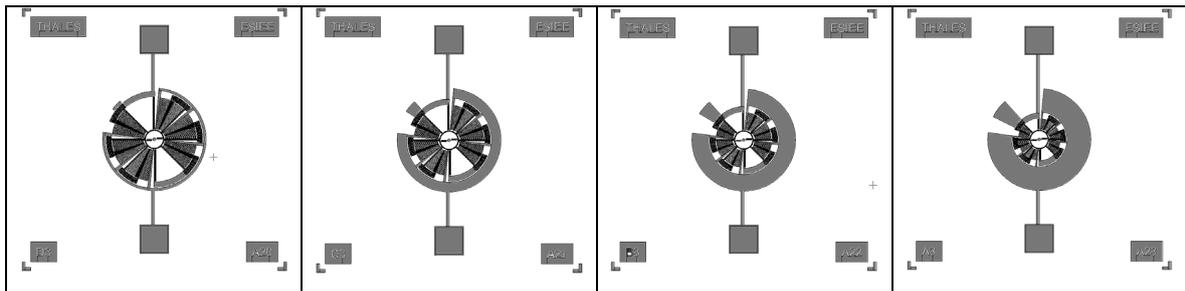


Simulation du déplacement en fonction de la tension de commande

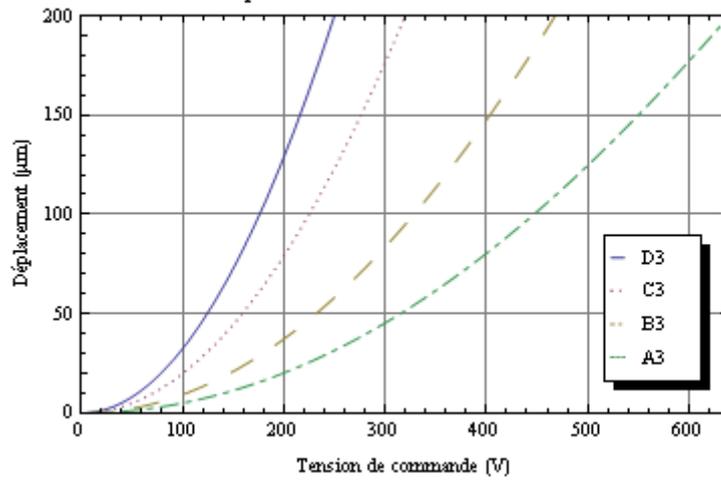


Parametres	Valeur			
Motif	B1	B2	B3	B4
External Diameter r	1000 μ m			
External Beam Length	310 μ m			
Minimal width g	2	3	4	5
Comb finger pairs per CD n	39	25	18	14

Motif 4 μ m

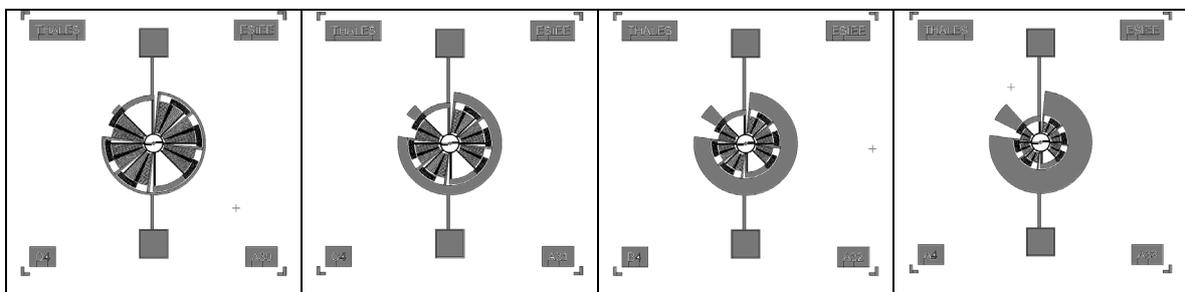


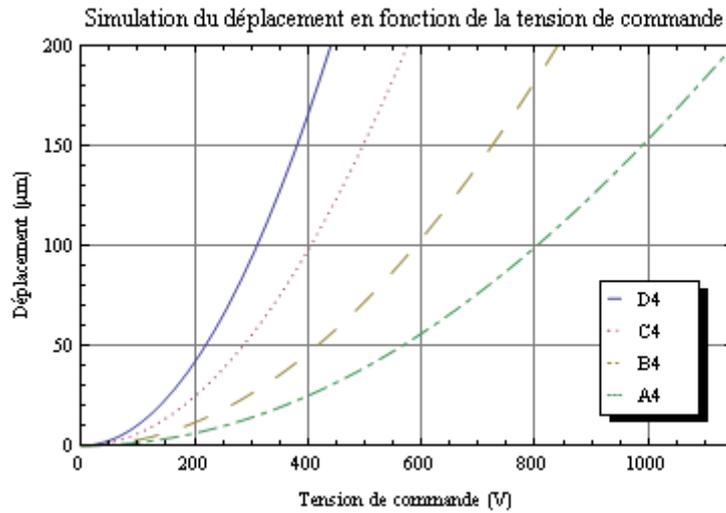
Simulation du déplacement en fonction de la tension de commande



