Pour une approche complète de l'évaluation de fiabilité dans les microsystèmes

Mohamed Matmat

▶ **To cite this version:**

Mohamed Matmat. Pour une approche complète de l'évaluation de fiabilité dans les microsystèmes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA de Toulouse, 2010. Français. NNT : . tel-00538717

HAL Id: tel-00538717

https://theses.hal.science/tel-00538717

Submitted on 23 Nov 2010

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

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

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'Institut National des Sciences Appliquées
Discipline ou spécialité : Micro et Nano-Systèmes

Présentée et soutenue par Mohamed MATMAT

Le 3 septembre 2010

Titre : Pour une approche complète de l'évaluation de fiabilité dans les microsystèmes

---

Jury

Marc DESMULLIEZ (Prof. Université de Heriot Watt) – Rapporteur
Claude PELLET (Prof. Université de Bordeaux) - Rapporteur
Daniel ESTEVE (D.R. LAAS-CNRS) – Examinateur
Jean-Yves FOURNIOLS (Prof. Université de Toulouse) – Directeur
Antoine MARTY (D.R. LAAS- CNRS) – Co-directeur
José MUNOZ (Ingénieur DGA) – Examinateur
Robert PLANA (Prof. Université de Toulouse) – Président
Estelle SCANFF (Ingénieur EADS) – Examinateur

Ecole doctorale : GEET
Unité de recherche : LAAS-CNRS
Directeur de Thèse : *Prof. Jean-Yves FOURNIOLS – Directeur*
Co-directeur de Thèse : *D.R. Antoine MARTY – Co-directeur*

A mes parents
A mon Epouse
A mes sœurs et frères

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du groupe Nano Ingénierie et Intégration des Systèmes et dans le cadre du projet « POLYNOE ». Ce projet s'inscrit dans un programme EDA (European Defence Agency), il a débuté en décembre 2008 avec la collaboration d'entreprises, de laboratoires et d'universités européennes : LAAS/CNRS, EADS, MBDA, NovaMEMS, MEMSCAP, Epsilon, QinetiQ, University of Warwick et university of Laughborough.

Je tiens tout d'abord à remercier Messieurs Malik Ghallab et Raja Chatila, Directeurs successifs du LAAS-CNRS, pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire et permis de réaliser mes travaux.

Je remercie également Monsieur Alain Cazarré, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse III, responsable du Master 2 Recherche Micro et Nano Systèmes (MNS).

Il m'est particulièrement agréable de remercier Monsieurs Antoine Marty et Daniel Esteve, Directeurs de Recherche au LAAS/CNRS de Toulouse, pour avoir encadré ma thèse. Je leur témoigne toute ma gratitude pour leur compétence scientifique très rigoureuse, leur disponibilité et la pédagogie avec laquelle ils m'ont encadré tout le long de ce travail de thèse.

J'adresse également mes sincères remerciements et toute ma reconnaissance à Monsieur Jean Yves Fourniols, mon directeur de thèse, Professeur à l'INSA de Toulouse, pour la confiance qu'il m'a accordée et ses conseils scientifiques très pertinents. Malgré des responsabilités de direction du groupe N2IS, il a toujours témoigné un vif intérêt à la réussite de mes travaux par des encouragements, tant professionnels que personnels. Je ne saurais oublier Monsieur Christophe Escriba, Maître de conférences à l'INSA de Toulouse, que je remercie très sincèrement pour le temps qu'il m'a accordé et ses compétences scientifiques très rigoureuses.

Je suis également très honoré de la présence au jury de thèse de :

Monsieur Robert Plana Professeur à l'université Paul Sabatier de Toulouse III, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner et d'accepter la présidence du jury de thèse.

Monsieur Claude Pellet Professeur à l'université de Bordeaux et Monsieur Marc Desmulliez, Professeur à l'université de Heriot Watt, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en qualité de rapporteurs, qu'ils soient assurés de ma respectueuse reconnaissance.

Monsieur José Munoz Ingénieur DGA et Mademoiselle Estelle Scanff, pour avoir accepté de juger le contenu de mes travaux, je leurs en suis extrêmement reconnaissant.

J'exprime ici toute mon estime à l'ensemble des membres permanents enseignants /chercheurs, doctorants du laboratoire qui m'ont témoigné soutien et sympathie. Sans tous les citer, je pense particulièrement à Bruno Jammes, Bernard Franc, Xavier Dollat, Daniel Medale, Thierry Camps, Jean luis Boizard, Georges Landa, Hallil Hamida, Benyahia Ahmed, Samir Alili, Lamine Ourak, Hamza Boukabache, Nadim Nasredinne, François Blard, Stéphane Pinon, Maeva Collet. De plus, je souhaite exprimer ma reconnaissance à mes collègues Konstantinos Koukos (saUra) et Tonio Idda, pour leur contribution au développement du software de commande.

Mes sincères remerciements s'adressent aussi à l'ensemble du personnel des services, Secrétariat, Edition-Documentation et Magasin du LAAS, je pense essentiellement à Nicole Higounet, Brigitte Cyrille, Christian Berty, Daniel Daurat, Arlette Evrard, Eric Le Denmat, Corinne Moulin, Camille Cazeneuve, Anais Martin.

Je ne saurais terminer sans remercier très profondément mes parents, mon épouse, mes sœurs et frères pour m'avoir continuellement soutenu, constamment encouragé dans mes démarches et indéfiniment témoigné affection et tendresse durant toutes ces années, bien plus encore chaque jour. Naturellement, mes respectueux remerciements s'adressent également à mes chers grands parents ainsi qu'à l'ensemble de ma famille.

Enfin, que tous ceux qui se sentent délaissés me pardonnent, il s'agit très certainement d'une omission involontaire tant la liste est longue, remercier nominativement chacune des personnes s'avère une composition délicate à laquelle je me suis exposé.

Mohamed MATMAT

Table des Matière

Table des matières

Introduction Générale

Introduction générale 1

Problématique 3

Chapitre 1. Fiabilité des MEMS : Etat de l'art

1.1 La sûreté de fonctionnement des systèmes 7
1.1.1 La Fiabilité 8
1.1.2 La disponibilité 9
1.1.3 La maintenabilité 9
1.1.4 La sécurité 9
1.1.5 La défaillance 9

1.2 Les caractéristiques ou indicateurs de la fiabilité 10

1.3 Les mécanismes de défaillances des microsystèmes 11
1.3.1 Mécanismes de défaillances liés aux défauts de fabrication 12
1.3.1.1 Mécanismes liés à la photo-lithographie 12
1.3.1.2 Mécanismes liés aux dépôts 13
1.3.1.3 Défauts liés au collage des pièces mobiles 13
1.3.1.4 Les effets de contraintes résiduelles 14
1.3.1.5 Les effets liés aux conditions d'environnement du dispositif 15
1.3.2 Les mécanismes de défaillances liés aux conditions d'usage 15
1.3.2.1 Le collage 15
1.3.2.2 La friction 16
1.3.2.3 La fatigue mécanique et thermomécanique 16
1.3.2.4 La fracture 17
1.3.2.5 L'usure 18

1.4 Classification des mécanismes de défaillances 18

1.5 Les outils de modélisation fonctionnelle des microsystèmes 19
1.5.1 La modélisation au service de la conception 19
1.5.2 La modélisation physique par éléments finis 19
1.5.3 Les modélisations électriques et comportementales 20

1.6 La modélisation au service de l'évaluation de la fiabilité des systèmes . 22

1.7 Conclusion 24

1.8 Références 25

Chapitre 2. Actionneurs Electrothermiques

2.1 Présentation d'un actionneur en chevron 31

2.2 Modélisation fonctionnelle : dimensionnement de l'actionneur 33
2.2.1 Résultats de la modélisation aux éléments finis sous COMSOL® 33
2.2.1.1 Analyse statique 35
2.2.1.1.1 Modélisation électrothermique 36
2.2.1.1.2 Modélisation thermomécanique 37
2.2.1.2 Analyse dynamique 38
2.2.1.3 Analyse paramétrique 39
2.2.2 La modélisation analytique sous MATLAB® 39
2.2.2.1 La modélisation électrothermique 39
2.2.2.2 La modélisation thermomécanique 42

2.3 Démarche de conception pour des objectifs de performances et de contraintes de fiabilité 44

2.4 Etude de la sensibilité aux paramètres géométriques et technologiques du modèle 45

2.4.1 La variation des paramètres d'entrée du modèle 45
2.4.2 Influence de la longueur et la largeur du bras chaud 46
2.4.3 Influence de l'épaisseur et largeur du bras de jonction 47
2.4.4 Influence de l'angle d'inclinaison et de l'épaisseur de la couche sacrificielle 47
2.4.5 Influence de la résistivité électrique et de la conductivité thermique 48
2.4.6 Influence du coefficient d'expansion thermique et du module de Young 49
2.4.7 Classement des paramètres en fonction de la sensibilité du modèle 49

2.5 Développement des véhicules de test Memscap 2008 50

2.6 Réalisation technologique 51

2.6.1 Technologie MUMPs du micro-usinage de MEMS 51
2.6.2 Procédé Technologique PolyMUMPS de Memscap 52

2.7 La caractérisation 53

2.7.1 Logiciel de traitement des images prises pendant les tests 54
2.7.2 Calcul du déplacement du chevron 55
2.7.2.1 Extraction du bras de jonction de l'actionneur 55
2.7.2.2 Traçage du profil de l'intensité lumineuse 55
2.7.2.3 Tracé du déplacement en fonction du courant 56

2.8 Validation simulation / expérience 57

2.8.1 Vérification des dimensions de l'actionneur 57
2.8.2 Vérification de la résistivité électrique 58

2.9 Etude de la fiabilité des actionneurs électrothermiques en chevron 60

2.9.1 Défauts d'origine thermique et amorce de flambement 60
2.9.2 Le collage 60
2.9.3 Diminution de l'amplitude du déplacement (Vieillissement) 61

2.10 Conclusion 62

2.11 Références 63

Chapitre 3. Micro-Commutateurs RF

3.1 Les micro-commutateurs RF (switch RF) 67

3.2 Classification des micro-commutateurs RF 67

3.3 Modélisation statique du commutateur RF capacitif 69

3.3.1 Détermination des tensions caractéristiques V_{pi} et V_{po} 71

3.4 Modèle fonctionnel 73

3.5 Etude de la sensibilité des performances aux variations des paramètres 73

3.5.1 Influence de constante de raideur de la membrane 74
3.5.2 Influence de la permittivité du diélectrique ε_r 74

3.6 Caractérisations expérimentales 75

3.6.1 Banc de tests de fiabilité 76
3.6.2 Caractérisation des effets de dérives 79

3.7 Les défaillances des MEMS RF capacitif 83

3.7.1 Les défaillances liées à la puissance RF 84
3.7.2 Les défaillances liées à la fatigue mécanique 84

3.7.3 Les défaillances liées au chargement du diélectrique....84

3.8 Rappel de l'approche utilisée pour prédire la fiabilité des commutateurs RF 85

3.9 Proposition d'un modèle physique de défaillance des commutateurs RF lié aux effets des charges 86

3.9.1 Hypothèse de travail....89
3.9.2 Mise en équations de l'effet de polarisation du diélectrique....89

3.10 Transformation des modèles physiques en langage VHDL-AMS.... 90

3.11 Exemple d'utilisation du modèle de dérive 91

3.12 Conclusion 93

3.13 Références 95

Chapitre 4. Méthode généralisée de prédiction de la fiabilité des microsystèmes

4.1 Les défauts et défaillances 99

4.2 Modèle de Fiabilité....100

4.2.1 Modélisation fonctionnelle 100
4.2.2 Modèle de fiabilité (Défaillance ou dérive) 101

4.3 Exploitation du modèle de fiabilité 102

4.4 Le simulateur fonctionnel....102

4.5 Illustrations à partir des deux exemples traités dans les chapitres 2 & 3 103

4.5.1 Exemple 1 : Etude de la fiabilité des actionneurs électrothermiques en chevron 103
4.5.1.1 Influence de la polarité du signal de commande 103
4.5.1.2 Influence de la nature de la couche de polysilicium....104
4.5.1.3 Modélisation empirique du vieillissement des actionneurs électrothermiques en chevron 105
4.5.1.4 Retour sur la physique du vieillissement 107
4.5.1.5 Synthèse des résultats obtenus 108
4.5.2 Exemple 2 : Etude de la fiabilité des commutateurs RF capacitifs 108
4.5.2.1 Critères de défaillances 108
4.5.2.2 Exemple d'application des critères de défaillance....110
4.5.2.3 Tests d'accélérations....110
4.5.2.4 Validation Expérience / Simulation VHDL-AMS....111
4.5.2.5 Influence de la température sur le chargement du diélectrique 112
4.5.2.6 Exemples d'utilisation du modèle de dérive....114

4.6 Comment mettre en œuvre une telle stratégie d'évaluations ? 117

4.6.1 La disponibilité des modèles physiques de défaillance 117
4.6.2 Le temps calcul 117
4.6.3 L'intégration de la simulation mixte parmi les autres approches du calcul de fiabilité....118
4.6.3.1 Les approches combinatoires....118
4.6.3.2 Les modèles dynamiques....120
4.6.4 L'expérience CALCE 122
4.6.5 Le projet « Polynoé » et ses prolongements 123
4.6.6 Notre proposition : une approche CALCE pour les microsystèmes....123

4.7 Conclusions....124

4.8 Références 125

Conclusion Générale

Conclusion générale 127

Perspectives 129

Annexe A. Modélisation électro-thermo-mécanique sous MATLAB de l'actionneur en chevron

A.I Modélisation électrothermique 131

A.II Modélisation thermomécanique 133

Annexe B. Procédé Technologique polyMUMPS de Memscap

Procédé technologique polyMUMPS de Memscap 137

Bibliographie de l'auteur 141

Introduction Générale

Introduction générale

MEMS est un acronyme anglais pour « Micro-Electro-Mechanical-System » qui peut se traduire par « microsystèmes électromécaniques ». Le concept est né dans les années 80 à Berkeley **[1]** comme prolongement technologique aux savoirs faire de la microélectronique à base de silicium, l'idée étant de compléter les technologies pour passer du circuit électronique aux microsystèmes intégrés.

MEMS désigne un système miniaturisé associant des éléments mécaniques, optiques, électromagnétiques, thermiques et fluidiques à de l'électronique, sur des substrats semi-conducteurs. Il assure des fonctions de capteurs pouvant mesurer des paramètres physiques dans l'environnement (pression, accélération, gaz, ...) et/ou des fonctions d'actionneurs pouvant agir sur cet environnement. Le terme intelligent lui est associé pour exprimer qu'il dispose d'une capacité de calcul embarquée. Les MEMS peuvent assurer des fonctions électromécaniques, telles que celles des moteurs, des relais mais aussi des fonctions optiques, comme des commutateurs optiques ou des micro-miroirs. Le tout peut quelquefois être intégré sur une puce de silicium (System On Chip) ou être le résultat d'un assemblage hybride (System In Package).

Les microsystèmes, aussi intéressants soient-ils du point de vue de l'intégration multifonctionnelle, doivent pouvoir remplir leur mission dans des conditions d'utilisation et d'environnement qui peuvent être difficiles (profil de mission) avec une fiabilité maîtrisée, contrôlée et prévisible. Or, il s'avère que la complexité des microsystèmes, leur multidisciplinarité, l'hétérogénéité des matériaux utilisés et les interfaces avec l'environnement extérieur constituent de nouvelles inconnues dans l'évaluation de la fiabilité d'un microsystème. L'évaluation prédictive de la fiabilité des microsystèmes est précisément au centre de notre problématique de thèse.

Dès que les hommes ont inventé les premiers instruments, ils sont devenus dépendants de leur bon fonctionnement. Dans ce sens, la problématique de fiabilité était née. Avec l'arrivée de l'électronique la fiabilité est entrée dans une nouvelle ère de complexité.

Dans les années 60, considéré dans le secteur du transport aérien **[2]**, le mot fiabilité a acquis un sens technique pour caractériser de la sureté de fonctionnement des équipements. Dès 1930 les transports aériens commencent à collecter des informations statistiques sur les incidents des appareils. Les premiers résultats quantifiés sont publiés entre 1939 et 1942 par le capitaine A.F. Pugsley de la 7ème brigade d'infanterie canadienne, avec un taux d'accident évalué à 10^{-5}/h pour les avions et 10^{-7}/h pour leur structure **[3]**.

Pendant la seconde guerre mondiale, suite aux défaillances des premiers missiles V-1 **[3]**, s'est développée une approche probabiliste de la défaillance d'un système : la fiabilité d'un système est une composition des fiabilités de tous les éléments qui le constituent. C'est Eric Pieruschka qui va finalement proposer la formule de calcul de la fiabilité d'une chaîne : $R_{chaîne}(t) = R_1(t) \times R_2(t) \times ... \times R_n(t)$. La probabilité de survie d'une chaîne à une date « t » arbitraire est le produit des probabilités de survie de chacun de ses composants à cette date, dans l'hypothèse où lesdits composants sont indépendants les uns des autres.

La fiabilité a commencé d'être enseignée aux Etats-Unis dans les années 1950 avec le développement de l'électronique. C'est à cette époque que la marine militaire américaine constate que ses tubes électroniques ne sont opérationnels qu'à hauteur de 30 % de leur temps d'utilisation **[4]**. Les premières directives en électronique voient le jour par des spécifications d'essais de vieillissement accéléré, directives qui seront reprises et adaptées par

la NASA. En France, c'est le Centre National d'Etudes sur les Télécommunications qui rassemble un recueil des données de la fiabilité des composants électronique **[5]**.

A partir des années 1960, les méthodes d'analyse prévisionnelle de la fiabilité et de la sécurité des systèmes se généralisent dans l'industrie aéronautique et spatiale. Ces méthodes ont également été très utilisées par la NASA pour accompagner les débuts du programme APOLLO. Dans le nucléaire, on assiste aux premiers pas de la méthode du "Diagramme de Succès" **[2]**. En 1961, le nouveau concept d'arbres des causes est introduit par Watson des « Bell Telephone Laboratories » comme une méthode permettant d'évaluer la sécurité du système de contrôle du missile Minuteman **[6]**. Cette technique sera reprise par Boeing **[7]**. En France, la SNIAS (Société Nationale des Industries Aéronautiques et Spatiales) utilise la méthode des combinaisons de pannes sur le projet Concorde, puis sur Airbus **[8]**. Toutes ces méthodes trouvent un écho favorable dans l'industrie civile, notamment au Japon. Apparaissent alors les premières bases de données et les premiers ouvrages de référence : ouvrage de Bazovsky **[3]** publié en 1961, la revue « IEEE Transaction on Reliability » ; en France c'est en 1962 que le mot « fiabilité » a été admis par l'Académie des Sciences et c'est vers 1965 que le concept de maintenabilité est introduit, et sur lequel le CEA (Commissariat à l'Energie Atomique) travaillera activement dans les années 67-68.

En 1971 sont publiés les résultats des premiers travaux sur la fiabilité du logiciel. En 1972, EDF et le CEA mènent les premières études exhaustives sur le nucléaire. En 1975, le rapport américain Rasmussen **[9]** présente une évaluation complète d'un risque nucléaire sur les centrales de Surry 1 et Peach Bottom 2 : en synthèse, le risque calculé pour les populations avoisinant lesdites centrales est inférieur à celui que font courir les chutes de météorites. En 1979, la catastrophe nucléaire de TMI (Three Miles Island) **[10]** apporte une manière inattendue de promouvoir les outils de sûreté de fonctionnement puisque le scénario qui a mené à la catastrophe était quasiment décrit dans le rapport Rasmussen. Ce sont ensuite les industries pétrochimiques **[11]** qui procèdent à leurs premières études de risque, avant que les techniques de sûreté de fonctionnement ne soient diffusées dans la chimie, le ferroviaire, l'automobile, le traitement et l'épuration d'eau, et l'ensemble des grands secteurs industriels.

Nous venons de rappeler que le besoin d'évaluer la fiabilité d'un système est un besoin aussi vieux que le système lui-même. Pendant longtemps, la fiabilité était recherchée dans la simplification des systèmes et le choix des composants à faible taux de défaillance, dans la logique des lois fondamentales de fiabilité. Cette approche s'est trouvée insuffisante pour prédire la fiabilité d'un circuit intégré complexe. Plutôt que de considérer la fiabilité globale comme le résultat « bottom-up » de la fiabilité de ses constituants, la tendance a été de qualifier la technologie de production en mesurant, par la voie statistique, le taux de défaillance des circuits produits, le plus souvent en grands volumes. L'amélioration de la fiabilité des circuits électroniques a progressivement obligé à utiliser des tests de vieillissement accéléré pour permettre d'atteindre des valeurs mesurables pour les taux de défaillance. On peut dire aujourd'hui que sur des procédés qualifiés, la production de masse, la qualité et la fiabilité des fournitures est très assurée.

Le problème est complètement différent dans le cas des microsystèmes à très forte valeur ajoutée, construits en petites et moyennes séries : les coûts qui devraient être associés à une évaluation expérimentale du taux de défaillance sont prohibitifs. Cette difficulté de ne pas pouvoir associer aux microsystèmes une évaluation de fiabilité ralentit son développement et oblige une prise de risque importante dans la conception d'ensemble intégrant des microsystèmes : comment donner une évaluation de la durée de vie des microsystèmes, voilà l'objectif de ce travail.

Le LAAS/CNRS est confronté aux problèmes de fiabilité depuis les années 60, pour avoir fait les premières mesures des dérives des transistors bipolaires au silicium **[12-13]**. Ces premiers travaux ont été étendus à l'étude de la fiabilité des composants dans l'espace soumis à l'effet des rayonnements, avec des efforts méthodologiques déjà anciens pour associer des modèles statistiques et des modèles de dérives **[14]**. A noter les activités très importantes du LAAS-CNRS à l'étude de la sureté de fonctionnement des systèmes informatiques qui ont donné lieu, dans les années 80-90, à des travaux de référence dans le monde entier **[2] [15] [16]**.

Notre travail s'inscrit dans cette ligne de réflexion remise en priorité par la complexité croissante des microsystèmes intégrés. Dans ce cas, l'intégration interdit de procéder à une approche où l'on considère chacun des constituants indépendamment du voisin. C'est évidemment insuffisant et le LAAS depuis 2003 avec les thèses de P. Shmitt et de S. Muratet **[17-18]** a engagé un travail de réflexion méthodologique sur ce sujet.

Problématique

Notre objectif de thèse est de concevoir et proposer une méthode et des outils pour faire une évaluation prédictive de la fiabilité des microsystèmes :

- Les motivations sont d'ordre scientifique : il y a une méthodologie à proposer pour intégrer, dans une démarche d'évaluation unique, des données résultant de mesures nombreuses sur un dispositif (approche statistique) et des analyses de défaillances basées sur la connaissance des mécanismes de physique des défaillances (approche physique) ;

- Les motivations sont d'ordre technico-économique : les microsystèmes connaissent un développement industriel « ralenti » par la difficulté pour l'offre technologique de garantir des performances en sureté de fonctionnement et en fiabilité sur des dispositifs souvent placés en « position clef » dans les systèmes embarqués et les équipements : mesures, instrumentations et capteurs, ...

L'approche que nous souhaitons explorer se fonde sur l'usage intensif de la modélisation et de la simulation, dans les conditions d'usage du microsystème. Cette approche associe l'évaluation de la fiabilité, plus largement des performances d'un microsystème à la démarche de conception : nous imaginons que les objectifs de fiabilité sont exprimés explicitement dans le cahier des charges du microsystème, au même titre que sont exprimés des objectifs plus habituels de performances. L'évaluation (l'estimation) de la « fiabilité » doit donc être un élément (une partie prenante) dans la démarche générale de conception, au même titre que la vérification fonctionnelle, la validation et l'objectif qualité.

L'intérêt opérationnel de lier la démarche d'évaluation de la fiabilité à la démarche de conception est que l'on peut partir sur l'étape d'évaluation avec la connaissance du modèle fonctionnel du système : **la réalisation de notre objectif consiste alors à associer au modèle fonctionnel des compléments représentant des mécanismes de dérives sous contraintes (physique des défaillances, "PoF") ou encore des éléments d'évaluations statistiques du taux de défaillance et à simuler son fonctionnement dans des conditions d'utilisation.** Pour réaliser cet objectif, plusieurs éléments doivent être définis :

- Le microsystème est ici considéré comme un ensemble intégré multifonctionnel ; l'intégration peut être monolithique (System On Chip-SOC) ou hybride (System In

Package-SIP). Ce qui est important à souligner est que la conception et la réalisation de ces microsystèmes mettent en jeu des technologies diverses qu'il convient de faire cohabiter dans un conditionnement très compact. Pour ce faire, ces technologies doivent être compatibles, c'est-à-dire qu'elles doivent, dans leurs applications successives, ne pas interférer ou le moins possible en fabrication et en exploitation. Cette deuxième exigence, liée à l'exploitation de systèmes hétérogènes, est importante pour la fiabilité car les interférences, notamment d'origine thermomécanique, d'assemblage sont capables d'induire des effets de contraintes, des effets de fatigue et donc des défaillances.

- L'évaluation de la fiabilité est, dans notre esprit, une estimation de la durée de vie soit probabiliste, soit physique, dans des conditions d'environnement et d'utilisation fixées.
- La défaillance peut être appréhendée par l'expérience, au travers de tests nombreux portant sur un nombre significatif de composants. Elle peut être appréhendée par le calcul lorsque l'on dispose d'un modèle de défaillance éprouvé.
- On appelle « dérive » l'évolution temporelle d'un paramètre influant dans le fonctionnement du dispositif, sous contrainte environnementale ou d'utilisation ; disposer d'un modèle de dérive c'est disposer d'un modèle simulable où le paramètre évolutif est explicite et est exprimé en fonction des contraintes et du temps.
- On appelle « modèle fiabilité » l'association d'un modèle fonctionnel complété des modèles de défaillance associés à chaque paramètre évolutif.
- La défaillance peut être le résultat d'un défaut catalectique intervenant brusquement sans que rien ne puisse le signaler avant sa survenue : c'est un mécanisme de défaillance qui ne peut être approché que par la voie statistique et de plus en plus difficilement car les taux de défaillances en électronique sont extrêmement petits qu'il nécessiterait des expérimentations très lourdes.
- Elaborer un « modèle fiabilité » suppose d'avoir identifié tous les éléments pouvant craindre un effet de dérive ou une défaillance catalectique, de disposer des modèles élémentaires correspondants de défaillance, et enfin d'avoir intégré tous ces modèles partiels dans le modèle fonctionnel général.
- Simuler le système dans les conditions d'usage donnera la « durée de vie » en définissant l'espace de bon fonctionnement et en détectant l'instant où les dérives et les défaillances font que l'on sort de cet espace.

Nous nous appuyons dans la définition et la mise en œuvre de notre approche sur des travaux antérieurs, notamment sur les travaux de P. Schmitt **[17]** et de S. Muratet **[18]**.

Après avoir bien défini dans quel contexte s'inscrit notre travail qui est de présenter une approche complète du calcul de fiabilité dans les microsystèmes, nous allons dans les paragraphes qui suivent présenter la structure de notre manuscrit.

Dans le premier chapitre, nous rappellerons quelques définitions et les fondements des méthodes d'évaluation de la fiabilité des systèmes. Nous indiquerons les principales difficultés rencontrées dans le cas des microsystèmes liées aux complexités de l'intégration. Dans la perspective de faire une évaluation prédictive de la fiabilité par l'analyse des défaillances, nous présenterons les différents mécanismes de défaillance identifiés dans la littérature qui peuvent nous être utiles. Enfin, nous présenterons les deux types de MEMS retenus à titre d'exemples pour supporter nos travaux :

- d'abord des actionneurs électrothermiques que nous avons réalisés selon une démarche de conception personnelle. Ils présentent des mécanismes de défaillances engendrés par des sollicitations d'actionnement d'origine thermique, que nous avons caractérisés expérimentalement par des essais systématiques ;

- ensuite des commutateurs RF capacitifs à actionnement électrostatique pour lesquels l'analyse fonctionnelle détermine une cause essentielle de défaillance qui est le « charging effect » et à partir duquel nous pourrons construire un modèle de fiabilité complet.

L'utilisation de cette double analyse est intéressante car elle explore deux cas complémentaires : l'un qui est un dispositif du laboratoire dont nous avons conduit l'étude complète de la conception jusqu'à la fabrication et au test ; c'est un cas où, par l'expérience, on vise à qualifier un procédé de fabrication ; l'autre est un dispositif fourni par d'autres équipes sur lequel nous avons cherché à mettre en place une approche générale d'évaluation de la fiabilité à partir d'un modèle physique de défaillance et d'un modèle fonctionnel.

Le deuxième chapitre sera consacré au premier exemple de microsystème choisi à savoir la structure suspendue en chevron (en forme de V) définissant un actionnement électrothermique. Sur la base d'un cahier des charges que nous préciserons, nous allons dimensionner cet actionneur. Pour ce faire, nous mènerons deux types de modélisation : la première numérique, aux éléments finis sous COMSOL®, pour la conception 3D de notre structure dans plusieurs domaines - électrique, thermique et mécanique -, et l'autre modélisation de type analytique sous MATLAB® pour faire une étude plus systématique des effets paramétriques (épaisseur, largeur, ...). Ces deux modèles serviront de support de conception et seront les modèles fonctionnels de l'actionneur électrothermique. Nous présenterons le procédé de réalisation et la caractérisation des véhicules de test (performances et vieillissement). Cette partie sera complétée par une étude de sensibilité du modèle afin d'identifier les paramètres influents. Elle précède l'analyse de fiabilité que nous avons menée sur ce type d'actionneur électrothermique, en nous appuyant sur les résultats de vieillissement accéléré que nous présenterons dans le chapitre 4.

Le troisième chapitre sera consacré au second exemple de microsystème choisi : le commutateur RF à actionnement électrostatique ; le dispositif est le véhicule test du projet POLYNOE, qui associe au LAAS les groupes N2IS et MINC. Après l'introduction du principe de fonctionnement et des différents types de configuration des MEMS RF, nous considèrerons les commutateurs à contact capacitif et établirons le modèle fonctionnel à partir duquel nous établirons une étude de sensibilité du comportement de ces commutateurs capacitifs par rapport aux constantes physiques de raideur mécanique de la membrane (partie mobile) et diélectrique de la couche isolante (diélectrique). Nous traiterons ensuite de la physique de défaillance de ces dispositifs lorsque l'origine de la défaillance est l'effet de chargement électrostatique ("charging effect"). Nous modéliserons ce phénomène de défaillance mis en jeu en nous appuyant sur les lois de la physique. Le modèle physique de défaillance sera enfin introduit dans un modèle fonctionnel de type VHDL-AMS pour établir le « modèle de fiabilité ».

Le quatrième et dernier chapitre de ce manuscrit tentera une synthèse des travaux qui ont été menés dans les deux précédents chapitres 3 et 4, pour aboutir à une méthodologie générale d'évaluation de la fiabilité prédictive en nous appuyant d'abord sur les deux exemples de MEMS : actionneurs électrothermiques en chevron et commutateurs RF électrostatiques capacitifs. Nous terminerons par la simulation de ces modèles de fiabilité complets, pour évaluer la fiabilité en estimant notamment la durée de vie dans des conditions d'environnement et d'utilisation fixées (profil de mission). Nous nous efforcerons finalement de proposer les bases d'une méthodologie générique d'évaluation de fiabilité pour les microsystèmes.

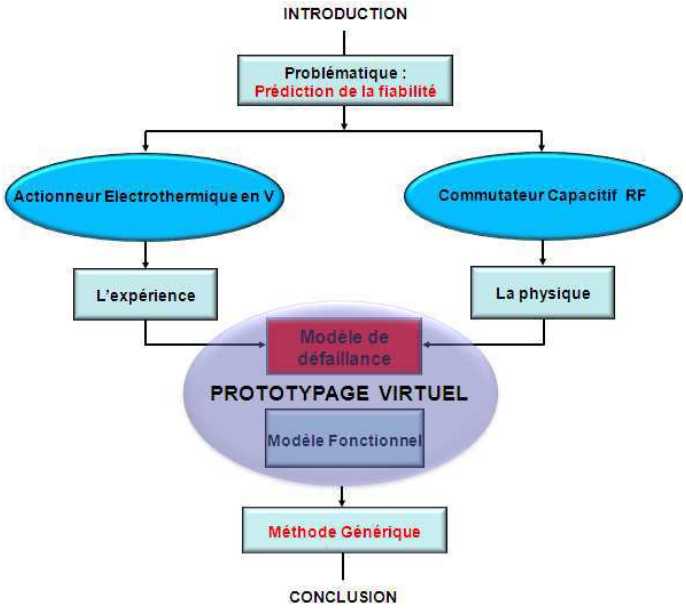


Figure 1 : Logique de présentation de la thèse.

CHAPITRE I.

Fiabilité des MEMS : Etat de l'art

L'étude de la fiabilité et des mécanismes de défaillance dans la mise au point d'un nouveau produit, que ce soit en microélectronique ou dans n'importe quel domaine, est une étape indispensable pour pouvoir passer du stade du laboratoire à la fabrication industrielle et aux applications. Les MEMS n'échappent pas à cette règle et la fiabilité des microsystèmes est une question clé qui est en train de prendre une importance considérable au moins pour trois raisons :

(1) Les microsystèmes sont des dispositifs complets et complexes pour lesquels l'étude de leur fiabilité est critique. La complexité des systèmes multiplie les risques de leur défaillance et rend impératives les études de fiabilité ;
(2) Leur large diffusion dans les grands systèmes leur confère des rôles à risques : Ils ont un impact direct sur la sécurité, où dans certains cas la vie humaine est en jeu.
(3) Ils sont un facteur du développement économique.

Dans ce premier chapitre nous allons rappeler les principaux concepts et définitions utiles dans une étude de fiabilité. Nous présenterons les différents mécanismes de défaillance identifiés sur les MEMS issus de la technologie de micro-usinage en surface. Nous détaillerons la problématique propre aux microsystèmes et décrirons différentes approches et outils utilisés à ce jour pour évaluer une fiabilité. Nous introduirons enfin notre approche d'évaluation de la fiabilité en considérant deux types d'actionneurs : électrothermique - actionneurs en chevron - et électrostatique - commutateur RF capacitif.

1.1 *La sûreté de fonctionnement des systèmes*

Le terme "sûreté de fonctionnement" (SdF) **[2]** est un terme générique qui englobe plusieurs concepts : la **fiabilité** (assurer la continuité du service), la **maintenabilité** (être réparable), la **disponibilité** (être prêt à l'emploi) et la **sécurité** (non occurrence d'événements catastrophiques) d'un système, d'un produit (**cf. fig. 1.1**). Un des grands mérites du concept de SdF est de s'être attaché à l'intégration des méthodes et techniques destinées à garantir l'aptitude d'un système à délivrer un service dans lequel on puisse avoir confiance et à s'assurer que cette confiance est justifiée. Selon **[15]**, la SdF d'un système est précisément la propriété qui permet à ses utilisateurs de placer une confiance justifiée dans le service qu'il leur délivre. Cette notion de confiance est fondamentale pour les systèmes matériel/logiciel qui contiennent des erreurs souvent introduites lors des phases de conception **[16]**.

La figure 1 représente l'arbre de la SdF d'un système regroupant trois classes : les entraves, les moyens et les attributs. Les entraves sont les circonstances indésirables mais non inattendues. Les moyens correspondent aux méthodes et techniques permettant de garantir l'aptitude du système à délivrer un service conforme à l'accomplissement de sa fonction. Les attributs expriment les performances attendues du système.

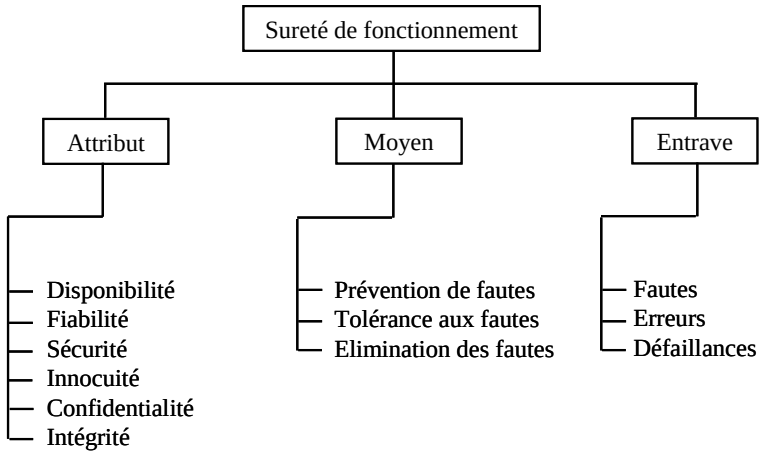


Figure 1.1 : L'arbre de la Sûreté de Fonctionnement selon **[16]**.

Selon la norme CEI 50 191 **[19]** la sûreté de fonctionnement recouvre les caractéristiques de fiabilité, maintenabilité et disponibilité. La SdF est aussi définie par **[2]** comme la science des défaillances : elle inclut alors leur connaissance, leur évaluation, leur prévision, leur mesure et leur maitrise.

1.1.1 *La Fiabilité*

Le terme fiabilité a été admis en 1962 par l'Académie de Sciences selon la définition [20] : « Grandeur caractérisant la sécurité du fonctionnement, ou mesure de la probabilité de fonctionnement d'un appareillage selon les normes prescrites ». Plus tard, dans les années 70, le Comité Électrotechnique International a proposé la définition suivante **[21]**: "Caractéristique d'un dispositif, exprimée par la fiabilité, qu'il accomplisse une fonction requise, dans des conditions données, pendant une durée donnée ". La définition de la fiabilité par L'"Oxford English Dictionary" est la qualité d'une entité sur laquelle on peut compter à un instant donné. En anglais « reliability » vient de « to rely on » signifiant « compter sur, avoir confiance en... », alors que « fiabilité » en français vient effectivement du mot « fiable », c'est-à-dire en qui on peut se fier.

Cette aptitude se mesure généralement par la probabilité qu'une entité E réalise une fonction requise, dans des conditions données pendant une période de temps donnée [0, t] :
$R(t) = P\{E \text{ non défaillante sur } [0, t]\}$ **[22]**. L'aptitude contraire est la probabilité de défaillance de l'entité E, quelquefois nommée «défiabilité» et notée $\overline{R(t)} = 1 - R(t)$.

Il est important de bien distinguer différentes évaluations de cette probabilité en fonction des considérations suivantes :

- la fiabilité opérationnelle (observée ou estimée) résulte de l'observation et de l'analyse du comportement d'entités identiques dans des conditions opérationnelles ;

- la fiabilité prévisionnelle (prédite) estime une fiabilité future à partir de considérations sur la conception des systèmes et la fiabilité de leurs composants ;

- la fiabilité extrapolée, elle, résulte d'une extension, par extrapolation définie ou par interpolation, de la fiabilité opérationnelle à des durées ou des conditions de contraintes différentes.

1.1.2 *La disponibilité*

La disponibilité est l'aptitude d'une entité à être en état d'accomplir une fonction requise dans des conditions données et à un instant donné **[2]**. Elle est donc généralement mesurée par la probabilité qu'une entité E soit en état d'accomplir une fonction requise dans des conditions données et à un instant t donné :

$$A(t) = P\ \{\text{E non défaillante à l'instant t}\} \qquad (1.1)$$

L'aptitude contraire « indisponibilité » est notée A(t) :

$$\overline{A(t)} = 1 - A(t) \qquad (1.2)$$

1.1.3 *La maintenabilité*

La maintenabilité est l'aptitude d'une entité à être maintenue ou rétablie dans un état dans lequel elle peut accomplir une fonction requise [2], lorsque la maintenance est accomplie dans des conditions données avec des procédures et des moyens prescrits. Elle est généralement mesurée par la probabilité que la maintenance d'une entité E accomplie dans des conditions données, avec des procédures et des moyens prescrits, soit achevée au temps t, sachant que l'entité est défaillante à t = 0 :

$$M(t) = P\{\text{la maintenance de E est achevée au temps t}\} \qquad (1.3)$$

ou

$$M(t) = P\{\text{E est réparée sur } [0, t]\} \qquad (1.4)$$

L'aptitude contraire « immaintenabilité » est notée M(t) :

$$\overline{M(t)} = 1 - M(t) \qquad (1.5)$$

1.1.4 *La sécurité*

En fait, le concept de sécurité est probablement le plus difficile à définir et à évaluer car il englobe des aspects très divers. Cependant, la norme sur la sécurité des machines **[23]** donne cette définition : « Aptitude d'une machine à accomplir sa fonction, à être transportée, installée, mise au point, entretenue, démontée et mise au rebut dans les conditions d'utilisation normales spécifiées dans la notice d'instructions, sans causer de lésions ou d'atteinte à la santé ».

1.1.5 *La défaillance*

On dira qu'une entité connaît une défaillance lorsqu'elle n'est plus en mesure de remplir sa (ou ses) fonction(s). Par extension, on considère parfois qu'il y a une défaillance lorsqu'il y a altération de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. La **figure 1.2** montre la relation entre la défaillance et l'état d'un composant **[24]**.

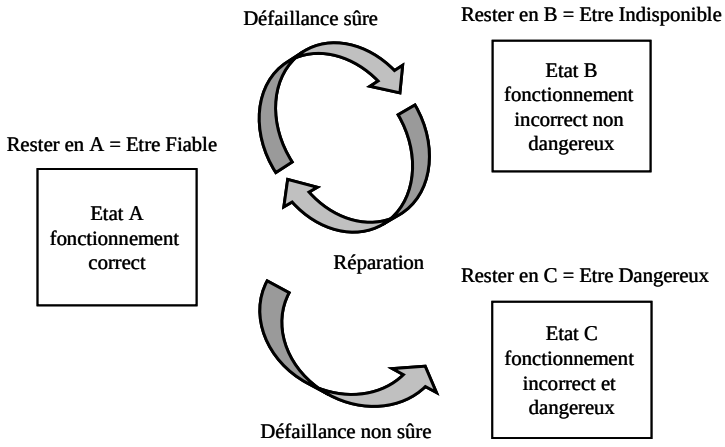


Figure 1.2 : Relation entre la défaillance et l'état d'un composant **[23]**.

1.2 *Les caractéristiques ou indicateurs de la fiabilité*

Les indicateurs habituels de la fiabilité sont :

- **Le MTTF** (Mean Time To Failure) : la durée moyenne de fonctionnement avant la première défaillance est l'estimation de la durée moyenne s'écoulant entre la mise en service du système et la survenance de la première panne. La définition du MTTF est :

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t)dt \qquad (1.6)$$

- **Le MDT** (Mean Down Time) : la durée moyenne d'indisponibilité est le temps moyen séparant la survenance d'une panne et la remise en état opérationnel du système. Elle se décompose en plusieurs phases :
  - la durée de détection de la panne (1),
  - la durée de diagnostic de la panne (2),
  - la durée d'intervention jusqu'au début de la réparation (3),
  - la durée de la réparation, **MTTR** (Mean Time To Repair) représente le temps moyen pour remettre un composant ou un système défectueux en fonctionnement (4),
  - la durée de remise en service du système (5).

- **Le MUT** (Mean Up Time) : le temps moyen qui sépare une remise en service opérationnelle du système de la survenance de la panne suivante.

Ces deux derniers indicateurs ne sont pertinents que dans le cas de systèmes réparables. Leur somme MUT+MDT représente le temps moyen qui sépare deux pannes consécutives du système. On le note **MTBF**, comme « Mean Time Between Failures ».

Les définitions de ces différents indicateurs sont illustrées par la **figure 1.3** suivante :

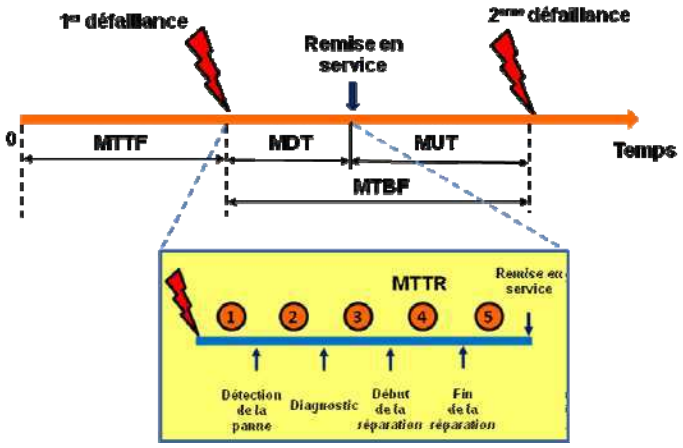


Figure 1.3 : Représentation du MTTF, du MDT, du MUT et du MTBF **[23]**.