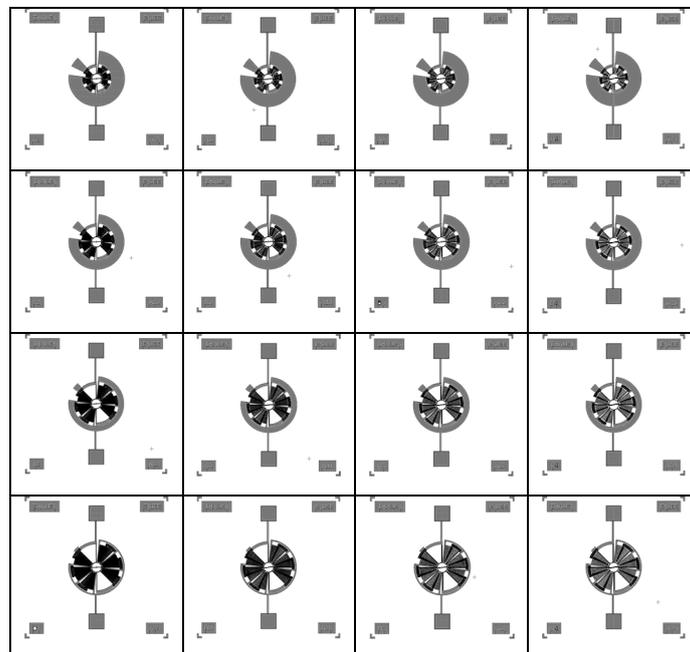
Parametres	Valeur			
Motif	C1	C2	C3	C4
External Diameter r	1250 μ m			
External Beam Length	435 μ m			
Minimal width g	2	3	4	5
Comb finger pairs per CD n	55	36	27	21

Motif 5 μ m



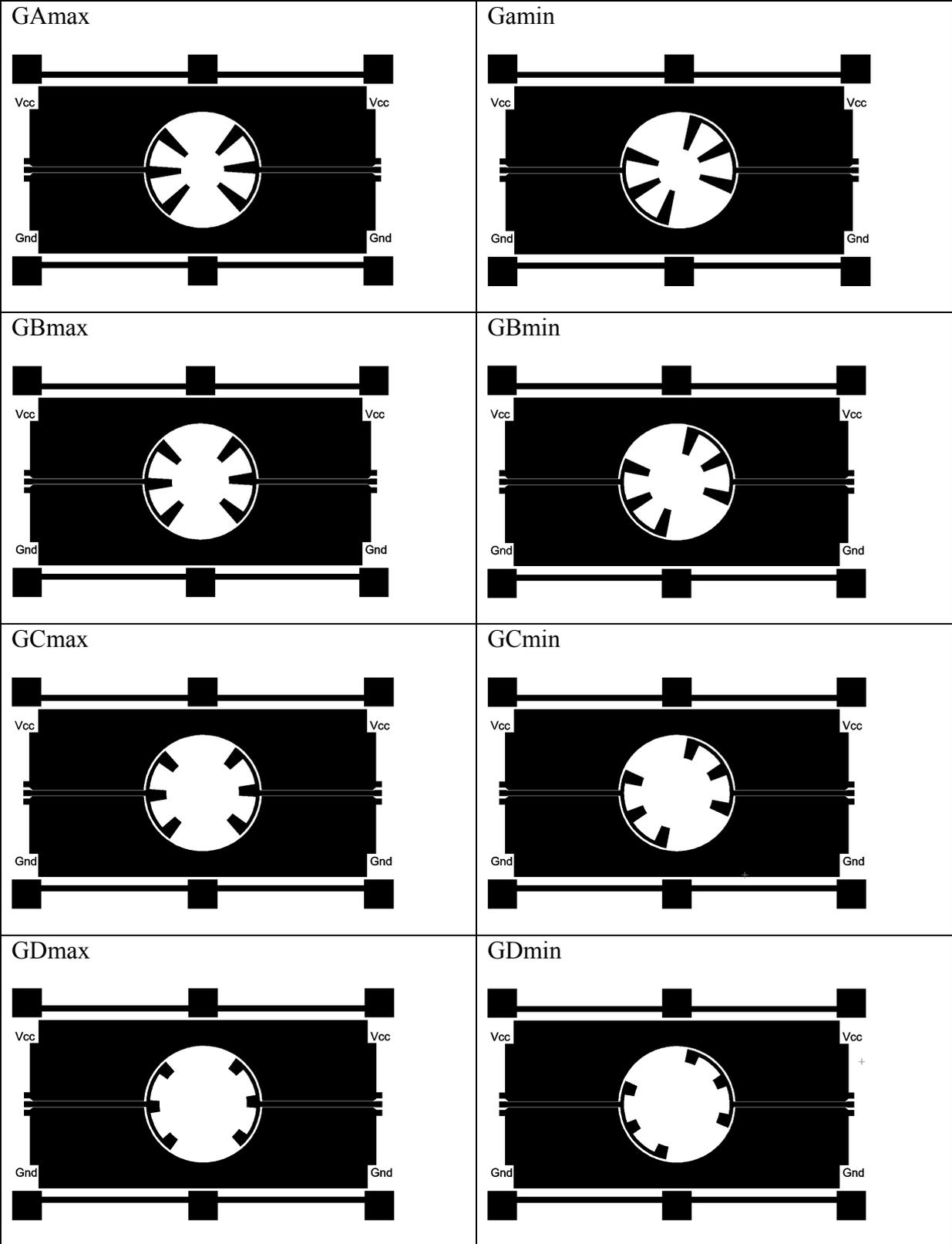


Parametres	Valeur			
Motif	D1	D2	D3	D4
External Diameter r	1500µm			
External Beam Length	560µm			
Minimal width g	2	3	4	5
Comb finger pairs per CD n	71	47	35	28

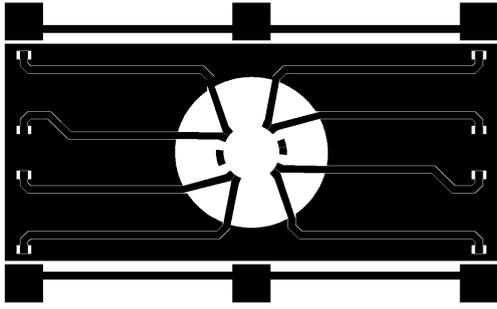


Représentation des 16 motifs différents

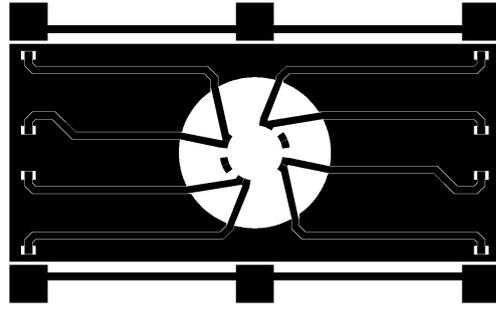
V.1.2 Motifs sur verre



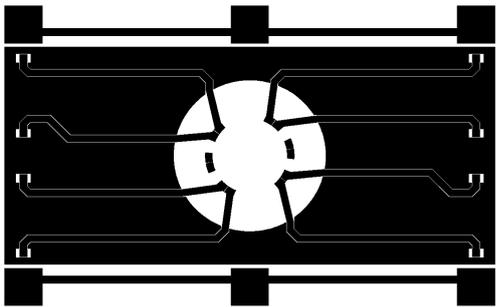
PAmax



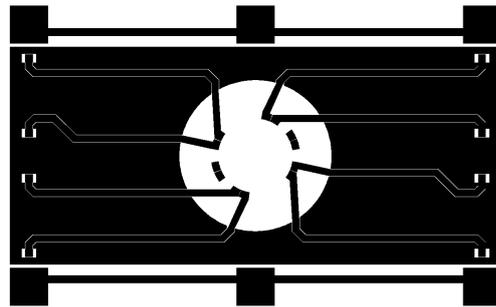
PAmin



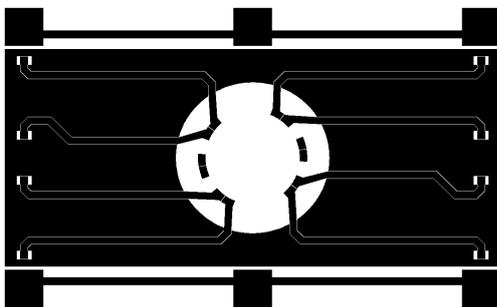
PBmax



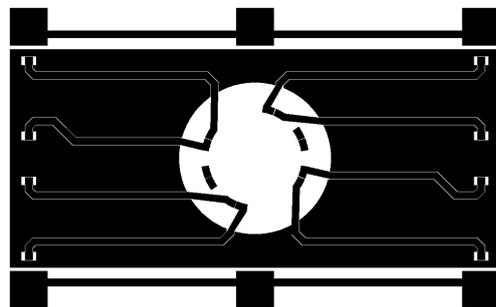
PBmin



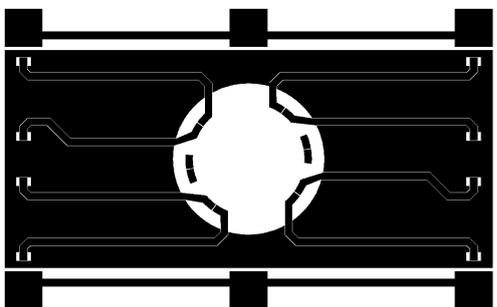
PCmax



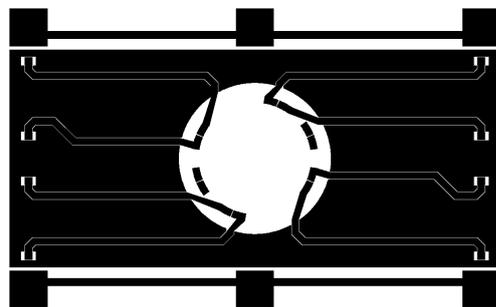
PCmin



PDmax



PDmin



V.1.3 RUN1 mapping

D	6	5	4	3	2	1	0	0	1	2	3	4	5	6	A
6					XX	XX	XX	XX	XX	XX					6
5			XX	A4	A3	A2	A1	A1	A2	A3	A4	XX			5
4		XX	XX	B4	B3	B2	B1	B1	B2	B3	B4	XX	XX		4
3		C4	D4	A4	A3	A2	A1	A1	A2	A3	A4	D4	C4		3
2	XX	C3	D3	B4	B3	B2	B1	B1	B2	B3	B4	D3	C3	XX	2
1	XX	C2	D2	C4	C3	C2	C1	C1	C2	C3	C4	D2	C2	XX	1
0	XX	C1	D1	D4	D3	D2	D1	D1	D2	D3	D4	D1	C1	XX	0
0	XX	C1	D1	D4	D3	D2	D1	D1	D2	D3	D4	D1	C1	XX	0
1	XX	C2	D2	C4	C3	C2	C1	C1	C2	C3	C4	D2	C2	XX	1
2	XX	C3	D3	B4	B3	B2	B1	B1	B2	B3	B4	D3	C3	XX	2
3		C4	D4	A4	A3	A2	A1	A1	A2	A3	A4	D4	C4		3
4		XX	XX	B4	B3	B2	B1	B1	B2	B3	B4	XX	XX		4
5			XX	A4	A3	A2	A1	A1	A2	A3	A4	XX			5
6					XX	XX	XX	XX	XX	XX					6
C	6	5	4	3	2	1	0	0	1	2	3	4	5	6	B

Mapping du wafer SOI RUN1

D	3	2	1	0	0	1	2	3	A
5		PLINE OPEN	Gamax	Gamax	Gamax	Gamax	PLINE OPEN		5
4		GOPEN	Gbmax	Gbmax	Gbmax	Gbmax	GOPEN		4
3		PCmax	Pamax	Pamax	Pamax	Pamax	PDmax		3
2	GLINE	PCmax	Pbmax	Pbmax	Pbmax	Pbmax	PDmax	GLINE	2
1	SHORT PAD	PCmax	Gcmax	Gcmax	Gcmax	Gcmax	PDmax	SHORT PAD	1
0		Pcmax	Gdmax	Gdmax	Gdmax	Gdmax	Pdmax		0
0		Pcmin	Gdmin	Gdmin	Gdmin	Gdmin	PDmin		0
1	PLINE OPEN	PCmin	Gcmin	Gcmin	Gcmin	Gcmin	PDmin	PLINE OPEN	1
2	GOPEN	PCmin	Pbmin	Pbmin	Pbmin	Pbmin	PDmin	GOPEN	2
3		PCmin	Pamin	Pamin	Pamin	Pamin	Pdmin		3
4		GLINE	Gbmin	Gbmin	Gbmin	Gbmin	GLINE		4
5		SHORT PAD	Gamin	Gamin	Gamin	Gamin	SHORT PAD		5
C	3	2	1	0	0	1	2	3	B