1.3 *Les mécanismes de défaillances des microsystèmes*

Les points importants dans ces rappels sont, dans le cas des microsystèmes, les définitions des fiabilités opérationnelles et prévisionnelles et la relation au concept des défaillances considérée au niveau global microsystème et au niveau de ses contenus, où la défaillance s'associe à une physique de défaillance et un mécanisme de défaillance.

Les mécanismes de défaillances sont alors le résultat d'une conjonction entre les technologies de fabrication et les conditions d'usage. Ils sont évidemment très spécifiques « technologies / technologues ». Dans la mesure où nous sommes concernés par les microsystèmes c'est les technologies d'intégration microsystèmes que nous devons considérer.

Les technologies microsystèmes sont nées dans le prolongement des technologies microélectroniques du silicium, dans les années 1990. L'idée est de rajouter de nouvelles fonctions grâce à de nouvelles opérations comme le micro-usinage du silicium, la mise en œuvre de couches sacrificielles, et de couches actives spécialisée : piezo, pyro, opto, etc .... L'aboutissement est de créer de véritables systèmes, complexes, compacts et miniaturisés. A ce jour, on distingue deux types de microsystèmes :

- Les SOC (System On Chip) où toutes les fonctions sont intégrées dans la puce ou sur (above) la puce de silicium.
- Les SIP (System In Package) qui résultent de technologies d'assemblage à plat et de plus en plus 3D.

Cette intégration ultime conduit à des dispositifs complexes à forte valeur ajoutée que l'on ne peut pas envisager de détruire pour conduire leur évaluation. Les fonctions peuvent interagir ce qui rend toute évaluation encore plus difficile. Il faut donc promouvoir une méthode d'analyse basée sur une identification précise des mécanismes des défaillances.

Un microsystème présente plusieurs modes de défaillances, ce qui conduit à une nécessaire classification de défaillances. La **figure 1.4** propose une telle classification selon la rapidité de leur manifestation, en fonction de leur amplitude, en fonction de leur date d'apparition, en fonction des effets, et en fonction des causes.

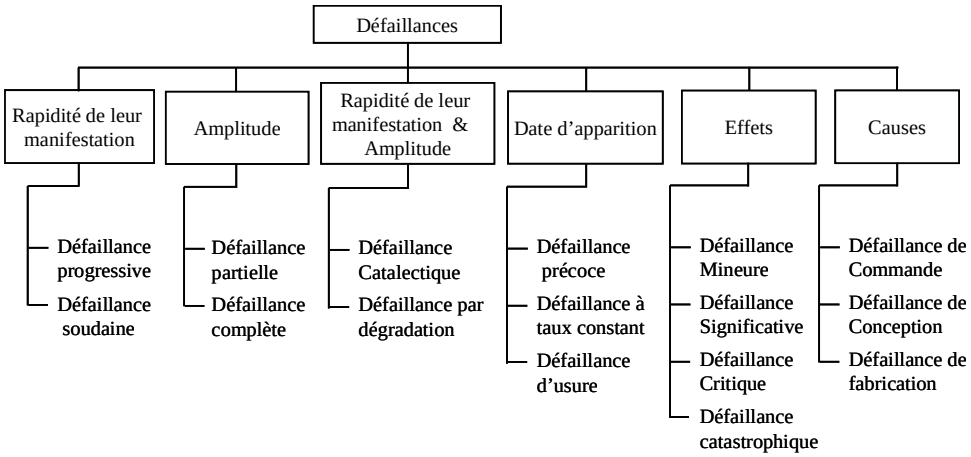


Figure 1.4 : Classification des défaillances selon **[2]**.

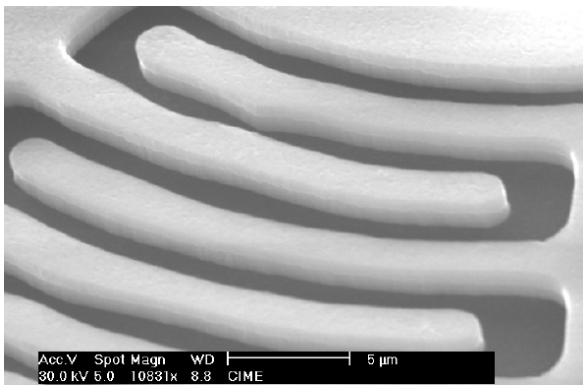
Même si les processus technologiques de fabrication des microsystèmes sont proches de ceux des circuits intégrés, la pluridisciplinarité des domaines combinés (électrique, mécanique, thermique, chimique et optique) et l'hétérogénéité des matériaux utilisés génèrent des mécanismes de défaillance différents de ceux de la microélectronique traditionnelle. Nous allons donc dans les paragraphes qui suivent lister les mécanismes de défaillance identifiés à ce jour sur les microsystèmes. Nous distinguerons les mécanismes de défaillances liés aux défauts de fabrication de ceux qui sont liés aux conditions d'usage.

1.3.1 *Mécanismes de défaillances liés aux défauts de fabrication*

Compte tenu des technologies de notre exemple d'illustration (chapitre 2), nous considérons la technologie PolyMUMPs (Multi-User MEMS Processes) **[25]**, et présenterons les mécanismes de défaillances et les défauts affectant les technologies de micro-usinage en surface pour le procédé MUMPs de CRONOS en particulier.

1.3.1.1 *Mécanismes liés à la photo-lithographie*

En raison des erreurs d'alignement et des modalités d'attaque chimique, il pourra y avoir des problèmes d'irrégularité des profils des microsystèmes, comme le montre la **figure 1.5** où l'on constate des déformations de la géométrie des peignes d'un l'accéléromètre **[26]**. Ces irrégularités peuvent engendrer des variations des propriétés électromécaniques et donc des variations des propriétés fonctionnelles.

(a) 

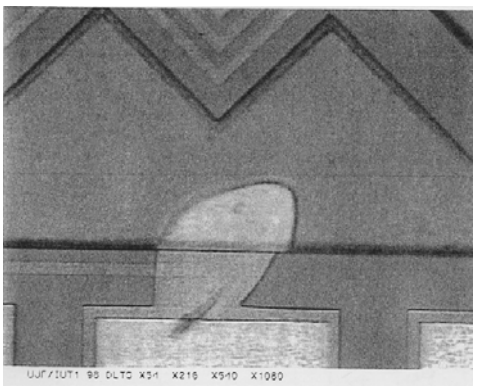
(b) 

Figure 1.5 : (a) Irrégularité des peignes d'un gyroscope ; (b) Défaut de lithographie au niveau de la métallisation **[26]**.

D'autres influences peuvent aussi intervenir :

- des résidus de résine photosensible ou des particules contaminantes (poussière) sur le masque ;
- des effets d'ombres optiques ou une répartition non homogène de la résine peuvent conduire aussi à des variations de dimensions des motifs.

Toutes ces imperfections peuvent avoir des conséquences sur la reproductibilité des composants et sur leur fiabilité. Leur présence s'opère le plus souvent par contrôles visuels. Dans les modèles de défaillances, leur présence peut avoir des conséquences électrique (circuit ouvert ou circuit fermé) et crée des zones de fragilisation mécanique s'il s'agit des MEMS **[27-28]**.

1.3.1.2 *Mécanismes liés aux dépôts*

Lors de la phase de dépôt de tous types de couches, des défauts localisés peuvent apparaître provoquant des risques de courts circuits entre les couches d'isolation (« Void » **cf. fig. 1.6**). Pour les métaux, ils peuvent causer des risques analogues au cas précédent (ruptures des circuits d'interconnexions).

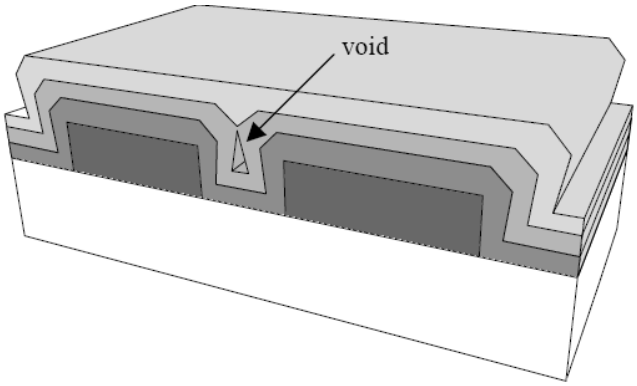
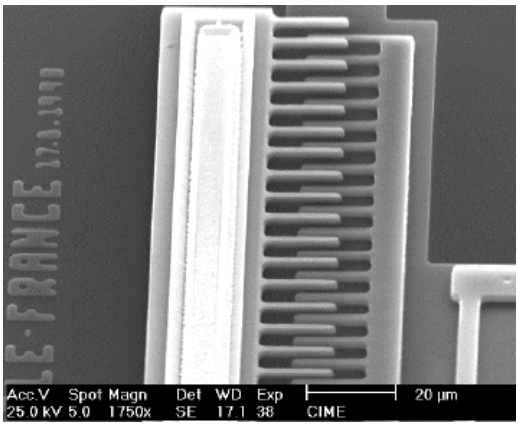


Figure 1.6 : Apparition d'un « Void » lors du dépôt d'un diélectrique **[26].**

1.3.1.3 *Défauts liés au collage des pièces mobiles*

Le collage est un mécanisme de défaillance bien identifié pour les technologies de micro-usinage en surface **[29-30]**. Les structures microscopiques se collent entre elles. Les **figure 1.7** montrent des défauts de collage survenus sur des micro-résonateurs électrostatiques en peignes et sur des actionneurs électrothermiques en forme de U (bilame) fabriqués en technologie MUMPs.

(a) 

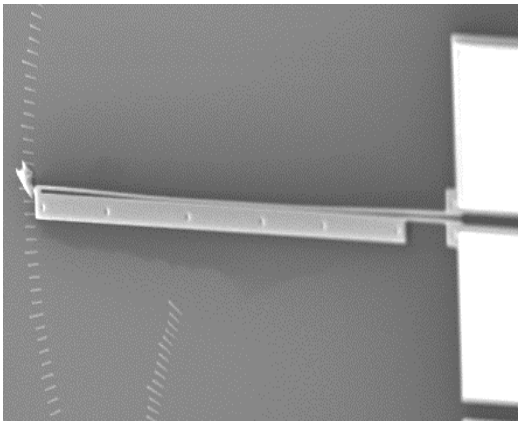
(b) 

Figure 1.7 : (a) Collage du peigne mobile dans un micro- résonateur ; (b) Collage du bras chaud du bilame en U d'un actionneur électrothermique **[27]**.

On remarque sur la photo (a) de la **figure 1.7** que les microstructures suspendues sont collées (par référence au peigne fixe) ; la photo (b) montre que le bras chaud du bilame (bras le plus fin) est collé au substrat.

Les forces physiques, électrostatiques ou chimiques de surface sont à l'origine du phénomène de collage. Les technologies de micro-usinage en surface consistent à libérer une pièce mobile par attaque préférentielle d'une couche sacrificielle avec des solutions bien spécifiques. Lorsque les microstructures sont séchées, on peut avoir formation d'un ménisque, entre les différents niveaux des microstructures, et par effet de capillarité **[31]**, les tensions de surface du liquide vont attirer les structures entre elles qui vont se coller. Le collage peut aussi intervenir au cours du fonctionnement par des effets d'affinités physico-chimiques entre les deux surfaces. On se prémunit contre ces mécanismes lors de la conception d'un dispositif **[32]**, en réalisant des structures plus raides, en réduisant les surfaces en contact. Une autre approche consiste à traiter chimiquement la surface pour réduire ces propriétés adhésives comme l'ont fait Texas Instruments **[33]**, les laboratoires de Sandia **[34]** et Analog Devices **[35]**.

Du point de vue de la modélisation, ces effets de collage peuvent être représentés comme un disfonctionnement de la commande.

1.3.1.4 *Les effets de contraintes résiduelles*

Au moment où les couches sacrificielles sont éliminées (i.e. à la libération des structures), les couches structurelles vont se déformer sous l'effet de leurs contraintes internes (**voir figure 1.8**). Ces contraintes et déformations peuvent causer par la suite des modifications du comportement du dispositif (non alignement de structure, collage par adhésion ou court circuit électrique, ...).

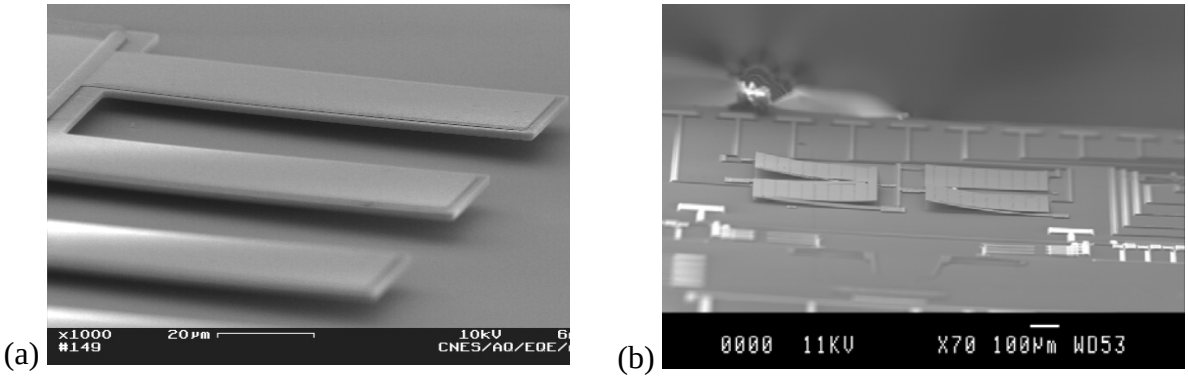


Figure 1.8 : (a) Déformation de la poutre sous l'effet des contraintes résiduelles ; (b) Membranes de miroirs électrostatiques déformées sous l'effet des contraintes internes **[18]**.

1.3.1.5 *Les effets liés aux conditions d'environnement du dispositif*

Il a été démontré, notamment dans **[36]** et **[37]**, que le taux d'humidité est un facteur aggravant en ce qui concerne les mécanismes de défaillance liés au collage par adhésion. Des travaux portant sur des jauges de contrainte en polysilicium ont également montré l'influence de la corrosion par différents gaz sur la résistivité et le bruit de ces dernières **[38-39]**.
La **figure 1.9** montre des micro-résonateurs contaminés par des particules.

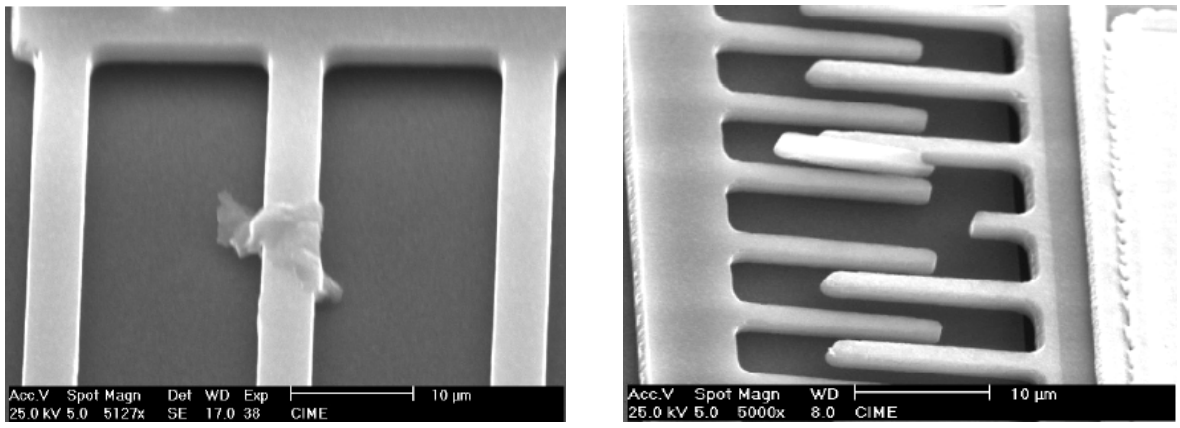


Figure 1.9 : Pollution par des particules sur des micro-résonateurs électrostatiques **[26].**

1.3.2 *Les mécanismes de défaillances liés aux conditions d'usage*

Différents travaux ont été réalisés pour identifier et classer les mécanismes de défaillance liés à l'utilisation des microsystèmes. Les laboratoires Sandia **[40]** ont proposé de classer les mécanismes de défaillance en fonction du mode de fonctionnement de la structure, par exemple : avec ou sans frottement, avec ou sans impact, avec ou sans usure, ...
Parmi les mécanismes de défaillances identifiés et qui nous concernent, notons : le collage, la fatigue de nature purement mécanique ou thermomécanique, et l'usure.

1.3.2.1 *Le collage*

Au delà du collage apparaissant lors de la fabrication du microsystème, on trouve aussi un collage issu du fonctionnement propre du système lui-même. Ce mécanisme de défaillance est très répandu pour les microsystèmes utilisant un actionnement électrostatique comme les miroirs, les peignes inter-digités et bien spécifiquement pour les commutateurs RF capacitifs

qui présentent des charges dans la couche diélectrique isolant la ligne coplanaire de transmission de la membrane mobile **[41]**. L'origine en est la charge progressive des diélectriques qui environnent l'électrode mobile. Comme précédemment annoncé, une étude de fiabilité prédictive de ce type de microstructure à actionnement électrostatique sera bien détaillée dans le chapitre 3.

1.3.2.2 *La friction*

Dans le domaine des microsystèmes le phénomène de friction apparaît essentiellement dans les applications comportant des liaisons pivot comme les micromoteurs électrostatiques ou les micro-miroirs sur pivot. Il correspond au frottement solide/solide entre les deux matériaux en contact **[42]**. Contrairement au frottement fluide qui peut se modéliser en première approximation par une composante linéaire, le frottement solide est beaucoup plus complexe à modéliser car il fait intervenir de nombreux paramètres comme la rugosité, les forces de surfaces et la présence d'éléments lubrifiants.
La friction est un mécanisme de défaillance qui peut provoquer des collages ou des problèmes d'usure mécanique et de génération de débris qui peuvent, à leur tour, être assimilés à des particules contaminantes.

1.3.2.3 *La fatigue mécanique et thermomécanique*

La fatigue est un processus qui, sous l'effet de contraintes ou de déformations répétées dans le temps, modifie les propriétés mécaniques locales d'un matériau ; ainsi, il peut entraîner une diminution de sa résistance à la rupture, la formation de fissures et éventuellement la rupture de la structure. Lorsqu'un matériau travaille en déformation, comme c'est le cas par exemple d'un ressort en flexion, il reste à première vue dans un domaine élastique mais le matériau subit à la longue des transformations internes irréversibles - celles du domaine de déformation plastique - qui peuvent à terme engendrer des fissures.

De nombreux travaux sur la fiabilité mécanique des matériaux ont été menés pour évaluer cette dégradation **[43-45]**, Un modèle empirique de fatigue du polysilicium en fonction de la température a été développé par K. Tuck et al **[46]** selon la relation :

$$\varepsilon = A\sigma^{n} e^{(Q/RT)} \qquad (1.7)$$

dans laquelle ε est la vitesse de déformation, σ est la contrainte appliquée, T est la température et Q est l'énergie d'activation. A et n sont des constantes relatives au matériau.

Dans notre domaine d'intérêt, de nombreux résultats mettent notamment en évidence une diminution de la résistance mécanique du polysilicium en fonction du nombre de cycles effectués **[47-55]**.

Le fait que les microsystèmes soient isolés thermiquement (suspendus), ils peuvent exploiter les effets électrothermiques, comme par exemple l'effet de la dilatation thermique dans les micro-actionneurs (en polysilicium) à bilame. Cependant, les températures et les contraintes importantes subies par ces structures vont induire des mécanismes de défaillance tels que l'électromigration ou des transformations cristallines à l'intérieur des matériaux, et/ou dans les régions de prise de contact électrique **[56-57]**. Une synthèse sur l'électromigration donnant des modèles empiriques à été réalisée par D.G Pierce **[58]** qui a proposé la relation :

$$t = \frac{A}{j^{n}} e^{E_a kT} \qquad (1.8)$$

Dans laquelle t est la durée de vie moyenne du métal, A est une constante caractéristique du matériau et de son procédé technologique de réalisation, J est la densité du courant, E_a est l'énergie d'activation et T la température.

La **figure 1.10** reproduit des images MEB d'actionneurs électrothermiques à bilame en forme de U ayant subi des modifications structurelles suite à une surcharge thermique. Une étude de fiabilité du même type de structure mais en forme de V, à actionnement électrothermique sera bien détaillée dans le chapitre 4.

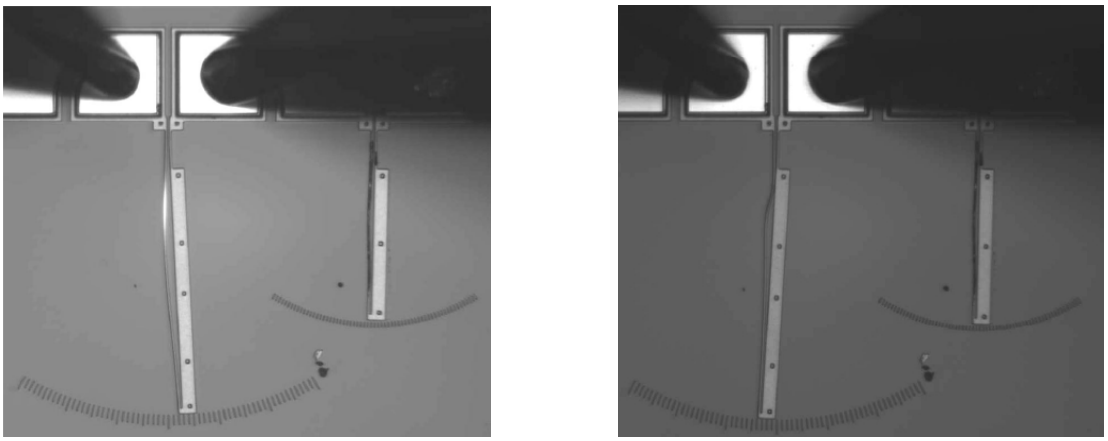


Figure 1.10 : Effet thermique dans un actionneur à bilame.

1.3.2.4 *La fracture*

Les microsystèmes ont de très faibles poids et des rigidités très élevées, et ceci leur permet d'avoir une fréquence de résonance propre très élevée par rapport à celle des systèmes macroscopiques. De ce fait, les microstructures parviennent à obtenir de bonnes résistances aux vibrations.

Dans les technologies de micro-usinage en surface, les microstructures sont souvent fabriquées en silicium polycristallin. Comme les métaux, ce matériau est constitué d'un agglomérat de grains monocristallins connectés entre eux par des joints de grains. La taille de ces derniers intervient beaucoup dans les caractéristiques électriques et mécaniques de ce matériau au même titre que les conditions de dépôt, de recuit et de dopage. Ceci nous montre que les propriétés du polysilicium varient beaucoup d'une technologie à une autre et peuvent présenter de grandes dispersions. La **figure 1.11** montre des photos de microscopie électronique à balayage de fractures affectant un micro-résonateur en peigne.

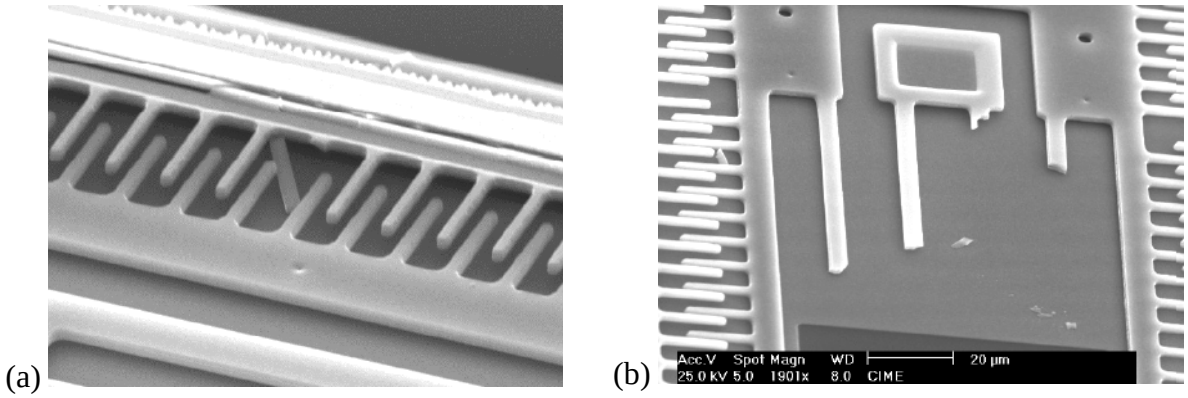


Figure 1.11 : Fracture dans des microstructures suspendues (a) doigts de peignes interdigités ; (b)

ressort de suspension **[26].**

1.3.2.5 *L'usure*

Ce phénomène prend naissance lors du frottement d'une surface sur une autre. Il résulte donc d'une action purement mécanique. Il existe quatre principaux mécanismes d'usure : l'adhésion, l'abrasion, la fatigue et la corrosion :

- l'adhésion est causée par une surface qui vient arracher par frottement des fragments d'une autre surface. Ce phénomène est dû principalement à la rupture des liaisons qui lient deux surfaces ;

- l'abrasion apparaît lorsqu'une surface dure et rugueuse glisse sur une surface plus molle et lui arrache des fragments de matériau. Ce mécanisme, beaucoup moins important que l'adhésion, prend surtout naissance en présence de particules positionnées sous des microstructures ;

- la corrosion est le résultat d'une interaction chimique entre deux surfaces. Le frottement vient ensuite arracher un des produits de la réaction. Ce type d'usure peut être important pour les microsystèmes actifs chimiquement (notamment dispositifs microfluidiques pour applications à la chimie et à la biologie dénommés laboratoires sur puces).

1.4 *Classification des mécanismes de défaillances*

Les mécanismes de défaillances étudiés dans ce chapitre, concernant les dispositifs fabriqués à partir des technologies de micro-usinage en surface, à savoir la technologie MUMPs, peuvent être récapitulés sur un tableau, et classés suivant qu'ils proviennent de la fabrication ou qu'ils se produisent lors de l'utilisation (**tableau 1.1**).

Mécanismes de défaillance		Défauts
Fabrication	Lithographie	Résidus de résines photosensibles, particules contaminantes, mauvais alignement du masque, court circuit
	Dépôts	Présence de vide dans le réseau cristallin, microfissures, variation paramétriques : topologiques, mécaniques, ...
	Gravure des couches sacrificielles	Collage, particules contaminantes, gravure inadéquate.
	Séchage	Collage, fracture
	Contamination/particules	Court circuit, collage mécanique, frottement, fracture
	Contamination chimique	Variation des paramètres électriques, mécaniques, ...
Utilisation	Adhésion	Collage, court circuit électrique
	Usure	Fracture, variation paramétrique des topologies
	Fatigue	Diminution de la résistance mécanique, formation de fissures, rupture de la structure
	Surcharge thermique	Déformation plastique, fluage, électromigration, transformations cristallines
	Chocs	Fracture, collage
	Attraction électrostatique	Collage, cour circuit électrique
	Friction	Usure mécanique, génération de débris
	Délamination	Frottement, fracture

Tableau 1.1 : Classement des principaux mécanismes de défaillances observés dans les microsystèmes.

1.5 *Les outils de modélisation fonctionnelle des microsystèmes*

L'utilisation des moyens de modélisation et de simulation accélère et améliore la qualité du processus de conception de chaque produit technique. Elle permet également d'organiser les tests, d'optimiser le système conçu après avoir examiné différentes alternatives de conception. La modélisation rend possible la détermination de l'influence des variations internes (variations de la technologie, ...) ou de l'ambiance externe (température, humidité, ... en cours de mission) sur un composant ou le système entier. Notre ambition sera d'utiliser la modélisation pour étudier les effets d'influence, anticiper (prédire) leur effet et faire une estimation des défauts globaux liés à des défaillances localisées.

1.5.1 *La modélisation au service de la conception*

La conception des systèmes suppose de résoudre de nombreux problèmes entre le choix des matériaux, les technologies d'assemblage et les aspects fonctionnels. A chaque niveau des techniques de modélisation spécifiques peuvent être appliquées. On qualifie de multi-échelle une modélisation qui enchaine et relie les différents modèles spécifiques entre les matériaux et les systèmes.

S'agissant des microsystèmes, au plus fin, il y a la modélisation à l'échelle atomique qui permettra de caractériser des mécanismes très fins sur des interfaces par exemple. Au-delà, on trouve les modèles continus où la matière est considérée comme une succession de couches et d'interfaces entre des matériaux différents. Au-delà, il y a la modélisation fonctionnelle des dispositifs et des systèmes.

Idéalement, il est souhaitable de pouvoir à terme interfacer des niveaux de modélisation pour mieux connaître les effets des choix matériaux sur les systèmes et, réciproquement, de pouvoir remonter à des causes matériaux dans des disfonctionnements systèmes.

En pratique, les modélisations sont pour l'instant disjointes. Pour notre projet, nous avons à distinguer la « modélisation physique » et la « modélisation système ».

1.5.2 *La modélisation physique par éléments finis*

La modélisation aux éléments finis est une méthode de modélisation qui est très utilisée dans le domaine de la mécanique pour le calcul des déformations et des contraintes de structures complexes. Dès lors, cette méthode a été employée pour la modélisation et la simulation des MEMS du fait de sa capacité à simuler des structures en trois dimensions dans différents domaines que l'on peut coupler (multi-physique), tels la mécanique, la thermique, et l'électrique **[59]**.

Le principe de la simulation aux éléments finis est de faire un découpage de structure. Pour cela, le domaine est divisé en sous domaines que l'on appelle éléments. Les éléments sont constitués d'un ensemble de points appelés nœuds qui contiennent une représentation mathématique des échanges d'énergies à l'intérieur de l'élément et entre ses nœuds. Le champ global calculé est alors déterminé par un nombre fini de valeurs de champ sur les nœuds.

On illustrera cette approche dans le prochain chapitre en utilisant l'outil de simulation commercial COMSOL® pour résoudre un problème multi-physique, à savoir l'étude des

comportements électrique, thermique et mécanique d'un actionneur électrothermique dit "en chevron" ; pour cela, nous respecterons les étapes suivantes :

- la définition de la géométrie du dispositif,
- le maillage de la structure,
- la définition des propriétés physiques des matériaux et des conditions aux limites,
- la résolution numérique,
- et enfin bien sûr l'analyse des résultats (post traitement).

L'approche aux éléments finis permet donc d'obtenir une visualisation suffisamment précise en 3D du comportement de la structure. Mais le problème principal de cette méthode est le temps et les ressources de calcul. En effet, pour certaines structures complexes, plusieurs heures voire plusieurs jours de simulation peuvent être nécessaires. Il est donc difficile d'envisager des études paramétriques avec ce type de modélisation.

Dans des cas plus simples, et pour résoudre ce problème en termes de temps et de ressources de calcul, des modélisations dites « analytiques » sont aussi menées. Il s'agit ici, moyennant quelques simplifications qui seront justifiées à postériori, d'utiliser les équations mathématiques représentant le comportement des systèmes dans les domaines d'énergies physiques. On peut par exemple citer l'équation de la chaleur pour le comportement électrothermique, ou encore la loi de Hooke et le principe des travaux virtuels pour le côté mécanique. Pour résoudre ces équations (qui sont également utilisées dans les modélisations aux éléments finis), des outils de résolution mathématique, tels que Matlab®, sont utilisés **[60-61]**. Par rapport aux modélisations aux éléments finis, ce second type de modélisation permet l'obtention beaucoup plus rapide des résultats.

Dans le cadre de notre travail, on utilisera cette approche toujours avec les actionneurs électrothermique en chevron, afin de réaliser une étude paramétrique qui nous permettra de bien dimensionner nos structures avant l'étape de fabrication.

1.5.3 *Les modélisations électriques et comportementales*

La modélisation et la simulation des microsystèmes au moyen de circuits électriques équivalents apparaissent particulièrement intéressantes car des simulateurs électriques commerciaux, performants et matures (Spice®, Saber®,...) existent et sont bien maitrisés dans tous les laboratoires d'électronique.

Les simulateurs électriques analogiques sont basés sur les lois de Kirchoff qui sont elles-mêmes basées sur la loi de conservation de l'énergie qui peut également s'appliquer à d'autres domaines tels que la thermique, la mécanique, la pneumatique, etc ... .

La modélisation d'un microsystème au travers des circuits électriques équivalents part de l'idée que la tension et le courant sont des variables respectivement de potentiel ("across") et de flux ("through") qui existent aussi dans d'autres domaines physiques : par exemple force et déplacement dans le domaine mécanique. On peut donc profiter de ces analogies entre domaines différents.

Il est alors possible d'utiliser un simulateur électrique pour effectuer des simulations dans d'autres domaines d'énergie que le domaine électrique en utilisant les équivalences électriques (**tableau 1.2**)**.** Ainsi, les microsystèmes sont représentés par un réseau de composants discrets électriques (résistances, capacités, ...) et les phénomènes non électriques sont remplacés par leurs équivalences électriques ; par exemple, l'équation du mouvement est rendue par la description d'un circuit de résonance. La grande difficulté de cette approche

peut être de trouver des équivalences judicieuses entre le domaine électrique et les autres domaines physiques.

Domaine d'énergie	**Grandeur physique**		
Electrique	**Resistance**	**Capacité**	**Inductance**
	$U = Ri$	$C\frac{\partial U}{\partial t} = i$	$U = L\frac{\partial i}{\partial t}$
Mécanique	**Frottement fluide**	**Masse**	**Constante de raideur**
	$F = k\frac{\partial x}{\partial t}$	$F = m\frac{\partial^2 x}{\partial t^2}$	$F = kx$
Thermique	**Résistance thermique**	**Capacité thermique**	
	$\Delta T = R_{th}\phi$	$C\frac{\partial T}{\partial t} = \phi$	

Tableau 1.2 : Domaines physiques et équivalences électriques.

Les langages HDL (Hardware Description Languages) permettent non seulement de simuler des circuits électriques en modes mixtes - analogique et numérique - mais aussi de faire une modélisation comportementale de systèmes non électriques (mécanique, hydraulique, thermique, ...) par l'utilisation d'une description textuelle. Les langages de description matérielle comme Verilog, MAST, VHDL-AMS sont donc destinés à la conception de modèles comportementaux à un niveau d'abstraction très élevé en vue de la simulation.
Les langages de description du matériel permettent de créer des composants en définissant des relations mathématiques entre les variables (potentiel et flux) de leurs entrées et sorties. La plupart de ces langages permettent également de définir un domaine d'énergie pour les variables, ils sont donc particulièrement adaptés pour la modélisation des microsystèmes.

La structure (l'organisation) d'un modèle HDL comportemental se compose toujours de deux parties essentielles comme cela est décrit sur la **figure 1.12 [62]** :

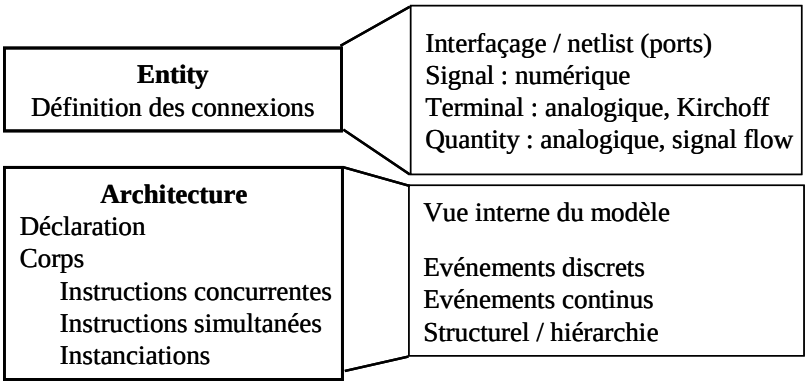


Figure 1.12 : Unité de Conception VHDL-AMS.

Le bloc entité : La déclaration d'entité définit l'interface d'un modèle avec le monde extérieur au moyen de ports. Les ports peuvent être de plusieurs classes :

- Les ports de classe signal (signal) définissent des canaux de communication directionnels (entrées [mode in], sorties [mode out] ou bidirectionnels [mode in-out]) modélisant des signaux logiques.
- Les ports de classe terminal (terminal) définissent des points de connexions analogiques directionnels pour lesquels les lois de conservation de l'énergie (lois de Kirchhoff pour les circuits électriques ou relations équivalentes pour les systèmes non électriques) sont satisfaites.
- Les ports de classe quantité (quantity) définissent des points de connexions analogiques directionnels d'entrée (mode in) et de sortie (mode out) pour lesquels les lemmes de Kirchhoff ne doivent pas être satisfaits.
- La déclaration d'entité peut également définir des paramètres génériques qui serviront à rendre le modèle plus général.

Le bloc architecture décrit le comportement et/ou la structure du système modélisé, défini par le bloc entité. Il est donc logiquement relié à une entité et hérite ainsi de toutes les déclarations faites à ce niveau.

L'entité de conception est l'abstraction de base. Elle représente une portion d'un système matériel possédant une interface entrée-sortie et une fonction bien définie. Une entité de conception est constituée d'une déclaration d'entité et d'un corps d'architecture correspondant. Une entité de conception peut représenter un système matériel à plusieurs niveaux de complexité : un système entier, un sous-système, une carte, un circuit intégré, une cellule complexe (ALU, mémoire, convertisseur A/N, filtre, amplificateur opérationnel, etc...), une porte logique ou un transistor.

L'application de ces langages HDL, et en particulier VHDL-AMS, sera présentée dans le quatrième chapitre où on exposera notamment en détail l'étude prédictive de la fiabilité d'un autre type d'actionneurs qui sont les switchs RF à actionnement électrostatique.

1.6 *La modélisation au service de l'évaluation de la fiabilité des systèmes*

L'approche classique pour évaluer la fiabilité d'un dispositif est basée sur :

- ✓ L'analyse d'un nombre important d'échantillons sous différentes conditions de d'utilisation et/ou d'environnement afin d'obtenir des résultats statistiques ;
- ✓ La réalisation de tests de vieillissement à grande échelle pour établir les lois statistiques déterminant la fiabilité du microsystème complet **[64]**.

Une approche différente, plus proche de celle que nous proposons ici, a été utilisée pour les produits industriels comme le micro-miroir de Texas Instruments, l'accéléromètre ADXL d'Analog Devices ou celui de Motorola **[27]** ; elle se décline comme suit :

- ✓ Application de tests de fiabilité basés sur les normes MIL STD 833 : tests environnementaux et tests d'endurance pour mettre en évidence d'éventuels mécanismes de défaillances ;
- ✓ Développement de modèles physiques sous des contraintes environnementales, électriques, thermiques et mécaniques ;

- ✓ Introduction de ces modèles dans la simulation ; les modifications au niveau de la conception sont ensuite réalisées pour éliminer les mécanismes de défaillances mis en évidence **[64]**.

Un pas supplémentaire a été franchi avec l'approche de l'université du Maryland avec l'action CALCE (Computer Aided Life Cycle Engineering) **[63]**. CALCE a mis en place des outils et des méthodes visant l'évaluation d'une fiabilité dite « déterministe ». La fiabilité déterministe consiste à estimer la durée de vie d'un composant à partir de la modélisation d'une part de son fonctionnement dans des conditions d'utilisation et, d'autre part des mécanismes de défaillance qui apparaissent au cours de celle-ci. Cette méthode pourrait permettre de prévoir la durée de vie d'un composant dès la phase de conception et aider à mettre en place ou à modifier des tests de qualification de la technologie, ce qui permettrait une modélisation et une meilleure connaissance du matériau.

L'objectif de nos travaux est de définir une démarche qui permettra d'effectuer une évaluation prédictive de la fiabilité des microsystèmes. Le modèle fiabilité que nous proposons résulte de l'intégration d'une modélisation physique fonctionnelle du microsystème et de la physique des défaillances susceptibles d'intervenir dans son cycle de vie, et liées aux influences internes et/ou externes. Tout cela sera intégré dans un même et unique modèle de fiabilité pour finalement utiliser la simulation, dans les conditions réelles d'environnements et d'utilisations, afin d'estimer la durée de vie (MTTF). La séquence de la démarche proposée est la suivante :

1. Modélisation fonctionnelle du microsystème ;
2. Identification des origines physiques des causes de défaillance d'un dispositif élémentaire ;
3. Modélisation physique des phénomènes de défaillance mis en jeu en s'appuyant soit sur l'expérience - les différents tests de caractérisations et de vieillissement sont effectués sur un lot de dispositifs (sera appliqué aux actionneurs électrothermiques) - soit sur la physique - la modélisation par des équations différentielles portant sur les lois de la physique les plus adaptées et en y intégrant les conditions environnementales (sera appliquée aux commutateurs RF capacitifs) ;
4. Transformation de ces modèles physiques en modèles VHDL-AMS compatibles avec les simulations systèmes, i.e. création des modèles de systèmes associant la représentation fonctionnelle et la représentation des phénomènes d'instabilité ;
5. Evaluation d'une fiabilité prédictive en simulant le fonctionnement du système (modèle fonctionnel) avec ses modèles de défaillances dans des conditions réelles d'environnement et d'utilisations : **Il s'agit donc de construire un véritable « prototypage virtuel de fiabilité prédictive ».**

L'approche utilisée dans notre travail pour évaluer la fiabilité prédictive des actionneurs électrothermiques et/ou des commutateurs RF capacitifs est pratiquement la même que celle qui a été décrite précédemment. La seule différence réside dans le fait que dans le cas des actionneurs électrothermiques nous nous sommes appuyés sur l'expérience (tests expérimentaux) pour élaborer le modèle de défaillance, alors que dans le cas des commutateurs RF capacitifs nous nous sommes basés sur les lois de la physique.

Quelques articles **[63-64]** ont abordé cette voie et, dans une certaine mesure, l'initiative de l'Université CALCE proposant un service d'évaluation de la « fiabilité des assemblages électroniques » relève de cette philosophie. Deux travaux de thèses menés au LAAS-CNRS **[17-18]** ont été consacrés au développement de cette approche décrite initialement dans un document interne ; un brevet a aussi été déposé sur le principe même d'évaluation **[65]**. Il est évident que l'exploitation de ce principe d'évaluation suppose une volonté collective et les

moyens de collecter et rendre opérationnels les données et modèles utiles : plusieurs contacts avec d'autres acteurs concernés - CNRS, CNES, Université de Bordeaux, etc... - ont conduit à des projets qui n'ont pas pu être réalisés jusqu'au lancement du projet POLYNOE. Ce projet s'inscrit dans un programme EDA (European Defence Agency) et vise à améliorer la compréhension, la modélisation et la prédiction de la fiabilité des MEMS. Il a débuté en décembre 2008 avec la collaboration d'entreprises, de laboratoires et d'universités européennes ; en France en trouve le LAAS, EADS, MBDA, NovaMEMS, MEMSCAP, Epsilon et en Angleterre, QinetiQ, University of Loughborough, University of Warwick.

Pour préciser notre proposition et la valider, nous avons choisi de traiter deux cas d'évaluation :

- Le premier sera traité dans le chapitre 2, il porte sur les actionneurs électrothermiques. Dans ce cas nous sommes maîtres de la conception, de la technologie et nous disposons d'un nombre d'échantillons suffisant pour multiplier les tests, et en extraire des lois d'évolution comportementales. La vision d'évaluation système sera alors de porter ces lois statistiques d'évolutions dans le modèle fonctionnel pour en déduire une fiabilité prédictive.
- Le second, traité dans le chapitre 3, porte sur les micro-commutateurs RF capacitifs. Nous n'avons alors accès qu'à des procédures de « reverse engineering » pour identifier les mécanismes de défaillances potentiels ; dans ce cas, est identifié le « charging effect ». Notre travail consistera alors à établir les lois de dérive par des considérations physiques et de les introduire ensuite dans le modèle fonctionnel.