Mapping du wafer verre RUN1

V.2 RUN2 mapping

V.2.1 Mapping RUN2 SOI (vue du top)

D	-6	-5	-4	-3	-2	0	1	2	3	4	A
8				cal	cal	cal	cal				8
7			cal	cal	333	333	cal	cal			7
6		cal	333	333	333	333	333	333	2x2		6
5		223	333	333	x2x	x2x	333	333	223		5
4	cal	223	x2x	x2x	x2x	x2x	x2x	x2x	223	cal	4
3	cal	223	x2x	2x2	x2x	x2x	2x2	x2x	223	cal	3
2	223	223	2x2	2x2	222	222	2x2	2x2	223	223	2
1	223	2x2	2x2	222	222	222	222	2x2	2x2	223	1
0	cal	2x2	222	222	222	222	222	222	2x2	2x2	0
-2	D1	2x2	222	222	222	222	222	222	2x2	2x2	-2
-3	223	2x2	2x2	222	222	222	222	2x2	2x2	223	-3
-4	223	223	2x2	2x2	222	222	2x2	2x2	223	223	-4
-5	cal	223	x2x	2x2	x2x	x2x	2x2	x2x	223	cal	-5
-6	cal	223	x2x	x2x	x2x	x2x	x2x	x2x	223	cal	-6
-7		223	333	333	x2x	x2x	333	333	223		-7
-8		D1	333	333	333	333	333	333	2x2		-8
-9			cal	cal	333	333	cal	cal			-9
-10				cal	cal	cal	cal				-10
C	-6	-5	-4	-3	-2	0	1	2	3	4	B

V.2.2 Mapping RUN2 verre (vue de dessous)

D	-6	-5	-4	-3	-2	0	1	2	3	4	A
8				1capa1	1capa2	1capa2	1capa1				8
7			4capa	2capa	1capa2	1capa2	2capa	4capa			7
6		2port	2capa	4capa	1capa1	1capa1	4capa	2capa	1ind		6
5		2capa	8capa5	8capa3	4capa	4capa	8capa3	8capa5	2capa		5
4	8capa5	4capa	1capa2	2capa	8capa5	8capa5	2capa	1capa2	4capa	8capa5	4
3	8capa3	8capa5	1capa1	2capa	8capa3	8capa3	2capa	1capa1	8capa5	8capa3	3
2	1capa2	8capa3	4capa	8capa3	2capa	2capa	8capa3	4capa	8capa3	1capa2	2
1	1capa1	1capa2	8capa5	1capa2	4capa	4capa	1capa2	8capa5	1capa2	1capa1	1
0	2port	1capa1	1capa1	8capa5	8capa3	8capa3	8capa5	1capa1	1capa1	1ind	0
-2	Gdmax	1capa1	1capa1	8capa5	8capa3	8capa3	8capa5	1capa1	1capa1	8ind	-2
-3	1capa1	1capa2	8capa5	1capa2	4capa	4capa	1capa2	8capa5	1capa2	1capa1	-3
-4	1capa2	8capa3	4capa	8capa3	2capa	2capa	8capa3	4capa	8capa3	1capa2	-4
-5	8capa3	8capa5	1capa1	2capa	8capa3	8capa3	2capa	1capa1	8capa5	8capa3	-5
-6	8capa5	4capa	1capa2	2capa	8capa5	8capa5	2capa	1capa2	4capa	8capa5	-6
-7		2capa	8capa5	8capa3	4capa	4capa	8capa3	8capa5	2capa		-7
-8		Gdmax	2capa	4capa	1capa1	1capa1	4capa	2capa	8ind		-8
-9			4capa	2capa	1capa2	1capa2	2capa	4capa			-9
-10				1capa1	1capa2	1capa2	1capa1				-10
C	-6	-5	-4	-3	-2	0	1	2	3	4	B

V.2.3 Mapping RUN2 SOI V3 (vue du top)

D	-6	-5	-4	-3	-2	0	1	2	3	4	A
8				cal	cal	cal	cal				8
7			cal	cal	223	222	cal	cal			7
6		cal	223	223	223	222	222	222	2x2		6
5		333	223	223	223	222	222	222	333		5
4	cal	333	223	223	223	222	222	222	333	cal	4
3	cal	333	223	223	223	222	222	222	333	cal	3
2	333	333	223	223	223	222	222	222	333	333	2
1	333	223	223	223	223	222	222	222	222	333	1
0	cal	223	223	223	223	222	222	222	222	2x2	0
-2	D1	x2x	x2x	x2x	x2x	2x2	2x2	2x2	2x2	2x2	-2
-3	333	x2x	x2x	x2x	x2x	2x2	2x2	2x2	2x2	333	-3
-4	333	333	x2x	x2x	x2x	2x2	2x2	2x2	333	333	-4
-5	cal	333	x2x	x2x	x2x	2x2	2x2	2x2	333	cal	-5
-6	cal	333	x2x	x2x	x2x	2x2	2x2	2x2	333	cal	-6
-7		333	x2x	x2x	x2x	2x2	2x2	2x2	333		-7
-8		D1	x2x	x2x	x2x	2x2	2x2	2x2	2x2		-8
-9			cal	cal	x2x	2x2	cal	cal			-9
-10				cal	cal	cal	cal				-10
C	-6	-5	-4	-3	-2	0	1	2	3	4	B

Annexe 2 : Calculs analytiques

Calculs du VCO

```

Yt = ( I ω (cgs + cgd)      - I ω cgd
      gm - I ω cgd      I ω ( cgd + cds) + 1 / (rdB+1/(I ω cbs)) );
Zs = I ( Xs Xs
        Xs Xs );
delta[matrice_] := matrice[[1, 1]] * matrice[[2, 2]] - matrice[[2, 1]] * matrice[[1, 2]]
YtoZ[Y_] := {{Y[[2, 2]]/delta[Y], -Y[[1, 2]]/delta[Y]}, {-Y[[2, 1]]/delta[Y], Y[[1, 1]]/delta[Y]}}
Zin[Z_, Zl_] := Z[[1, 1]] - Z[[2, 1]] Zl / (Zl + Z[[2, 2]])
Za = Zin[YtoZ[Yt] + Zs, Zl] // FullSimplify
Zanum = Za[[2]];
Zaden = ComplexExpand[Zanum / Za];
Zanum = Zanum * ( Zaden[[1 ;; Dimensions[Zaden][[1]] - 1]] - Zaden[Dimensions[Zaden]] ) // ComplexExpand;
Zaden = Zaden * ( Zaden[[1 ;; Dimensions[Zaden][[1]] - 1]] - Zaden[Dimensions[Zaden]] ) // Expand // FullSimplify;
ReZa = Zanum[[1 ;; Dimensions[Zanum][[1]] - 1]] / Zaden
ImZa = Zanum[Dimensions[Zanum][[1]]][[2]] / Zaden

ReZa =
(cgs gm Xs ω + cgd gm2 Xs Zl ω - cbs cgs gm Xs2 ω2 - cds cgs gm Xs2 ω2 + cgd2 Zl ω2 + cgd2 gm2 Xs2 Zl ω2 + cbs cgd gm Zl2 ω2 + cds cgd gm Zl2 ω2 +
cgd2 gm Zl2 ω2 + cbs2 cgs gm rdb2 Xs ω3 - 2 cbs cgd2 Xs Zl ω3 - 2 cds cgd2 Xs Zl ω3 - 2 cbs cgd cgs Xs Zl ω3 - 2 cds cgd cgs Xs Zl ω3 -
2 cgd2 cgs Xs Zl ω3 + cbs2 cgd gm rdb Xs Zl ω3 + cbs2 cgs gm rdb Xs Zl ω3 + cbs2 cgd gm2 rdb2 Xs Zl ω3 + cbs2 cgs2 rdb Xs2 ω4 -
cbs2 cds cgs gm rdb2 Xs2 ω4 + cbs2 cgd2 rdb2 Zl ω4 + cbs2 cgd2 Xs2 Zl ω4 + 2 cbs cds cgd2 Xs2 Zl ω4 + cds2 cgd2 Xs2 Zl ω4 + 2 cbs2 cgd cgs Xs2 Zl ω4 +
4 cbs cds cgd cgs Xs2 Zl ω4 + 2 cds2 cgd cgs Xs2 Zl ω4 + 2 cbs cgd2 cgs Xs2 Zl ω4 + 2 cds cgd2 cgs Xs2 Zl ω4 + cbs2 cgs2 Xs2 Zl ω4 +
2 cbs cds cgs2 Xs2 Zl ω4 + cds2 cgs2 Xs2 Zl ω4 + 2 cbs cgd cgs2 Xs2 Zl ω4 + 2 cds cgd cgs2 Xs2 Zl ω4 + cgd2 cgs2 Xs2 Zl ω4 + 2 cbs2 cgd2 gm rdb Xs2 Zl ω4 +
2 cbs2 cgd cgs gm rdb Xs2 Zl ω4 + cbs2 cgd2 gm2 rdb2 Xs2 Zl ω4 + cbs2 cgd2 rdb Zl2 ω4 + cbs2 cds cgd gm rdb2 Zl2 ω4 + cbs2 cgd2 gm rdb2 Zl2 ω4 -
2 cbs2 cds cgd2 rdb2 Xs Zl ω5 - 2 cbs2 cds cgd cgs rdb2 Xs Zl ω5 - 2 cbs2 cgd2 cgs rdb2 Xs Zl ω5 + cbs2 cds2 cgd2 rdb2 Xs2 Zl ω6 +
2 cbs2 cds2 cgd cgs rdb2 Xs2 Zl ω6 + 2 cbs2 cds cgd2 cgs rdb2 Xs2 Zl ω6 + cbs2 cds2 cgs2 rdb2 Xs2 Zl ω6 + 2 cbs2 cds cgd cgs2 rdb2 Xs2 Zl ω6 +
cbs2 cgd2 cgs2 rdb2 Xs2 Zl ω6) /
(ω2 (cgd2 + 2 cgd cgs + cgs2 + cgd2 gm2 Xs2 + 2 cgd2 gm Zl + 2 cgd cgs gm Zl + cgd2 gm2 Zl2 - 2 (cgd + cgs) ((cbs + cds) cgd + (cbs + cds + cgd) cgs) Xs ω +
(2 cbs (cgd + cgs) (cgd cgs + cds (cgd + cgs)) (Xs2 + Zl2) + (cgd cgs + cds (cgd + cgs))2 (Xs2 + Zl2) +
cbs2 (2 cgd cgs (rdb2 + Xs2 + gm rdb Xs2 + rdb (2 + gm rdb) Zl + (1 + gm rdb) Zl2) + cgs2 (Xs2 + (rdb + Zl)2) +
cgd2 (Xs2 + rdb (rdb + gm (2 + gm rdb) Xs2) + 2 rdb (1 + gm rdb) Zl + (Zl + gm rdb Zl)2))) ω2 -
2 cbs2 (cgd + cgs) (cgd cgs + cds (cgd + cgs)) rdb2 Xs ω3 + cbs2 (cgd cgs + cds (cgd + cgs))2 rdb2 (Xs2 + Zl2) ω4)