Nous verrons finalement dans le chapitre 4, comment tous ces éléments peuvent s'articuler dans une vue plus générale.

1.7 *Conclusion*

Nous venons de terminer le premier chapitre dans lequel nous avons rappelé quelques définitions en matière de fiabilité. Ensuite, nous avons présenté des aspects plus techniques en distinguant les différents mécanismes de défaillances qui sont liés soit à la fabrication (procédé technologique) soit à l'utilisation.

Nous avons ensuite montré l'utilisation de la modélisation aux services de la conception et de l'évaluation de la fiabilité des microsystèmes.

Nous avons proposé une approche de fiabilité prédictive à quatre étapes : l'identification des origines de défaillances par « reverse engineering », la modélisation physique des phénomènes de défaillance mis en jeu en s'appuyant soit sur l'expérience soit sur les lois de la physique, la transformation de ces modèles physiques en modèles VHDL-AMS compatibles avec les simulations systèmes, et à la fin l'évaluation d'une fiabilité prédictive en simulant le fonctionnement du système avec ses modèles de défaillances dans des conditions réelles d'environnement et d'utilisation, ce qui correspond au **« prototypage virtuel de fiabilité prédictive »**.

On peut donc voir que cette méthodologie s'appuie sur une connaissance des paramètres technologiques des matériaux utilisés ainsi que sur les mécanismes de défaillance. Or les connaissances dans ces domaines ne sont pas encore très étendues. De même la modélisation des mécanismes de défaillance n'est pas encore très développée.

Notre approche est fondamentalement liée à la modélisation : modélisation pour la conception et modélisation pour la fiabilité. Nous avons introduit le concept des modélisations multi-échelles et présenté les principaux outils utiles.

Enfin, nous avons introduit dans la dernière partie les exemples que nous avons choisis pour illustrer notre méthodologie dans une démarche d'évaluation de fiabilité prédictive. Ces exemples concernent deux types de MEMS, les actionneurs électrothermiques en chevron et les commutateurs RF capacitifs et font l'objet des deux prochains chapitres.

1.8 *Références*

[1] D. Estève, J. Simonne, "Microsystèmes", Techniques de l'Ingénieur, traité Electronique, ISSN 0399-4120, 2000, vol. 2, noE2305, pp. E2305.1-E2305.17.

[2] A. Villemeur, "Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels". Edition Eyrolles. 1988.

[3] I. Bazovzky. "Relaiability Theory and Practice, Prentice Hall", Inc., Englewood Cliffs, N.J, 1961.

[4] F. P. Lees. "Loss Prevention in the Process Industries", Butterworks, 1980.

[5] M. Schwob, G. Peyrache. "Traité de fiabilité", Masson et Cie Editeurs, 1968.

[6] J. Henley, H. Kumamoto, "Reliability engineering and risk assessment", Prentice Hall, Inc. Englewood Cliffs, N,J., 1981.

[7] D. F. Hassi. "Advanced Concepts in Fault Tree Analysis System Safety Symposium", University of Washington Libarary, Seatle, 1965.

[8] C. Lievens. "Sécurité des systems", Cepadues, Edition 1976.

[9] Reactor Safety. "An assessment of accident risks in US commercial nuclear power plant", Wash-1400, NUREG 74/014, US/NRC, October 1975.

[10] J. G. Kemeny, "Report of the President's commission on the accident at Three Mile Island", October 1969.

[11] Health and Safety Executive. "Canevey : An Investigation of Potential Hazards from Operations in the Caveney Island Thurock Area", Londres, Her Majesty's Stationary Office, 1978.

[12] D. Estève, "Influence des effets de surface sur le comportement électrique des transistors bipolaires", thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Avril 1969.

[13] P. Rossel, "Propriétés statiques et dynamiques du transistor a effet de champ a grille isolée", thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Mars 1973.

[14] M. Corazza, "Contribution a l'étude de la fiabilité des systèmes", thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Février 1974.

[15] J.-C. Laprie, J. Arlat, J.-P. Blanquart, A. Costes, Y. Crouzet, Y. Deswarte, J.-C. Fabre, H. Guillermain, M. Kaâniche, K. Kanoun, C. Mazet, D. Powell, C. Rabéjac, P. Thévenod "Guide de la Sûreté de fonctionnement". Cépaduès Éditions. 1995.

[16] J.-C. Laprie "Sûreté de fonctionnement informatique : concepts, défis, Directions". CNRS, LAAS. ACI Sécurité et Informatique – Toulouse, 15 – 17 novembre 2004.

[17] P. Schmitt, "Une recherché méthodologique pour l'évaluation predictive de la fiabilité des microsystèmes en ambiance spaciale", thèse de doctorat de l'INSA de Toulouse Decembre 2004.

[18] S. Muratet, "Conception, caracterisation et modélisation : Fiabilité prédictive des MEMS à actionnement électrothermique", Thèse de doctorat de l'INSA de Toulouse Novembre 2005.

[19] CEI 50 191 "Vocabulaire Electrotechnique International", Chapitre 191 – Sûreté de fonctionnement et qualité des services – 1990.

[20] P. Chapouille, R. DE Pazzis. "Fiabilité des systèmes",Masson et Cie, Editeurs, 1968.

[21] A. Pagès, M. Gondran "Fiabilité des systèmes", Edition Eyrolles. 1980.

[22] D. J. Smith "Reliability, maintainability and risk. Practical methods forengineers". Sixth Edition. Butterworth Heinemann, 2001.

[23] "Sécurité de machines – Notions fondamentales, principes, généraux" de conception – Partie 1 : Terminologie de base – Méthodologie – 1991.

[24] M. Chevalier, R. Garnier, P. Chang, B. Lusson "La Sûreté de Fonctionnement". Intersections, le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel. Novembre 2004.

[25] D. Koester, A. Cowen, R. Mahadevan, M. Stonefield and B. Hardy, "PolyMUMPs Design Handbook", Revision 10, 2003.

[26] B. Charlot, "Modélisation de fautes et conception en vue du test structurel des microsystèmes", Thèse de doctorat de l'INPG de Grenoble Mars 2001.

[27] M. Dardalhon, "Contribution a l'analyse de la fiabilité de microsystèmes : prise en compte des contraintes liées à l'environnement spatial", Thèse de doctorat, Université de Montpelier, Décembre 2003.

[28] A. Castillejo, D. Veychard, S. Mir, J.M. Karam, B. Courtois, "Failure mechanisms and fault classes for CMOS-compatible microelectromechanical systems", IEEE Int. Test Conference, pp. 541-550, 1998

[29] C. H. Mastrangelo, C. H. Hsu, "Mechanical stability and adhesion of microstructures under capillary force-part I : Basic Theory", In J. MEMS, Vol.2, No. 1, March 1993, pp. 33-43.

[30] C. H. Mastrangelo, C. H. Hsu, "Mechanical stability and adhesion of microstructures under capillary force-part II : Experiments", In J. MEMS, Vol.2, No. 1, March 1993, pp. 44-55.

[31] C. H. Mastrangelo, "Adhesion-related failure mechanisms in micromechanical devices", In Tribology Letters, Vol.3, No.3, 1997, pp. 223-238.

[32] "Sandia MEMS Reliability Short Course",2000.

[33] S.S. Henck, "Lubrification of Digital Micromirror Devices", Triboll. Lett. 3, p.239, 1997.

[34] S.S. Mani, J.G. Fleming, J.J. Sniegowski et al."Selective W for Coating and Releasing MEMS Devices", Mater. Res. Soc. Proc., Vol. 605, p.135-140, 2000.

[35] J.R. Martin and Y. Zhao, "Micromachined device packaged to reduce stiction", U.S. Patent 5.694.740, 1997.

[36] M.P. deBoer, P.J. Clews, B.K. Smith, T.A. Michalske, "Adhesion of polysilicon microbeams in controlled Humidity ambient", In Materials Research Society Proceedings, San Francisco, CA, Symposium on Microelectromechanical Structures for Materials Research", April 15-16, 1998, Vol. 518, pp.131-136.

[37] M.P. deBoer, J.A. Knapp, T.M. Mayer, T.A. Michalske, "The role of interfacial properties on MEMS performance and reliability", In SPIE/EOS Conference on Microsystem Metrology and Inspection, Munich, June 15, 1999.

[38] L. Michelutti, J.M Terrot, A. Chovet, A. Ionescu, "1/f noise in polycristalline silicon thin films versus technological parameters", In proceedings of the 15th International Conference on Noise in physical systems and 1/f fluctuations ICNF, Hong Kong, 1999, pp 122-125.

[39] L. Michelutti, N. Mathieu, A. Chovet, A. Galerie, "Influence of chemical corrosion on resistivity and 1/f noise of polysilicon gauges", In Microelectronics reliability, vol 40 n°1, 2000, pp 79-183.

[40] http://www.sandia.gov/mstc/

[41] M.P. deBoer, M.R. Tabbara, M.T. Dugger, P.J. Clews, T.A Michalske, "Measuring and modeling electrostatic adhesion in Micromachines", In Transducers 1997 meeting, Chicago, June 16-19, 1997.

[42] S.L. Miller, J.J. Sniegowski, G. LaVigne, P.J. McWhorter, "Friction in surface micromachined microengines", In Proc. SPIE smart Electronics and MEMS Vol.2722, San Dieg, Feb. 28-29

[43] S. M. Allameh, P. Shrotriya, "Surface topography evolution and fatigue fracture of polysilicon", Journal of Materials Science 38 (2003) 4145 – 4155.

[44] W. Merlijn van Spengen, "MEMS reliability from a failure mechanisms perspective", Microelectronics Reliability 43 (2003) 1049–1060.

[45] C.-S. Oha, W.N. Sharpe Jr, "Techniques for measuring thermal expansion and creep of polysilicon", Sensors and Actuators A 112 (2004) 66–73

[46] K. Tuck, A. Jungen, A. Geisberger, M. Ellis, G. Skidmore", A Study of Creep in Polysilicon MEMS Devices", Transaction of ASME, Vol. 127, January 2005

[47] H. Kapels, R. Aigner, J. Binder "Fracture Strength and Fatigue of Polysilicon Determined by a Novel Thermal Actuator", Proc. IEEE Transactions on Electron Devices 47, p.1522-1528, 2000.

[48] D. Kane, M. Brizoux, "Recent Developments on Moisture Measurement by Surface Conductivity Sensors", IEEE International Reliability Physics Symposium, 1986.

[49] C.L. Muhlstein, S.B. Brown and R.O. Ritchie "High-Cycle Fatigue of Polycristalline Silicon Thin Films in Laboratory Air", MRS Symposium Proc. 657, EE5.8.1-EE5.8.6, 2000.

[50] D.M. Tanner, "Reliability of surface Micromachined MicroElectroMechanical Actuators", In proceeding of the 22nd International Conference on Microelectronics, Ni, Yugoslavia, 200, pp. 97-104.

[51] S.B. Brown, W. VanArsdell, C.L. Muhlstein, "Materials Reliability in MEMS Devices", In Transducers 97, International Conference on solid-state Sensors and Actuator, Vol. 1, pp. 591-593.

[52] C. Muhlstein, S. Brown, "Reliability and fatigue testing of MEMS", In Bhushan (ed.), Tribology Issues and Oppurtunities in MEMS, Kluwer Academic Publishers, Netherlands, 1998.

[53] S. Brown, B Gally, B. Grace, R.H. Mukai, "MEMS raise Testing Issues from the beginning to the end of the design cycle", In Electronics design, July 24, 2000.

[54] S. Brown, C. Muhlstein, "Survey of MEMS failure mechanisms", In proceedings of international reliability physiscs symposium, IEEE 1998 tutorial Notes, March-April 1998, pp.4b.1-4b.17.

[55] M.R. Douglass, "Lifetime estimation and unique failure mechanisms of digital micromirror device (DMD)", In IEEE International reliability physiscs symposium, Proceeding, Reno, NV, 1998, pp.9-16.

[56] J.H. Lim et al. "Investigation of reliability problems in thermal inkjet printhead". In IRPS; 2004. p. 251–4

[57] A. Mathewson, P. O'Sullivan, A. Concannon, S. Foley, S. Minehane, R. Duane, K.Palser," Modelling and Simulation Of Reliability For Design", Microelectronic Engineering 49 (1999) 95-117.

[58] D. G. Pierce, "Electromigration: A REVIEW", Microelectron. Reliab., Vol. 37, No. 7, pp. 1053 -1072, 1997, Elsevier Science Ltd

[59] www.comsol.fr

[60] M. Matmat, M. Al Ahmed, J.Y. Fourniols, "Perspectives of thermo-electro-mechanical micro actuators for micro switch applications: design and simulation", COMSOL Conference 2007, Grenoble (France), 23-24 Octobre 2007, 9p.

[61] M. Matmat, M. Al Ahmed,C. Escriba, S. Soulimane, A. Marty, J.Y. Fourniols, "Thermo-electro-mechanical V-shaped actuator design and simulations", 9th International

Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems (EuroSimE 2008), Freiburg-im-Breisgau (Allemagne), 21-23 Avril 2008, pp.667-670.

[62] A. Iguermia, B. Nbahedda, "VHDL-AMS : Un Atout Pour La Conception Des Systèmes Microélectroniques Analogiques – Numériques".

[63] www.calce.umd.edu

[64] B. Foucher, J. Boullié, B. Meslet, D. Das, "A review of reliability prediction methods for electronic devices", Microelectronics Reliability 42 (2002) 1155–1162.

[65] P.Schmitt, F.Pressecq, D.Esteve, J.Y.Fourniols, "Method and computer device for determining the reliability of a microsystem", Brevets, Numéro de publication Internationale: WO2006067306, Juin 2006, 61p.

CHAPITRE II.

Actionneurs Electrothermiques

Après avoir présenté les fondements méthodologiques d'une étude de fiabilité des systèmes et donné les principales difficultés rencontrées dans le cas des microsystèmes liées aux complexités d'intégrations, nous allons traiter dans ce chapitre l'étude de fiabilité du premier type d'actionneur, à savoir l'actionneur électrothermique en chevron. Nous sommes ici maître de tout le processus, des spécifications à la fabrication, en passant par la conception.

La démarche que nous allons suivre pour évaluer ou prédire la fiabilité de ces actionneurs électrothermiques en chevron se base sur l'intégration d'une modélisation physique fonctionnelle du microsystème et de la physique des défaillances susceptibles d'intervenir dans son cycle de vie, liées aux influences internes et/ou externes, afin d'estimer sa durée de vie (MTTF) et cela en suivant les étapes suivantes :

1. Réaliser la conception fonctionnelle du microsystème.
2. Identifier les paramètres sensibles et origines physiques des causes de défaillance d'un dispositif élémentaire.
3. Faire une modélisation de ces phénomènes de défaillance mis en jeu : nous explorerons ici la voie expérimentale à partir de différents tests de caractérisations et de vieillissement effectués sur un nombre important de dispositifs.
4. Transporter ces modèles physiques dans les modèles fonctionnels VHDL-AMS, pour être compatible avec les simulations systèmes i.e. créer un modèle complet de fiabilité systèmes associant la représentation fonctionnelle et la représentation des phénomènes d'instabilité.

Nous verrons ensuite, dans le chapitre 4, comment ces lois peuvent s'associer dans un « modèle complet» afin d'évaluer la fiabilité en simulant le fonctionnement du système (modèle fonctionnel) avec ses modèles de défaillances dans des conditions réelles d'environnement et d'utilisations.

2.1 *Présentation d'un actionneur en chevron*

Les micro-actionneurs dans les MEMS réalisent la tâche de convertir l'énergie électrique ou thermique en énergie mécanique. Ces micro-actionneurs peuvent mettre en œuvre différents principes d'actionnement : électrostatique **[1]**, piézo-électrique **[2]**, électromagnétique **[3]**, électrothermique **[4, 5]**, thermopneumatique **[6]**, électrochimique **[7]**, la mémoire de forme **[8]**. Parmi ceux-ci, l'actionnement électrothermique est très attractif dans le monde des MEMS puisqu'il développe des déplacements supérieurs à 20 µm et des forces aussi grandes que 40 mN **[9]**. Le premier micro-actionneur électrothermique a été conçu par Henry GUCKEL **[10]**.

Le choix d'un actionnement électrothermique fait craindre une réponse lente. Mais dans ce monde des microsystèmes, la masse de matière à chauffer est faible et les variations de température peuvent être très rapides.

La plupart des actionneurs électrothermiques exploitent l'effet de dilatation différentielle, l'effet bilame, qui consiste soit à utiliser deux matériaux de coefficients de dilatation thermique différents (Fig. 2.a), soit à mettre en œuvre dans un matériau unique une structuration spécifique permettant un auto-échauffement différencié de deux bras (Fig. 2.b) **[11-12]**. L'autre possibilité consiste à exploiter directement la dilatation d'un élément ancré en ses extrémités sur un substrat et soumis à son auto-échauffement (Fig.2.c) **[13-14]**.

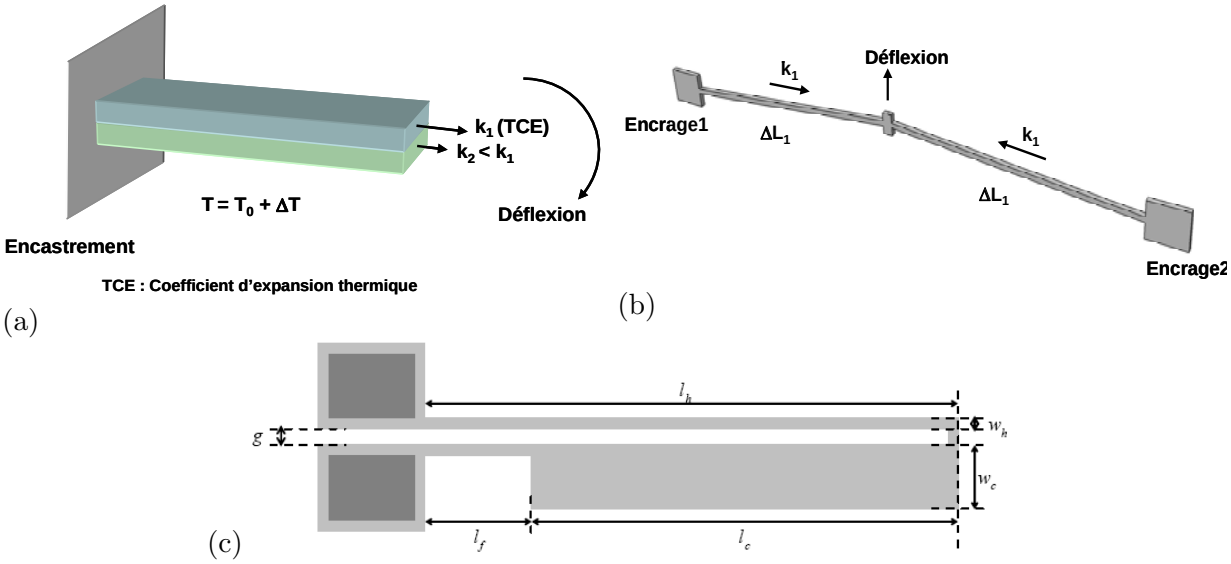


Figure 2.1 : Schéma de principe des actionneurs thermomécanique.

L'actionneur en chevron qui est présenté sur la **figure 2.2** est constitué de deux bras chauds de longueur l_h et de largeur w_h, inclinés par rapport à l'axe horizontal d'un angle θ, et reliés par un bras de jonction de longueur l_j et de largeur w_j. Les extrémités libres de ces bras sont ancrées au substrat de façon indépendante. C'est en appliquant un courant entre ces deux ancrages que l'on crée un apport d'énergie thermique par effet Joule. Les bras chauds se dilatent pour venir pousser de façon symétrique sur la partie centrale de l'actionneur (le bras de jonction). Cette partie subit alors un mouvement de déplacement vers le haut comme le montre la **figure 2.1**.

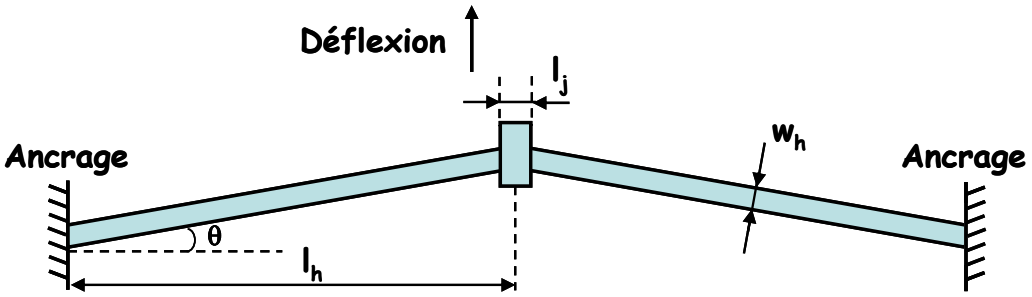


Figure 2.2 : Vue schématique de l'actionneur électrothermique en chevron.

Les actionneurs en chevron seront caractérisés par les paramètres suivants : « largeur du bras chaud »_« longueur du bras chaud » _ « angle d'inclinaison »_ « nature du matériau ». Ainsi, une structure que nous nommerons « ***2_100_10_p1*** » indiquera que les valeurs de w_h, l_h et ϑ sont respectivement 2 µm, 100 µm, 10° et que le matériau est le polysilicium 1.

Pour présenter ce principe considérons une barre de longueur l, encastrée au niveau d'une de ses extrémités, qui se dilate par échauffement thermique (**cf. Fig. 2.3**). L'allongement Δl est donné par :

$$\Delta l = u_x = kl\Delta T \quad (1)$$

Où k est le coefficient de la dilatation thermique linéaire exprimé en (K^{-1}), l et Δl sont respectivement la longueur initiale et la variation en longueur de la barre (m). ΔT est la variation de température en (K).

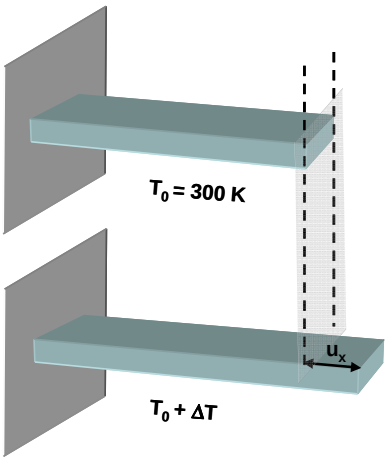


Figure 2.3 : Schéma de principe de la dilatation thermique d'une barre encastrée à une de ses extrémités.

Le déplacement thermique de l'**Eq. (2.1)** peut induire une force qui va agir au niveau de l'extrémité libre, qui est donnée par :

$$F_{lx} = \frac{EA\Delta l}{l} = EAk\Delta T \quad (2)$$

avec E le module du Young du matériau considéré, A est la surface de la section de la barre.

2.2 *Modélisation fonctionnelle : dimensionnement de l'actionneur*

Afin de fabriquer nos actionneurs électrothermiques en chevron, nous devons en premier lieu les dimensionner. Pour ce faire, on avons mené deux types de modélisation complémentaires : une modélisation aux éléments finis, sous COMSOL® 3D multiphysique, électrique, thermique et mécanique, et analytique sous MATLAB® pour faire une étude systématique paramétrique (épaisseur, largeur...). Ces deux modèles servent de support de conception et sont les modèles fonctionnels de l'actionneur électrothermique.

2.2.1 *Résultats de la modélisation aux éléments finis sous COMSOL®*

Le principe de la simulation aux éléments finis a été présenté dans le précèdent chapitre. Nous avons utilisé l'outil COMSOL® qui va nous permettre de résoudre le modèle multi-physique en respectant les étapes suivantes :

- **Définition de la géométrie de l'actionneur**

Le logiciel nous permet de concevoir et simuler notre structure directement en 3D **(cf. Fig. 2.4)**. Les paramètres géométriques de l'actionneur que l'on a finalement choisi de réaliser sont donnés dans le **tableau 2.1**.

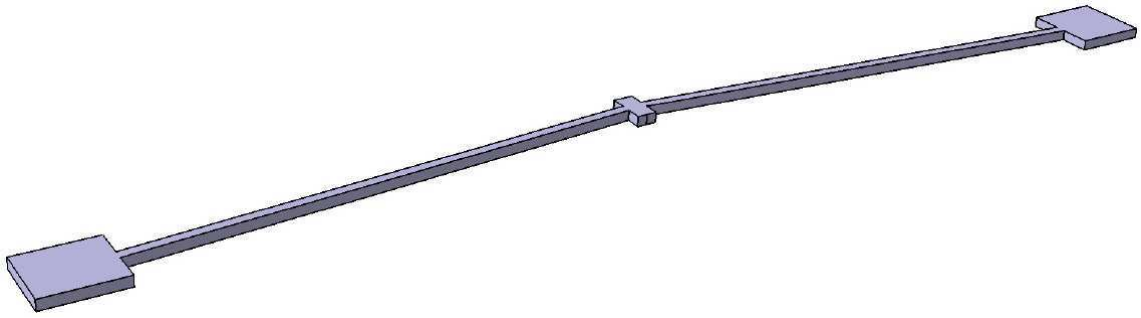


Figure 2.4 : Actionneur électrothermique en chevron.

Paramètres géométriques	**Symboles**	**Valeurs**	**Unité**
Longueur du bras chaud	l_h	100	µm
Largeur du bras chaud	w_h	2	µm
Longueur du bras de jonction	l_j	4	µm
Largeur du bras de jonction	w_j	8	µm
Epaisseur du Poly1	h_{poly1}	2	µm
Epaisseur du Poly2	h_{poly2}	1.5	µm
Epaisseur du Nitrure	t_n	0.6	µm
Epaisseur du gap (air) pour le Poly1	t_{vpoly1}	2	µm
Epaisseur du gap (air) pour le Poly2	t_{vpoly2}	2.75	µm
Angle d'inclinaison	θ	7	°

Tableau 2.1 : Paramètres géométriques de l'actionneur en chevron **[15]**.

Poly1 et poly2 sont les couches structurelles, le gap (air) représente l'épaisseur de la couche sacrificielle qui sera enlevée a la fin du procédé technologique pour libérer la structure finale.

Pratiquement la structure a été divisée **(cf. Fig. 2.5)** par un maillage en éléments qui sont une représentation mathématique des échanges d'énergie et une fonction d'interpolation du champ à l'intérieur de l'élément. Le logiciel propose différentes formes paramétrables pour le domaine élémentaire souvent liées au solveur choisi ultérieurement.

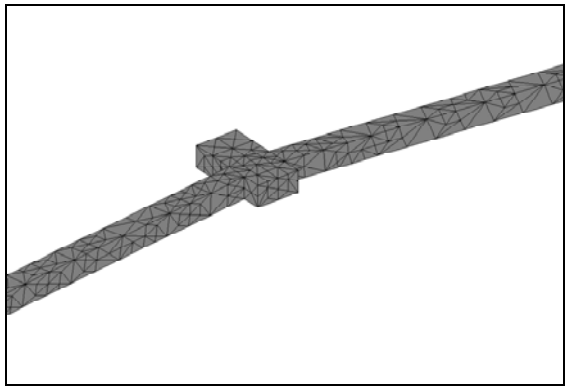


Figure 2.5 : Maillage tétraédrique de la structure sous *COMSOL*® (6612 éléments).

Une fois que le domaine est maillé et que les propriétés physiques des matériaux sont définies **(cf. Tableau 2.2),** on impose les conditions aux limites électriques, thermiques et mécaniques.

Paramètres technologiques	**symboles**	**Valeurs**	**Unité**
Module de Young	E	158 ± 10	GPa
Coefficient de Poisson	υ	0.22 ± 0.1	
Conductivité thermique du polysilicium	k_p	32 ± 2	$w.m^{-1}.K^{-1}$
Conductivité thermique du nitrure Si_3N_4	k_n	2.25	$w.m^{-1}.K^{-1}$
Conductivité thermique de l'air	k_v	0.026	$w.m^{-1}.K^{-1}$
Coefficient d'expansion thermique	TCE	$2.8 \pm 0.2\ \ 10^{-6}$	K^{-1}
Résistivité Poly1 Poly2	 ρ_{poly1} ρ_{poly2}	 $2.41\ 10^{-5}$ $4.58\ 10^{-5}$	 Ω.m Ω.m
Stress interne initial Poly1 Poly2	 σ_{poly1} σ_{poly2}	 $7\ 10^{6}$ $15\ 10^{6}$	 Pa Pa

Tableau 2.2: Propriétés physiques des matériaux **[15]**.

L'étude COMSOL permet d'accéder à la répartition et à l'évolution de la température et de la déformation de l'actionneur en chevron en fonction des différents courants appliqués. Ceci nous a conduit aux trois types de simulation suivantes : stationnaire, transitoire (temporelle) et une dernière paramétrique.

2.2.1.1 *Analyse statique*

La modélisation de l'actionneur se fait en deux étapes. La première électrothermique permet, à partir de la valeur du courant qui traverse la structure en polysilicium, de connaître la répartition de la température dans l'actionneur. Vient ensuite l'analyse thermomécanique qui permet de connaître la déflexion de l'actionneur en fonction de l'échauffement thermique dans la structure.

Nous avons donc mené une simulation en fonction de l'intensité du courant électrique en prenant en compte la variation des propriétés physiques des matériaux en fonction de la température **[16-19]**. Nous rapportons cette étude paramétrique, pour deux types d'actionneurs 2_100_7_p1 et 2_150_7_p1 **(cf. Fig. 2.6)**. Les lois de variations des paramètres physiques en fonction de la température sont données dans le **tableau** suivant :

Paramètres physique	**Lois de variation en fonction de la température**	**Références**
Résistivité électrique ρ	$\rho(T) = \rho_0\left(1+\left(1.25\times10^{-3}\right)(T-300)\right)$ avec ρ_0 la résistivité de la couche structurelle	**[20, 21]**
Conductivité thermique k_p	$k_p^{-1}(T) = \left(-2.2\times10^{-11}\right)T^3+\left(9.0\times10^{-8}\right)T^2$ $+\left(-1.0\times10^{-5}\right)T+0.014$	**[22]**
Coefficient d'expansion thermique TCE	$TCE(T) = 3.725\times10^{-6}\left[1-\exp\left(\left(-5.88\times10^{-3}\right)(T-125)\right)\right]$ $+5.548\times10^{-10}T$	**[23]**
Module de Young E	$E(T) = E_s - 0.04(T-300)$	**[24]**

Tableau 2.3 : Lois de variation des paramètres physique du polysilicium.

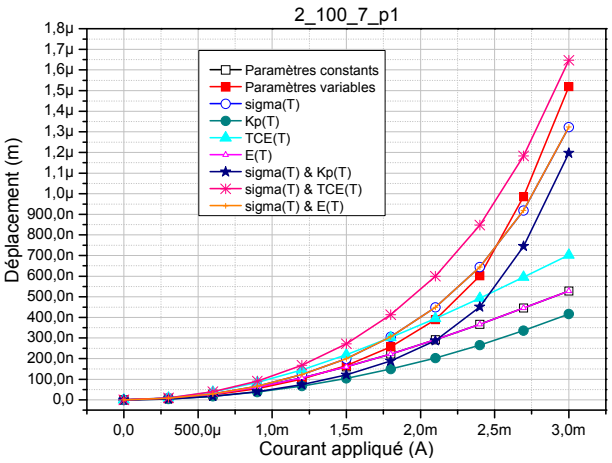


Figure 2.6-a : Influence de la température sur le déplacement pour la structure 2_100_7_p1.

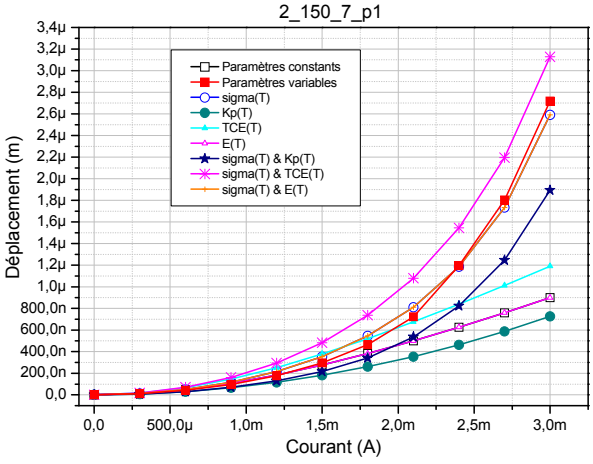


Figure 2.6-b : Influence de la température sur le déplacement pour la structure 2_150_7_p1).

Nous avons comparé les modèles où les caractéristiques varient en fonction de la température et celles où nous n'avons considéré que la variation de la conductivité électrique en fonction de la température. Cette comparaison montre qu'il est **indispensable de prendre en compte la variation de la résistivité électrique avec la température** pour prédire correctement les performances de l'actionneur.

*2.2.1.1.1 **Modélisation électrothermique***

La modélisation électrothermique rassemble les deux domaines : électrique et thermique. On utilise les deux modules ***AC/DC*** et ***transfert de chaleur*** de COMSOL® Multiphysics. Ces modules résolvent le système d'équations découlant de la conservation de charge électrique et du bilan de l'énergie thermique pour calculer la réparation du potentiel électrique et de la température dans l'actionneur. Ces équations sont **[25]** :

- Equation de conservation de charge électrique :

$$-\nabla\cdot(\sigma\nabla V - J^e) = Q_j \quad (3)$$

- Équilibre de l'énergie thermique :

$$-\nabla\cdot(k(T)\nabla T) = \sigma(T)\left|\nabla V\right|^2 \quad (4)$$

dans lesquelles σ est la conductivité électrique, T la température, V le potentiel électrique, J^e est la densité de courant, Q_j est la quantité de chaleur et k la conductivité thermique.

Le comportement électrothermique (**cf. Fig. 2.7**) peut être simulé en imposant comme conditions aux limites :

- L'application d'un courant électrique de 3 mA à travers la structure 2_100_7_p1.
- Une température ambiante aux deux ancrages mécaniques de l'actionneur.
- Des zones d'échange par convection avec l'extérieur (h=10 W/(m²K)).
- L'échange thermique par rayonnement a été négligé **[26-27]**.

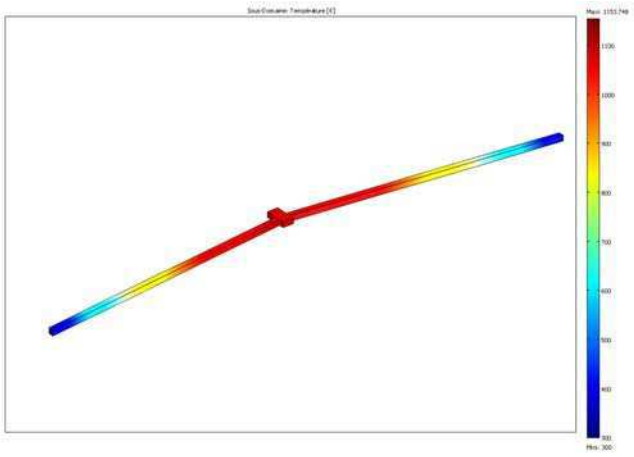


Figure 2.7-a : Répartition de la température dans l'actionneur (I = 3mA).

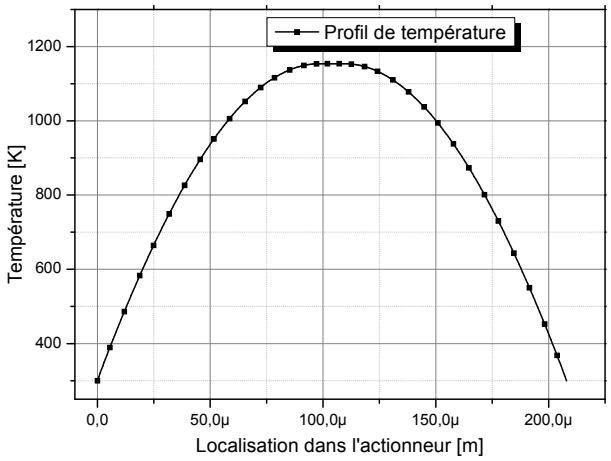


Figure 2.7-b : Variation de la température suivant l'axe **xx'**.

2.2.1.1.2 ***Modélisation thermomécanique***

En se basant sur les résultats acquis dans la première simulation électrothermique, la modélisation du comportement mécanique de la structure peut être menée avec comme conditions aux limites les encrages aux extrémités de l'actionneur en chevron **[28]**. Comme précédemment, on choisit un module pour l'analyse thermomécanique qui sera le module ***mécanique des structures*** de COMSOL® Multiphysics ; celui-ci repose essentiellement sur la résolution d'un problème de structure qui consiste à étudier trois champs vectoriels ainsi que leur relation : le champ de déplacement u(x), le champ des déformations noté ε(x) et le champ des contraintes σ(x). Les différentes relations entre ces quantités peuvent être schématisées par la **figure 2.8** et le résultat de la simulation thermomécanique est donné par la **figure 2.9**.

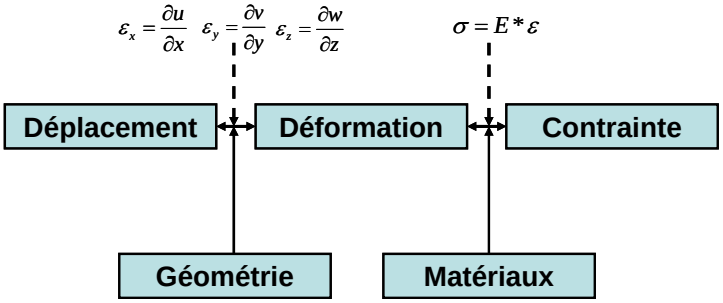


Figure 2.8 : Relations entre le déplacement, la déformation et la contrainte.

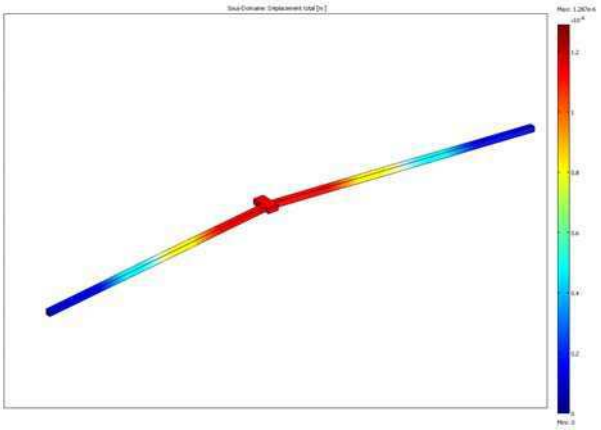


Figure 2.9-a : Déformation de l'actionneur électrothermique.

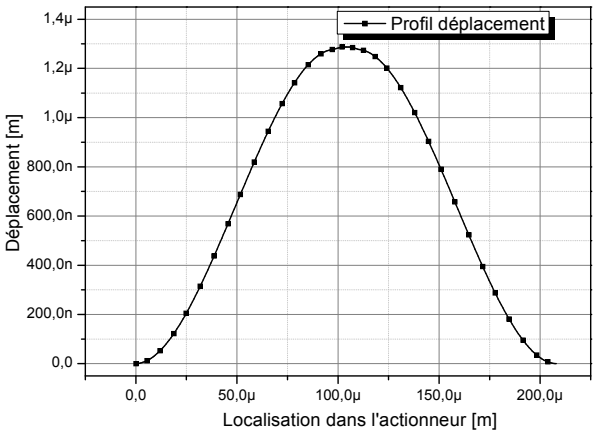
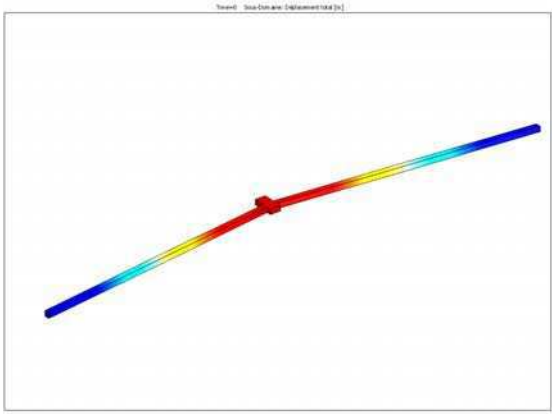


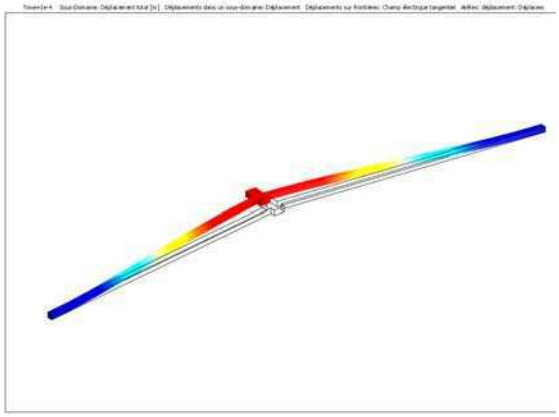
Figure 2.9-b : Variation du déplacement suivant l'axe **xx'**.

2.2.1.2 *Analyse dynamique*

L'analyse dynamique permet de calculer la réponse temporelle de l'actionneur. Pour se faire nous avons choisi un solveur temporel paramétré de 0 s à 4 ms avec un pas de 100 µs. Le simulateur calcule d'abord la solution permanente correspondant à l'état initial du système puis cherche la solution transitoire à partir de l'application du courant électrique d'excitation de 3 mA sur un laps de temps donné. La **figure 2.10** montre une simulation du régime transitoire dans le domaine thermomécanique de l'actionneur en chevron.



A t = 0 µs



A t = 100 µs

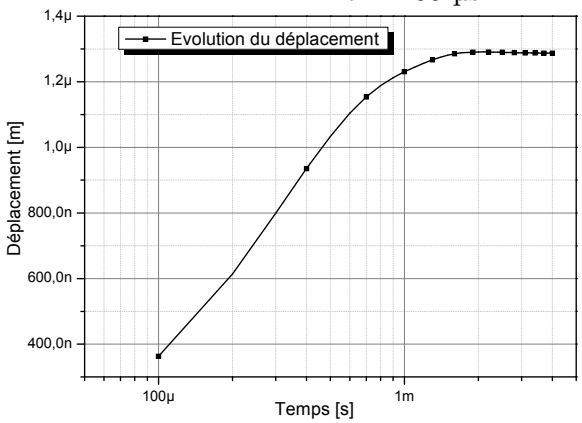


Figure 2.10 : Evolution du déplacement dans le temps.

Cette analyse du régime transitoire montre un temps de réponse de l'ordre de 1 ms ce qui autorisera une plage des fréquences d'actionnement limitée au kHz.

2.2.1.3 *Analyse paramétrique*

Nous avons fait une étude du comportement de l'actionneur thermomécanique en fonction du courant (densité de courant) qui traverse la structure en polysilicium. Nous avons pris une plage de variation du courant appliqué allant de 0 à 3 mA avec un pas de 100 µA.

Les résultats de l'analyse paramétrique des **figures 2.11 et 2.12** permettent de voir que plus le courant d'actionnement augmente (3 mA), plus la température est élevée (1150 K) ce qui donne une amplitude de déflexion de plus en plus grande à cause d'une dilatation thermique de plus en plus importante. Cependant, cela met aussi l'accent sur la nécessité de surveiller cette température pour se tenir dans des conditions appropriées d'utilisation.

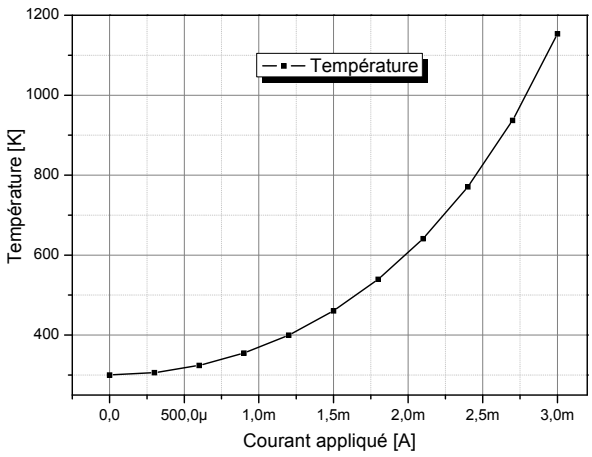


Figure 2.11 : Variation de la température en fonction du courant appliqué.

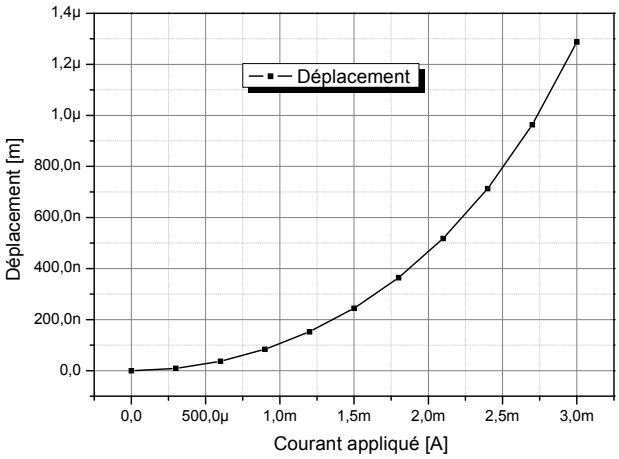


Figure 2.12 : Variation de la déformation en fonction du courant appliqué.

En résumé, nous avons mené une modélisation aux éléments finis stationnaire détaillée qui décrit de manière prédictive en trois dimensions le comportement électro-thermo-mécanique de l'actionneur en chevron. Nous avons pu ainsi calculer la réponse mécanique et définir la fréquence d'actionnement maximale autorisée. Une première simulation paramétrique a concerné les variations de la température et du déplacement en fonction du courant appliqué. Cependant cette technique de modélisation est très coûteuse en temps de calcul et ne permet pas de faire facilement une étude paramétrique sur une large gamme de grandeurs géométriques et/ou technologiques. C'est un inconvénient pour réaliser l'optimisation rapide d'une structure. Nous avons donc recherché à réaliser un modèle analytique qui est présenté dans la prochaine partie.

2.2.2 *La modélisation analytique sous MATLAB®*

Comme pour la modélisation aux éléments finis, la modélisation analytique se fait en deux étapes. La première électrothermique à travers laquelle on va calculer la température moyenne dans chaque bras de l'actionneur en chevron, et la deuxième thermomécanique qui va nous permettre de trouver à partir des résultats de la première modélisation la déformation de notre structure **[18] [19] [26-39]**.

2.2.2.1 *La modélisation électrothermique*

La longueur des deux bras chauds de l'actionneur thermomécanique est beaucoup plus importante que leur section. Nous avons donc fait l'hypothèse que le modèle électrothermique pouvait être traité comme un problème monodimensionnel **[16][40]**. Dès lors les deux bras

chauds de notre actionneur en chevron présentés dans la **figure 2.2** peuvent être traités comme une chaîne de deux lignes en série reliées par un bras de jonction formant à la fin une structure en forme de chevron (**cf. Fig. 2.13)**.

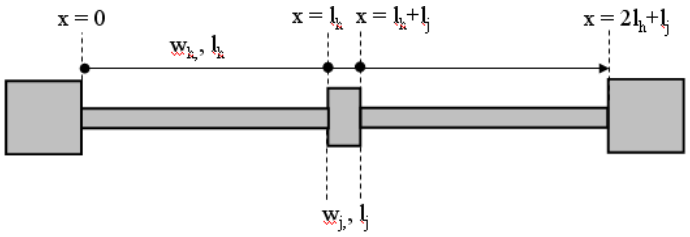


Figure 2.13 : Système monodimensionnel simplifié.

Il existe trois mécanismes d'échange thermique : la conduction, la convection et la radiation. La conduction thermique est le mode de transfert de chaleur provoqué par une différence de température entre deux régions d'un même milieu ou entre deux milieux en contact sans déplacement appréciable de matière. C'est en fait l'agitation thermique qui se transmet de proche en proche, une molécule ou un atome cédant une partie de son énergie cinétique à son voisin. Ce transfert de chaleur spontané d'une région de température élevée vers une région de température plus basse obéit à la loi dite de Fourier :

$$\varphi_{conduction} = -kS\frac{\partial T}{\partial x} \quad (5) \qquad (\textbf{Hypothèse de Fourier})$$

avec k la conductivité thermique du milieu en W.m^{-1}.°C^{-1}, S l'aire de la surface de passage du flux en m^2, T la température en °C et x la variable d'espace dans la direction du flux en m.

La convection est un mode de transfert de chaleur utilisant un fluide en mouvement pour échanger la chaleur entre le système de chauffage ou de climatisation et le solide à chauffer. Pour un écoulement à une température T_∞ (en °C) autour d'une structure à une température uniforme T_s de surface S (en m^2), l'expression du flux de chaleur en convection est la suivante :

$$\phi_{convection} = -h_c S(T_s - T_\infty) \quad (6) \qquad (\textbf{Loi de Newton})$$

avec h_c le coefficient de transfert de chaleur (échange thermique) par convection (en W.m^{-2}.°C^{-1}). Du fait que l'échange thermique reste en régime laminaire, les pertes de chaleur par convection vers le substrat et vers le milieu ambiant seront assimilées à des pertes par conduction à travers une résistance thermique R_T selon l'expression :

$$\varphi_{conduction} = S\frac{\Delta T}{R_T} \quad (7)$$

où ΔT est la différence de température entre le solide et le fluide ambiant.

Le rayonnement est un transfert d'énergie sous forme d'ondes ou de particules qui peut se produire par rayonnement électromagnétique **[16]** (par exemple : infrarouge) ou par une désintégration (par exemple : radioactivité). Par conséquent, le transfert peut se réaliser dans le vide. L'exemple caractéristique de rayonnement est celui du soleil dans l'espace. Le flux de chaleur échangé par rayonnement s'exprime (en W) comme :

$$\phi_{radiation} = \sigma\varepsilon_p S(T_s^4 - T_\infty^4) \quad (8)$$

avec σ la constante de Stephan (5,67.10-8 W.m^{-2}.K^{-4}), ε_p le facteur d'émission de la surface.

Selon l'analyse électrothermique sur les actionneurs thermomécaniques, la dissipation de chaleur vers le milieu ambiant par radiation peut être négligée en comparaison avec l'énergie dissipée par effet Joule **[26, 27]**.

En s'appuyant sur les échanges thermiques présentés ci-dessus, on peut établir l'équation de la chaleur dans une portion de l'actionneur **(cf. Fig. 2.14)** de largeur w, épaisseur h et de longueur dx.

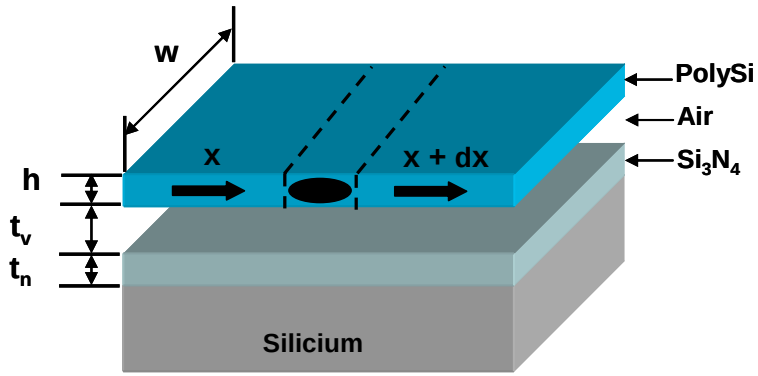


Figure 2.14 : Section d'un actionneur électrothermique en chevron.

Quand les échanges de chaleur sont sous des conditions stationnaires, les apports de chaleur par effet Joule et par conduction sont égaux aux pertes (par conduction et par convection vers le substrat et le milieu ambiant) suivant l'équation aux dérivées partielles **[16]** :

$$-k_p wh\left[\frac{dT}{dx}\right]_x + J^2 \rho wh\Delta x = -k_p wh\left[\frac{dT}{dx}\right]_{x+\Delta x} + F_S \Delta x w \frac{T - T_S}{R_T} \quad (9)$$

dans laquelle T et T_s sont respectivement la température de l'actionneur et la température du substrat, k_p est la conductivité thermique du polysilicium, J est la densité de courant, ρ est la résistivité du polysilicium qui varie en fonction de la température selon la loi :

$$\rho(T) = \rho_0\left[1 + \xi(T - T_S)\right] \quad (10)$$

F_S est le facteur de forme et R_T est la résistance thermique. Le facteur de forme F_S permet de prendre en compte l'influence de la forme de l'élément considéré sur les échanges thermiques par conduction vers le substrat. Son expression est donnée par **[41]** :

$$F_S = \frac{h}{w}\left(\frac{2t_v}{h} + 1\right) + 1 \quad (11)$$

La résistance thermique R_T traduit la conduction dans les couches présentes entre le substrat et la couche structurelle en polysilicium (actionneur en chevron). Elle dépend donc des conductivités thermiques, k_v et k_n, et des épaisseurs, t_v et t_n, des couches d'air et de nitrure **[16]** :

$$R_T = \frac{t_v}{k_v} + \frac{t_n}{k_n} \quad (12)$$

Le développement des calculs correspondants est reporté en annexe A1.

Afin de simuler le comportement électrothermique de l'actionneur en chevron, nous avons choisi une structure dont les paramètres physiques et géométriques sont donnés dans la partie de la modélisation aux éléments finis **(voir tableaux 2.1 et 2.2)**. Ainsi, nous pouvons tracer les profils de la distribution de la température selon les trois bras de l'actionneur, en utilisant l'outil MATLAB® avec la densité de courant comme variable d'entrée.
Les résultats de cette simulation analytique (**cf. Fig. 2.15),** montrent que plus la densité du courant électrique est importante (3 mA), plus la température sera élevée (1000 K). On peut

aussi vérifier à travers ces résultats que la température aux deux extrémités est la plus faible à cause de la condition au limite imposée (T=300 K en contact avec le substrat). La température augmente progressivement depuis l'ancrage jusqu'à sa valeur maximale au niveau de la jonction.

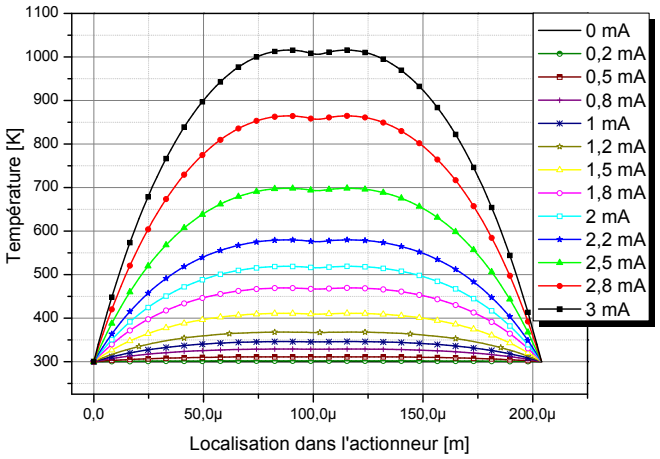


Figure 2.15 : Profil de la température dans l'actionneur pour différentes valeurs du courant d'actionnement avec une résistivité du poly1 variable.

2.2.2.2 *La modélisation thermomécanique*

Le principe d'actionnement de notre structure est basé sur la dilatation thermique résultant de l'échauffement généré par le passage d'un courant à travers la couche structurelle en polysilicium. Les deux bras chauds se dilatent pour venir pousser d'une façon symétrique la partie centrale de l'actionneur (bras de jonction). L'actionneur subit alors à la fois une compression et un moment de flexion latéral entraînant un mouvement suivant le plan comme le montre la **figure 2.16**.

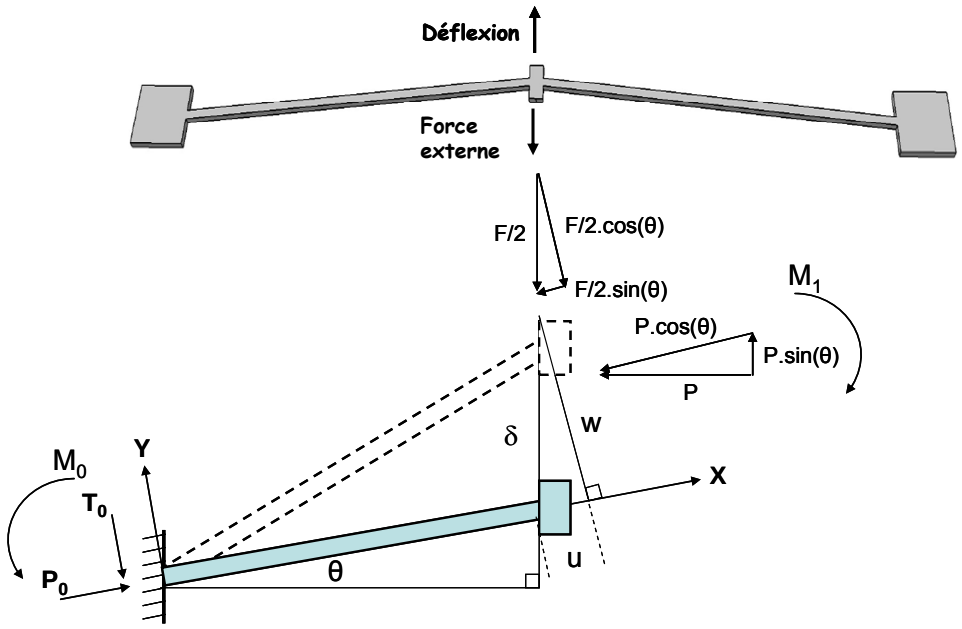


Figure 2.16 : Vue schématique de l'actionneur en chevron.

La déflexion de ce type d'actionneur peut être déterminée en employant les mêmes méthodes que celles employées pour le calcul des déformations des structures mécaniques élastiques (elastic structure engineering) **[42]**. On peut trouver par exemple la méthode de Castigliano **[16-43]**, la méthode des travaux virtuels, les méthodes énergétiques et la méthode des forces **[27]**. De telles structures sont appelées « beam-column » et ont été étudiées par Euler, Timoshenko et al **[44-45]**.

Le déroulement des calculs correspondants qui est reporté en annexe A2 conduit aux expressions 35 et 39 que nous réécrivons ici :

$$\frac{k^2 IL}{A} - \alpha \bar{T} L + \frac{1}{2}\left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right)^2 \times \left\{\frac{3L}{2} + \frac{\sin(2kL)}{4k}\left(1-\tan^2\left(\frac{kL}{2}\right)\right) + \frac{L}{2}\left(\tan^2\left(\frac{kL}{2}\right)\right) + \tan\left(\frac{kL}{2}\right)\left(\frac{4\cos(kL)-\cos(2kL)-3}{2k}\right) - \frac{2\sin(kL)}{k}\right\} +$$

$$\tan\theta\left(\frac{2}{k}\tan\left(\frac{kL}{2}\right) - L\right)\left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right) = 0$$

$$\delta = \frac{w(L)}{\cos\theta} = \left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right) \times \left(\frac{2\tan\left(\frac{kL}{2}\right) - kL}{k\cos\theta}\right) \qquad (14)$$

Ces équations ont été programmées sous MATLAB® et résolues pour différentes valeurs du courant. Les paramètres physiques et géométriques utilisés pour cette simulation analytique sont donnés dans les **tableaux 2.1 et 2.2** précédents.

La **figure 2.17** présente le déplacement prédictif de l'actionneur en chevron en fonction du courant appliqué (0 - 3 mA), sans aucune charge externe F et pour un angle $\vartheta = 7°$.

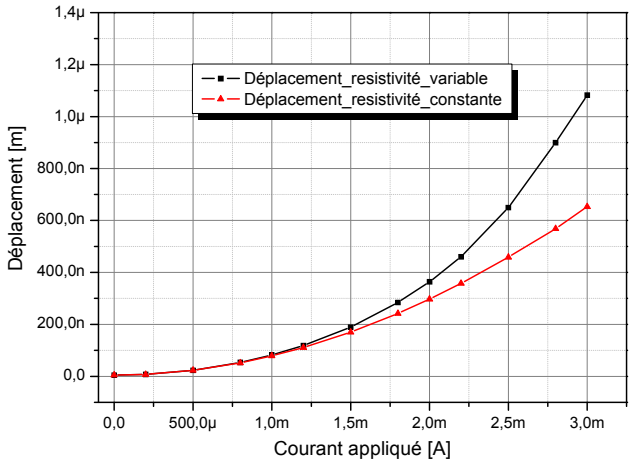


Figure 2.17 : Déplacement de l'actionneur en chevron (2_100_7_p_1).

Nous avons comparé les résultats des deux modélisations aux éléments finis et analytique (**cf. Fig. 2.18**). La corrélation entre les deux courbes permet de valider la simplification en une dimension du modèle analytique.

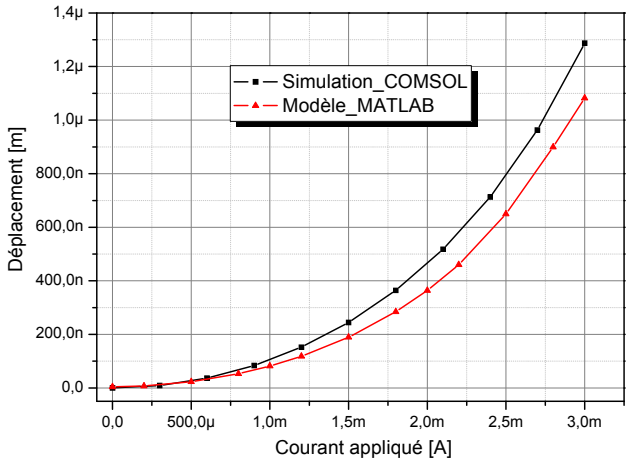


Figure 2.18 : Comparaison de la modélisation aux éléments finis avec le modèle analytique.

En résumé, nous avons établi un modèle analytique de l'actionneur intégrant les comportements thermique et mécanique en fonction de la valeur du courant appliqué. Ce modèle analytique est aussi un modèle fonctionnel de l'actionneur en chevron. Il sera notre support dans l'étude de sensibilité vis-à-vis des paramètres géométriques et technologiques qui sera abordée dans la partie qui suit.

2.3 *Démarche de conception pour des objectifs de performances et de contraintes de fiabilité*

Pour un actionneur, le cahier de charges est souvent donné par son déplacement à réaliser et la force qu'il doit exercer. La relation qui relie ces deux paramètres est donnée par l'équation (14).

A partir des modèles électrothermique et thermomécanique que nous avons établis, la procédure de dimensionnement est la suivante :

- On choisit le déplacement qu'on veut réaliser, par exemple 1 µm.
- On sélectionne l'intensité de la force que l'actionneur doit fournir, par exemple 5 µN.

Une fois que nous avons fixé ces deux grandeurs, nous varierons les paramètres technologiques et géométriques afin de répondre aux exigences du cahier de charge.

Pour étudier l'influence de la force sur le déplacement de l'actionneur, nous avons tracé la déflexion en fonction de la densité du courant appliqué pour plusieurs intensités de force externes (**cf. Fig. 2.19**).

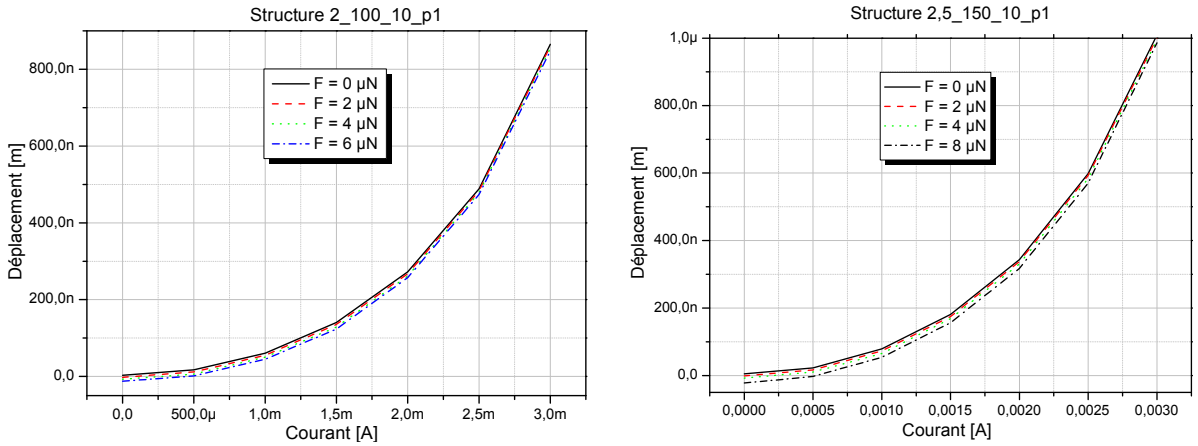


Figure 2.19 : Influence de la force sur le déplacement de l'actionneur.

Cette courbe permet de mettre en évidence que l'augmentation de l'intensité de la force externe diminue le déplacement de l'actionneur. En effet, on peut observer qu'en augmentant la densité du courant (échauffement plus important) la dispersion diminue (25 % à 2 mA et 2 % à 3 mA).
Dans notre cas d'étude, l'actionneur électrothermique en chevron est sans charge externe. Nous avons donc mené une étude de sensibilité aux paramètres géométriques et technologique en considérant une charge externe nulle.

2.4 *Etude de la sensibilité aux paramètres géométriques et technologiques du modèle*

Nous disposons d'un modèle fonctionnel de l'actionneur qui lie le déplacement mécanique à l'excitation électrique. Le modèle a permis de dimensionner les actionneurs. Les choix définitifs vont dépendre des contraintes technologiques quand elles existent et de l'analyse de fiabilité prédictive qui peut être faite à ce stade de la démarche de conception. Dans les deux cas, il est nécessaire d'identifier les paramètres structuraux les plus sensibles qui vont fixer la reproductibilité du fonctionnement et la fiabilité terminale du dispositif. Pour ce faire, nous proposons de systématiser une analyse de sensibilité de la réponse de l'actionneur à la variation des paramètres pertinents.

2.4.1 *La variation des paramètres d'entrée du modèle*

Dans ce paragraphe nous allons identifier les différents paramètres qui peuvent être à l'origine de variation de performances soit à la fabrication, soit dans le temps **(cf. Tableau 2.4)**. Nous avons distingué deux catégories : les paramètres géométriques - liés au dessin des masques (**cf. Fig 2.20**) - et les paramètres technologiques - liés au procédé technologique - pour analyser finalement leur impact sur la fiabilité de l'actionneur.

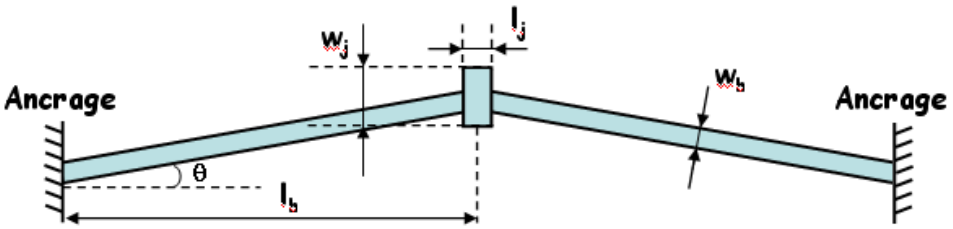


Figure 2.20 : Vue schématique de l'actionneur électrothermique en chevron.

Nature	Description	Notation	Phénomène physique lié
Paramètres géométriques	Largeur du bras chaud	w_h	**La surgravure** : entraine le fait que les dimensions dessinées à la limite des règles de dessin peuvent ne pas être respectées.
	Largeur du bras de jonction	w_j	
	Epaisseur de la couche structurelle	h	**Le dépôt :** fait que les épaisseurs des couches peuvent varier d'un run à un autre.
	Epaisseur de la couche sacrificielle	t_v	
Paramètres Technologique	Résistivité électrique	ρ	**Le dopage :** conditionne la valeur de la résistivité de la couche structurelle.
	Coefficient d'expansion thermique	TCE	**La nature et la qualité du dépôt :** conditionnent sa faculté à se dilater sous l'effet de la chaleur (TCE) et à conduire la chaleur (k_p).
	Conductivité thermique	k_p	

Tableau 2.4 : Les phénomènes physique liés aux variations des paramètres d'entrée du modèle analytique.

2.4.2 *Influence de la longueur et la largeur du bras chaud*

Pour évaluer cette sensibilité nous avons gardé un courant I constant de 3 mA, et nous avons fait varier les deux paramètres d'entrée l_h de 50 à 300 µm et w_h de 2 à 3 µm afin de rester dans des cas de variation réalistes. Comme attendu, on peut observer sur la **figure 2.21** que la déflexion de l'actionneur en chevron est une fonction relativement sensible à la longueur et à la largeur du bras chaud.

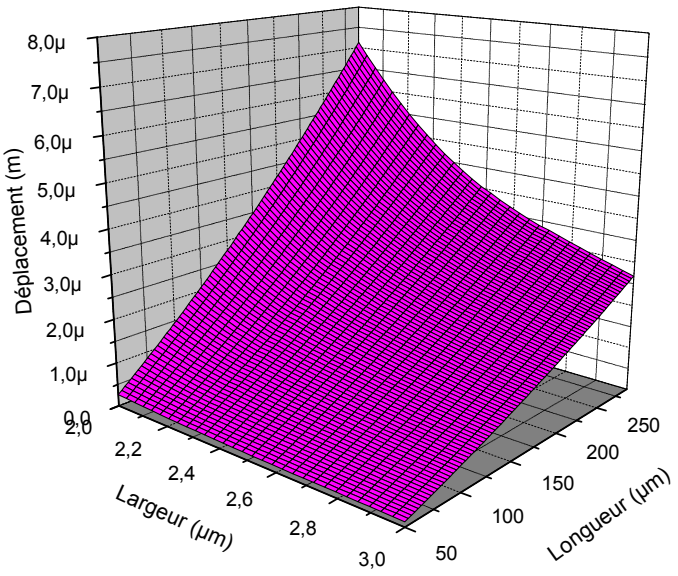


Figure 2.21 : Influence de l_h et de w_h sur le déplacement.

2.4.3 *Influence de l'épaisseur et largeur du bras de jonction*

Pour étudier l'influence de ces deux paramètres d'entrée, nous avons fait varier la largeur du bras de jonction ainsi que l'épaisseur de la couche structurelle de 2 à 4 µm tout en gardant un courant constant 3 mA. Nous avons alors pu tracer l'influence de ces paramètres sur le déplacement **figure 2.22**. Il apparaît ici clairement que seule l'épaisseur du bras de jonction conditionne l'amplitude du déplacement.

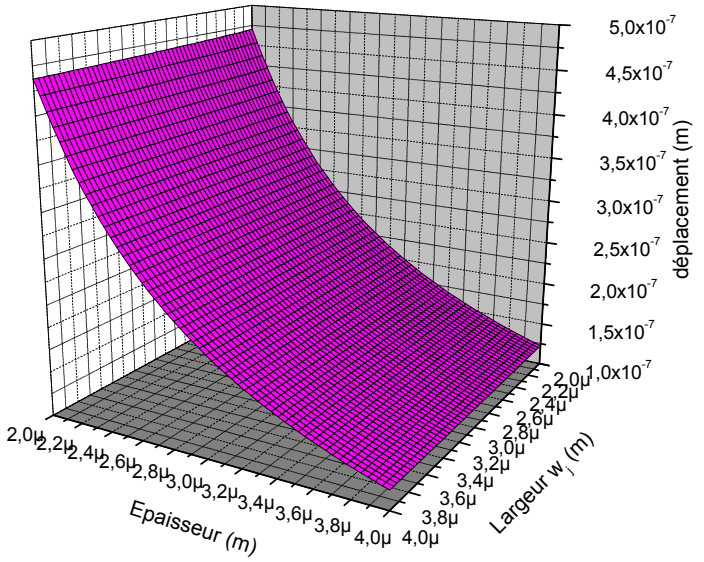


Figure 2.22 : Influence de h et de w_j sur le déplacement.

2.4.4 *Influence de l'angle d'inclinaison et de l'épaisseur de la couche sacrificielle*

De la même manière que pour les autres paramètres géométriques, nous avons étudié les influences de l'angle d'inclinaison et de l'épaisseur de la couche sacrificielle en les faisant varier respectivement de 5 à 10 ° et de 2 à 3 µm.

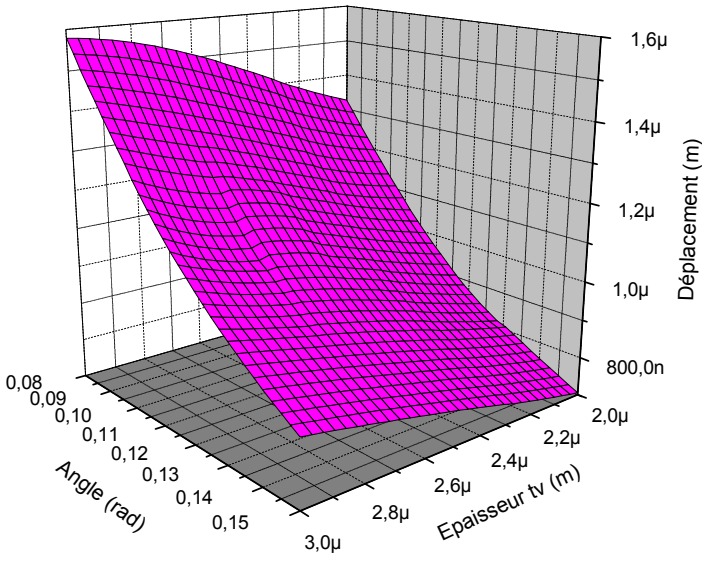


Figure 2.23 : Influence de θ et de t_v sur le déplacement.

Grace à cette courbe, on peut observer que lorsque l'on augmente la distance entre l'actionneur et le substrat (**cf. Fig. 2.23**), le déplacement augmente. Ce résultat est du au fait qu'en augmentant cette distance, on réduit les pertes de chaleur par convection, ce qui se traduit par une augmentation de la température dans les bras et par conséquent une augmentation du déplacement.
Ce résultat montre aussi qu'il faut avoir des faibles angles d'inclinaison afin d'avoir un déplacement important. Cela se traduit par le fait qu'en ayant des angles d'inclinaison plus faibles, on augmente la force qui sera exercée sur la partie centrale (bras de jonction), donc le déplacement en charge sera aussi plus important.

2.4.5 *Influence de la résistivité électrique et de la conductivité thermique*

Toujours en utilisant le modèle analytique présenté dans la partie précédente, nous avons étudié l'influence de deux paramètres technologiques : la résistivité électrique ρ et la conductivité thermique k_p sur la déflexion de l'actionneur (**cf. Fig. 2.24**).

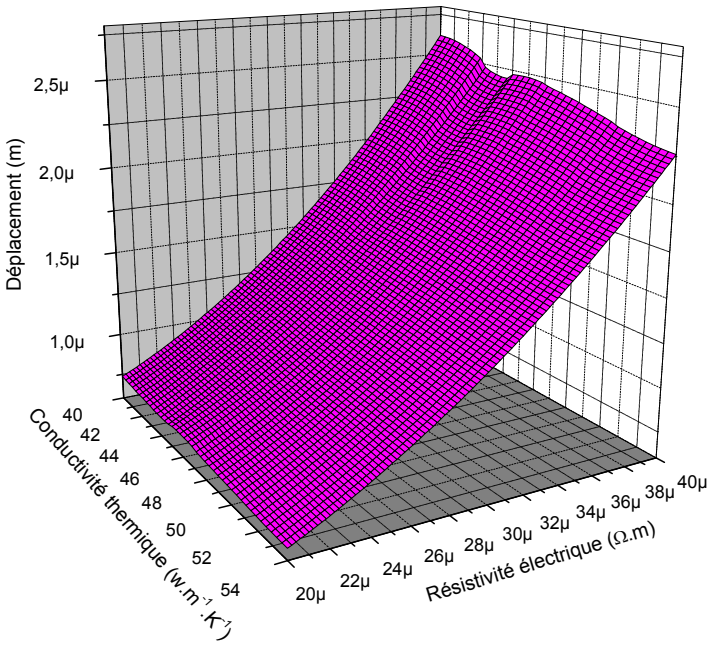


Figure 2.24 : Influence de ρ et de k_p sur le déplacement.

En faisant varier la résistivité électrique de la couche structurelle de 20 à 40 x10^{-6} $\Omega.m$, on peut observer que plus la résistivité est grande, plus la déflexion de l'actionneur est importante. Ceci est du fait qu'en augmentant la résistivité, on augmente l'échauffement par effet Joule (résistance de l'actionneur *courant^2).

Le déplacement de l'actionneur est inversement proportionnel à la conductivité thermique du niveau structurel. En effet, si on augmente la conductivité thermique l'élévation de chaleur dans les deux bras chaud de l'actionneur sera moins importante ce qui se traduit par un déplacement moins important. On note cependant que cette variation relative est moins sensible que celle qui est liée à l'effet de la conduction électrique.

2.4.6 *Influence du coefficient d'expansion thermique et du module de Young*

Nous avons également étudié l'influence de deux autres paramètres physiques : le module de Young E et le coefficient d'expansion thermique sur le déplacement (**cf. Fig 2.25**). Nous avons mené les simulations en prenant les différentes valeurs que peuvent prendre ces deux paramètres (TCE = 2.8 ± 0.2 10^{-6} K^{-1}, E=159 ± 7 10^{9} Pa).

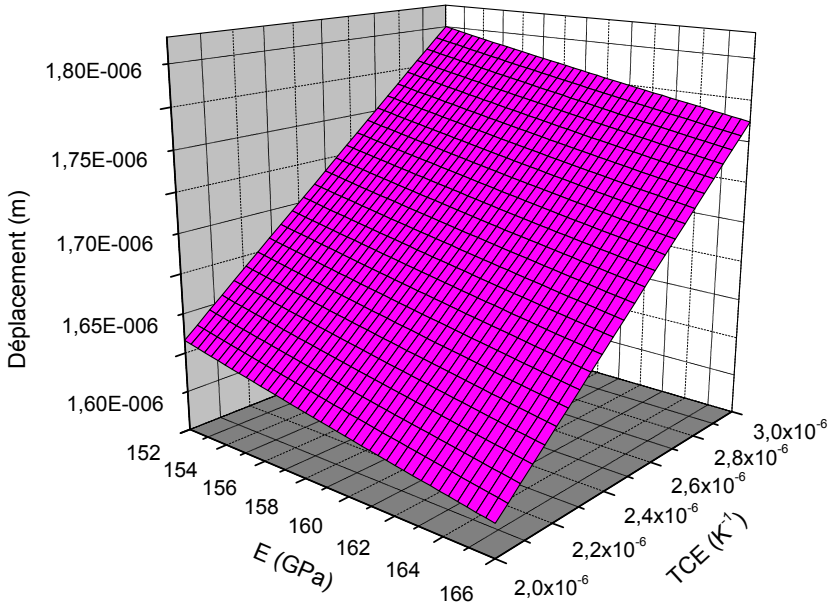


Figure 2.25 : Influence de E et de TCE sur le déplacement.

En effet, on peut se rendre compte qu'une incertitude de ± 0.2 10^{-6} k^{-1} sur la valeur du coefficient d'expansion thermique entraine une incertitude de 0.1 µm sur la déflexion de l'actionneur ce qui n'est pas négligeable.
Cette courbe nous montre aussi qu'en diminuant la valeur du module de Young, on augmente le déplacement de l'actionneur. En effet la rigidité de flexion d'une poutre est le produit E*I, où I est le moment d'inertie ($I = \frac{hw^3}{12}$).

2.4.7 *Classement des paramètres en fonction de la sensibilité du modèle*

Pour faire ce classement, nous avons cherché un moyen pour comparer l'influence des différents paramètres d'entrée sur la sensibilité du modèle. C'est donc l'occasion de définir cette méthode qui est basée sur le calcul de la sensibilité de chacun des paramètres définie par la relation :

$$S = \frac{\left(\Delta D / D\right)}{\left(\Delta P / P\right)} \quad (15)$$

dans laquelle D est le déplacement obtenu avec la valeur nominale P du paramètre. En imposant une variation ΔP au paramètre considéré, on obtient une variation ΔD sur le déplacement. Le calcul de cette sensibilité revient donc à faire le rapport entre les pourcentages de variation du déplacement et du paramètre considéré. Cette grandeur nous permet de conclure directement que :

- si $S < 0$, le déplacement à une variation opposée à celle du paramètre ;
- si $S < 1$, le déplacement à une variation inferieure à celle du paramètre ;
- si $S = 1$, le déplacement varie de façon identique à l'entrée ;
- enfin si $S > 1$, on parle ici d'un effet d'amplification c'est-à-dire que la variation du paramètre d'entrée est amplifiée au niveau de la variation de la sortie - ici le déplacement - du modèle.

Toutes les courbes qui viennent d'être présentées vont servir à classer l'influence des paramètres d'entrée du modèle sur la sensibilité (**cf. Tableau 2.5**). Les valeurs de la sensibilité S sont données en valeur absolue de manière à pouvoir comparer directement les paramètres les uns aux autres.

Paramètre d'entré	l_h [µm]	ρ [Ω.m]	w_h [µm]	h [µm]	TCE [K^{-1}]	θ [rad]	t_v [µm]	k_p [$W.m^{-1}.K^{-1}$]	E [GPa]	w_j [µm]
Sensibilité $\lvert S \rvert$ (3mA)	2.210	1.838	1.232	0.746	0.686	0.654	0.452	0.301	0.073	0.019

Tableau 2.5 : Classement des paramètres d'entrée en fonction de leur influence.

Ainsi, nous avons établi un classement des paramètres d'entrée du modèle suivant leur influence sur le déplacement de l'actionneur. Des paramètres sont plus influents que d'autres et comme nous le verrons ultérieurement, il nous faudra leur porter une attention particulière lors de la validation de notre modèle.

2.5 *Développement des véhicules de test Memscap 2008*

Nous allons présenter les puces réalisées et utilisées pour mener une étude de fiabilité prédictive.
Le Run Memscap a été lancé en 2008 dans le cadre de mes travaux de thèse et pour des enseignements au sein de l'INSA de Toulouse. La puce a été donc également partagée entre le LAAS et l'INSA et chaque partenaire a réalisé des structures propres à son domaine de recherche.
La moitié de la puce était à charge du LAAS ce qui a permis l'intégration de moteurs électrostatiques de type « wobble » (8 exemplaires), de structures de calcul du stress interne dans les couches (4 exemplaires par niveau de polysilicium libéré), de structures de calcul du module de Young (4 exemplaires) et enfin des actionneurs électrothermiques (**cf. Fig. 2.26**).

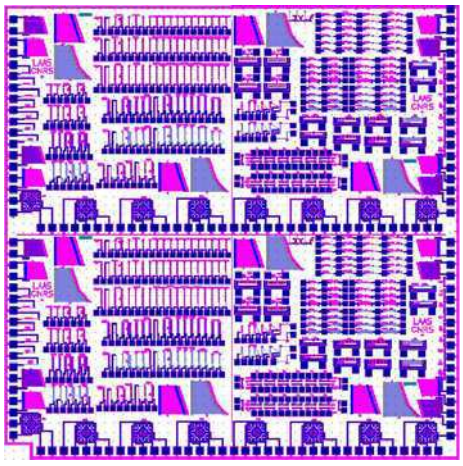


Figure 2.26 : Photo du véhicule de test « Memscap 2008 ».

Etant donné l'ampleur des tests de caractérisation qui sont réalisables sur tous ces dispositifs MEMS, nous avons été obligés de mener nos études sur un type d'actionneur électrothermique qui est en chevron en focalisant la caractérisation des véhicules de test sur deux points :

- La validation du modèle analytique ;
- L'étude du vieillissement des structures.

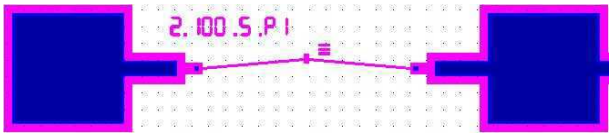


Figure 2.27 : Layout des deux types d'actionneurs électrothermique.

Comme nous l'avons déjà mentionné, ces actionneurs sont constitués de deux bras chauds de longueur l_h et de largeur w_h, inclinés par rapport à l'axe horizontal d'un angle θ, et reliés par un bras de jonction de longueur $l_j = 2w_j$ et de largeur w_j. Les extrémités libres de ces bras sont ancrées au substrat de façon indépendante. Le nom noté à proximité des structures **(cf. Fig. 2.27)** est de la forme {longueur du bras chaud}_{largeur du bras chaud}_{angle d'inclinaison}_{nature du matériau} ». Ainsi si le nom d'une structure est ***2_100_5_p1***, les valeurs de w_h, l_h et ϑ sont respectivement 2 µm, 100 µm, 5° et la couche structurelle mise en œuvre est le Poly1.

En s'appuyant sur l'étude de la sensibilité du modèle analytique précédemment détaillée, nous avons réalisé différentes dimensions d'actionneurs électrothermiques qui sont données dans le **tableau 2.6** suivant :

Largeur w_h [µm]	Longueurs l_h [µm]	Angles θ [°]	Couches structurelles
2	100	5	Poly1
	150	7	
	200	10	Poly2

Tableau 2.6 : Les différentes dimensions des actionneurs électrothermiques caractérisés.

2.6 *Réalisation technologique*

Nous exposons ici le procédé technologique de fabrication PolyMUMPs de Memscap utilisé pour la réalisation des actionneurs électrothermiques.
Nous décrirons plus en détails la méthodologie de caractérisation que nous avons développée qui s'appuie sur un banc et des protocoles de test ainsi que les logiciels de calcul des déplacements micrométriques obtenus à partir d'une analyse d'images vidéos enregistrées.

2.6.1 *Technologie MUMPs du micro-usinage de MEMS*

Le service de fabrication MUMPs® **[15]**, qui signifie "Multi-User MEMS Processes service" est un programme qui permet aux clients d'accéder, à coût réduit, aux technologies nécessaires au prototypage standardisé de MEMS. Sur ce principe, plusieurs utilisateurs se partagent le coût de fabrication en répartissant sur un même wafer les structures conçues par chaque

utilisateur. Ce service contribue à la transition d'un produit à l'état de prototype vers un produit final fabriqué en volume, il est opéré par MEMSCAP, depuis novembre 2002.
MEMSCAP propose trois procédés de fabrication standards, indépendants les uns des autres, dont chacun comporte plusieurs niveaux de masques rassemblés sous l'appellation commune MUMPs® : PolyMUMPs, SOIMUMPs, et MétalMUMPs.
Nous allons, dans cette partie, décrire le procédé technologique que nous avons retenu pour nos structures d'étude à savoir PolyMUMPs.

2.6.2 *Procédé Technologique PolyMUMPS de Memscap*

Le procédé technologique PolyMUMPs **[15]** a été conçu pour être aussi général et polyvalent que possible, et en étant aussi capable de supporter de nombreux designs différents sur le même wafer en silicium. Étant donné que le procédé n'a pas été optimisé dans le but de fabriquer des composants spécifiques, les épaisseurs des couches structurelles et sacrificielles ont été choisies pour convenir à la plupart des utilisateurs ; par ailleurs les règles de dessin ont été choisies soigneusement afin de garantir le meilleur rendement possible.
Le procédé technologique PolyMUMPs est un procédé à trois couches de polysilicium cristallin micro-usinées en surface, issu du travail effectué au Berkeley Sensors and Actuators Center (BSAC) à l'Université de Californie à la fin des années 80 et au début des années 90. Plusieurs modifications et améliorations ont été apportées pour augmenter la flexibilité et la polyvalence du procédé pour un environnement multi-utilisateurs.

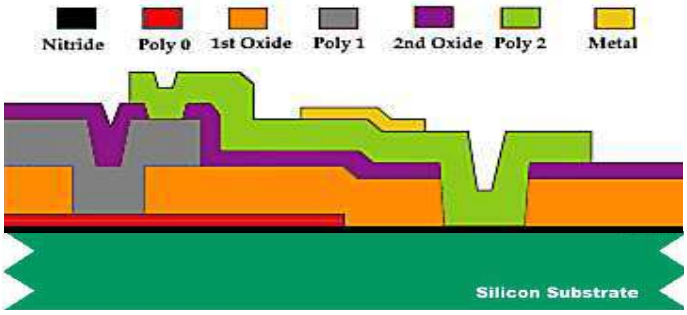


Figure 2.28 : Coupe transversale montrant les 7 niveaux du procédé PolyMUMPs.