ImZa =
(-cgd ω - cgs ω - cgd gm2 Xs2 ω - cgd gm Zl ω + 2 cbs cgd Xs ω2 + 2 cds cgd Xs ω2 + 2 cbs cgs Xs ω2 + 2 cds cgs Xs ω2 + 2 cgd cgs Xs ω2 + cgs2 Xs ω2 -
cbs cgd gm Xs Zl ω2 - cds cgd gm Xs Zl ω2 - cbs cgs gm Xs Zl ω2 - cds cgs gm Xs Zl ω2 + cgd cgs gm Xs Zl ω2 + cgd2 gm2 Xs Zl2 ω2 - cbs2 cgd rdb2 ω3 -
cbs2 cgs rdb2 ω3 - cbs2 cgd Xs2 ω3 - 2 cbs cds cgd Xs2 ω3 - cds2 cgd Xs2 ω3 - cbs2 cgs Xs2 ω3 - 2 cbs cds cgs Xs2 ω3 - cds2 cgs Xs2 ω3 -
2 cbs cgd cgs Xs2 ω3 - 2 cds cgd cgs Xs2 ω3 - cbs cgs2 Xs2 ω3 - cds cgs2 Xs2 ω3 - cgd cgs2 Xs2 ω3 - 2 cbs2 cgd gm rdb Xs2 ω3 - cbs2 cgs gm rdb Xs2 ω3 -
cbs2 cgd gm2 rdb2 Xs2 ω3 - 2 cbs2 cgd rdb Zl ω3 - 2 cbs2 cgs rdb Zl ω3 - cbs2 cgd gm rdb2 Zl ω3 - cbs2 cgd Zl2 ω3 - 2 cbs cds cgd Zl2 ω3 -
cds2 cgd Zl2 ω3 - cbs cgd2 Zl2 ω3 - cds cgd2 Zl2 ω3 - cbs2 cgs Zl2 ω3 - 2 cbs cds cgs Zl2 ω3 - cds2 cgs Zl2 ω3 - 2 cbs cgd cgs Zl2 ω3 -
2 cds cgd cgs Zl2 ω3 - cgd2 cgs Zl2 ω3 - cbs2 cgd gm rdb Zl2 ω3 + 2 cbs2 cds cgd rdb2 Xs ω4 + 2 cbs2 cds cgs rdb2 Xs ω4 + 2 cbs2 cgd cgs rdb2 Xs ω4 +
cbs2 cds2 rdb2 Xs ω4 + 2 cbs2 cgd cgs rdb Xs Zl ω4 + 2 cbs2 cgs2 rdb Xs Zl ω4 - cbs2 cds cgd gm rdb2 Xs Zl ω4 - cbs2 cds cgs gm rdb2 Xs Zl ω4 +
cbs2 cgd cgs gm rdb2 Xs Zl ω4 + cbs2 cgd2 Xs Zl2 ω4 + 2 cbs cds cgd2 Xs Zl2 ω4 + cds2 cgd2 Xs Zl2 ω4 + 2 cbs2 cgd cgs Xs Zl2 ω4 +
4 cbs cds cgd cgs Xs Zl2 ω4 + 2 cds2 cgd cgs Xs Zl2 ω4 + 2 cbs cgd2 cgs Xs Zl2 ω4 + 2 cds cgd2 cgs Xs Zl2 ω4 + cbs2 cgs2 Xs Zl2 ω4 +
2 cbs cds cgs2 Xs Zl2 ω4 + cds2 cgs2 Xs Zl2 ω4 + 2 cbs cgd cgs2 Xs Zl2 ω4 + 2 cds cgd cgs2 Xs Zl2 ω4 + cgd2 cgs2 Xs Zl2 ω4 + 2 cbs2 cgd2 gm rdb Xs Zl2 ω4 +
2 cbs2 cgd cgs gm rdb Xs Zl2 ω4 + cbs2 cgd2 gm2 rdb2 Xs Zl2 ω4 - cbs2 cds2 cgd rdb2 Xs2 ω5 - cbs2 cds2 cgs rdb2 Xs2 ω5 - 2 cbs2 cds cgd cgs rdb2 Xs2 ω5 -
cbs2 cds cgs2 rdb2 Xs2 ω5 - cbs2 cgd cgs2 rdb2 Xs2 ω5 - cbs2 cds2 cgd rdb2 Zl2 ω5 - cbs2 cds cgd2 rdb2 Zl2 ω5 - cbs2 cds2 cgs rdb2 Zl2 ω5 -
2 cbs2 cds cgd cgs rdb2 Zl2 ω5 - cbs2 cgd2 cgs rdb2 Zl2 ω5 + cbs2 cds2 cgd2 rdb2 Xs Zl2 ω6 + 2 cbs2 cds2 cgd cgs rdb2 Xs Zl2 ω6 +
2 cbs2 cds cgd2 cgs rdb2 Xs Zl2 ω6 + cbs2 cds2 cgs2 rdb2 Xs Zl2 ω6 + 2 cbs2 cds cgd cgs2 rdb2 Xs Zl2 ω6 + cbs2 cgd2 cgs2 rdb2 Xs Zl2 ω6) /
(ω2 (cgd2 + 2 cgd cgs + cgs2 + cgd2 gm2 Xs2 + 2 cgd2 gm Zl + 2 cgd cgs gm Zl + cgd2 gm2 Zl2 - 2 (cgd + cgs) ((cbs + cds) cgd + (cbs + cds + cgd) cgs) Xs ω +
(2 cbs (cgd + cgs) (cgd cgs + cds (cgd + cgs)) (Xs2 + Zl2) + (cgd cgs + cds (cgd + cgs))2 (Xs2 + Zl2) +
cbs2 (2 cgd cgs (rdb2 + Xs2 + gm rdb Xs2 + rdb (2 + gm rdb) Zl + (1 + gm rdb) Zl2) + cgs2 (Xs2 + (rdb + Zl)2) +
cgd2 (Xs2 + rdb (rdb + gm (2 + gm rdb) Xs2) + 2 rdb (1 + gm rdb) Zl + (Zl + gm rdb Zl)2))) ω2 -
2 cbs2 (cgd + cgs) (cgd cgs + cds (cgd + cgs)) rdb2 Xs ω3 + cbs2 (cgd cgs + cds (cgd + cgs))2 rdb2 (Xs2 + Zl2) ω4)