La **Figure 2.28** est une coupe transversale montrant les sept couches du procédé PolyMUMPs. Ce procédé technologique a les caractéristiques générales d'un procédé standard de micro-usinage en surface :

- Le substrat est considéré comme un support mécanique.
- Trois niveaux poly0, poly1 et poly2 en polysilicium réalisent la couche utile dite « structurelle » qui constituera notre MEMS.
- Deux niveaux d'oxyde de silicium SiO_2 sont utilisés en tant que couches sacrificielles qui seront donc enlevées en fin de procédé par une attaque chimique.
- Le nitrure de silicium Si_3N_4, est utilisé pour isoler électriquement le polysilicium du substrat.
- Le métal, souvent de l'Or est la dernière couche à déposer sur le niveau poly2 et peut être utilisé comme couche conductrice.

Le **tableau 2.7** suivant résumera les différents niveaux du procédé technologique PolyMUMPs :

Niveaux	Epaisseurs	Masques	Fonctions
Nitrure de Silicium	0.6 µm	-	Isolant
Poly0	0.5 µm	POLY0	Couche structurelle
1ère couche Sacrificielle	2 µm	DIMPLES, ANCHOR1	Ancrer poly1 au poly0
Poly1	2 µm	POLY1	Couche structurelle
2ème couche Sacrificielle	0.75 µm	POLY1_POLY2_VIA, ANCHOR2	Ancrer poly2 au poly0
Poly2	1.5 µm	POLY2	Couche structurelle
Métal	0.5 µm	METAL	Couche conductrice

Tableau 2.7 : Les différents niveaux du procédé PolyMUMPs et leurs fonctions **[15]**.

Le déroulement des étapes technologiques du procédé est décrit plus en détail dans l'**annexe B,** complété par des figures détaillées dans le cadre de la construction d'un micromoteur typique.

2.7 *La caractérisation*

Le banc de test est présenté dans la **figure 2.29**. Il permet de tracer le déplacement en fonction du courant appliqué. Il est composé d'une source de courant (AC, DC) programmable (KEITHLEY 6221) **[46]** qui est utilisée pour appliquer les différents signaux de commande à notre actionneur à travers un testeur sous pointes PM5 (KARL SUSS) **[47]**. La caméra numérique PL-A661 de chez PIXELINK / VITANA **[48]** nous a permis de visionner et d'enregistrer le comportement du dispositif au cours des tests.

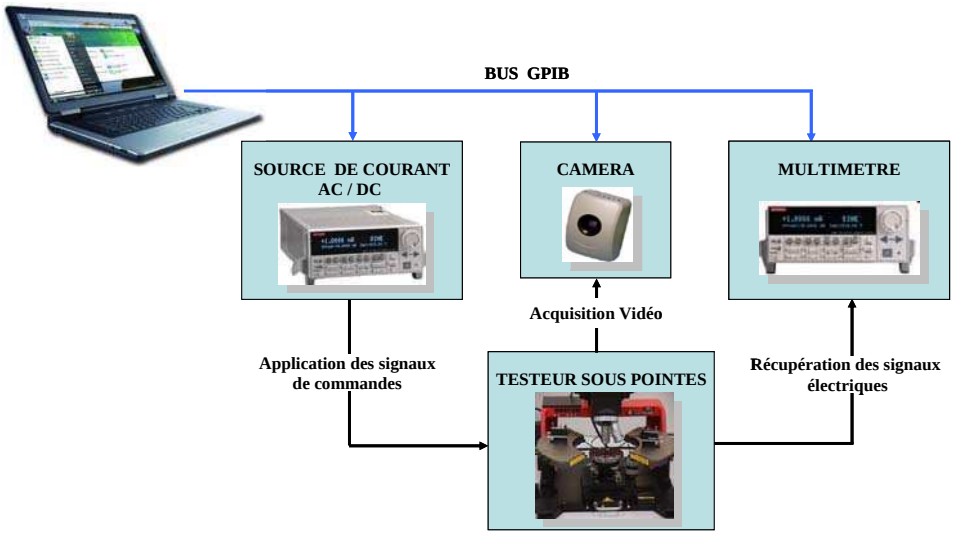


Figure 2.29 : Schéma bloc du banc de caractérisation des actionneurs en chevron.

La fiabilité de l'actionneur en chevron pourra être étudiée en fonction du temps d'actionnement jusqu'au moment où il présentera des signes de défaillance. Un programme sous LabWindows CVI a été écrit pour automatiser le fonctionnement de ce banc (commande des instruments via un bus GPIB). Il permet de stresser le composant avec une forme d'onde bien définie tout en capturant des images et/ou des vidéos du comportement de l'actionneur qui vont être traitées pour le calcul du déplacement.

Après avoir enregistré toutes les images et les vidéos, il faut extraire l'amplitude de déflexion en fonction du courant appliqué. Ceci nous a amenés à concevoir un logiciel de traitement d'images mis en place sous MATLAB®.

2.7.1 *Logiciel de traitement des images prises pendant les tests*

Le traitement des images débute par la conversion de la taille du pixel en micromètres. Pour cela on suit les étapes suivantes :

1- Lecture de l'image avec Matlab® **(cf Fig. 2.30(a))**.

2- Zoom sur la pointe du chevron (bras de jonction) **(cf. Fig. 2.30(b))**. On a choisi le bras de jonction pour faire la conversion parce que c'est la dimension qui présente le plus de chances d'être respectée au cours de la fabrication (c'est la plus grande longueur sur la structure en chevron).

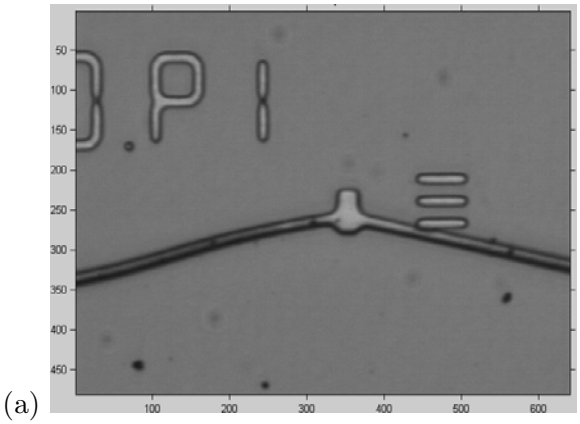


Figure 2.30 : Observation au microscope optique de l'actionneur en chevron.

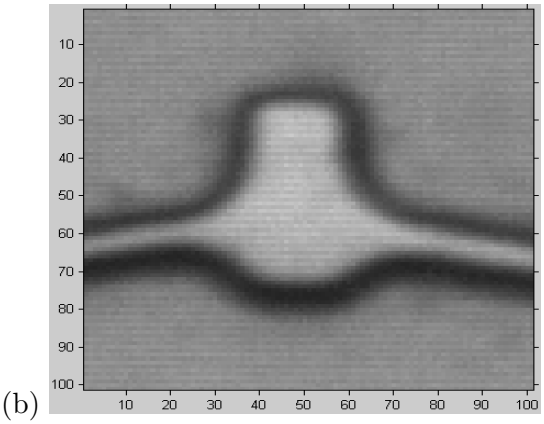


Figure 2.30 : Zoom sur le bras de jonction.

3- On fait un ajustement de l'image pour augmenter le contraste **(cf. Fig. 2.31(a))**. Ce traitement a été ajouté de manière à obtenir des bords francs au niveau du contour du bras de jonction. Si ce traitement n'est pas réalisé, il est possible d'avoir une erreur sur le profil à cause, par exemple, d'une ombre présente sous l'actionneur à cause d'un problème d'alignement de la source lumineuse pendant le test.

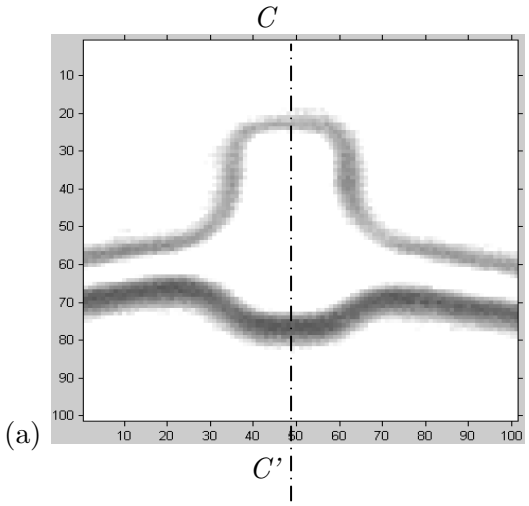


Figure 2.31 : Ajustement du contraste de l'image de zoom sur le bras de jonction.

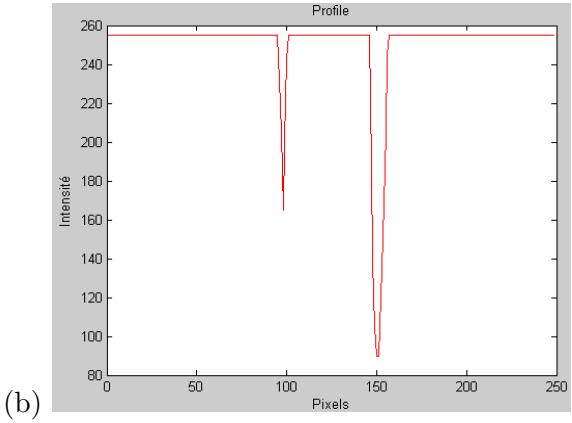


Figure 2.31 : Profil de l'intensité lumineuse sur le bras de jonction selon [C C'].

4- Calcul de la largeur du bras de jonction en nombre de pixels en traçant le profil de l'intensité lumineuse sur une ligne de pixels **(cf. Fig. 2.31(b))**. Les valeurs de ce profil peuvent aller de 0 (pour le noir) à 255 (pour le blanc).

Ce profil permet de déterminer la largeur du bras de jonction en nombre de pixels. En effet, comme les extrémités du bras de jonction du chevron sont moins lumineuses que le substrat (fond d'image), le traçage du profil en partant du haut de l'image et en se déplaçant vers le bas nous donne deux minimums qui correspondent respectivement aux extrémités supérieure et inférieure du bras de jonction. La différence entre les rangs des pixels correspondant à ces deux minimums nous donne la largeur du bras de jonction en pixels (**52 pixels**). Connaissant la taille dessinée (Layout) de la largeur du bras de jonction (**8 µm**), on peut alors en déduire la taille du pixel **: 1 pixel nous donne 0.1538 µm.**

2.7.2 *Calcul du déplacement du chevron*

2.7.2.1 *Extraction du bras de jonction de l'actionneur*

Le déplacement des actionneurs sera déduit des photos et des vidéos prises pendant les tests, en utilisant le principe décrit précédemment. Pour cela il nous faut reproduire les quatre étapes exposées ci-dessus pour chaque image i.e. : lecture de l'image, zoom sur le bras de jonction, ajustement du zoom et le tracé du profil.
Pour simplifier et éviter l'erreur sur le calcul du déplacement de l'actionneur en chevron nous avons procédé à l'élimination de l'extrémité supérieure du bras de jonction **(cf. Fig. 2.32 (a))** de telle sorte à n'avoir sur l'image qu'une seule extrémité (inférieure) donc un seul minimum.

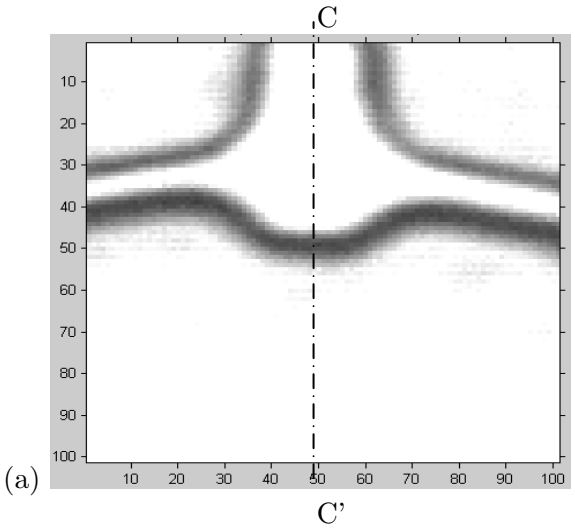


Figure 2.32 : Bras de jonction du chevron en repos.

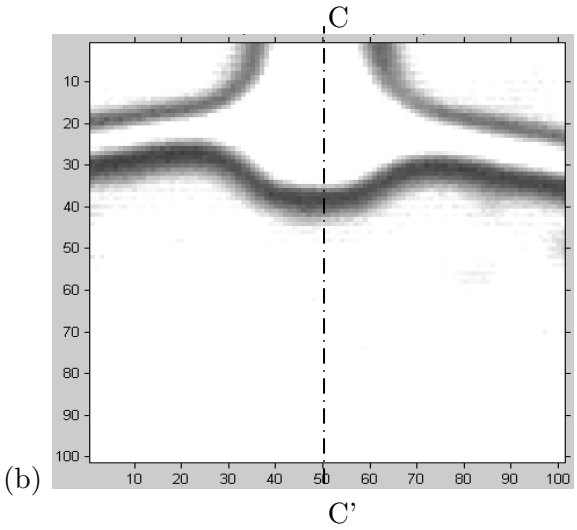


Figure 2.32 : Bras de jonction du chevron en mouvement.

2.7.2.2 *Traçage du profil de l'intensité lumineuse*

Après avoir modifié la photo du bras de jonction, on peut tracer le profil de l'intensité lumineuse en partant du haut de l'image et en se déplaçant vers le bas, on finit par rencontrer l'extrémité inférieure du bras de jonction, par conséquent rencontrer des pixels

noirs (intensité minimum). En se basant sur la valeur du pixel correspondant à l'extrémité inférieure, on peut déterminer la position de l'actionneur.

(a)

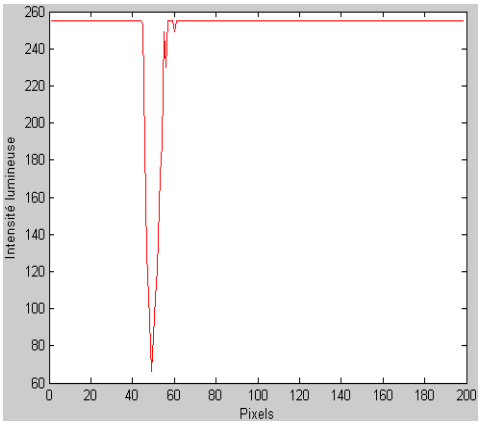


Figure 2.33 : Profil de l'intensité lumineuse sur le bras de jonction au repos selon [C C'].

(b)

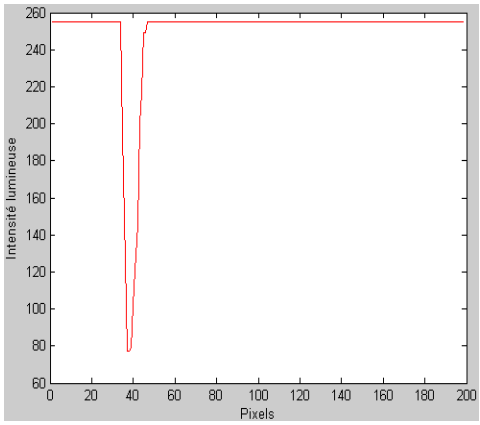


Figure 2.33 : Profil de l'intensité lumineuse sur le bras de jonction en mouvement selon [C C'].

En analysant les deux tracés de profil avant et après déplacement **(cf. Fig. 2.33 (a) et (b))**, nous déduisons les positions en pixels au repos et en mouvement de l'actionneur en chevron qui sont respectivement 49 et 37, ce qui nous donne un déplacement de 1.92 µm. En faisant ce traitement pour toutes les autres photos de la série, nous pouvons déduire le déplacement de la structure au cours du test. En effet, il suffit pour cela de comparer la position de notre structure dans la photo i à la position obtenue pour la première photo qui correspond à la position de « repos ».

2.7.2.3 *Tracé du déplacement en fonction du courant*

En reproduisant le traitement présenté ci-dessus sur toutes les photos de la même structure 2_100_5_p2, on peut tracer le déplacement de la pointe du chevron en fonction de l'indice de la photo et, en ayant pris soin de bien noter la valeur du courant appliqué pour chaque photo, on peut en déduire le déplacement en fonction du courant appliqué **(cf. Fig. 2.34)**.

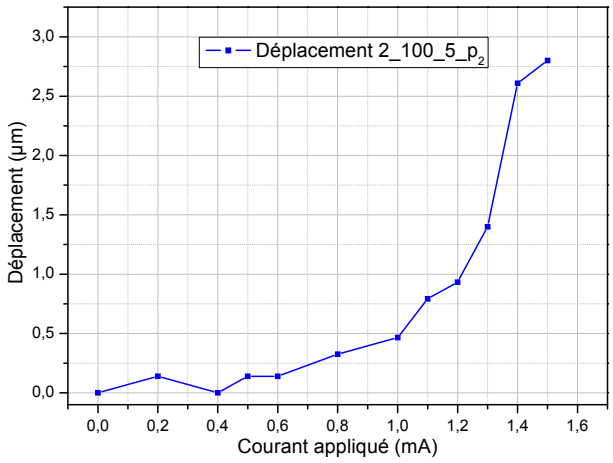


Figure 2.34 : Tracé du déplacement de l'actionneur électrothermique en chevron en fonction du courant appliqué.

Dès à présent, on peut commencer à comparer les résultats obtenus de l'expérience avec ceux de la simulation pour valider notre modèle analytique. La précision de la mesure sera de l'ordre de la taille du pixel.

2.8 *Validation simulation / expérience*

Dans cette partie, nous allons chercher à valider la simulation présentée précédemment par les résultats des tests. Pour cela nous avons tracé les courbes de la déflexion de l'actionneur électrothermique 2_100_7_p1 (cf. page 33 pour la nomination des structures) obtenues à partir de l'expérience et de la simulation (**cf. Fig. 2.35**).

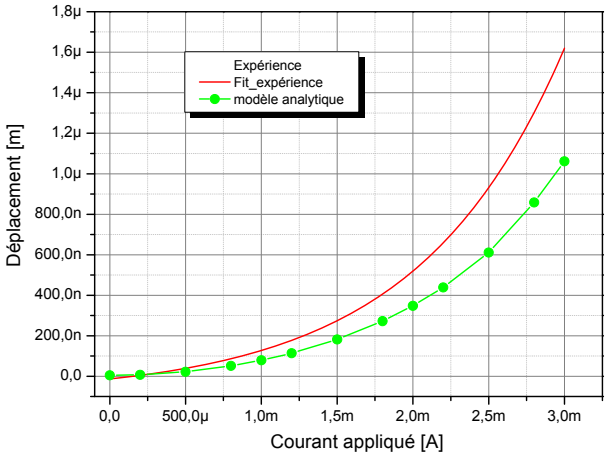


Figure 2.35 : Comparaison entre les déplacements expérimentaux et simulés.

Pour obtenir ces courbes nous avons fait varier le courant de 0 à 3 mA, en prenant les dimensions dessinées sur les masques de fabrication (cf. tableau 1) et les valeurs fournies par le fondeur pour les paramètres technologiques (cf. tableau 2).

Ainsi, on peut observer un décalage entre les relevés expérimentaux et les résultats de la simulation. Ce décalage est de l'ordre de - 34 % par rapport aux valeurs expérimentales. Afin de comprendre la raison de cette différence, nous sommes remontés à l'étude de la sensibilité du modèle vis-à-vis des paramètres d'entrée. En effet, si la valeur d'un paramètre d'entrée influent est incorrecte, la sortie du modèle qui est le déplacement sera elle aussi incorrecte.

Nous avions vu que les trois premiers paramètres les plus influents dans le modèle analytique sont respectivement la longueur du bras chaud (l_h), la résistivité du poly (ρ_{poly}) et la largeur du bras chaud (w_h). Nous allons donc commencer par vérifier les dimensions réelles de l'actionneur.

2.8.1 *Vérification des dimensions de l'actionneur*

Les paramètres géométriques les plus influents dans le modèle analytique sont la longueur et la largeur du bras chaud de l'actionneur. La longueur du bras chaud ne peut pas être erronée vu la géométrie de notre actionneur, la seule erreur qui peut se produire sur ce paramètre géométrique est la coupure (division de la longueur du bras en plusieurs sections) et dans ce cas, la structure est considérée comme défaillante.

Nous nous sommes donc concentrés sur la largeur du bras chaud. Pour cela nous avons exploité le logiciel de traitement des images mis en place pour la détermination du déplacement de l'actionneur. Nous avons trouvé une différence entre la valeur dessinée (2

µm) et celle mesurée (1.42 µm) de 0.58 µm. Le phénomène physique responsable de cette différence entre les deux valeurs dessinée et mesurée est la surgravure lors du processus de réalisation.
Compte tenu des résultats de notre étude de sensibilité présentée précédemment, cette erreur qui est importante puisqu'elle est de l'ordre de 30 % nous a imposé de reconsidérer nos calculs. Les résultats ainsi obtenus sont présentés sur la **figure 2.36**.

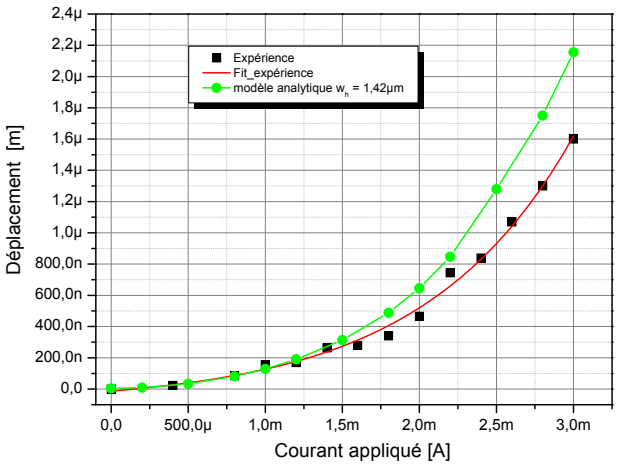


Figure 2.36 : Comparaison entre les déplacements expérimentaux et simulés.

Nous pouvons observer que le modèle conduit à une amplitude du déplacement qui est maintenant supérieure à la valeur expérimentale dans la gamme des forts courants d'excitation (2 à 3 mA) avec un écart relatif qui peut dépasser la valeur de 30 %.
Cependant, nous avons vu dans l'étude de la sensibilité du modèle que les paramètres technologiques étaient aussi influents sur le déplacement de l'actionneur. Nous allons donc vérifier la résistivité électrique de l'actionneur.

2.8.2 *Vérification de la résistivité électrique*

La résistivité électrique de l'actionneur est le paramètre technologique le plus influent après la longueur du bras chaud. Nous avons donc cherché à mesurer la résistivité de l'actionneur 2_100_7_p1 pour plusieurs courants appliqués et à la comparer avec celle du modèle analytique (**cf. Fig. 2.37**).

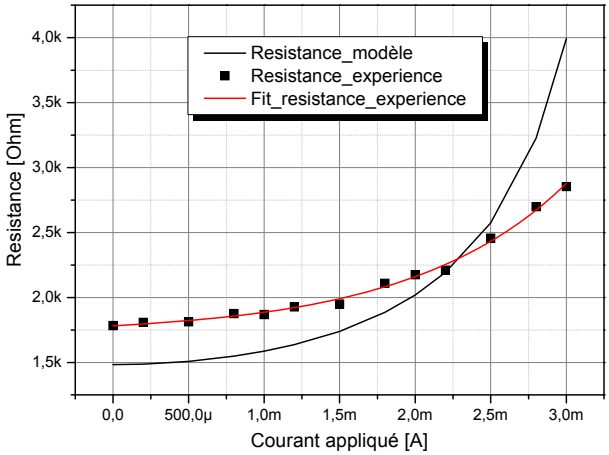


Figure 2.37 : Resistance expérimentale et résistance du modèle.

Comme on pouvait s'y attendre, la figure ci-dessus montre un désaccord entre la variation de la résistivité issue de l'expérience et celle que nous avons initialement considérée lors de la simulation. Nous avons donc cherché à rapprocher les deux courbes en ajustant les valeurs de la résistivité ρ et du paramètre ξ qui caractérisent l'évolution de cette résistivité en fonction de la température (**cf. Fig. 2.38**).

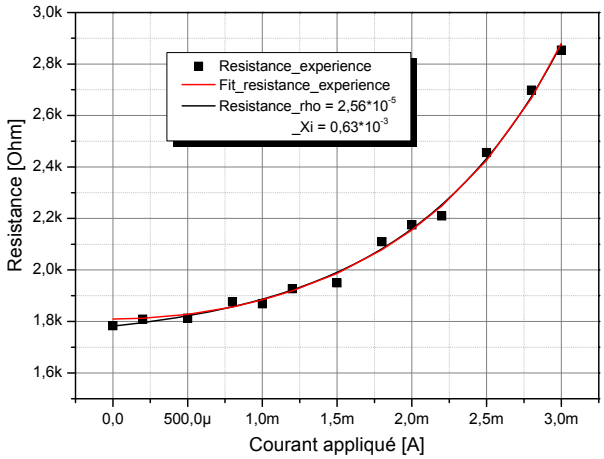


Figure 2.38 : Ajustement de la résistance du modèle avec l'expérience.

Les valeurs de ces paramètres (ρ, ξ) qui nous ont permis d'obtenir une bonne correspondance entre l'expérience et les résultats de la simulation sont : $\rho = 2.56\ 10^{-5}$ [Ω.m], $\xi = 0.63\ 10^{-3}$ [K^{-1}] ; elles sont à comparer à celles trouvées dans la littérature $\rho = 2.10\ 10^{-5}$ [Ω.m], $\xi = 1.25\ 10^{-3}$ [K^{-1}]. Ce ré-ajustement nous a permis d'observer sur la **figure 2.39** un rapprochement satisfaisant entre le modèle et l'expérience.

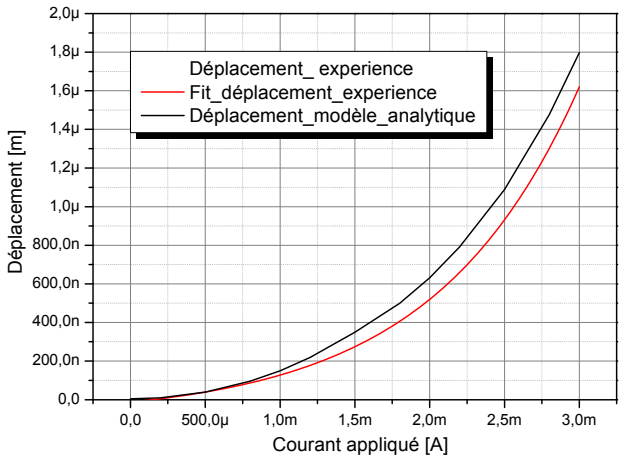


Figure 2.39 : Comparaison entre le déplacement expérimental et celui prévu par le modèle analytique.

Nous avons donc mené une investigation sur la mesure des quelques paramètres géométriques tels que la longueur l_h et la largeur w_h du bras chaud, et technologiques comme la résistivité ρ du polysilicium. A l'issue de cette étude nous avons pu obtenir les valeurs de ces paramètres pour le niveau structurel « poly1 » du procédé technologique PolyMUMPs et vérifier une bonne corrélation entre les données expérimentales et la simulation. Il apparaît donc important de faire une caractérisation des procédés technologiques afin de connaître les valeurs réelles des paramètres géométriques et technologique ainsi que leur variation avec la température.

2.9 *Etude de la fiabilité des actionneurs électrothermiques en chevron*

Les tests de caractérisation présentés dans la partie précédente nous ont permis d'observer des comportements défaillants des actionneurs électrothermiques. L'application d'un courant important entraine une élévation locale de température. En conséquence, le polysilicium peut perdre ses propriétés de plasticité en laissant apparaître des défauts comportementaux.

2.9.1 *Défauts d'origine thermique et amorce de flambement*

Ce phénomène intervient lorsqu'on applique un très fort courant à l'actionneur. La température du polysilicium dépasse la température de transition (température à partir de laquelle le matériau devient fragile) qui est de 660°C pour le silicium **[49]**. Le polysilicium subit alors des reconfigurations locales des grains de silicium. Compte tenu des densités de courant appliquées et des températures atteintes (~ 700°C), on peut imaginer que le phénomène physique responsable est lié à des mécanismes d'électromigration. La modification des propriétés mécaniques qui en résulte n'est bien sûr pas rigoureusement homogène et suffit pour induire une amorce du mécanisme de flambement. Cette dégradation induit par ailleurs un effet supplémentaire : le bras chaud garde alors une trace de la déformation et peut entrainer une modification de la position d'origine : effet du « back bending » **[50]**.

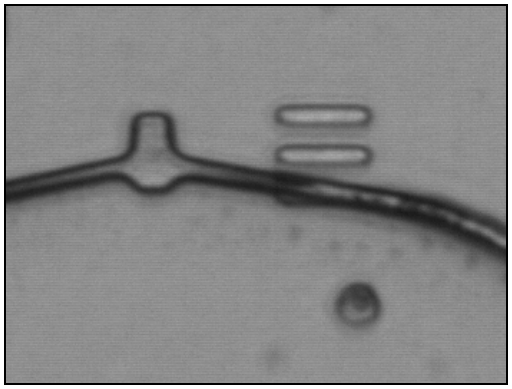


Figure 2.40 : Flambement du bras chaud de l'actionneur en chevron.

On peut voir sur cette photo, qu'après une application d'un courant de 3.9 mA, le bras chaud a « flambé » mécaniquement. Ce phénomène a entrainé une courbure résiduelle de l'actionneur en chevron vers le haut. A partir de ce moment, lors des actionnements suivants, l'actionneur aura un déplacement particulier soit perpendiculaire au substrat, soit avec une légère déviation vers la gauche.

2.9.2 *Le collage*

Un autre phénomène constaté durant les tests de caractérisation est le collage de l'actionneur avec le substrat. Plusieurs hypothèses sont possibles **[51]**, et on doit d'abord penser à une libération des bras incomplète et ensuite à des traces d'eau de nettoyage. Par exemple, pendant la libération de la structure en polysilicium suspendue par une gravure humide et lors du séchage, des gouttelettes de liquide peuvent apparaître entre la structure et le substrat entrainant une adhésion entre ces deux parties. On peut aussi avoir des problèmes au cours du fonctionnement avec des ou des effets de condensations.

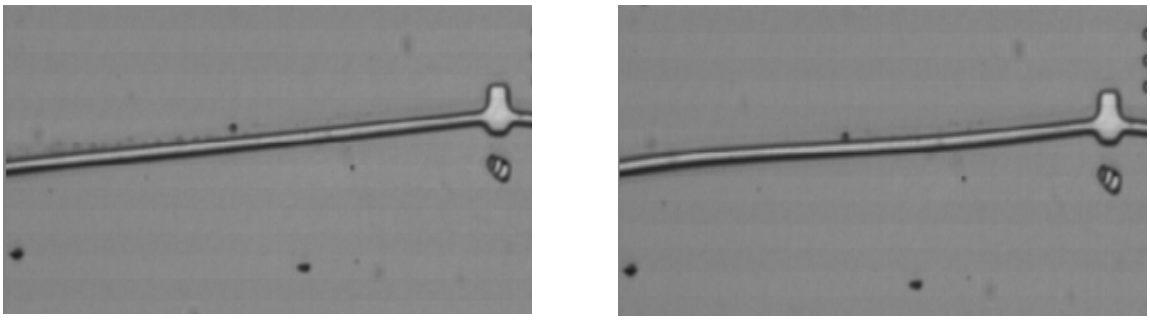


Figure 2.41 : Adhésion du bras chaud de l'actionneur avec le substrat.

La figure ci-dessus montre une déformation du bras chaud sans déplacement de la structure. Cela est causé par l'adhésion de la partie centrale de l'actionneur avec le substrat. Le collage est donc un mécanisme de défaillance.

2.9.3 *Diminution de l'amplitude du déplacement (Vieillissement)*

Les tests dynamiques (tests de fiabilité) que nous avons choisis, consistent à actionner continuellement la structure en chevron avec un signal électrique périodique, jusqu'au moment où elle présentera de signes de défaillance.

Durant ces tests dynamiques, nous avons donc enregistré des vidéos à intervalles réguliers au cours du vieillissement, afin de pouvoir remonter au déplacement de l'actionneur et de suivre son évolution avec le temps.

Nous avons obtenu un premier résultat de vieillissement de la structure 2_100_5_p1 (**cf. Fig. 2.42**), qu'on a fait vieillir avec un signal carré à deux niveaux à la fréquence de 10 Hz et sous 2.3 mA de valeur efficace.

L'amplitude du signal de vieillissement a été choisie ni trop élevée pour ne pas faire apparaître des phénomènes de fatigue prématurés mais suffisant pour avoir un déplacement minimum défini. Nous avons opéré de la même manière pour la fréquence qu'il ne faut pas choisir trop élevée afin de s'assurer d'avoir suffisamment d'images pour déterminer correctement le déplacement de l'actionneur.

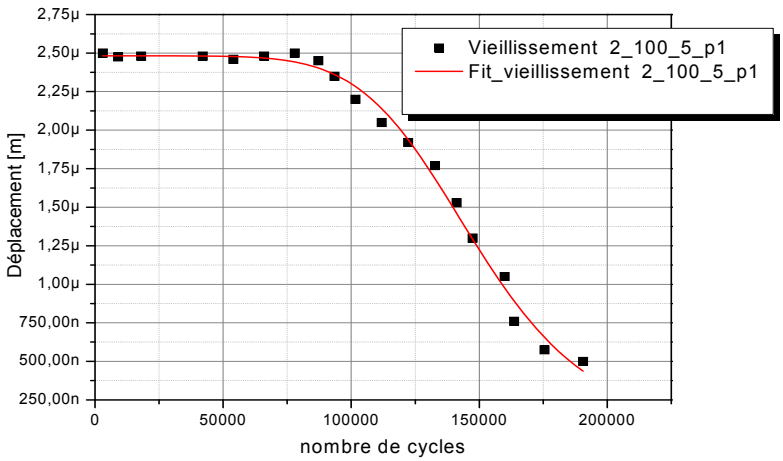


Figure 2.42 : Vieillissement d'une structure en chevron 2_100_5_p1.

On peut voir sur la figure 42 une diminution de l'amplitude du déplacement de l'actionneur en chevron en fonction du nombre de cycles effectués. La première partie du fonctionnement montre un déplacement stable à 2.5 µm jusqu'à la valeur de 87 000 cycles. Il apparaît ensuite une dégradation rapide de l'amplitude du déplacement. En se fixant un seuil en déplacement relatif au-delà duquel on estimera que l'actionneur est défaillant, par exemple une diminution de 30 %, on peut dire que la structure 2_100_5p1 devient donc défaillante à partir de 96 000 cycles de fonctionnement.

Nous étudierons plus en détail la fiabilité de ces actionneurs en chevron, dans le chapitre 4 (cf. § 4.5.1).

2.10 *Conclusion*

Ce deuxième chapitre a été consacré à l'étude d'un premier type de microsystèmes, à savoir un actionneur électrothermique en chevron. Nous avons dans un premier temps vu le dimensionnement de ces dispositifs en nous appuyant sur une première modélisation aux éléments finis sous COMSOL® qui nous a permis d'avoir une idée précise de leurs comportements électrothermique et thermomécanique en trois dimensions. Une deuxième modélisation analytique sous MATLAB®, plus facile à manipuler, a été menée pour représenter le modèle fonctionnel de cet actionneur en chevron. Ce modèle fonctionnel nous a permis d'effectuer une étude paramétrique exhaustive avec pour objectif d'évaluer l'influence des paramètres géométriques et technologiques sur le comportement de l'actionneur en chevron.

Nous avons ensuite présenté le procédé de fabrication PolyMUMPs et détaillé la caractérisation des véhicules de tests. La comparaison de ces tests de caractérisation avec les résultats du modèle analytique nous a permis de mettre en évidence des difficultés liés à la connaissance des valeurs exactes des paramètres géométriques et technologiques et, une fois cet obstacle franchi, nous avons pu valider le modèle par l'expérience.

2.11 *Références*

[1] M. Baltzer, T. Kraus, and E. Obermeier, “A linear stepping actuator in surface micromachining technology for low voltages and large displacements,” in Transducers ’97: 9th Int. Conf. Solid-State Sens. Actuators, 1997, pp. 781–784.

[2] D. Damjanovic and R. Newnham, “Electrostrictive and piezoelectric materials for actuator applications,” J. Intell. Mater. Syst. Struct., vol. 3, no. 2, pp. 190–208, 1992.

[3] H. Tilmans, E. Fullin, H. Ziad, M. van de Peer, J. Kesters, E. van Geen, J. Bergqvist, M. Pantus, E. Beyne, K. Kaert, and F. Naso, “A fully-packaged electromagnetic microrelay,” in Proc. IEEE Micro Electro Mechanical Systems, Orlando, FL, 1999, pp. 25–30.

[4] J. Butler, V. Bright, and W. Cowan, “Average power control and positioning of polysilicon thermal actuators,” Sens. Actuators, vol. 72, pp.88–97, 1999.

[5] E. Enikov and K. Lazarov, “PCB-integrated metallic thermal micro-actuators,”Sens. Actuators A, Phys., vol. 105, no. 1, pp. 76–82, 2003.

[6] O. Jeong and S. Yang, “Fabrication of a thermopneumatic microactuator with a corrugated p+ silicon diaphragm,” Sens. Actuators A, Phys., vol.80, no. 1, pp. 62–67, 2000.

[7] C. Neagu, J. E. Gardeniers, M. Elwenspoek, and J. Kelly, “An electrochemical active valve,” Electrochimica Acta, vol. 42, no. 20–22, pp.3367–3373, 1997.

[8] C. Ray, C. Sloan, A. Johnson, J. Busch, and B. Petty, “A silicon-based shape memory alloy microvalve,” in Smart Materials Fabrication and Materials for Micro-Electro-Mechanical Systems, vol. 276, San Francisco, CA, 1992, pp. 161–166.

[9] J. Haake, R. Wood, and V. Duhler, “In package micro aligner for fiberoptic packaging,” in Proc. SPIE, vol. 3276, 1998, pp. 207–219.

[10] H. Guckel, J. Klein, T. Christenson, K. Skrobis, M. Laudon, and E.Lovell, “Thermo-magnetic metal flexure actuators,” in Proc. 5th IEEE Solid-State Sens. Actuator Workshop , Tech. Dig., Jun. 1992, pp. 73–75.

[11] Qing-An Huang, Neville Ka Shek Lee, “Analysis and design of polysilicon thermal flexure actuator“, J. Micromech. Microeng. 9 (1999), pp 64–70.

[12] S. Muratet, “Conception, caracterisation et modélisation : Fiabilité prédictive des MEMS à actionnement électrothermique”, Thèse de doctorat de l’INSA de Toulouse Novembre 2005.

[13] M. Matmat, M. Al Ahmad, C. Escriba, S. Soulimane, A. Marty, J.Y. Fourniols, “Thermo-electro-mechanical V-shaped actuator design and simulations”, 9th International Conference (EuroSimE 2008), Freiburg-im-Breisgau (Allemagne), 21-23 Avril 2008, pp.667-670.

[14] Ivo Kushkiev and Mark A. Jupina, ”Modeling the Thermo-Mechanical Behavior of a V-Shaped Composite Buckle-Beam Thermal Actuator”, Proceedings of the COMSOL Multiphysics User's Conference 2005 Boston.

[15] D. Koester, A. Cowen, R. Mahadevan, M. Stonefield, B. Hardy, "Poly MUMPs design handbook", MUMPs process, revision10.

[16] W. N. Sharpe, M. A. Eby and G..Coles, "Effect of Temperature on Mechanical Properties of Polysilicon", Transducer Munich, 2001, pp. 1366-1369

[17] C. H. Pan, "A simple method for determining linear thermal expansion coefficient of thin films", Micromech. Microeng 12, 2002, pp. 548-555

[18] M. Shamshirsaz, M. Bahrami, M. B. ASGARI and M. Tayefeh, "Analysis of polysilicon micro beams buckling with temperature dependent properties", published in "DTIP of MEMS and MOMS 2007, Stresa, lago Maggiore : Italy (2007)".

[19] Amarendra Atre, "Analysis of out-of-plane thermal microactuators", Journal Of Micromechanics and Microengineering. 16 (2006) 205–213.

[20] D. Koester, R. Mahadevan, B. Hardy and K. Markus "2001 Multi-user MEMs Processes (MUMPs)" Design Handbook 6th edn (Triangle Park, NC: Cronos Integrated Microsystems, JDS Uniphase).

[21] C. H. Mastrangelo, 1991, "Thermal applications of microbridges", PhD Dissertation University of California Berkeley, Berkeley, CA, USA.

[22] Y. Okada and Y. Tokumaru, 1984, "Precise determination of lattice parameter and thermal expansion coefficient of silicon between 300 and 1500 K", J. Appl. Phys. 56, 314–20.

[23] A. Atre, 2005, "Design optimization of a surface micromachined electro-thermal beam flexure polysilicon actuator", Proc. Modeling Simulation Microsystem (Anaheim, CA), vol. 3; pp. 493–6.

[24] W. N. Sharpe, M. A. Eby and G. Coles, "Effect of Temperature on Mechanical Properties of Polysilicon", Transducer Munich, 2001, pp. 1366-1369.

[25] COMSOL Multiphysics MEMs Module User's Guide.

[26] B. Romanowicz, Ph. Lerch, C. Kara Slimane and Ph. Renaud, "Modelization and characterization of asymmetrical thermal micro-actuators," Journal of Micromech. Microeng., vol. 6, pp. 134-137, 1996.

[27] Qing-An Huang and Neville Ka Shek Lee, "Analytical modeling and optimization for a laterally-driven polysilicon," Microsystems Technologies, vol. 5, pp. 133—137, 1999.

[28] M. Matmat, M. Al Ahmad, J.Y. Fourniols, "Perspectives of thermo-electro-mechanical micro actuators for micro switch applications: design and simulation", International Conference (COMSOL 2007), Grenoble (France), 23-24 Octobre 2007, 9p.

[29] R. S. Chen, C. Kung and G. B. Lee, 2002, "Analysis of the optimal dimension on the electrothermal microactuator", J. Micromech. Microeng. 12, pp. 291-296.

[30] John H. Comtois and Victor M. Bright, "Applications for surface-micromachined polysilicon thermal actuators and arrays," Sensors and actuators, vol. A (58), pp. 19-25, 1997.

[31] C. D. Lott, T. W. Mclain, J. N. Harb and L. L. Howell, "Modeling the thermal behavior of a surfacemicromachined linear displacement thermomechanical microactuator", Sensors and Actuators A101 , 2002, pp.239-250.

[32] N. D. Mankame and G. K. Ananthasuresh, "Comprehensive thermal modeling and characterization of an electro-thermal compliant microactuator", J. Micromech. Microeng. 11, 2001, pp. 452-462.

[33] Q. A. Huang and N. K. S. Lee, "A simple approach to characterizing the driving force of polysilicon laterally driven thermal microactuators", Sensors and Actuators A80 , 2000,pp. 267-272.

[34] Y. Kuang, Q. A. Huang and N. K. S. Lee, "Numerical simulation of polysilicon thermal flexure actuator", Microsystem. Technologies 8, 2002, pp. 17-21.

[35] C. S. Pan and W. Hsu, "An electro-thermally and laterally driven polysilicon microactuators", J. Micromech. Microeng. 7, 1997, pp. 7-13.

[36] D. Yan, A. Khajehpour and R. Mansour, "Modeling of two-hot-arm horizontal thermal actuator", J. Micromech.Microeng. 13, 2003, pp. 312-322.

[37] A. A. Geisberger, N. Sarkar, M. Ellis and D. Skidmore, "Electrothermal properties and modeling of polysilicon microthermal actuators", J. Microelectromech. Syst. 12 No. 4, 2003, pp. 513-523.

[38] A. Atre, "Analysis of out-of-plane thermal microactuators", J. Micromech. Microeng. 16, 2006, pp. 205-213.

[39] M. Shamshirsaz and M. Gheisarieha, "Analysis of polysilicon electrothermal flexure microactuators with temperature-dependent properties", Proc. European Micro and Nano Systems (Paris, FR) 1, 2004, pp. 113-116.

[40] L. Lin and M. Chiao, 1996, "Electrothermal response of lineshape microstructures", Sensors Actuators A, 55 35–41.

[41] Liwei Lin and Mu Chiao, "Electrothermal response of lineshape microstructures," Sensors and Actuators, vol. A 55, pp. 35-41, 1996.

[42] David G. Elms, "Linear Elastic Analysis", B. T. Batsford Ltd, London, 1970.

[43] R. Hickey, M. Kujath, T. Hubbard, "Heat transfer analysis and optimization of two-beam microelectromechanical thermal actuators", J. Vac. Sci. Technol. A20(3), 2002.

[44] S. P. Timoshenko, "History of Strength of Materials". New York: Mc-Graw-Hill, 1953.

[45] S. P. Timoshenko and J. M. Gere, "Theory of Elastic Stability". New York: McGraw-Hill, 1961.

[46] http://www.keithley.fr/products/locurrhiresist/lowlevelsources/?mn=6221

[47] http://www.cmicro.com/pm5-datasheet

[48] http://www.pixelink.com/products_info.asp?productcode=PL-A661-KIT

[49] G.C. Rybicki, P. Pirouz, Indentation plasticity and fracture in silicon, 1988, NASA technical paper n° 2863

[50] J. R. Reid, V.M. Bright, J.T. Butler, "Automated assembly of flip-up micromirrors", Sensors and Actuators A66, pp. 292-298, 1998.

[51] R.A. Conant, R.S. Muller, "Cyclic fatigue testing of surface-micromachined thermal actuators", 1998, ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Anaheim CA, vol. 66, pp. 273-277.

CHAPITRE III.

Micro-Commutateurs RF

Dans ce chapitre, nous allons aborder l'étude de fiabilité d'un deuxième exemple : le micro-commutateur RF capacitif. Pour ce faire, nous nous appuierons davantage sur des lois de la physique afin d'établir le modèle de défaillances. Pour les actionneurs électrothermiques, nous avons en effet modélisé leur défaillance en nous basant sur des tests de vieillissement, autrement dit sur l'expérience.

Pour initier ce travail, nous rappellerons le principe de fonctionnement des micro-commutateurs RF et les différents types de configuration. Les dispositifs étudiés sont des commutateurs à contact capacitif, dont nous présenterons le modèle fonctionnel suivi d'une étude de sensibilité par rapport aux constantes physiques de raideur mécanique de la membrane (la partie mobile) et aux propriétés diélectriques de la couche isolante (le diélectrique).

Nous traiterons dans une seconde phase la fiabilité de ces dispositifs dont l'origine est liée à l'effet de chargement électrostatique "charging effect". Nous modéliserons ce phénomène de défaillance en nous appuyant également sur les lois de la physique et introduirons ce modèle dans le modèle fonctionnel pour établir le modèle de fiabilité.

3.1 Les micro-commutateurs RF (switch RF)

Les MEMS RF sont composés d'une poutre ou d'un pont métallique mobile permettant à travers un mouvement mécanique de réaliser un court circuit ou un circuit ouvert (commutateur) pour des applications micro-onde (**cf. Fig. 3.1**).

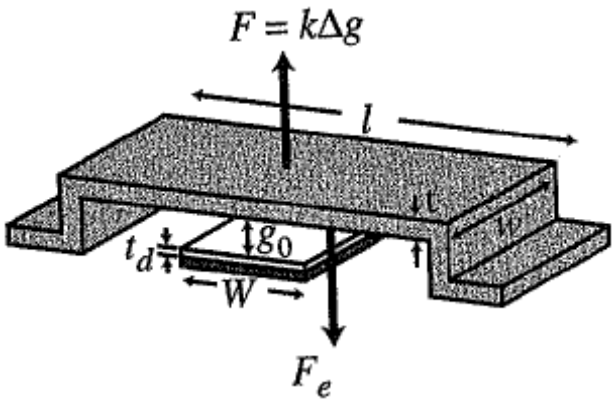


Figure 3.1 : Exemple d'un commutateur RF [1].

Les commutateurs MEMS RF présentent, par rapport aux diodes PIN et aux transistors FET, des pertes d'insertion plus faibles et une meilleure linéarité [1-3]. Ajoutées à leur bonne isolation sur une large bande fréquentielle, ces caractéristiques font de ces commutateurs RF des MEMS privilégiés pour des applications faibles pertes telles que les atténuateurs, les filtres, les déphaseurs, les switch RF. Cependant, les MEMS RF ne sont toujours pas commercialisés à cause d'un verrou principal qui est leur fiabilité.

3.2 Classification des micro-commutateurs RF

Les micro-commutateurs RF peuvent être classifiés en plusieurs catégories suivant plusieurs caractéristiques : types d'actionnements, types de contacts, types de configurations électriques, types de mouvements [1].

L'origine de l'actionnement du mouvement mécanique peut être de nature électrostatique, électromagnétique, piézoélectrique ou encore électrothermique **(cf. Tableau 3.1)**.

Types d'actionnement	**Tension (V)**	**Courant (mA)**	**Puissance (mW)**	**Taille**	**Temps d'action-nement (µs)**	**Force de contact (µN)**
Electrostatique	20 – 80	0	0	Petite	1 – 200	50 – 1000
Thermique	3 – 5	5 – 100	0 – 200	Grande	300 – 10000	500– 4000
Magnétique	3 – 5	20 – 150	0 – 100	Moyenne	300 – 1000	50 – 200
Piézoélectrique	3 - 20	0	0	moyenne	50 - 500	50 - 200

Tableau 3.1 : Les différents types d'actionnement pour les MEMS RF [1].

Il existe deux types principaux de commutateurs RF, ceux à contact résistif et ceux à contact capacitif (**cf. Fig. 3.2**). Le commutateur à contact résistif de type « métal/métal » présente à l'état haut une capacité très faible (de l'ordre du fF) entre la partie mobile et la ligne RF (métal/air/métal), et un court circuit à l'état bas. Les problèmes de fiabilité de ce type de commutateur sont liés à la résistance de contact et à son vieillissement : érosion de la surface, dégradation, microsoudures [4], etc ....

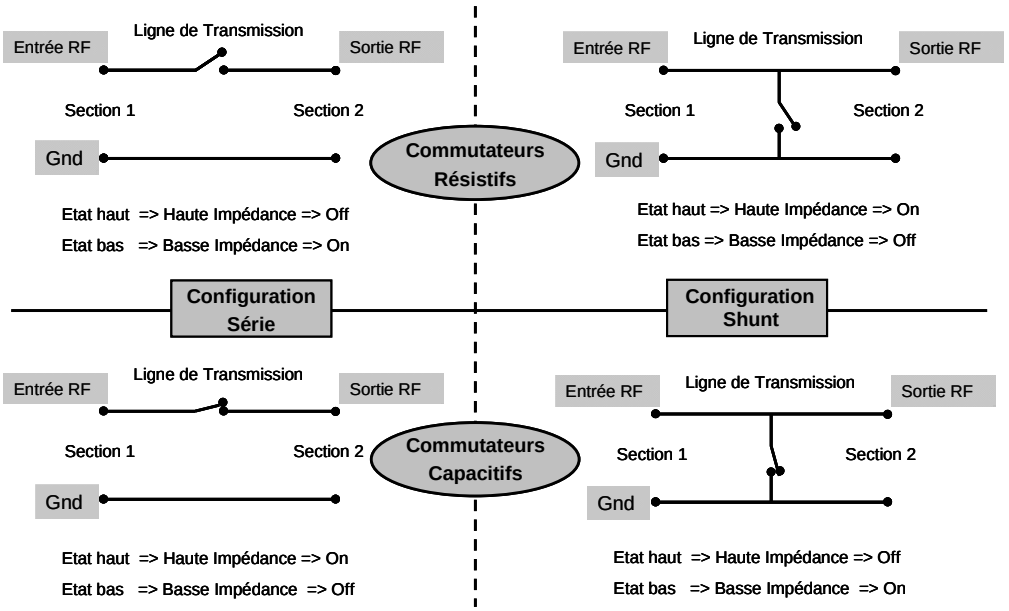


Figure 3.2 : Types de Commutateurs.

Le commutateur à contact capacitif de type « métal/diélectrique/métal » présente une capacité faible (de l'ordre de la dizaine de fF) qui, une fois le commutateur fermé, augmente jusqu'à une valeur de l'ordre du pF pour réaliser un court circuit capacitif du signal RF.

Les problèmes de fiabilité soulevés par ces commutateurs sont le collage de la partie mobile (membrane) et le chargement du diélectrique. Le collage peut être lié soit à un défaut de

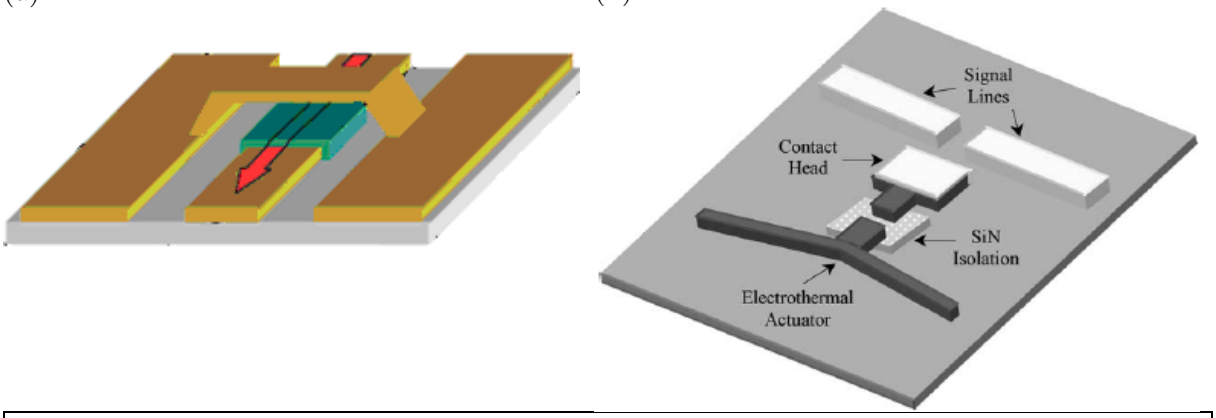
libération de la structure finale lors du séchage, soit au chargement électrostatique du diélectrique lors du fonctionnement du micro-commutateur.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons en particulier à ce phénomène de défaillance lié au chargement du diélectrique.

Les commutateurs RF peuvent être utilisés, soit en série, soit en parallèle (**cf. Fig. 3.2**). En configuration série, le signal RF sera transmis lorsque le commutateur est à l'état bas, on dit aussi que le commutateur est à l'état passant, et le signal RF sera coupé lorsque le commutateur est à l'état haut, on parle ici d'état bloqué. Lorsque le commutateur est utilisé en parallèle, la transmission du signal RF est réalisée en position ouverte.

L'actionnement des commutateurs RF peut réaliser des déplacements verticaux ou horizontaux (**cf. Fig. 3.3**).

(a) (b)



Mouvements	
Vertical	Dispositifs de petite taille
Latérale	Dispositifs de grande taille

Figure 3.3 : (a) Mouvement vertical, (b) mouvement latéral [1] [5] .

Le LAAS/CNRS a une activité de recherche importante sur les commutateurs RF capacitifs (groupe MINC), pour leur performances en temps de commutation, leur faible force d'activation (50 - 200 µN), leurs potentialités en bande de fréquences (10 - 120 GHz) et leur relative simplicité de réalisation. Cependant, ce type de commutateur requiert une tension d'activation élevée (30 - 80 V), ce qui nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique élévateur de tension afin d'élever la tension de commande de l'ordre de 3 à 5 V généralement disponible à la tension d'actionnement. L'étude sur la fiabilité que nous présentons ici associe au LAAS/CNRS les groupes MINC et N2IS.

3.3 ***Modélisation statique du commutateur RF capacitif***

La **figure 3.4** représente l'exemple type d'un micro-commutateur RF capacitif et les forces qui régissent son mouvement mécanique. En l'absence de polarisation (i.e. au repos), les deux électrodes supérieure (membrane mécanique) et inférieure (ligne coplanaire) forment une capacité parallèle de l'ordre du fF, ce qui permet la transmission du signal RF. Ces deux électrodes sont séparées par une couche d'air d'épaisseur g et une couche diélectrique d'épaisseur t_d et de permittivité relative ε_r. La valeur de la capacité est précisément donnée par la relation suivante :

$$C = \frac{\varepsilon_0 . l . L}{g + \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r} \right)} = \frac{\varepsilon_0 . A}{g + \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r} \right)} \quad (1)$$

dans laquelle A est la surface des armatures en regard (A=L*l).

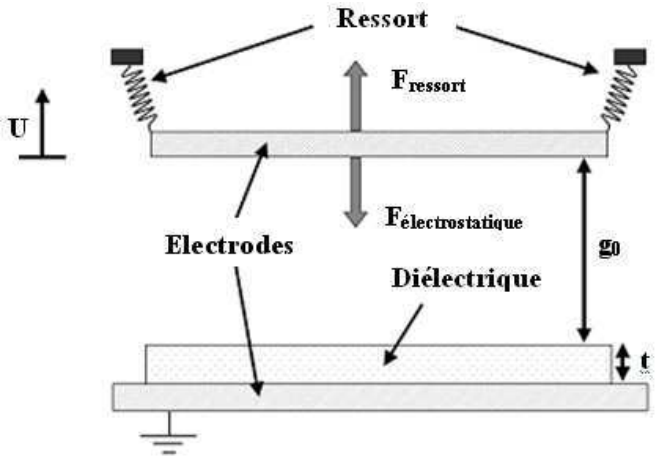


Figure 3.4 : Principe de fonctionnement d'un commutateur RF capacitif.

Lorsqu'on polarise le commutateur RF on crée une force électrostatique F_e entre les deux électrodes du condensateur qui attire la partie mobile (membrane) vers le bas, jusqu'à avoir contact avec le diélectrique déposé sur la ligne coplanaire. L'état bas de la membrane entraine aussi l'apparition d'une force de rappel du ressort $F_{ressort}$ qui, en première approximation, peut être considérée proportionnelle au déplacement de la membrane « x » d'après la loi de Hooke :

$$F_{ressort} = -kx \quad (2)$$

où k est la constante de raideur du ressort.

Pour les tensions de polarisation intermédiaires, on peut avoir un équilibre stable entre les deux forces électrostatique et de rappel du ressort ($F_e = F_{ressort}$) (**cf. Fig. 3.5.a**). Lorsqu'on augmente progressivement cette tension, le pont se baisse progressivement jusqu'à atteindre une hauteur correspondant au tiers de la hauteur g. A cet instant, l'équilibre entre la force d'attraction électrostatique et la force de rappelle du ressort devient instable (**cf. Fig. 3.5.b**) et la membrane bascule brusquement vers l'état bas. Cette valeur particulière de la tension d'actuation est appelée « tension de pull-down ou de pull-in » (V_{pi} ou V_{pd}).

Lorsqu'on diminue la tension de polarisation, le micro-commutateur repassera à nouveau en position haute, uniquement si la tension appliquée est inférieure à une tension dite de « pull-up ou pull-out » (V_{po} ou V_{pu}) (**cf. Fig. 3.5.d**).

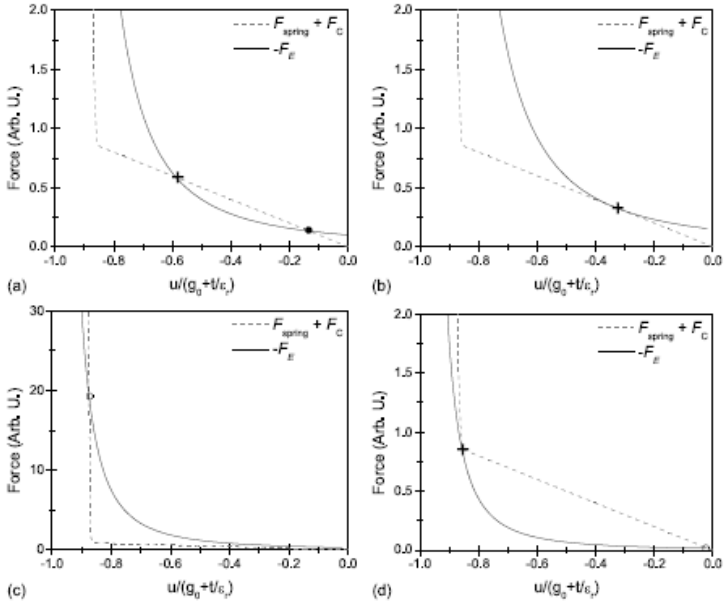


Figure 3.5 : La force électrostatique, du ressort et de contact en fonction de la déflexion. a) $V < V_{pi}$, b) $V = V_{pi}$, c) $V > V_{pi}$, d) $V = V_{po}$ [6].

3.3.1 *Détermination des tensions caractéristiques V_{pi} et V_{po}*

Pour déterminer ces valeurs seuils, on va résoudre l'équation de l'équilibre des forces mises en jeu la force électrostatique et la force de rappel du ressort :

$$F_e + F_{ressort} = 0 \quad (3)$$

La force électrostatique est donnée par la relation :

$$F_e = -\frac{dU_e(g)}{dg} = -\left(\frac{d}{dg}\frac{1}{2}C(g)V^2 - V\frac{d}{dg}Q(g)\right) \quad (4)$$

dans laquelle $\frac{d}{dg}\frac{1}{2}C(g)V^2$ représente la variation d'énergie stockée dans le condensateur et VdQ est l'énergie perdue par la source de tension en fournissant une charge dQ à la tension V.

A partir de la valeur de la capacité donnée par :

$$C = \frac{\varepsilon_0.l.L}{g + \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} = \frac{\varepsilon_0.A}{g + \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (5)$$

on trouve que $F_e(g)$ est égale à :

$$F_e(g) = \frac{1}{2}V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 A V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad (6)$$

Pour déterminer la tension V_{pi}, nous devons donc résoudre le système d'équations avec deux inconnues suivant :

$$\frac{-1}{2}\frac{\varepsilon_0 A V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} + k(g_0 - g) = 0 \quad (7)$$

$$\frac{\varepsilon_0 A V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^3} - k = 0 \quad (8)$$

En tirant k de l'équation (8) et en le remplaçant dans (7), on trouve :

$$\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^3 = 2\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2 (g_0 - g) \quad (9)$$

On peut observer qu'au moment du *pull-in* la membrane est sensiblement placée aux 2/3 de la distance initiale ($2/3g_0$) (**cf. Fig. 3.6**).

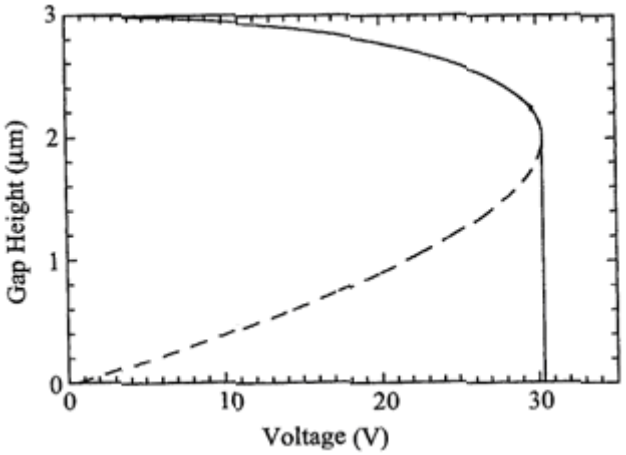


Figure 3.6 : Déplacement de la membrane en fonction de la tension appliquée [1].

En remplaçant g par ($2/3g_0$) dans (8), on trouve que la tension V_{pi} est égale à :

$$V_{pi} = \pm\sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 A}\left(g_0 + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (10)$$

Le calcul de la tension *pull-out* nécessite la prise en compte de la force d'adhésion de contact F_c de la membrane avec le diélectrique [7]. Nous faisons donc une approximation en considérant que le passage de la membrane à l'état haut se fait quand la force électrostatique

F_e est à nouveau égale à la force du ressort $F_{ressort}$ à g = 0. La tension V_{po} peut donc être trouvée en remplaçant g dans l'équation (7) par zéro :

$$V_{po} = \pm\sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 A} g_0 \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (11)$$

3.4 Modèle fonctionnel

Les MEMS RF se présentent comme des interrupteurs capacitifs actionnant mécaniquement une électrode mobile entre une position au repos, séparée de quelques µm de l'électrode de référence, et une position actionnée électrostatiquement où les électrodes viennent en contact, séparées par une mince couche diélectrique **(cf. Fig. 3.7)**.

Le modèle fonctionnel du commutateur RF est fondé sur le schéma de la **figure 3.7** : le dispositif est représenté par deux capacités, l'une associée à l'épaisseur t_d de la couche diélectrique, l'autre à la lame d'air d'épaisseur variable g selon que l'électrode mobile est actionnée g = 0 ou complètement libérée g = g_0. La loi d'actionnement est donnée par la valeur de la tension continue V à appliquer entre l'électrode mobile et l'électrode fixe pour assurer les transitions « ouvert-fermé » $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pull\text{-}out}$ « fermé-ouvert », données par les relations :

$$V_{pi} = \pm\sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 A}\left(g_0 + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (12) \quad \text{et} \quad V_{po} = \pm\sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 A} g_0 \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (13)$$

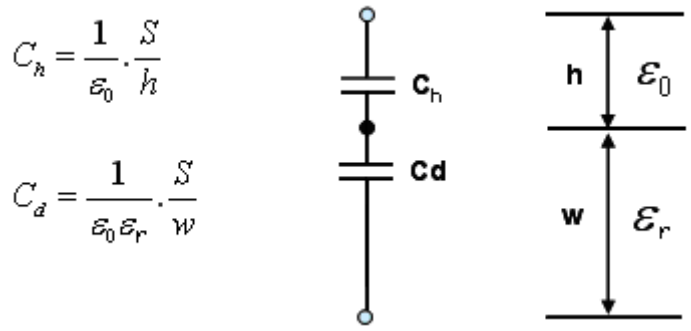


Figure 3.7 : Modèle fonctionnel du commutateur RF.

3.5 Etude de la sensibilité des performances aux variations des paramètres

On peut observer à partir des relations 12 et 13 que les deux tensions d'actionnement $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pull\text{-}out}$ dépendent des paramètres technologiques à travers ε_r et k qui correspondent respectivement à la permittivité du diélectrique et à la constante de raideur de la membrane. Nous pouvons donc déduire la sensibilité du commutateur capacitif RF en dérivant à la fois V_{pullin} et $V_{pull\text{-}out}$ par rapport à ε_r et à k ($\frac{\partial V_{pullin}}{\partial \varepsilon_r, \partial k}, \frac{\partial V_{pullout}}{\partial \varepsilon_r, \partial k}$).

3.5.1 *Influence de constante de raideur de la membrane*

Les **figures 3.8 et 3.9** montrent la variation de $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pull\text{-}out}$ en fonction de la valeur de la constante de raideur de l'électrode mobile. Nous pouvons observer que lorsque la constante de raideur k augmente les deux tensions de *pull-in* et de *pull-out* augmentent.

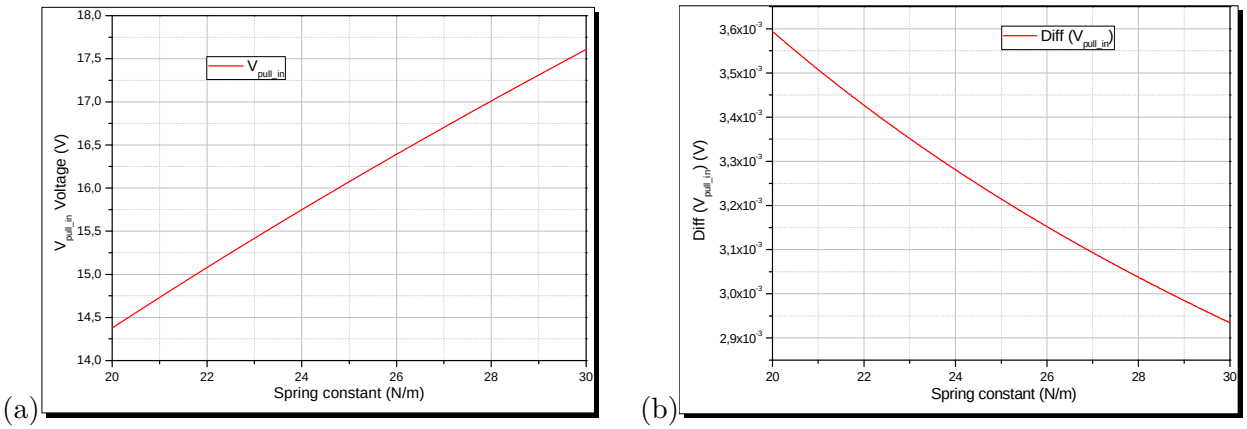


Figure 3.8 : (a) Influence de la constante de raideur sur $V_{pull\text{-}in}$, (b) Sensibilité en fonction de la constant de raideur.

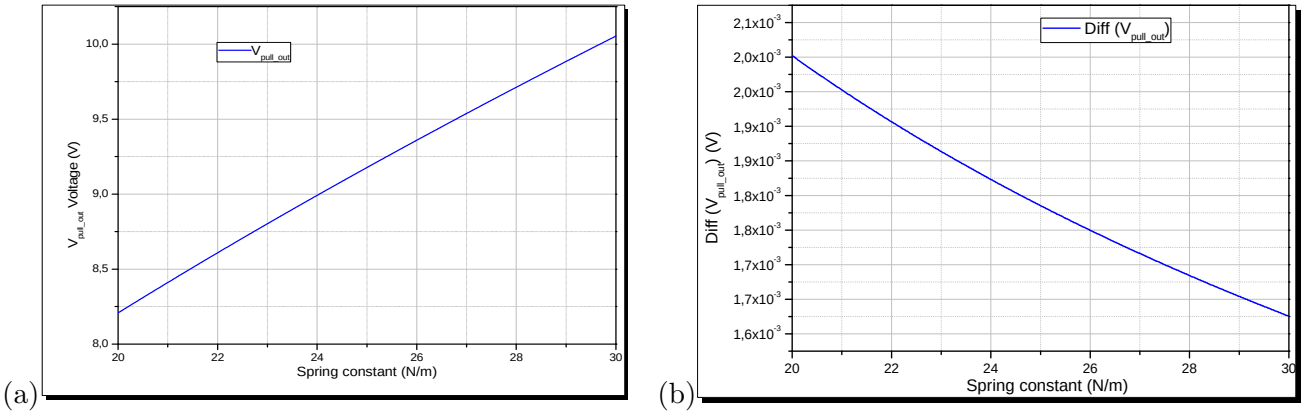


Figure 3.9 : (a) Influence de la constante de raideur sur $V_{pull\text{-}out}$, (b) Sensibilité en fonction de la constant de raideur.

3.5.2 *Influence de la permittivité du diélectrique ε_r*

Les **figures 3.10 et 3.11** montrent la variation de $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pull\text{-}out}$ en fonction de la valeur de la permittivité de la couche isolante. Nous pouvons conclure que lorsque la permittivité ε_r augmente les deux tensions pull-in et pull-out diminuent.

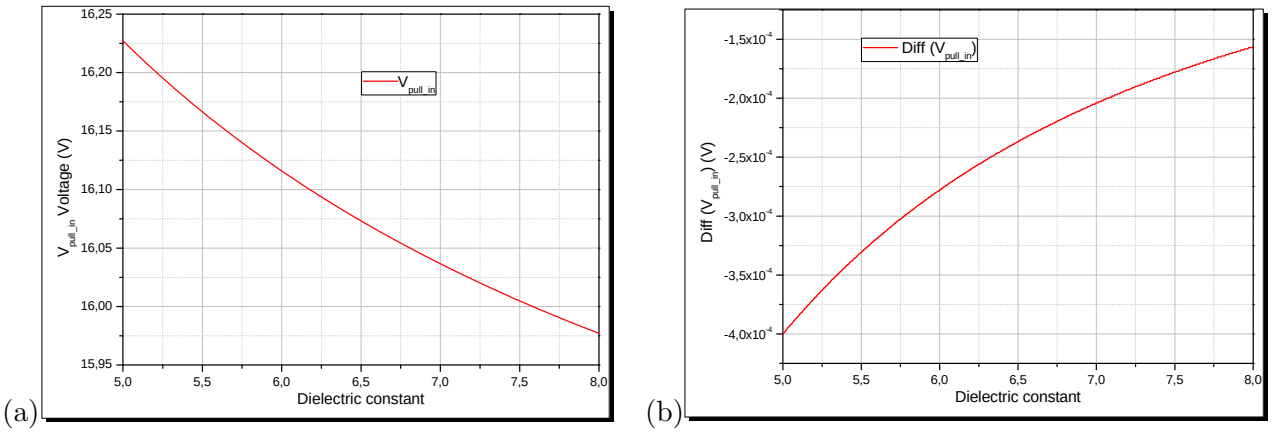


Figure 3.10 : (a) Influence de la permittivité sur $V_{pull\text{-}in}$, (b) Sensibilité en fonction de la permittivité.

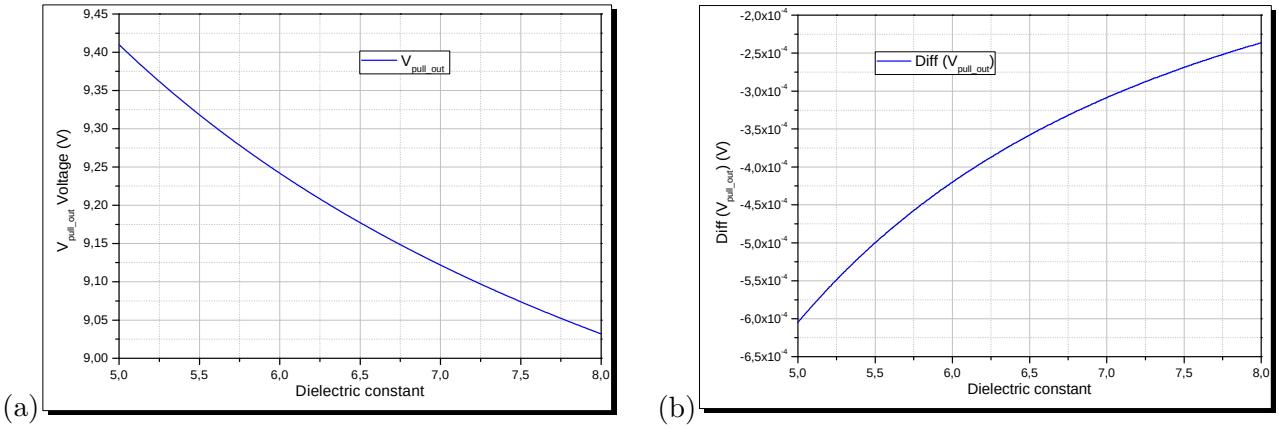


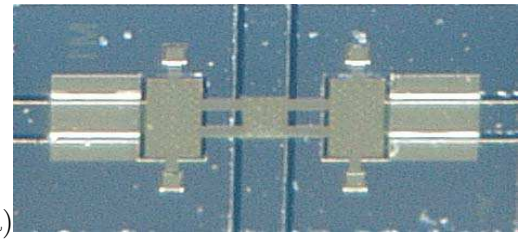
Figure 3.11 : (a) Influence de la permittivité sur $V_{pull\text{-}out}$, (b) Sensibilité en fonction de la permittivité.

3.6 Caractérisations expérimentales

Le modèle de fiabilité que nous venons de présenter doit être comparé aux comportements réels des dispositifs. Nous terminerons ce chapitre par la présentation du banc de mesure et des résultats d'expériences.

Nous avons expérimenté deux types de commutateur RF capacitifs de technologies différentes : le premier est fabriqué sur un substrat de silicium ; il se compose d'une membrane métallique mince suspendue au-dessus de trois électrodes inférieures, isolées par une couche de diélectrique comme l'illustre la **figure 3.12**. Le diélectrique est un nitrure de silicium avec une épaisseur de 0,5 µm, et présentant une constante de diélectrique de 6. La partie mobile (membrane) est faite en or, sa longueur et son épaisseur sont respectivement de 200 et 1 µm.

Le deuxième commutateur est, quant à lui, fabriqué sur un substrat en verre **(cf. Fig. 3.13)**. Les deux électrodes inférieure et supérieure sont également en or. Le diélectrique utilisé est aussi un nitrure de silicium d'une épaisseur de 0.25 µm. La longueur, la largeur et l'épaisseur de la membrane sont respectivement de 350, 50 et 1 µm.

(a)  (b)

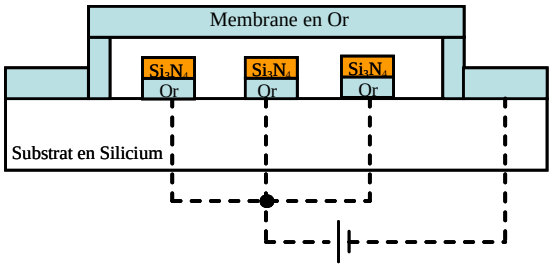
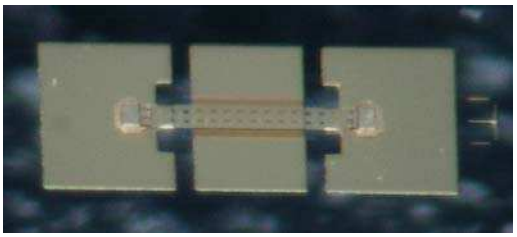


Figure 3.12 : (a) Vue de dessus du premier type de MEMS RF. (b) Vue en coupe du premier type de MEMS RF.



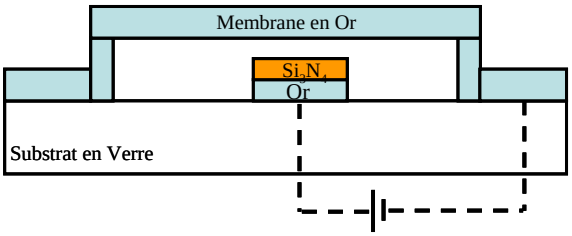


Figure 3.13 : (a) Vue de dessus du deuxième deuxième type de MEMS RF. (b) Vue en coupe du deuxième type de MEMS RF.

L'électrode supérieure est suspendue à l'aide d'un ressort (membrane), et peut être tirée vers le bas par l'application d'une tension de polarisation entre les deux électrodes. Au dessus d'une certaine tension $V_{pull\text{-}in}$, l'équilibre entre la force électrostatique F_e et la force de rappel du ressort F_{rappel} devient instable et le commutateur se ferme. C'est ce qui explique l'augmentation brusque de la capacité du commutateur RF dans la **figure 3.19**. Le commutateur RF peut être ouvert à nouveau (la membrane reprend sa position initiale), uniquement si la tension de polarisation est plus faible que $V_{pull\text{-}out}$. Les deux tensions $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pull\text{-}out}$ peuvent être déterminées en observant l'hystérésis de la courbe C-V comme l'illustre la **figure 3.19**.

3.6.1 *Banc de tests de fiabilité*

Ce banc de tests doit nous permettre de tracer l'évolution de la tension $V_{pull\text{-}in}$ au cours du temps et pour une forme d'onde d'activation donnée. Un schéma bloc représentant l'architecture du banc est donnée en **figure 3.14** et une photographie est présentée dans la **figure 3.15**.

Ce banc de tests se décompose en deux parties ayant chacune une fonction particulière :

- Une première partie concerne l'activation du commutateur RF. Elle est composée i) d'un générateur de fonctions arbitraires programmable (Tektronix AFG 320) [8], utilisé pour appliquer différentes tensions de commande (et donc de polarisation) au commutateur RF, ii) d'un amplificateur (Falco systems WMA300) [9] pour amplifier ces tensions de polarisation si nécessaire et iii) d'une station sous pointes qui permet d'appliquer les formes d'ondes envoyées par l'AFG au micro-commutateur via des pointes microscopiques (Karl Suss PA200) [10].

- Une deuxième partie permet de mesurer l'évolution de la capacité du commutateur au cours du temps à l'aide d'un capacimètre (Boonton 7200) [11] et d'un oscilloscope (Tektronix TDS 1002) [12]. Les sorties de l'AFG (tension) et du capacimètre (capacité) sont connectées respectivement au canal 1 et 2 de l'oscilloscope, permettant ainsi de tracer les deux courbes V(t) et C(t) comme cela est représenté sur la **figure 3.19**.

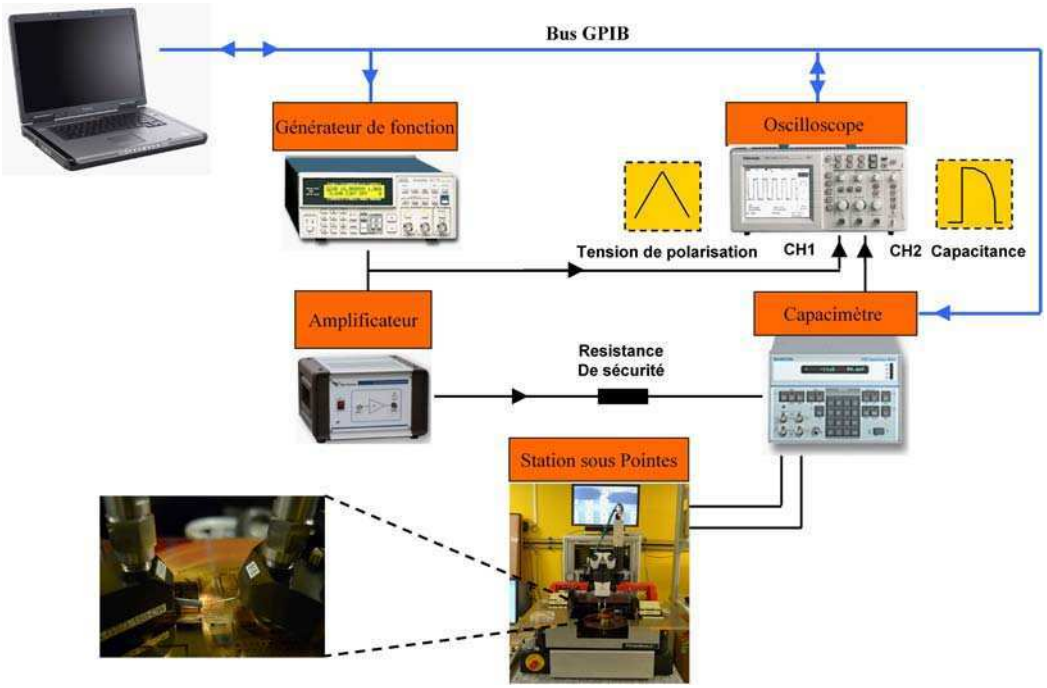


Figure 3.14 : Schéma bloc du banc de tests de fiabilité.

Figure 3.15 : Photographie du banc de tests de fiabilité.

Un programme sous LabWindows-CVI a été développé pour automatiser les mesures et les tests de fiabilité ; il permet de gérer la commande et/ou le contrôle des trois instruments par le bus GPIB. Ce programme envoie à travers l'AFG une forme d'onde définie au commutateur RF **(cf. Fig 3.16)** et mesure périodiquement sa capacité C via le capacimètre. Les mesures enregistrées via l'oscilloscope (la tension de polarisation et la capacité) vont nous permettre de tracer la courbe C-V **(cf. Fig. 3.19)**. Une fois la courbe C-V tracée, nous pourrons extraire la tension $V_{pull\text{-}in}$ pour chaque mesure, afin de tracer son évolution au cours du temps **(cf. Fig. 3.20)**.

La forme d'onde envoyée par l'AFG est composée de deux signaux imbriqués, le signal dit de stress qui actionne le commutateur RF jusqu'à la défaillance, et le signal de mesure qui nous permet de suivre l'évolution de la capacité du commutateur au cours du temps. La **figure 3.16** ci-dessous représente cette forme d'onde envoyée par l'AFG.

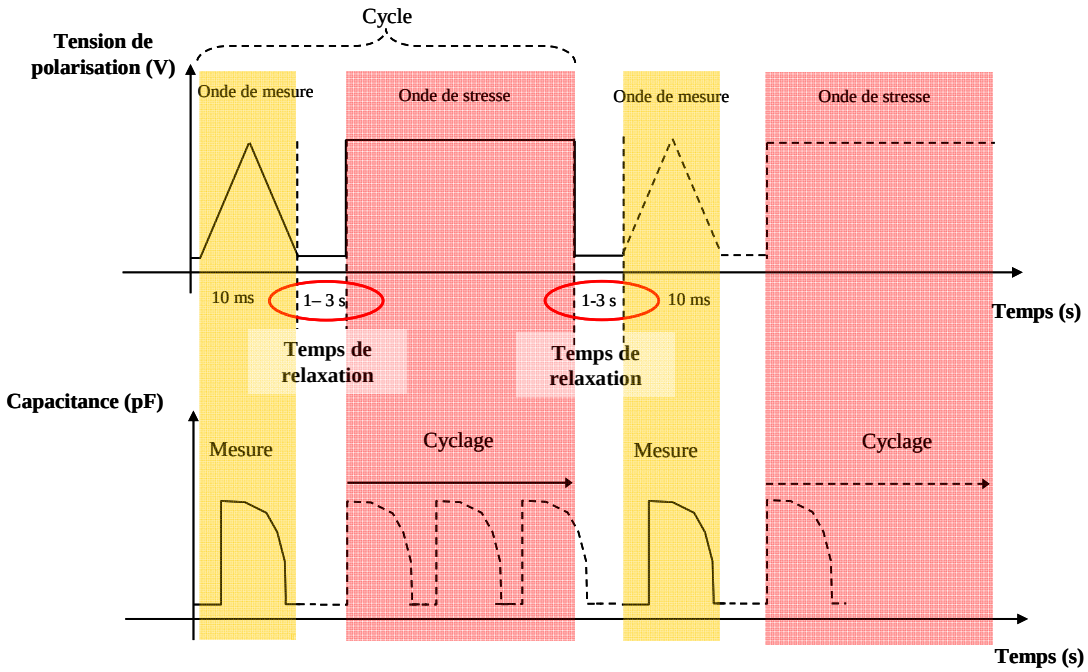


Figure 3.16 : La forme de la tension d'activation du commutateur RF au cours d'un test de fiabilité.

Le banc de tests présenté précédemment possède l'avantage de pouvoir générer différentes formes d'onde d'activation. En effet, nous pouvons programmer n'importe quelles formes d'ondes à l'aide du générateur de fonctions arbitraires (AFG) et les appliquer au commutateur RF. Un autre avantage de ce banc est de pouvoir évaluer la fiabilité des MEMS RF au moyen du suivi de la tension $V_{pull\text{-}in}$ par la mesure de la caractéristique C-V. Ainsi, l'utilisation d'un équipement lourd comme l'analyseur de réseau vectoriel n'est pas nécessaire pour étudier la fiabilité. Cependant, l'inconvénient majeur de ce banc de tests est le temps de la mesure qui est de 1 à 3 secondes **(cf. Fig. 3.16)**. Il correspond d'une part au temps d'enregistrement des données de l'oscilloscope vers l'ordinateur et d'autre part aux temps de transitions que met l'AFG pour basculer du signal de mesure au signal de stress et inversement. Ce délai, correspondant donc au temps nécessaire à la mesure, est un élément perturbateur puisqu'il induit une phase de relaxation du diélectrique non contrôlée et non souhaitée.

Pour remédier à ce temps de relaxation qui peut fausser éventuellement notre mesure, nous avons effectué deux modifications sur ce premier banc de tests que nous venons de décrire :

- Le premier changement a consisté à remplacer l'oscilloscope par une carte d'acquisition de chez National Instrument (NI USB 6009) [13] pour enregistrer les données tension (V) et capacité (C) plus rapidement.
- La deuxième modification a porté sur la mise en œuvre du générateur de fonctions arbitraires. Au lieu d'utiliser les relais internes de l'AFG pour assurer la transition entre les deux signaux de mesure et de stress, nous avons placé à la sortie de ce dernier des interrupteurs analogiques externes considérablement plus rapides que les relais internes de l'AFG.