```

■ condition pour $\text{Re}(Z_a) < 0$

```

cgs = 360 10-15;
cgd = 14 10-15;
cde = 120 10-15;
cbs = 1 10-9;
rdb = 5000;
Zl = 50;
gm = .;
xsr = Solve[0.3 ReZa = 0, Xs] /. ω → 2 Pi f /. gm → -0.065 // Simplify
Plot[{xsr[[1, 1, 2]], xsr[[2, 1, 2]]}, {f, 0, 26 109}, PlotRange → {{0, 20 109}, {0, 500}}, Frame -> True,
FrameLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Xs"}, PlotLabel → "Réactance série de la source",
GridLines → {{2 109, 4 109, 6 109, 8 109, 10 109, 12 109, 14 109, 16 109, 18 109}, {0, 100, 200, 300, 400}}]
{{Xs → (-3.78602 × 1076 f - 3.82218 × 1067 f3 - 4.62387 × 1054 f5 - 1.86427 × 1034 f7 - 1.76542 × 1013 f9 +
7.29822 × 1034 √(3.98536 × 1094 + 7.9609 × 1085 f2 + 3.97499 × 1076 f4 + 2.54669 × 1056 f6 + 4.75386 × 1035 f8 + 2.21849 × 1014 f10 +
6.68624 × 1025 f2 √(3.98536 × 1094 + 7.9609 × 1085 f2 + 3.97499 × 1076 f4 - 2.54669 × 1056 f6 - 4.75386 × 1035 f8 + 2.21849 × 1014 f10 -
1.18527 × 106 f4 √(3.98536 × 1094 + 7.9609 × 1085 f2 + 3.97499 × 1076 f4 + 2.54669 × 1056 f6 + 4.75386 × 1035 f8 + 2.21849 × 1014 f10)} /
(4.03605 × 1079 + 7.32465 × 1070 f2 + 3.3511 × 1061 f4 - 5.09073 × 1042 f6 - 1.62101 × 1022 f8)},
{Xs → (-3.78602 × 1076 f - 3.82218 × 1067 f3 - 4.62387 × 1054 f5 - 1.86427 × 1034 f7 - 1.76542 × 1013 f9 -
7.29822 × 1034 √(3.98536 × 1094 + 7.9609 × 1085 f2 + 3.97499 × 1076 f4 + 2.54669 × 1056 f6 + 4.75386 × 1035 f8 + 2.21849 × 1014 f10 -
6.68624 × 1025 f2 √(3.98536 × 1094 + 7.9609 × 1085 f2 + 3.97499 × 1076 f4 + 2.54669 × 1056 f6 + 4.75386 × 1035 f8 + 2.21849 × 1014 f10 +
1.18527 × 106 f4 √(3.98536 × 1094 + 7.9609 × 1085 f2 + 3.97499 × 1076 f4 + 2.54669 × 1056 f6 + 4.75386 × 1035 f8 + 2.21849 × 1014 f10)} /
(4.03605 × 1079 + 7.32465 × 1070 f2 + 3.3511 × 1061 f4 - 5.09073 × 1042 f6 - 1.62101 × 1022 f8)}}]

```

```
ls = {0.3, 0.6, 0.8, 1, 2.2, 3.9, 5.1, 10} 10-9;
```

```
(*Cas série*)
```

```
Needs["PlotLegends`"]
```

```

Plot[Evaluate@{-1 / ((xsr[[1, 1, 2]] - 2 Pi f ls) 2 Pi f)}, {f, 0, 26 109}, PlotRange → {{0, 20 109}, {0, 1 10-12}}, Frame -> True,
FrameLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Cs (Farad)"}, PlotLabel → "Capacité série de la source",
GridLines → {{2 109, 4 109, 6 109, 8 109, 10 109, 12 109, 14 109, 16 109, 18 109}, {0, 200 10-15, 400 10-15, 600 10-15, 800 10-15}},
PlotLegend → {"l=0.3nH", "l=0.6nH", "l=0.8nH", "l=1nH", "l=2.2nH", "l=3.9nH", "l=5.1nH", "l=10nH"},
LegendLabel → Style["Inductance série", 10], LegendPosition → {1.1, -0.4}]
Plot[Evaluate@{-1 / ((xsr[[2, 1, 2]] - 2 Pi f ls) 2 Pi f)}, {f, 0, 26 109}, PlotRange → {{0, 20 109}, {0, 1 10-12}}, Frame -> True,
FrameLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Cs (Farad)"}, PlotLabel → "Capacité série de la source",
GridLines → {{2 109, 4 109, 6 109, 8 109, 10 109, 12 109, 14 109, 16 109, 18 109}, {0, 200 10-15, 400 10-15, 600 10-15, 800 10-15}},
PlotLegend → {"l=0.3nH", "l=0.6nH", "l=0.8nH", "l=1nH", "l=2.2nH", "l=3.9nH", "l=5.1nH", "l=10nH"},
LegendLabel → Style["Inductance série", 10], LegendPosition → {1.1, -0.4}]