Ces deux modifications opérées sur le banc de tests initial nous ont permis de réduire largement le temps de relaxation du diélectrique pendant les phases de mesure du C(V) en régime transitoire. Nous sommes en effet arrivés à réduire ce temps de délai et de relaxation à 10 millisecondes. La **figure 3.17** représente un schéma bloc de ce banc de test optimisé.

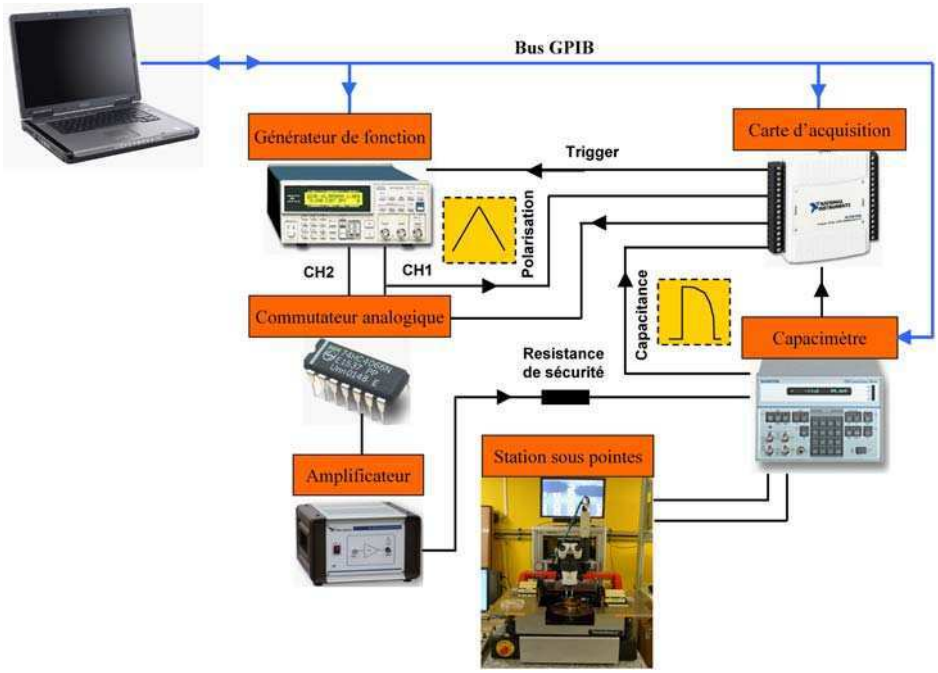


Figure 3.17 : Schéma bloc du banc de tests de fiabilité optimisé.

3.6.2 *Caractérisation des effets de dérives*

Le premier test de fiabilité développé est l'application d'un courant ou d'une tension continus. Il consiste à appliquer pendant une durée déterminée une polarisation afin de maintenir le pont à l'état bas. La détection de dérive de caractéristique s'effectue en mesurant la capacité du commutateur RF d'une façon régulière à l'aide d'un signal triangulaire.
Le deuxième test de fiabilité est le test de cyclage. Ce test permet de faire commuter le MEMS RF de façon régulière et de mesurer périodiquement sa capacité jusqu'à la défaillance.
L'interface utilisateur associée aux tests de stress DC et au test de cyclage est présentée en **figure 3.18**. Elle est constituée essentiellement de trois parties, les deux premières parties correspondent aux paramétrages des signaux de mesure et de stress et la troisième partie à l'affichage des données, onde de mesure et la capacité du commutateur RF.

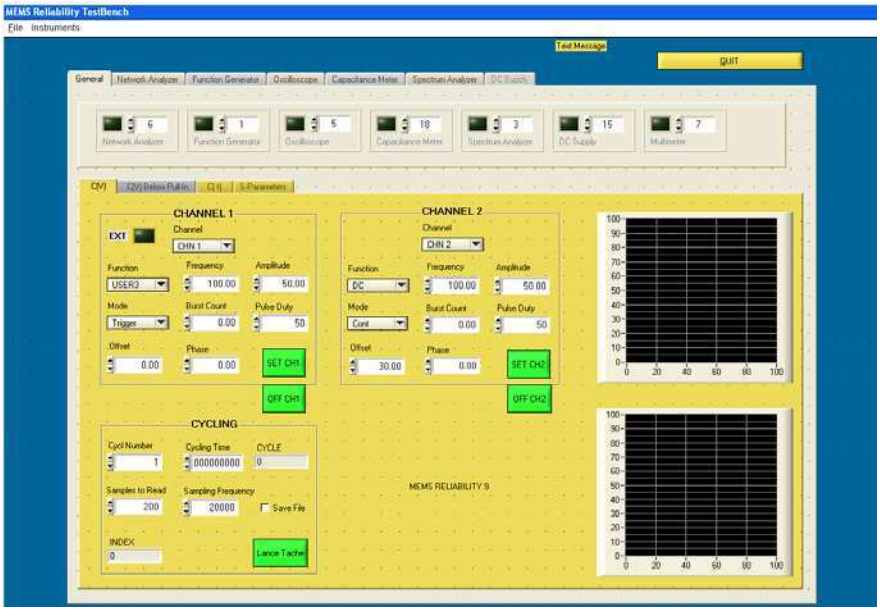


Figure 3.18 : Interface utilisateur associée au test de cyclage des MEMS RF.

a) **Pour le commutateur RF fabriqué sur silicium,** nous appliquons un signal continu d'amplitude 15 V (signal de stress) et mesurons périodiquement la capacité du commutateur RF avec un signal triangulaire d'amplitude 15 V et de fréquence de 100 Hz (signal de mesure). Le test de stress DC offre deux avantages :

- La durée de test (TTF) est divisée par deux par rapport à un test de cyclage.
- Il permet de mieux comprendre le mécanisme de chargement car avec un stress DC nous n'avons pas de phénomènes de relaxation du diélectrique qui peut perturber le mécanisme de chargement.

Les résultats de cette première caractérisation sont présentés dans les **figures 3.19 et 3.20** suivantes.

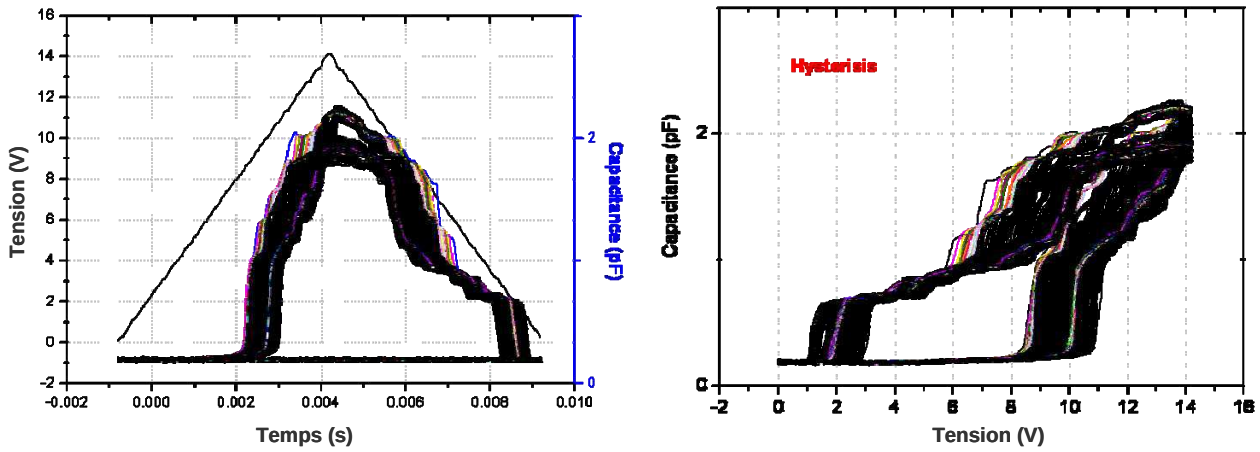


Figure 3.19 : (a) L'onde de mesure et la capacité du commutateur en fonction du temps (b) La courbe C-V

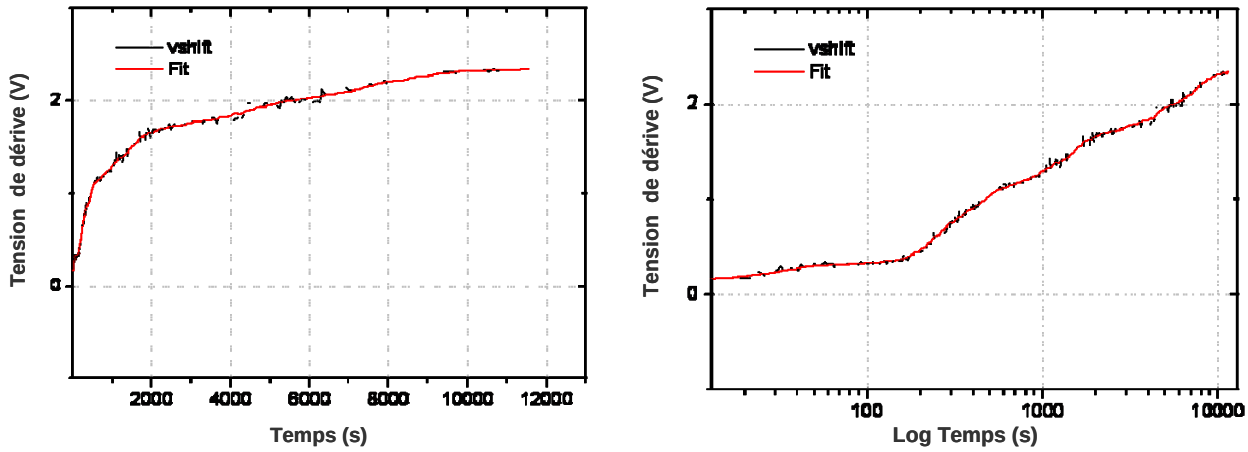


Figure 3.20 : Evolution de la tension de dérive au cours du temps dans une représentation linéaire et une représentation semi-logarithmique.

Ces mesures montrent que lors d'un test de stress DC les tensions de seuil $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pullout}$ se sont décalées vers les tensions positives ce qui représente la signature du chargement du diélectrique. La courbe exprimant l'évolution de la tension de dérive au cours du temps illustre bien ce décalage qui est d'un peu plus de 2 V après 10 000 s de chargement.

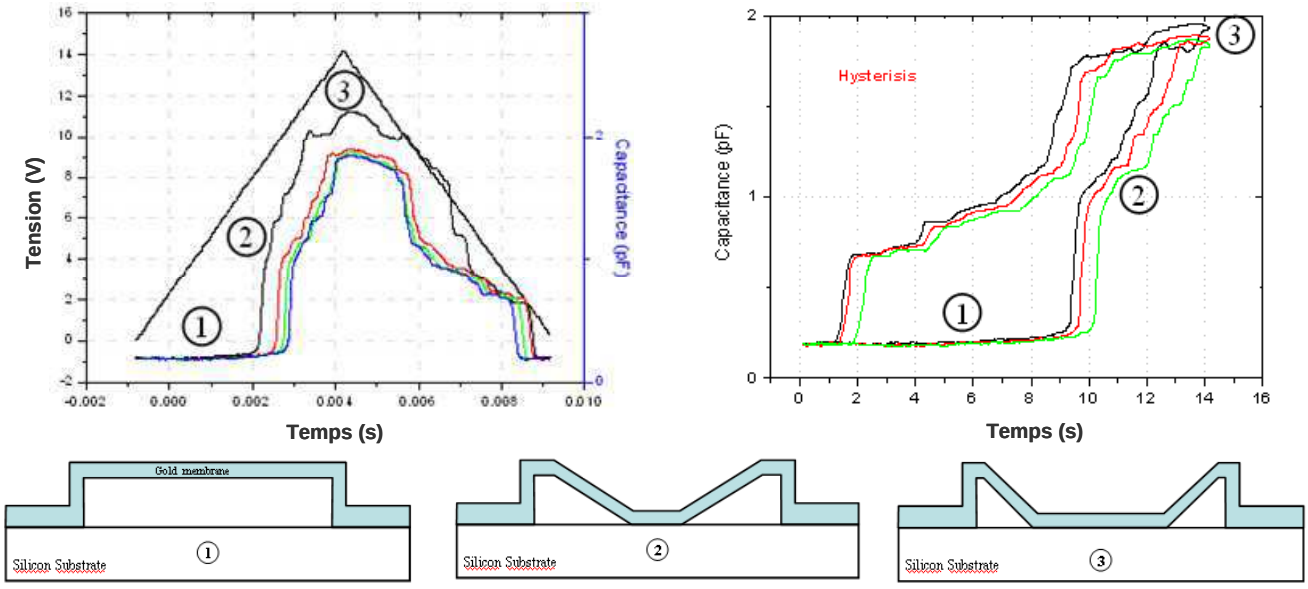


Figure 3.21: Evolutions de la tension de dérive et de la capacité au cours du temps.

Pour ce qui concerne la courbe de C-V **(cf. Fig. 3.21)**, nous observons des distorsions que nous expliquons en considérant et en commentant la séquence du cycle en trois phases comme suit :

(1) montre la position au repos du commutateur RF ; cela correspond au minimum de capacité C_{min} (i.e. membrane dans l'état haut) ;

(2) correspond à une position intermédiaire où la membrane n'est pas complètement actionnée (pas entièrement plaquée sur le diélectrique) ; cela correspond à une valeur intermédiaire de la capacité C_{inter} ;

(3) montre le commutateur actionné, lorsque la membrane est à l'état bas ; dans ce cas, la valeur de la capacité électrique est maximale C_{max}.

Transition (1) à (2) : Lorsqu'on augmente progressivement la tension de polarisation, le pont se baisse progressivement jusqu'à atteindre une hauteur correspondant au tiers de sa hauteur initiale. A cet instant, l'équilibre entre la force d'attraction électrostatique et la force de rappel du ressort devient instable et la membrane passe brusquement à l'état bas. Cependant, en raison de la topologie du MEMS RF **(cf. Fig. 3.12),** la déflexion est partielle. En effet, nous avons soit la partie centrale, soit les parties latérales qui entrent en premier en contact avec le diélectrique. Cette première transition est donc très rapide (i.e. sous faible modification de la tension de commande) et la valeur de la capacité ainsi formée est une valeur intermédiaire.

Transition (2) à (3) : Lorsqu'on augmente encore la tension de polarisation, la membrane va plaquer sur la surface du diélectrique avec une déformation plus lente. Nous avons un plaquage complet de cette membrane (partie centrale et les deux parties latérales) sur la couche isolante. Il n'y a certainement plus d'instabilité en raison de l'amortissement inhérent à une déformation plus spécifique du pont métallique mobile (énergie dissipée dans la résistance mécanique à vaincre), la variation de la capacité est plus progressive avec la tension et donc plus lente.

b) **Pour le deuxième type de commutateur RF fabriqué sur verre,** nous avons appliqué un signal DC d'amplitude 30 V et mesuré périodiquement la capacité du commutateur RF avec un signal triangulaire d'amplitude 30 V et de fréquence de 100 Hz (signal de mesure). Les résultats de cette caractérisation sont donnés dans **les figures 3.22 et 3.23** suivantes.

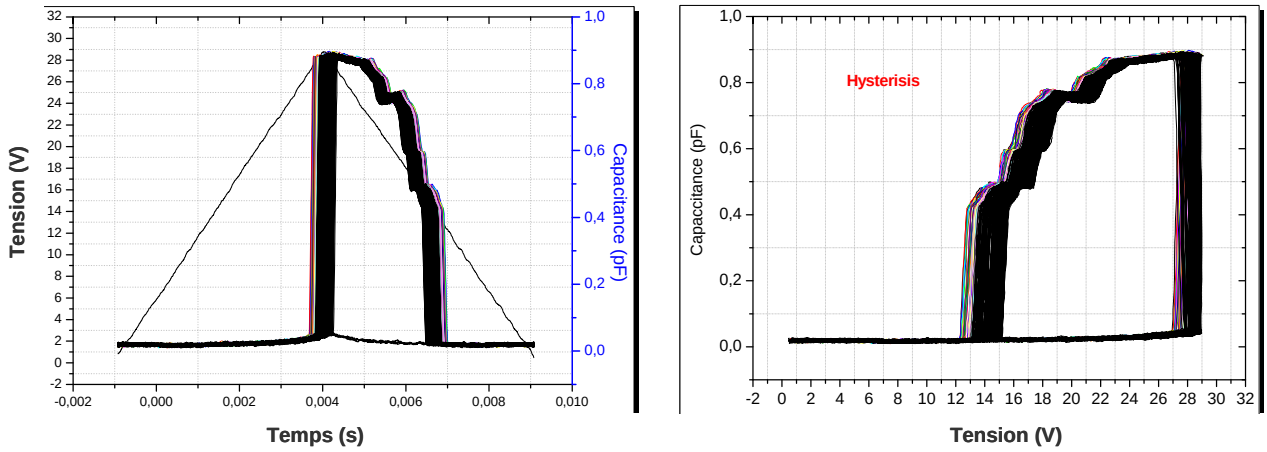


Figure 3.22 : (a) L'onde de mesure et la capacité du commutateur en fonction du temps. (b) La courbe C-V

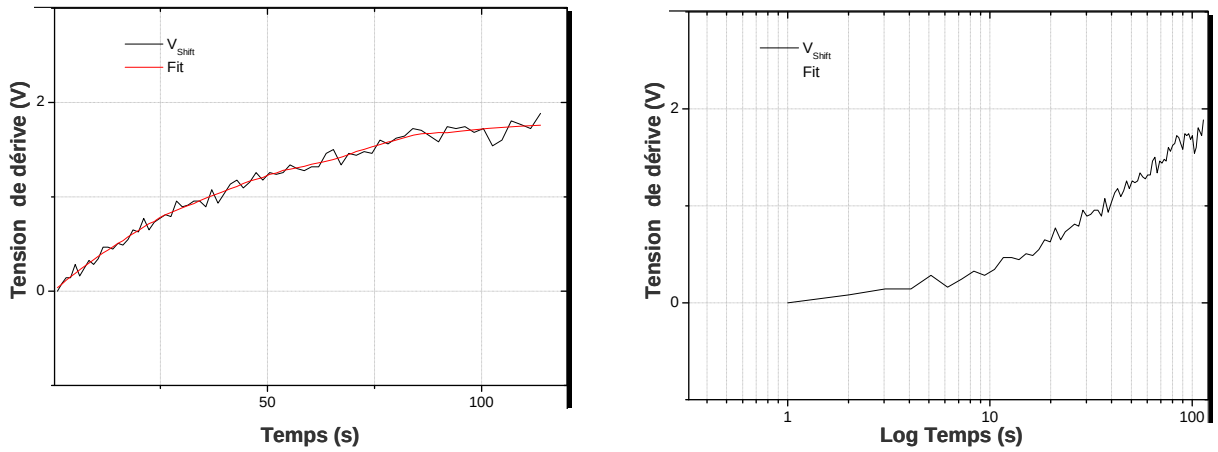


Figure 3.23 : L'évolution de la tension de dérive au cours du temps.

Ces courbes montrent le même comportement que celui du premier type de commutateur RF, autrement dit un décalage des tensions de seuil $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pullout}$ vers les tensions positives et de l'ordre de 2 V (phénomène du chargement). En revanche dans la courbe C-V, nous n'avons pas observé les distorsions que nous avions eues pour le premier type de structures. Cela est certainement dû à la topologie plus simple de ce second commutateur RF **(cf. Fig. 3.13)**.

3.7 ***Les défaillances des MEMS RF capacitif***

Comme il a été déjà indiqué, le défi majeur pour que les MEMS RF réalisent leur fonction avec succès est l'amélioration de leur fiabilité. De nombreux travaux ont été publiés sur la fiabilité des microsystèmes et un inventaire des problèmes de fiabilité dans des dispositifs MEMS peut être trouvé dans la littérature [14] **(cf. Tableau 3.2)**.

Mode de défaillance	Causes de défaillances
Fracture et fatigue mécanique	Stress mécanique au-delà de la limite d'élasticité Fatigue Stress mécanique intrinsèque Fatigue thermique
Dégradation du diélectrique	Chargement du diélectrique Claquage Courant de fuite
Collage	Force de Van der Waals Force de capillarité
Usure	Adhésion Abrasion Corrosion
Délaminage	Perte d'adhésion au niveau d'une interface
Induites par l'environnement	Vibration Choc Humidité Radiation Particules Changement de température Décharge électrostatique (ESD)

Tableau 3.2 : Inventaire des mécanismes de défaillance des MEMS d'après [14].

Dans le cas des MEMS RF, il faut retenir trois causes de défaillance principales que nous allons successivement expliciter.

3.7.1 *Les défaillances liées à la puissance RF*

Le passage d'un fort signal microonde peut créer un phénomène d'électromigration du métal de la ligne coplanaire.
Un deuxième phénomène lié à la puissance du signal RF est l'auto actionnement. En effet, le potentiel RF véhiculé sur une ligne génère une force électrostatique moyenne non nulle.

3.7.2 *Les défaillances liées à la fatigue mécanique*

L'actionnement « on/off » peut entrainer une dégradation mécanique de la partie mobile des commutateurs RF capacitifs. La fatigue mécanique du matériau qui la compose se traduit par une modification de ses propriétés internes, une diminution de l'élasticité et de la dureté, pouvant aller jusqu'à l'apparition de microfissures. Cependant, on a montré qu'un MEMS RF soigneusement conçu, utilisé dans des bonne conditions environnementales peut fonctionner pendant des milliards de cycles [1] [15].

3.7.3 *Les défaillances liées au chargement du diélectrique*

Tous les travaux de recherches sur la fiabilité des micro-commutateurs RF capacitifs à actionnement électrostatique en général se focalisent sur le chargement électrostatique du diélectrique [16-27]. Ils conduisent à l'étude de différents diélectriques utilisés tels que l'oxyde de silicium, le nitrure de silicium, le nitrure d'aluminium et le nitrogène de silicium. La tension d'actionnement d'un MEMS RF varie de 30 à 100 V, et l'épaisseur du diélectrique est de l'ordre de 100 à 200 nm ; ce dernier est donc le siège d'un champ électrique très élevé (>

100 MV/m) ce qui suffit à provoquer des phénomènes d'injection de charges et/ou de stockage de charges dans la couche du diélectrique.

L'effet principal du chargement du diélectrique sur les commutateurs RF capacitifs est l'augmentation de la tension d'actionnement V_{pi} ce qui engendre un déplacement dans la courbe C-V**.** Ce mécanisme qui peut être à l'origine d'une défaillance est similaire au décalage de la tension seuil des MOSFETs dû au « Negative Bias Temperature Instability » (NBTI). Le déplacement de la courbe C-V signifie qu'il y a un changement dans les deux tensions V_{pi} et V_{po}, de telle sorte que les nouvelles tensions d'actionnement seront égales respectivement à $V_{pi} \pm V_{shift}$ et à $V_{po} \pm V_{shift}$ (**cf. Fig. 3.24**).

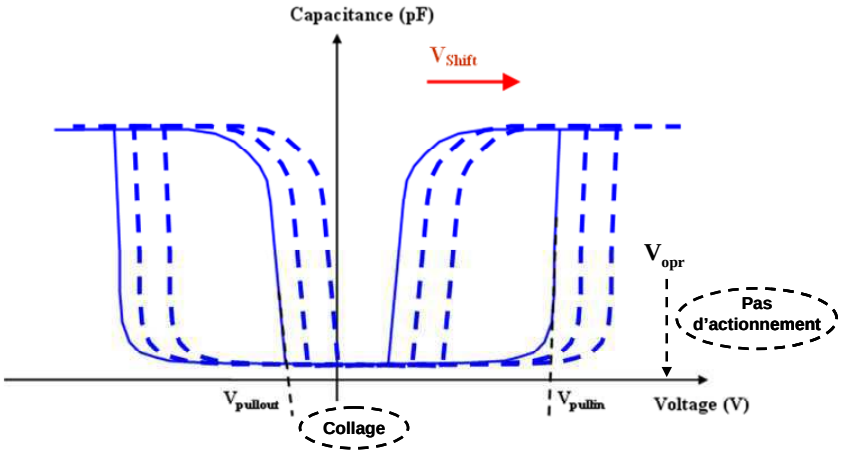


Figure 3.24 : La courbe C-V avant et après chargement du diélectrique.

Une grande quantité de charges injectées peut même conduire à des situations où le commutateur RF sera considéré comme défaillant :

- Il ne s'ouvre pas même si on élimine la tension de commande. Cela arrive quand la tension V_{po}^{-} devient nulle ou positive - en raison du piégeage de charges positives - ou quand la tension V_{po}^{+} devient nulle ou négative - en raison du piégeage de charges négatives.

- Il ne se ferme pas car la nouvelle tension de *pull-in* $V_{pi}^{\pm}$ est devenue supérieure à ce que peut fournir la commande (source de tension).

Nous reviendrons plus en détails sur ce phénomène de chargement du diélectrique dans les parties qui suivent.

3.8 Rappel de l'approche utilisée pour prédire la fiabilité des commutateurs RF

La méthodologie que nous allons suivre pour évaluer la fiabilité de ces micro-commutateurs RF s'appuie sur l'intégration d'une modélisation fonctionnelle du MEMS RF et d'une modélisation physique des défaillances susceptibles d'intervenir dans le cycle de vie, liées aux influences internes et/ou externes. Elle applique les étapes suivantes :

1. L'identification des origines physiques des causes de défaillance d'un dispositif élémentaire.
2. La modélisation des phénomènes de défaillance mis en jeu en se basant sur la physique – i.e. la modélisation par des équations différentielles portant sur les lois de la physique les plus adaptées et en y intégrant les conditions environnementales.

3. La transformation de ces modèles physiques en modèles VHDL-AMS [28-30] compatibles avec les simulations systèmes, i.e. création de modèles de systèmes associant la représentation fonctionnelle et la représentation des phénomènes d'instabilité (mécanismes de défaillance).
4. L'évaluation d'une fiabilité prédictive en simulant le fonctionnement du système (modèle fonctionnel) avec ses modèles de défaillances dans des conditions réelles d'environnement et d'utilisation : **Il s'agit donc de construire un véritable « prototypage virtuel de fiabilité prédictive ».**

L'approche utilisée pour évaluer la fiabilité prédictive des actionneurs électrothermiques présentée dans le chapitre précédent est pratiquement la même que celle qui a été décrite précédemment. La seule différence réside dans le fait que dans le cas des actionneurs électrothermiques en chevron nous nous sommes appuyés sur l'expérience (tests expérimentaux) pour concevoir le modèle de défaillance, alors que dans le cas des commutateurs RF capacitifs nous nous appuyons sur les lois de la physique.

3.9 Proposition d'un modèle physique de défaillance des commutateurs RF lié aux effets des charges

Nous proposons de réaliser cette intégration en introduisant dans la représentation fonctionnelle du produit, les fonctions représentatives des défaillances possibles en l'occurrence « le chargement du diélectrique ». Cette fonction est temporisée pour calculer le délai d'apparition de la défaillance [16]. L'ensemble « modèle fonctionnel » plus « modèle des défaillances » est le « modèle fiabilité » ; simulé dans des conditions définies d'utilisation et d'environnement, il donnera une estimation de la durée de vie du produit (TTF) que l'on devra chiffrer avec sa marge d'erreur, en considérant les imprécisions des paramétrages de tous les éléments constitutifs du modèle de produit.

Tous les composants électroniques en silicium soumis à des contraintes d'utilisation et d'environnement présentent des phénomènes d'instabilités temporelles caractérisés par de grandes constantes de temps. Dans le cas des transistors bipolaires et des transistors MOS l'utilisation de l'oxydation thermique du silicium a été un élément déterminant dans l'obtention de composants stables et reproductibles. Beaucoup de travaux y ont été consacrés ; ils ont permis d'identifier les différents mécanismes physiques dont il est le siège et qui peuvent être responsables d'éventuelles instabilités :

- Présence d'adsorptions et de mouvements d'ions sur les surfaces extérieures du diélectrique lorsqu'elles ne sont pas métallisées ;
- Présence d'ions mobiles à l'intérieur des couches isolantes ;
- Phénomènes de polarisation lente dans les couches diélectriques soumises à des champs électriques intenses ;
- Phénomène d'échange de charges dans les interfaces, notamment dans les pièges profonds aux interfaces métal-isolant, et semi-conducteur-isolant.

Ainsi, dans la silice thermique SiO_2, les travaux commencés dès le début des années 60 [31], ont mis en évidence le rôle prépondérant des ions sodium N_A^+ mobiles dans les couches de silice. La solution a progressivement été trouvée dans la réalisation de couches de silice « propre » exemptes de toutes impuretés et crées par oxydation thermique sur des surfaces « nettoyées » à l'échelle atomique par des procédures de préparation de surface (HCL) extrêmement rigoureuses.
Le LAAS a travaillé sur ces questions dans les périodes 1964-1970 ; les résultats essentiels sont présentés dans les thèses de D. ESTEVE [32] et P. ROSSEL [33].

Ces questions sont revenues d'actualité avec les MEMS RF qui utilisent un isolant dans des conditions extrêmes de contraintes mécaniques, et sous contraintes électriques transitoires.
Le phénomène de « charging effect » peut être de nature et d'origines différentes. Il peut s'agir d'injection d'électrons ou de trous ou de mouvement d'ions :

a) des électrons et des trous peuvent être injectés à partir des électrodes sous l'effet d'un champ électrique intense ;
b) des ions sont contenus initialement dans l'isolant, ou bien générés soit par électro-dissociation d'espèces neutres, soit par l'effet d'ionisation sous l'effet de rayonnements ou de particules énergétiques [34].

La **figure 3.25** représente schématiquement ces différents mécanismes pouvant être impliqués dans la génération de charges électriques [35-40].

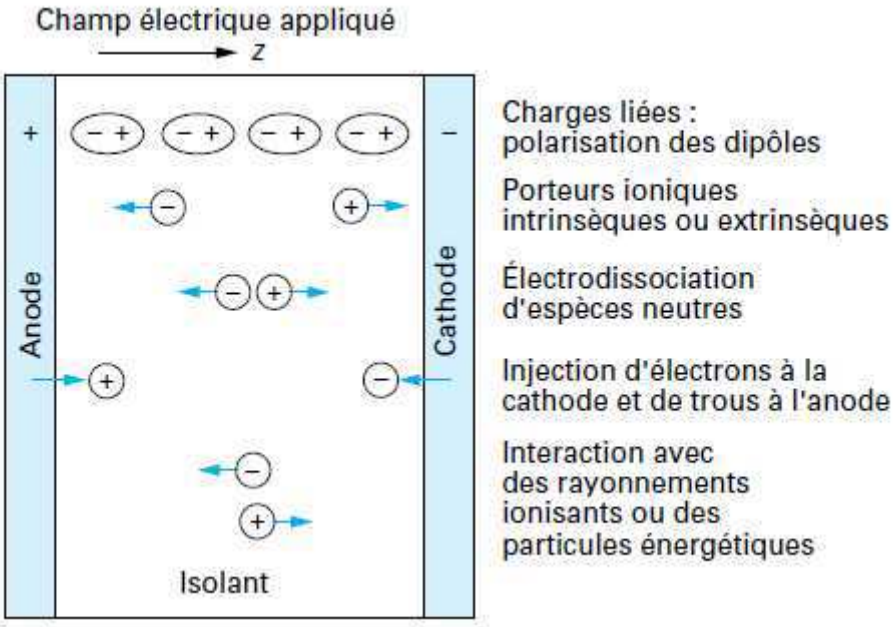


Figure 3.25 : Mécanismes de génération de charges électriques dans un isolant entre électrodes [34].

c) Le chargement des diélectriques en volume : dans les matériaux isolants ; il n'y a pas, ou très peu de charges libres permettant la circulation du courant électrique. Par contre, les charges électriques présentes dans le matériau, si elles ne peuvent se mouvoir d'une électrode à l'autre peuvent se déplacer localement et entrainer une variation des charges images sur les électrodes. Cette variation des charges se traduit par un courant appelé courant de déplacement. Un appareil de mesure pour de petits courants, tel que le pico-ampèremètre, ne peut pas faire la distinction entre ce courant et un courant de conduction directe. Il est toutefois important de garder en tête la grande différence physique entre ces deux courants.

Un matériau diélectrique est caractérisé par sa permittivité ε_r qui reflète l'intensité des mécanismes de polarisation dans le matériau. Le phénomène de polarisation peut être dans un premier temps illustré en considérant l'expérience suivante : Introduisons un matériau diélectrique entre les armatures d'un condensateur plan-plan soumis à une différence de potentiel U (**cf. Fig. 3.26**). Au moment où le diélectrique est inséré, on note la présence d'un courant circulant entre la source et le condensateur (courant de déplacement). Ce

courant diminue avec le temps, plus ou moins rapidement, tout dépendamment des mécanismes de polarisation du matériau. En effet, sous l'action du champ électrique externe, un champ interne s'opposant au champ appliqué apparaît dans le diélectrique. Ce champ interne dans le diélectrique est causé par le phénomène de polarisation.

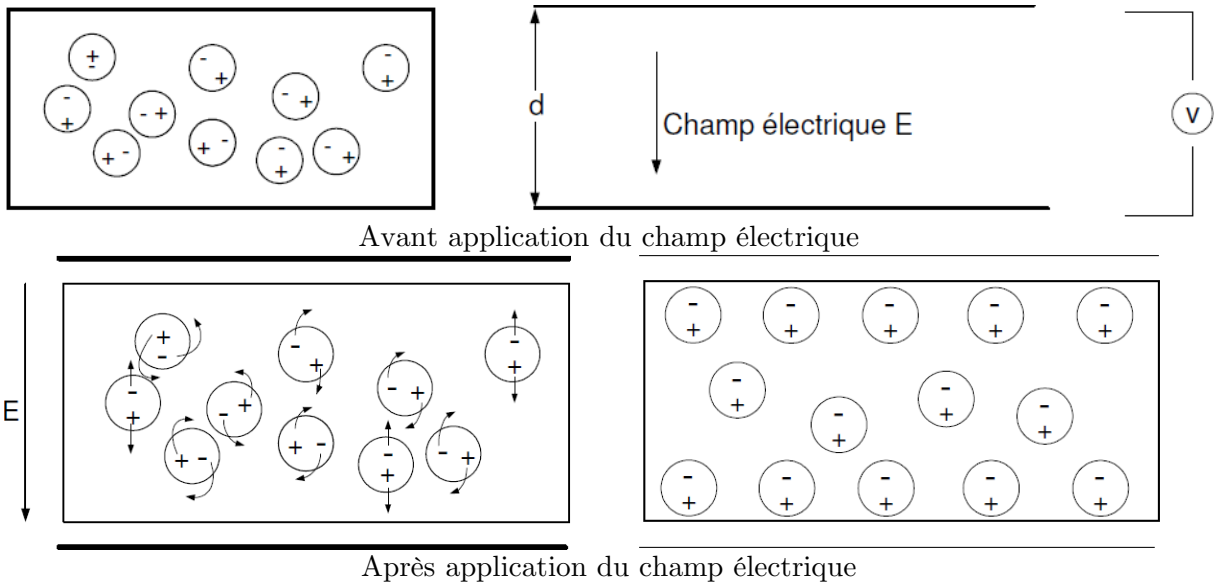


Figure 3.26 : Orientation des charges du diélectrique [41].

Selon la loi d'attraction électrique de Coulomb, les charges positives des dipôles se déplaceront dans la direction du champ électrique et les charges négatives se déplaceront dans la direction opposée au champ électrique, générant ainsi une rotation des dipôles, tel que l'illustre la **figure 3.26**.

La polarisation électrique est le phénomène par lequel un ensemble de dipôles s'oriente dans une direction spécifique. Quatre approches ont été proposées pour en expliquer l'origine (**cf. Fig. 3.27**).

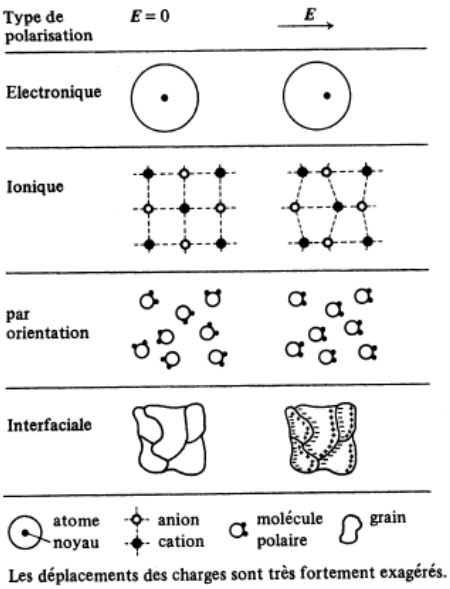


Figure 3.27 : Les quatre mécanismes de polarisation [41].

La polarisation électronique : elle est due à un déplacement relatif du noyau de l'atome par rapport à l'ensemble des électrons qui l'entourent. Les électrons ont des masses très petites, ils suivent donc les oscillations du champ électrique jusqu'à des fréquences très élevées de l'ordre de 10^{15} Hz (correspondant à un temps de relaxation de l'ordre de 10^{-15} secondes).

La polarisation ionique : elle se manifeste sous la forme d'un déplacement des atomes ionisés positivement dans la direction du champ électrique et des atomes ionisés négativement en sens contraire. La masse des atomes étant bien supérieure à la masse des électrons, les temps de relaxation correspondant à la polarisation ionique sont supérieurs à ceux de la polarisation électronique et de l'ordre de 10^{-12} à 10^{-13} secondes.

La polarisation par orientation moléculaire : elle résulte d'un mouvement de déformation moléculaire. Une fois les atomes regroupés, ils peuvent former naturellement un dipôle électrique qui aura tendance à s'orienter face à un champ électrique extérieur. En plus, d'orienter le champ électrique, elle peut aussi déformer l'assemblage et augmenter le moment dipolaire de celle-ci.

La polarisation interfaciale : les porteurs de charge ne sont jamais totalement absents dans un diélectrique au niveau des joints de grains. Sous l'effet du champ électrique, ceux-ci migrent à l'intérieur du cristal et ont tendance à se concentrer autour des défauts et des joints de grains.

3.9.1 *Hypothèse de travail*

Nous venons de voir que plusieurs mécanismes physiques sont susceptibles d'expliquer cet effet de charge électrostatique de l'isolant. Pour les départager, il faut considérer la nature des charges et les effets de polarisations :

- Lorsqu'on a affaire à des comportements dissymétriques, on doit amputer l'origine aux effets de contacts.
- Lorsqu'on a affaire à des comportements quasi-symétriques, l'effet généralement retenu est celui de la polarisation lente des diélectriques. On qualifie de lents les phénomènes de déplacements électroniques qui mettent en jeu des barrières très élevées ou encore des déplacements ioniques.

Tous ces phénomènes peuvent se représenter comme une variation de la constante diélectrique sous l'effet du champ électrique. C'est ce qui nous servira de base à la modélisation du mécanisme de défaillance.

3.9.2 *Mise en équations de l'effet de polarisation du diélectrique*

Dans les MEMS RF, le diélectrique est utilisé comme une couche isolante pour assurer l'isolation électrique entre la membrane mécanique (électrode supérieure) et la ligne coplanaire RF (électrode inférieure). Cette couche diélectrique est soumise à des conditions transitoires électriques et mécaniques extrêmes qui induisent des phénomènes de chargement.

L'étude physique de ces effets de charge a conduit à l'identification de différents mécanismes intervenant en volume du diélectrique que l'on appelle des mécanismes de « polarisation lente », c'est à dire d'orientation dipolaire mettant en œuvre des constantes de temps longues, se mesurant en secondes, en minutes et en heures. A l'échelle élémentaire, cela peut s'expliquer par des variations du taux d'occupation de centres profonds sous l'effet du champ électrique excitateur.

Le modèle de base suppose donc des modifications locales des positions d'électrons autour des pièges profonds ; en tenant compte de la barrière impliquée dans ce changement de positions des électrons, la constante de temps nécessaire peut être très longue : quelques heures ou jours. Le phénomène de chargement du diélectrique peut être alors globalement représenté comme un changement de la constante diélectrique de la couche diélectrique.

La source de cette polarisation est la dépendance du temps de la constante diélectrique ε_r du matériau utilisé dans les MEMS RF. En effet, sous l'effet du champ électrique appliqué, la constante diélectrique montre un comportement instable dans le temps. La variation de cette constante peut être exprimée comme suit :

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial t} = \frac{\varepsilon_f - \varepsilon_r}{\tau} \quad (14)$$

Dans laquelle $\tau = \tau_0 \exp\left(\frac{-E_i}{kT}\right)$ est la constante de temps pour une énergie d'activation E_i, $\varepsilon_f = \alpha V$ est la dérive de la permittivité du diélectrique en régime permanent et ε_i la dérive de la permittivité du diélectrique à t = 0.

Pour une réponse à un échelon de tension (V_f-V_i), la solution de l'équation (14) est :

$$\varepsilon_r(t) = \varepsilon_f + \left(\varepsilon_i - \varepsilon_f\right)\exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) \quad (15)$$

3.10 ***Transformation des modèles physiques en langage VHDL-AMS***

La transformation des modèles physiques - fonctionnel et de défaillance - en modèles VHDL-AMS permettra de rendre ces modèles compatibles avec les simulations systèmes, i.e. de créer des modèles de systèmes associant la représentation fonctionnelle et la représentation des phénomènes d'instabilité.

Cette transformation est représentée sur la **figure 3.28.** Nous avons introduit dans le modèle fonctionnel du commutateur RF une tension de dérive V_{shift} afin de prendre en compte le phénomène de chargement du diélectrique. Cette tension de dérive symbolise aussi la variation de la valeur de la permittivité du diélectrique $\varepsilon_r(t)$ au court du temps.

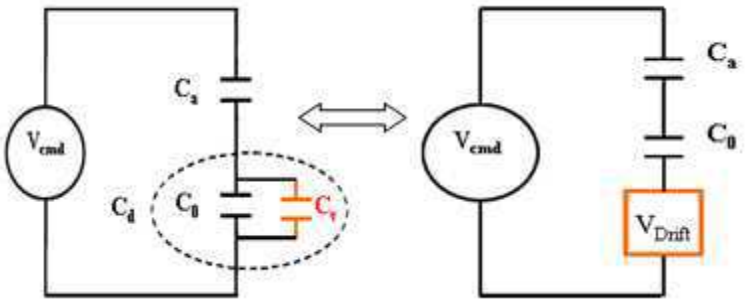


Figure 3.28 : Transformation du modèle physique en VHDL-AMS.

Le schéma ci-dessus représente le modèle électrique équivalent du micro-commutateur RF où :

- C_{air} représente la capacité de l'air. Cette capacité varie en fonction de l'écart entre les deux électrodes, elle est donnée par la relation :

$$C_{air} = \frac{\varepsilon_0 A}{g} \quad (16)$$

- C_d représente la capacité du diélectrique en prenant en compte le phénomène de chargement du diélectrique (C_v), elle est donnée par :

$$C_d = C_0 + C_v = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{t_d} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r (t) A}{t_d} \quad (17)$$

Dans laquelle C_0 est la capacité constante du diélectrique et C_v représente le phénomène de chargement de ce dernier.

En outre, l'activation du MEMS RF s'opère à une valeur connue "Q" qui fixe la force électrostatique ; si $C_v(t)$ change avec le changement de $\varepsilon_r(t)$, il sera nécessaire de faire varier V_{cmd} avec la valeur V_{shift}.