```

```
(*Cas //*)
```

```
ls = (0.1 + {0.3, 0.6, 0.8, 1, 3.9, 5.1, 10}) 10-9
```

```

Plot[Evaluate@{-ls 2 Pi f + xsr[[1, 1, 2]] / (xsr[[1, 1, 2]] (2 Pi f)2 ls)}, {f, 0, 26 109}, PlotRange → {{0, 26 109}, {0, 10-12}}, AxesLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Cp (Farad)"},
PlotLabel → "Capacité // de la source"];
Plot[Evaluate@{-ls 2 Pi f + xsr[[1, 1, 2]] / (xsr[[1, 1, 2]] (2 Pi f)2 ls)}, {f, 0, 26 109}, PlotRange → {{0, 20 109}, {0, 1 10-12}}, Frame -> True,
FrameLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Cp (Farad)"}, PlotLabel → "Capacité // de la source",
GridLines → {{2 109, 4 109, 6 109, 8 109, 10 109, 12 109, 14 109, 16 109, 18 109}, {0, 200 10-15, 400 10-15, 600 10-15, 800 10-15}},
PlotLegend → {"l=0.3nH", "l=0.6nH", "l=0.8nH", "l=1nH", "l=2.2nH", "l=3.9nH", "l=5.1nH", "l=10nH"},
LegendLabel → Style["Inductance //", 10], LegendPosition → {1.1, -0.4}]
Plot[Evaluate@{-ls 2 Pi f + xsr[[2, 1, 2]] / (xsr[[1, 1, 2]] (2 Pi f)2 ls)}, {f, 0, 26 109}, PlotRange → {{0, 20 109}, {0, 1 10-12}}, Frame -> True,
FrameLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Cp (Farad)"}, PlotLabel → "Capacité // de la source",
GridLines → {{2 109, 4 109, 6 109, 8 109, 10 109, 12 109, 14 109, 16 109, 18 109}, {0, 200 10-15, 400 10-15, 600 10-15, 800 10-15}},
PlotLegend → {"l=0.3nH", "l=0.6nH", "l=0.8nH", "l=1nH", "l=2.2nH", "l=3.9nH", "l=5.1nH", "l=10nH"},
LegendLabel → Style["Inductance //", 10], LegendPosition → {1.1, -0.4}]

```

■ condition pour $\text{Im}(Z_a) + X_g = 0$ ou $n^2 2\text{Pi}$

```

ls = 10 10-9;
Cs = 30 10-15;
lp = 1.1 10-9;
Cp = {100, 25} 10-15;
ImZas = ImZa /. Xs → (ls ω - 1 / (Cs ω));
ImZap = ImZa /. Xs → (lp ω / (Cp ω)) / (lp ω - 1 / (Cp ω));
Plot[Evaluate@(ImZas /. ω → 2 Pi f /. gm → -0.065), {f, 0, 20 109}, Frame -> True, FrameLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Im(Za)"},
PlotLabel → "Im(Za) avec Xs de type série", GridLines → {{2 109, 4 109, 6 109, 8 109, 10 109, 12 109, 14 109, 16 109, 18 109}, Automatic]]
Plot[Evaluate@(ImZap /. ω → 2 Pi f /. gm → -0.065), {f, 0, 20 109}, Frame -> True, FrameLabel → {"Fréquence (Hertz)", "Im(Za)"},
PlotLabel → "Im(Za) avec Xs de type //", GridLines → {{2 109, 4 109, 6 109, 8 109, 10 109, 12 109, 14 109, 16 109, 18 109}, Automatic]]

```

Résumé

Le sujet de cette thèse porte sur la réalisation d'un bloc de transposition de fréquence de 1 à 20GHz à base de composants *MEMS*. Cette thèse s'est traduite par la conception et la réalisation d'un nouveau type de capacité *MEMS* RF variable, qui se base sur des structures rotatives de type gyroscope pour l'actionnement, et sur une variation de surface pour la variation de capacité. Comparée à différentes architectures publiées à ce jour, cette structure a l'avantage d'avoir la partie actionnement (la partie *MEMS*) et la partie RF (la capacité) isolées électriquement, ce qui permet d'éviter le phénomène d'auto actionnement avec la puissance du signal RF traversant. Un autre avantage de la structure développée est la possibilité d'avoir simultanément 8 capacités variables sur une puce unique, avec un seul système d'actionnement. La fabrication de ces puces nécessite l'utilisation d'un *wafer SOI* pour la partie *MEMS* et d'un *wafer* en verre pour la partie RF, ce qui offre la possibilité d'une mise en boîtier du *MEMS* directement pendant le procédé de fabrication. Ces travaux ont également porté sur l'étude du phénomène de *pullin* dans le cadre des peignes interdigités incurvés (*curved combdrive*), laissant apparaître les paramètres physiques critiques lors du dimensionnement. Cette étude paramétrique a été utilisée pour améliorer la structure d'actionnement en utilisant des peignes interdigités à largeur de doigt et à *gap* variable, pour repousser ce phénomène de *pullin* en dehors de la plage utile d'actionnement. Cette nouvelle capacité variable a ensuite été intégrée dans un système simple d'oscillateur accordable sur alumine pour valider ses performances RF et pourra être associée à un mélangeur pour réaliser le bloc complet de transposition de fréquence.

Mots clés : *MEMS* RF, capacité variable rotative, *on-wafer packaging*, encapsulation sur tranche, peignes interdigités incurvés, phénomène de *pull-in*, auto-actionnement, *VCO*

Abstract

This thesis deals with the realisation of a frequency transposition block from 1 to 20 GHz based on MEMS components. It results in the design and fabrication of a new kind of tuneable RF MEMS capacitor based on a rotational gyroscope structure for the actuation part and on a surface variation for the capacitance change. Compared to other architectures published, this structure presents the advantage to have an actuation part (the MEMS part) and a RF part (the capacitor) that are electrically separated in order to avoid the phenomenon of self-actuation with RF signal crossing power. Another advantage of this structure is the possibility to simultaneously tune 8 different capacitors on a single chip, with only one actuation system. The fabrication of the chips requires the use of a SOI wafer for the MEMS part and a glass wafer for the RF part, which offers on chip packaging opportunity. This work also focused on the study of the pull-in effect in the case of curved comb-drives, highlighting the most critical physical parameters for the design. This parametric study has been used to improve the actuation structure and more particularly the topology of the curved comb-drives by variation of the finger width and gap. These modifications were done in order to push the pull-in effect out of the actuation operating range. This new tuneable capacitor has been integrated into a simple VCO circuit on alumina to validate the RF performances and could be associated to a RF mixer in order to realize the full frequency transposition block.

Keywords: RF MEMS, tuneable rotational capacitor, on-wafer packaging, curved comb-drives, pull-in effect, self-actuation, VCO