En considérant la charge Q dans les deux cas - idéal et avec chargement du diélectrique - **(cf. Fig. 3.29)**, et en prenant les deux charges correspondantes Q1 et Q2 égales, on peut calculer cette variation V_{shift} :

$$Q_1 = Q_2 \quad (18)$$

$$C_0 \frac{C_{air}}{C_{air} + C_0} V_1 = (C_0 + C_v) \frac{C_{air}}{C_0 + C_v + C_{air}} V_2 \quad (19)$$

$$V_{shift} = V_2 - V_1 = \frac{-C_{air} \times C_v}{(C_{air} + C_v) \times (C_0 + C_v)} V_{pullin/\,pullout} \quad (20)$$

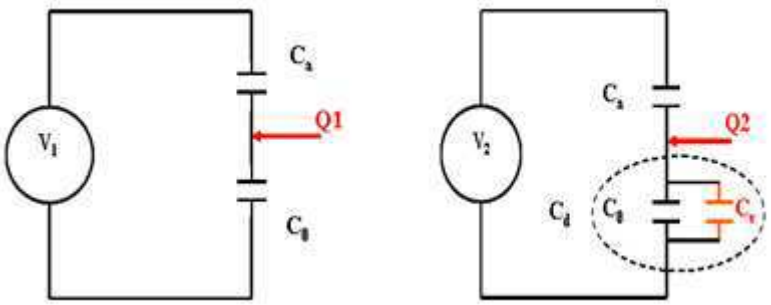


Figure 3.29 : Représentations du cas idéal et du cas avec chargement du diélectrique.

3.11 ***Exemple d'utilisation du modèle de dérive***

Pour donner une illustration de nos résultats de simulation VHDL-AMS nous avons choisi de manière arbitraire $\alpha = 1$ et $\tau = 50$ s. Le signal d'entrée pour notre modèle VHDL-AMS est un signal échelon de durée égale à 50 s avec une amplitude de 40 V comme le montre la **figure 3.30**.

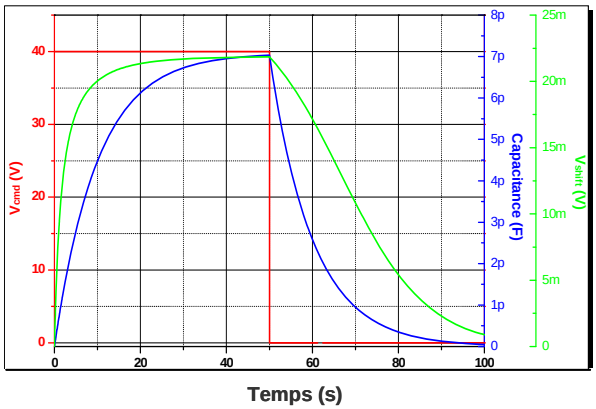


Figure 3.30 : Variations de la capacité du diélectrique et de la tension de dérive, contrôlée par une tension de polarisation.

La prédiction des variations de la capacité du diélectrique et de la tension de dérive pour un temps de 100 s de simulation **(cf. Fig. 3.30)** nous montre une saturation au bout de 50 secondes correspondant à la valeur de τ. Cela, nous confirme le bon fonctionnement du modèle VHDL-AMS.

Nous avons tracé l'évolution de la tension de dérive pour plusieurs amplitudes de commande, pour différents rapports cycliques et enfin pour différentes formes du signal comme le montrent respectivement les **figures 3.31, 3.32 et 3.33.**

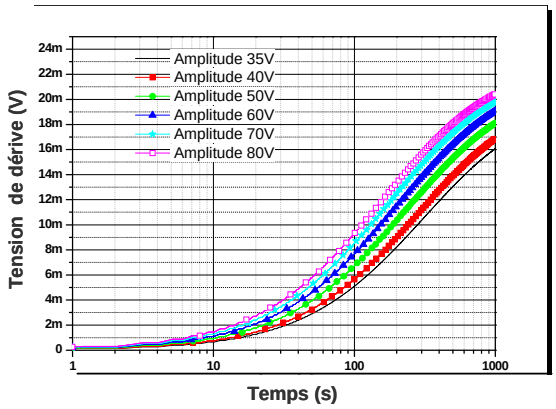


Figure 3.31 : Evolution de la tension de dérive pour plusieurs amplitudes de commande avec $\alpha = 1$ et $\tau = 1000$ s.

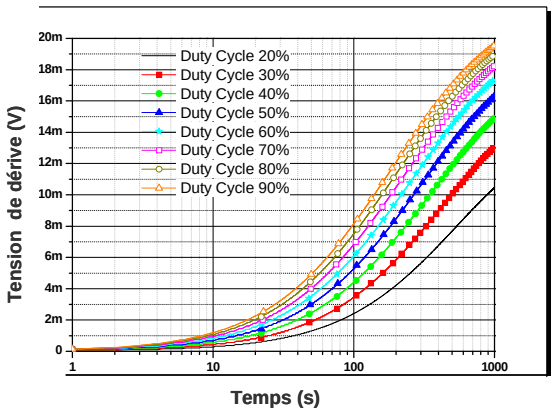


Figure 3.32 : Evolution de la tension de dérive pour différents rapports cycliques avec $\alpha = 1$ et $\tau = 1000$ s.

Ainsi, on peut dire que lorsqu'on augmente l'amplitude ou le rapport cyclique du signal de commande, la tension de dérive augmente [20, 21]. En effet, en augmentant l'amplitude ou le rapport cyclique, on augmente à la fois le champ électrique appliqué au diélectrique et la durée de chargement de ce dernier [25, 26].

Nous avons observé, grâce aux courbes de la **figure 3.32**, qu'à partir de 70 % de rapport cyclique l'accroissement de la tension de dérive devient moins sensible. Cela, est dû à la réduction du temps de déchargement du diélectrique qui correspond au temps de relaxation nécessaire au diélectrique pour se débarrasser des charges.

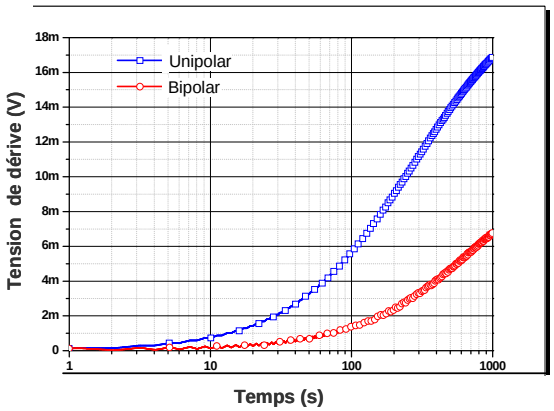


Figure 3.33 : Evolution de la tension de dérive pour différentes formes du signal avec $\alpha = 1$ et $\tau = 1000$ s.

Lorsque nous avons appliqué un signal carré bipolaire au MEMS RF, nous avons bien diminué la tension de dérive **(cf. Fig. 3.33)**. Nous pouvons observer facilement que la pente de la dérive est fortement réduite en utilisant le signal bipolaire. Ces résultats sont en bon accord avec le comportement physique du diélectrique et les observations rapportées dans la littérature [20].

Le but principal de cette simulation du modèle de fiabilité des commutateurs RF est d'extraire le TTF (Time To Failure). C'est ce paramètre qui nous indiquera la durée de vie de notre MEMS RF. Nous développerons les critères de défaillance plus en détail dans les parties qui suivent.

3.12 ***Conclusion***

Ce deuxième chapitre a donc été consacré à l'étude du deuxième type de microsystèmes, à savoir un commutateur RF capacitif à actionnement électrostatique. Nous décrit leur principe de fonctionnement et la modélisation statique correspondante. Nous avons mené une étude de sensibilité des comportements électromécaniques aux variations des paramètres les plus influents qui sont la constante de raideur mécanique k et la permittivité du diélectrique ε_r.

Nous avons ensuite abordé le problème de la fiabilité des commutateurs RF capacitifs et répertorié les différentes origines de défaillance en traitant plus particulièrement la physique de défaillance de ces dispositifs lorsque l'origine est l'effet de chargement du diélectrique ("charging effect"). Nous avons modélisé ce phénomène de défaillance mis en jeu en nous appuyant sur les lois de la physique. Ce modèle a été introduit dans un modèle fonctionnel de type VHDL-AMS afin d'établir un modèle complet "modèle de fiabilité". Une fois le modèle

de fiabilité établi, nous l'avons utilisé pour simuler à titre d'illustration le comportement d'un dispositif dans des conditions que nous avons fixées.

Enfin, nous avons présenté la caractérisation expérimentale de deux types de commutateurs RF capacitifs, le premier fabriqué sur substrat en silicium et le deuxième sur un substrat en verre.

3.13 ***Références***

[1] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design, and Technology*, John Wiley & Sons ed, 2003.

[2] H. A. C. Tillmans, W. D. Raedt, and E. Beyne, "MEMS for wirless communicatios: From RF-MEMS-SIP," *Micromech Microeng*, vol. 13, pp. 139-163, 2003.

[3] J.Yao, "RF MEMS from a device perspective," *Micromech Microeng*, vol. 10 R9, 2000.

[4] G. M. Rebeiz and J. B. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," in *IEEE Microwave magazine*, 2001, pp. 59-71.

[5] Y. Wanga, Z. Lia, D. T. McCormicka, and N. C. Tiena, "A micromachined RF microrelay with electrothermal actuation," *Sensors and Actuators*, pp. 231-236, 2003.

[6] R. W. Herfst, "Degradation of RF MEMS capacitive switch," thèse de doctorat de l'université de Twente, 2008.

[7] H. M. R. Suy, R. W. Herfst, P. G. Steeneken, J. Stulemeijer, and J. Bielen, "The static behavior of RF MEMS capacitive switches in contact," presented at Proceedings of Nanotech MSM, 2008.

[8] http://www2.tek.com/cmswpt/psdetails.lotr?ct=PS&cs=psu&ci=13560&lc=EN.

[9] http://www.falco-systems.com/High_voltage_amplifier_WMA-300.html.

[10] http://www.cmicro.com/products/probe-stations/200mm-wafer/pa200/pa200-semiautomatic-probe-system.

[11] http://www.boonton.com/products2_7200.html.

[12] http://www.tek.com/products/oscilloscopes/tds1000_tds2000/.

[13] http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/14605.

[14] B. Stark, "MEMS Reliability Assurance Guidelines for Space Appli-cations," *National Aeronautics and Space Administration (NASA), and Jet Propulsion Laboratory (JPL)*, 1999.

[15] M. R. Douglass, "Lifetime estimates and unique failure mechanisms of the DigitalMicromirror Device (DMD)," presented at Proceedings of 36th Annual IEEE In-ternational Reliability Physics Symposium, 1998.

[16] M.Matmat, F. Coccetti, A. Marty, R. Plana, C. Escriba, J.-Y. Fourniols, and D. Esteve, "Capacitive RF MEMS analytical predictive reliability and lifetime prediction," *Microelectronics Reliability*, vol. 49, pp. 1304-1308, 2009.

[17] W. M. v. Spengen, R. Puers, R. Mertens, and I. D. Wolf, "A comprehen-sive model to predict the charging and reliability of capacitive RF MEMS switches", *Micromech. Microeng*, vol. 14, pp. 514-521, 2004.

[18] J. R. Reid, "Dielectric charging effects on capacitive MEMS actuators," presented at EEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, RF MEMS workshop, 2002.

[19] S. S. McClure, L. D. Edmonds, R. Mihailovich, A. H. Johnston, P. Alonzo, J. DeNatale, J. Lehman, and C. Yui, "Radiation effects in micro-electromechanical systems (MEMS): RF Relays," *IEEE Trans. On Nuclear Science*, vol. 49, pp. 3197-3202, 2002.

[20] D. Mardivirin, A. Pothier, A. Crunteanu, B. Vialle, and P. Blondy, "Charging in dielectricless capacitive RF-MEMS switches," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, 2009.

[21] R. W. Herfst, H. G. A. Huizing, P. G. Steeneken, and J. Schmitz, "Characterization of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches," presented at Proceedings of 2006 IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures, 2006.

[22] S.Mellé, D. D. Conto, D. Dubuc, K. Grenier, O. Vendier, J.-L. Muraro, J-LCazaux, and R. Plana, "Reliability modeling of capacitive RF-MEMS," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, 2005.

[23] P. S. Sumant, N. R. Aluru, and A. C. Cangellaris, "compact model for dielectric charging in RF MEMS capacitive switches," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 19, pp. 197- 203, 2008.

[24] W. M. V. Spengen, R. Puers, R. Mertens, and I. D. Wolf, "A comprehensive model to predict the charging and reliability of capacitive RF MEMS switches," *Micromech Microeng*, vol. 14, pp. 514-521, 2004.

[25] R. W. Herfst, P. G. Steeneken, and J. Schmitz, "Time and voltage dependence of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches," presented at Proceedings of 45th Annual IEEE International Reliability Physics Symposium, 2007.

[26] X. Yuan, Z. Peng, J. C. M. Hwang, D. Forehand, and C. Goldsmith, "Acceleration of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches," *IEEE Transaction on device and materials reliability*, vol. 6, 2006.

[27] S. Melle, "thèse de doctorat Analyse et modélisation des phénomènes de chargement de diélectriques dans les MEMS RF: Application a la fiabilité de microcommutateurs électromécaniques micro-ondes," Université de Toulouse, 2005.

[28] S.Lavu, S.Muratet, J.Y.Fourniols, M.Desmulliez, M.Begbie, and I. D. Wolf, "A reliability study of MEMS thermal actuators," presented at 17th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF), Wuppertal (Germany), 2006.

[29] S.Lavu, M.Desmuliez, G.Bell, S.Muratet, J.Y.Fourniols, and I. D. Wolf, "FMEA on MEMS thermal actuator Contrat PATENT Design for Micro and Nano Manufacture," 2006, pp. 30p.

[30] S.Muratet, S.Lavu, J.Y.Fourniols, G.Bell, M.Desmuliez, and J.L.Boizard, "MEMS reliability analysis: thermal MEMS case of study," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 34, pp. 235-240, 2006.

[31] C. d. d. a. 60.

[32] D. Esteve, "thèse de doctorat : Influence des effets de surface sur le comportement électrique des transistors bipolaires," université de Toulouse, 1969.

[33] P. Rossel, "thèse de doctorat : Propriétés statiques et dynamiques du transistor a effet de champ a grille isolée," université de Toulouse, 1973.

[34] C.Laurent, "Diélectriques solides et charge d'espace", Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique," pp. D2305-1-D2305-13, 1999.

[35] Y. Segui, R. Coelho, " Diélectriques Bases théoriques", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie électrique," pp. D2II, D 2300, 1999.

[36] Y. Segui, ""Diélectriques, courants de conduction", Techniques de l'Ingénieur," pp. D 2301, p.112, 1998.

[37] J. J. O'Dwyer, *"The theory of electrical conduction and breakdown in solid dielectrics"*, Clarendon Press Oxford ed, 1973.

[38] L. A. Dissado and J. C. Fothergill, *" Electrical degradation and breakdown in Polymers"*, Peter Peregrinus ed, 1992.

[39] Coelho and Aladenize, *" Les diélectriques "*, Hermes Paris ed, 1993.

[40] Alison and Hill, ""A model for bipolar charge transport, traping and recombination in degassed crosslinked polyethene"," *J.Phys*, pp. 1291 1299, 1994.

[41] M. Dubois, ""Physique des matériaux isolants"," *IGEE 403 Matériaux de l'électrotechnique 2006.*

CHAPITRE IV.

Méthode généralisée de prédiction de la fiabilité des microsystèmes

Estimer la fiabilité d'un microsystème est un enjeu important car il conditionne très souvent le développement et l'usage des microsystèmes très intégrés dans des ensembles complexes. Il est pour nous évident que les étapes de conception et les choix technologiques de fabrication sont essentiels dans les performances de fiabilité qui pourront être atteintes sur le dispositif terminal. L'intégrateur système n'est pas toujours placé dans les conditions idéales d'avoir accès à ces étapes du processus de conception : au mieux, il a accès au processus de fabrication ; au pire, il doit procéder à des travaux préliminaires de « reverse engineering » pour dépister les points délicats du concept ou du procédé qui vont conditionner la fiabilité. Sans oublier ces éléments fondamentaux, il n'en reste pas moins important de faire une estimation prédictive de la fiabilité d'un microsystème :

- pour faire une estimation des risques encourus par le système complet dans lequel on envisage d'insérer le microsystème,

- pour optimiser les conditions d'utilisation et les « protections environnementales » à mettre en œuvre en exploitation : cela inclut d'éventuelles stratégies de maintenance.

Nous avons considéré pour nourrir cette évaluation que l'obtention de résultats de vieillissement portant sur un grand nombre de dispositifs était inadaptée pour les microsystèmes qui sont des systèmes relativement coûteux que l'on ne peut pas envisager de détruire systématiquement. Nous préconisons davantage les approches qui s'appuieraient sur la modélisation. Comme nous venons de le voir dans les deux chapitres précédents avec le traitement de deux exemples d'actualité, deux approches d'estimation sont possibles par la voie de la modélisation prédictive :

- Une première approche va tirer parti d'expérimentations, en appliquant les principes d'un plan d'expérience pour réduire le nombre d'échantillons à étudier et en appliquant des techniques de vieillissement accéléré : sur cette base, on s'efforce d'écrire des lois d'évolutions « empiriques » qui pourront être portées sur un simulateur système ;

- Une autre approche est de s'appuyer sur la connaissance des phénomènes physiques à la base de l'évolution des performances, de les introduire dans les modèles fonctionnels, pour définir ce que nous avons appelé un « modèle de fiabilité ». Le processus est ensuite le même que précédemment : on porte ce modèle dans un simulateur système pour évaluer la durée de vie de l'ensemble selon des critères à préciser par rapport au « profil de mission » du système complet.

Pour appliquer ce point de vue méthodologique, plusieurs étapes et plusieurs outils associés sont nécessaires. Nous allons les passer en revue et illustrer cette approche dans ce dernier chapitre.

4.1 Les défauts et défaillances

Les systèmes sont caractérisés par leurs performances de sureté de fonctionnement dont la notion de base peut être déclinée selon le point de vue selon lequel on se place : la fiabilité (cf. Chapitre 1) se place sous l'angle de la durée de vie du système avec le critère de rester conforme au cahier des charges initial. Si le critère n'est pas respecté, le système est déclaré défaillant. L'origine de la défaillance (de la panne) nous intéresse ici, elle peut être :

- **un défaut de conception** qui peut trouver son origine dans une insuffisance du cahier des charges, dans une insuffisance de conception au niveau du choix de l'architecture système ou au niveau des choix technologiques. Le rôle du fiabiliste est d'éviter ces situations potentiellement catastrophiques ; il doit porter sur le travail de

conception un œil critique en construisant à partir des choix proposés par le concepteur, une analyse, un modèle de fiabilité dont le rôle sera de faire apparaitre les insuffisances ou les erreurs. C'est un acte de « filtrage » indispensable dont l'importance est bien illustrée par les exemples multiples et récents de l'industrie automobile obligée de faire des corrections systématiques sur des véhicules déjà mis en circulation.

- **Un défaut de fabrication** qui peut aussi trouver son origine dans une insuffisance des exigences de fabrication, mais qui très souvent est lié à une dérive incontrôlée dans les procédés et les performances des outils de production. La chasse aux défauts de fabrication est souvent considérée comme le chemin principal de progrès, notamment dans les productions de grandes séries mécaniques ou électroniques. La normalisation du processus et la mise en place de contrôles systématiques à différents stades de la fabrication sont les approches les plus habituellement pratiquées complétées par des organisations adaptées spécifiques « qualité & fiabilité ».

- **un mécanisme de vieillissement** qui trouve son origine dans l'influence qu'exercent les conditions et l'environnement d'utilisation. Les défauts apparaissent avec le temps et expliquent la remontée en baignoire de la courbe en "baignoire" de fiabilité (MTBF. Voir Chapitre 1) dont l'intérêt est de mettre en évidence les différentes origines des défaillances, entre les étapes d'apprentissage (défauts de conception et fabrication) et les effets du vieillissement.

Ces considérations sont générales et concernent tous les systèmes manufacturés. Le cas des microsystèmes a de particulier qu'il met en œuvre, dans des ensembles miniaturisés, des architectures complexes et des technologies multiples, hétérogènes. Le travail de conception et la mise au point de technologies « compatibles » implique un effort long et couteux et l'évaluation prédictive de la fiabilité risquée et difficile. On ne peut pas non plus renvoyer aux premiers prototypes une procédure de validation qui nécessiterait de détruire de nombreux dispositifs. Plus que jamais le développement rapide des microsystèmes passe par un objectif de "zéro" défaut qu'il s'agisse de défaut de conception, de fabrication ou de vieillissement.

La proposition que nous faisons dans cette thèse est de construire, au plus tôt du processus de conception, une procédure de construction et d'exploitation d'un modèle de fiabilité du microsystème.

4.2 Modèle de Fiabilité

4.2.1 Modélisation fonctionnelle

La démarche de conception des systèmes électroniques est née dans les années 1950 avec le développement industriel de ces technologies nouvelles. Deux types de modélisations se sont imposées :

- Une modélisation physique du composant visant à approfondir la physique de fonctionnement et à optimiser les performances en relation avec les applications visées. Le plus souvent ces modèles "continus" travaillent au niveau des équations de transports électroniques, thermiques. Des modélisations analytiques sont très attractives car elles se manipulent facilement. Des simulations 3D qui utiliseront des simulateurs à éléments finis [1] [2] peuvent être utiles.

- Une modélisation numérique du système qui est très vite devenue indispensable avec le développement des circuits intégrés dans les années 70. L'outil historique de référence SPISCE a été proposé par l'université de Berkeley. Ces outils n'ont pas cessé

d'évoluer jusqu'à la forme récente de simulateur mixte : analogique et numérique que nous préconisons ici pour la simulation fonctionnelle des systèmes et microsystèmes (standard VHDL/AMS).

La tendance aujourd'hui est d'articuler ces représentations dans une optique "multi échelle" pour, partant des propriétés atomiques ou moléculaires, pouvoir construire des représentations de matériaux, de mécanismes physiques, de dispositifs, de systèmes, de systèmes de systèmes. Cette ambition est grande mais indispensable si l'on veut pouvoir faire des choix prédictifs et argumentés d'architectures ou de procédés technologiques. Les besoins de la fiabilité prédictive telle que nous la concevons à long terme plaide en cette faveur, de même qu'une stratégie de maintenance pourra tirer le meilleur parti de savoir « remonter » d'une défaillance système à la défaillance du constituant (matériau ou dispositif) responsable (diagnostic).

La représentation fonctionnelle d'un système est, telle que nous venons de la décrire, un problème difficile et évolutif. Son rôle est de traiter du fonctionnement nominal ; il permet par des études de sensibilité aux variations paramétriques d'optimiser certains choix comme y oblige le cahier des charges en imposant des compromis par l'application de critères de performances, de robustesse, seuls ou couplés à des exigences de coût par exemple. La représentation fonctionnelle n'apporte en elle-même aucune information sur la durée de vie du système, au sens de sa conformité temporelle au cahier de charge initialement utilisé pour sa conception : des éléments évolutifs ou fragiles, sollicités par l'usage, peuvent dériver ou défaillir et mettre le système hors d'usage.

4.2.2 Modèle de fiabilité (Défaillance ou dérive)

Dans ce manuscrit, on appelle « modèle de fiabilité » une représentation système simulable qui intègre dans la représentation fonctionnelle des paramètres évolutifs en fonction du temps et des conditions d'utilisation.

Ces modèles d'évolutions peuvent être décrits par des lois expérimentales ou être le résultat d'une modélisation physique des mécanismes d'évolution.

La construction du modèle de fiabilité est la base préparatoire et indispensable au travail d'évaluation "prédictive" de la fiabilité. Cette construction doit s'appuyer sur le modèle fonctionnel pour faire des études de sensibilité aux variations des paramètres et donc pour identifier les constituants "sensibles" du modèle de fiabilité. Mais cette vision, très construite, ne suffit pas car il y a de très nombreux éléments passifs du point de vue fonctionnel qui peuvent défaillir et mettre le système hors service : les matériaux de structures et la connectique en sont de bons exemples. Cette construction se fait à partir d'un examen critique de tous les choix qui sont réalisés à toutes les étapes de la conception système et démarre donc dès les premiers stades de la conception. Au-delà de l'identification des paramètres sensibles grâce au modèle fonctionnel, elle peut et doit se nourrir :

- des résultats d'expériences antérieures concernant les choix architecturaux, les choix technologiques et les caractéristiques des procédés de fabrications,

- des modélisations physiques des mécanismes identifiés comme responsables potentiels d'évolutions temporelles : les effets de fatigues, les effets de rayonnements, les effets chimiques ou biochimiques.

Sur cette base d'acquis, la démarche pragmatique consiste à partir des mécanismes fonctionnels élémentaires, de les considérer dans les étapes de fabrication et d'utilisation pour identifier toute erreur (ou insuffisance) de fabrication ou toute influence interne ou externe

capable de modifier les performances de la fonction considérée. Toutes ces causes potentielles de défaillance vont devoir être modélisées de manières compatibles ou interopérables avec le simulateur fonctionnel du système pour donner le modèle de fiabilité tel que nous le préconisons. Il doit être mis à disposition du concepteur, du fabricant ou de l'exploitant, au service d'objectifs de niveau supérieur tels que nous les avons énumérés dans le chapitre 1 : sécurité, sureté de fonctionnement.

4.3 Exploitation du modèle de fiabilité

Le modèle de fiabilité tel que nous le concevons doit aider à un objectif de "zéro défaut", y compris les défauts et défaillances de fiabilité. Nous préconisons qu'il soit progressivement mis en place complémentairement au modèle fonctionnel qui soutient la démarche générale de conception du microsystème. Le principe d'action est que, à chaque étape franchie par le concepteur, le fiabiliste vienne en analyser les conséquences par rapport à la fiabilité terminale de ce microsystème :

(1). Le fiabiliste doit être consulté lors de l'écriture des spécifications pour s'assurer que les conditions extrêmes d'utilisation, les objectifs de durée de vie et les critères de bon fonctionnement sont clairement précisés.

(2). Le fiabiliste doit être associé aux choix architecturaux et au choix de la logique de fonctionnement pour faire valoir les exigences du cahier des charges qui concernent la fiabilité : le point de participation principal est dans les calculs de robustesse pour choisir l'architecture (mettre le fonctionnement nominal au plus loin des fonctionnements limites).

(3). Le fiabiliste doit travailler avec le concepteur au pas à pas de ses choix technologiques.

Ainsi posé, le problème devient un problème de tolérance vis-à-vis des évolutions des paramètres évolutifs (« tolerancing »). En effet, le cahier des charges donne très précisément les valeurs nominales des sorties du système et les écarts, à ces valeurs nominales, acceptables (domaine de bon fonctionnement). En s'appuyant sur le modèle fonctionnel, il s'agit de calculer la fourchette de valeurs des paramètres évolutifs, acceptable pour le fonctionnement global du système. Ce calcul revient à faire une inversion du modèle fonctionnel et à le commander par les valeurs de sortie ce qui n'est pas dans la plupart des cas (comportements non linéaires) techniquement réalisable. Une solution déjà explorée [3] est de multiplier les simulations associées à un tirage de Monte Carlo (voir thèse de M.Al-Mohammed) [3].

4.4 Le simulateur fonctionnel

Dans le cadre de ce travail, nous avons opté pour l'utilisation du langage de modélisation mixte multidisciplinaires VHDL-AMS (voir chapitre 1). Comme son nom l'indique ce langage permet de traiter indifféremment des modélisations logiques, analogiques ou mixtes au sein d'un même composant ou système.

La grande force de ce langage est de permettre la simulation mixte en autorisant aussi bien les modélisations à temps continu (analogiques) qu'à évènements discrets (logiques) ou mélangeant les deux. A cette flexibilité d'emploi s'ajoute la possibilité pour les concepteurs d'aborder leurs modèles à différents niveaux d'abstraction. En effet, VHDL-AMS gère aussi bien les abstractions comportementales, que structurelles et permet de prendre en compte l'influence de l'électronique de commande. Les modèles créés avec VHDL-AMS peuvent donc aussi bien être descriptifs que prédictifs. Enfin, VHDL-AMS est un langage non propriétaire et normalisé par l'IEEE qui est reconnu par la plupart des fondeurs ; ces modèles sont alors portables et ne sont pas liés à un outil spécifique.

4.5 Illustrations à partir des deux exemples traités dans les chapitres 2 & 3

L'objectif ici est d'appliquer notre approche sur les deux types de MEMS - actionneurs électrothermiques et les commutateurs RF - qui ont fait l'objet des chapitres 2 et 3. Le premier est un dispositif du laboratoire dont nous avons conduit l'étude complète de la conception jusqu'à la réalisation ; c'est un cas où, par l'expérience (tests de caractérisation et de vieillissement), on vise à construire un modèle empirique de vieillissement. Le deuxième est un dispositif fourni par d'autres équipes sur lequel nous avons cherché à mettre en place un modèle physique de défaillance en se basant sur les lois de la physique les plus adaptées.

4.5.1 Exemple 1 : Etude de la fiabilité des actionneurs électrothermiques en chevron

Nous avons obtenu un premier résultat de vieillissement de la structure 2_100_5_p1 (**cf. Fig. 4.1**), qu'on a fait vieillir avec un signal carré à la fréquence de 10 Hz et sous un courant de 2.3 mA (cf. chapitre 2. § 2.9.3).

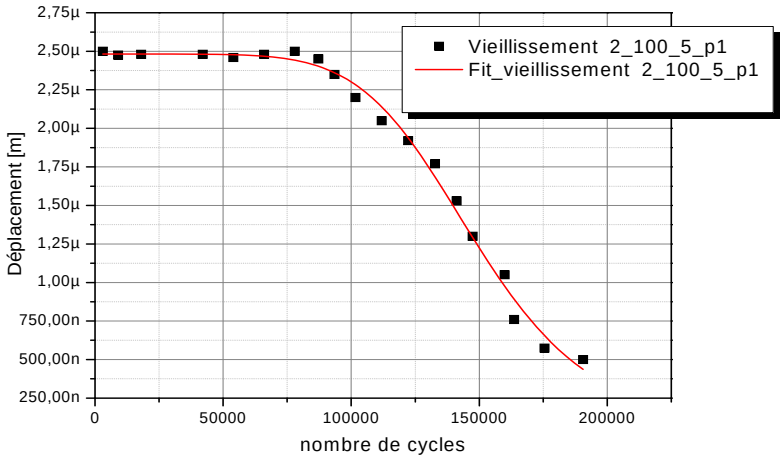


Figure 4.1 : Vieillissement d'une structure en chevron 2_100_5_p1.

Ce premier test de cyclage nous a permis d'observer une diminution de l'amplitude du déplacement de l'actionneur en chevron en fonction du nombre de cycles réalisés. En effet, la structure 2_100_5_p1 devient défaillante à partir de 96 000 cycles.

4.5.1.1 Influence de la polarité du signal de commande

Nous avons effectué des tests de vieillissement comparatifs sur deux structures identiques d'une même puce, afin de s'assurer que les paramètres géométriques et technologiques des deux structures sont identiques. Nous avons donc appliqué un signal carré unipolaire sur la première structure et un signal de type carré bipolaire sur la deuxième (**cf. Fig. 4.2**), tout en gardant une puissance identique dans les deux tests ($P = R*I^2$).

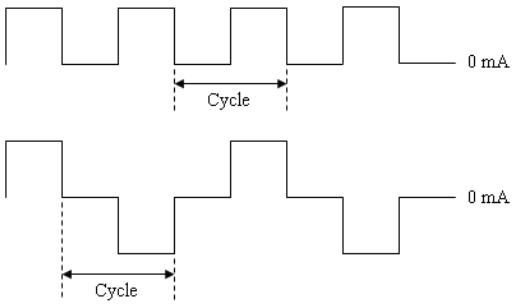


Figure 4.2 : Formes du signal périodique utilisé pour réaliser les tests de vieillissement.

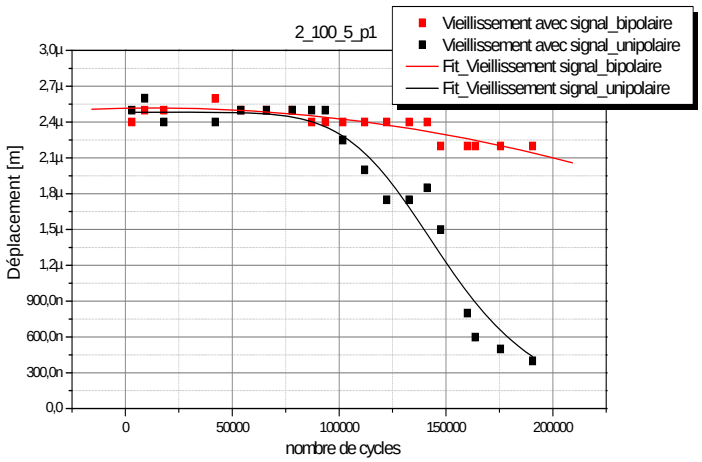


Figure 4.3 : Influence de la forme du signal d'actionnement.

Les deux courbes de vieillissement de chaque structure sont données dans la **figure 4.3** ; elles montrent que l'actionneur auquel nous avions appliqué un signal carré bipolaire a une durée de vie supérieure à celle de l'actionneur auquel nous avions appliqué le signal carré unipolaire. Cela peut s'expliquer par le fait qu'avec un signal bipolaire, on fait passer le courant alternativement dans un sens et dans l'autre sens, ce qui a pour effet de limiter les déplacements atomiques.

4.5.1.2 Influence de la nature de la couche de polysilicium

Nous avons testé deux structures qui ont les mêmes paramètres géométriques, mais qui sont réalisées avec deux niveaux structurels différents : la première est réalisée avec du POLY1 et la deuxième avec du POLY2.

Dans le but de montrer l'influence de la nature de la couche structurelle sur le vieillissement, nous avons appliqué aux deux structures les mêmes forme et puissance du signal, les résultats de ces tests sont données dans la **figure 4.4**.

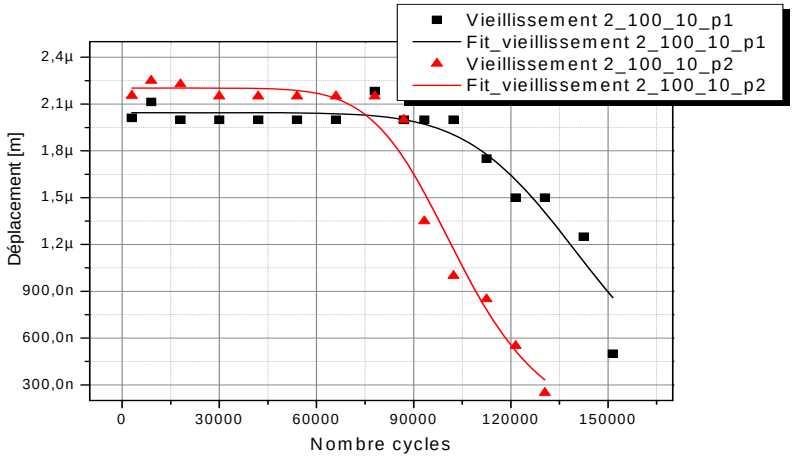


Figure 4.4 : Influence de la nature du matériau de fabrication.

Les deux structures n'ayant pas la même résistivité électrique, l'application de la même puissance dissipée par effet Joule ($P = R*I^2$) nous permet de nous approcher de conditions fonctionnelles similaires pour les deux actionneurs si l'on suppose en première analyse que la conductivité thermique ne varie pas d'un matériau à l'autre.

On peut voir que la structure 2_100_10_p2 a vieilli - 90 000 cycles - plus rapidement que 2_100_10_p1 - 108 000 cycles -, même si elles possèdent des paramètres géométriques identiques. Ainsi, on peut dire que le niveau structurel POLY1, qui présente une résistivité électrique de 2.10 10^{-5} Ω.m, a une durée de vie supérieure à celle du niveau POLY2 ayant lui une résistivité de 4.20 10^{-5} Ω.m.

Le niveau de dopage semble donc avoir une influence sur la durée de vie (TTF) de l'actionneur. Ainsi pour augmenter la durée de vie des actionneurs électrothermique en chevron il faut utiliser des signaux de commande bipolaires et minimiser la résistivité de l'actionneur.

4.5.1.3 Modélisation empirique du vieillissement des actionneurs électrothermiques en chevron

Le but de cette dernière partie est de construire un modèle comportemental de vieillissement des actionneurs électrothermiques en chevron pour l'introduire dans le modèle fonctionnel (modèle analytique) présenté dans le chapitre 2 et prédire la fiabilité en fonctionnement courant.

Nous considérons cet exemple comme représentatif d'un microsystème pour lequel on a assez d'échantillons pour effectuer des mesures de vieillissement. Nous voulons ensuite à partir de ces courbes de vieillissement construire un modèle empirique.

Pour ce type d'actionneur, les observations sont de mettre en évidence une évolution des performances, fonction :

- du nombre de cycles effectués,
- de l'alternance de signe du courant d'excitation,
- de la nature du matériau.

Nous proposons d'ajuster les courbes expérimentales avec la fonction dite de « Hill » qui s'exprime suivant l'équation suivante [21] :

$$Dépl = \frac{d_0 \times (nbr_{cycles})^n}{k^n + (nbr_{cycles})^n} = \frac{d_0}{1 + \left(\frac{k}{nbr_{cycles}}\right)^n}$$

dans laquelle d_0 est le déplacement initial (i.e. avant vieillissement), k est le TTF de l'actionneur et n représente le coefficient lié à la pente de la décroissance du déplacement lors du vieillissement.

La **figure 4.5** montre un exemple d'illustration de ce modèle empirique sur le vieillissement de l'actionneur en chevron « 2_100_10_p1 ». Les paramètres du modèle sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètres du modèle empirique	**Déplacement initial (m)**	**TTF (n^{bre} de cycles)**	**Pente de décroissance**
Valeurs	2.20×10^{-6}	104 000	- 7.6

Tableau 4.1 : Paramètres du modèle empirique de déplacement.

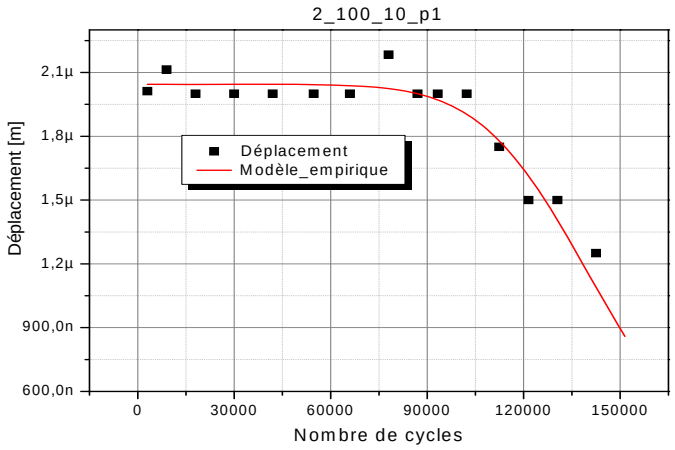


Figure 4.5 : Exemple d'utilisation du modèle empirique de vieillissement.

Ce modèle empirique de vieillissement peut être introduit dans le modèle fonctionnel (modèle analytique) et servira à l'évaluation de la fiabilité des actionneurs en chevron, en simulant le modèle fonctionnel associé à celui de défaillance dans les conditions de fonctionnement usuelles.

La question qui se pose est de choisir les paramètres du modèle fonctionnel sur lequel on va greffer le modèle empirique : dans cet exemple, les résultats expérimentaux indiquent que les propriétés fondamentales du matériau sont touchées. C'est ce que nous allons voir dans le paragraphe suivant.

4.5.1.4 Retour sur la physique du vieillissement

Sur le plan de la compréhension physique des phénomènes, il faut constater que la résistivité du matériau polylisilicium semble devoir jouer un rôle important. Nous avons donc cherché à observer les variations de la résistance électrique au cours des tests de vieillissement de quelques actionneurs en chevron. Les résultats sont représentés dans les **figures 4.6** et **4.7.**

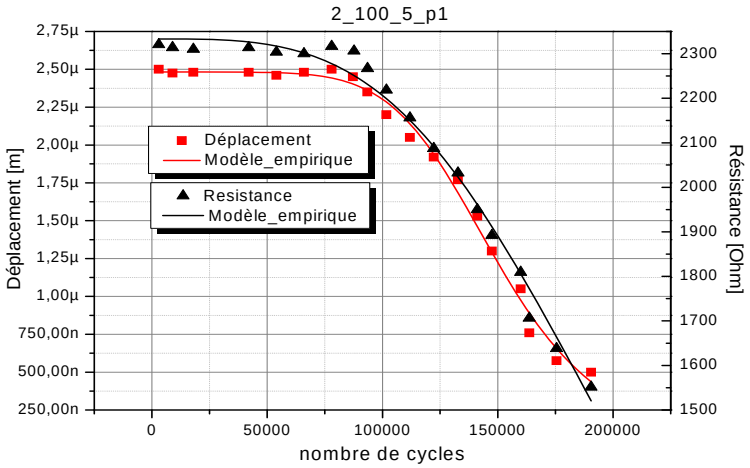


Figure 4.6 : Variation de la résistance de la structure 2_100_5_p1.

En comparant les variations de la résistance électrique des actionneurs en chevron 2_100_5_p1 (**cf. Fig. 4.6**) et 2_100_10_p1 (**cf. Fig. 4.7**) avec celle de leurs déplacements respectifs, nous pouvons constater que la résistance au cours du vieillissement présente la même allure que le déplacement. Ainsi, l'évolution de la résistance des actionneurs a la même signature que celle du déplacement.

Sur cette base : (1) On peut construire un « modèle de fiabilité » tel que nous le proposons en associant à la résistance du matériau le modèle de « Hill » transposé du déplacement vers la résistance : C'est l'objectif de cette première démonstration. Les paramètres du modèle empirique qui représente la diminution de la résistance de l'actionneur en chevron sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètres du modèle empirique	**Résistance initiale (Ω)**	**TTF (n^{bre} de cycles)**	**Pente de décroissance**
Valeurs	2333.170	228 000	- 3.5

Tableau 4.2: Paramètres du modèle empiriques de la résistance.

(2) On pourrait imaginer revenir sur un modèle plus physique. A ce jour, nous n'avons pas une connaissance du mécanisme de dégradation même si l'on peut penser que, sur les effets cumulés du courant et de la température, des changements des propriétés du matériau sont probables.

(3) Pratiquement, en prenant soin d'enregistrer la résistance au cours des cycles de fonctionnement et en examinant sa variation, on pourrait connaitre rapidement le niveau de fatigue de l'actionneur ; cela peut avoir quelques intérêts car la résistance électrique de l'actionneur est un paramètre qui peut être plus facilement surveillé par rapport à l'étude de la déflexion de la structure qui demande un équipement lourd.

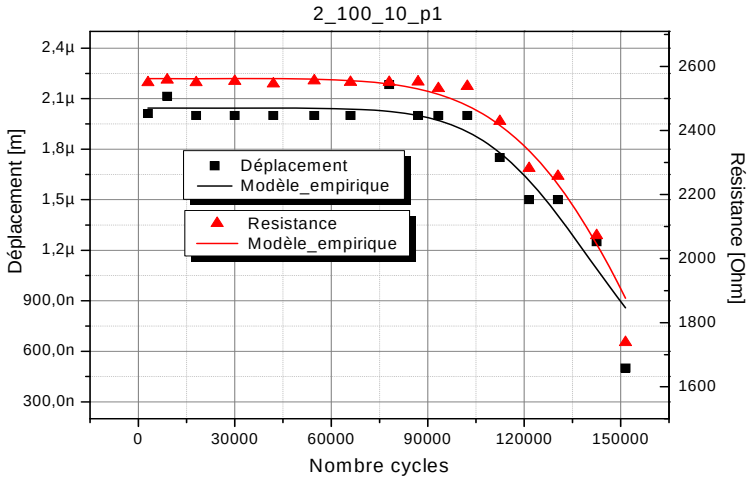


Figure 4.7 : Variation de la résistance de la structure 2_100_10_p1.

4.5.1.5 Synthèse des résultats obtenus

Enfin, nous avons réalisé différents tests de vieillissement des actionneurs en chevron, pour mettre en place un modèle empirique de vieillissement (modèle de défaillance) qui pourra être intégré dans le modèle fonctionnel pour prédire leur fiabilité. Nous montrons dans cet exemple :

(1) que la construction d'un modèle de fiabilité est possible à partir d'une approche d'essais expérimentaux répétés ;

(2) que cette construction, le passage au modèle global, suppose une réflexion scientifique sur l'origine des mécanismes de défaillance.

Globalement, nous montrons les limites d'une approche empirique qui suppose de multiplier les essais en fonctions de tous les paramètres environnementaux influents, en gardant à l'esprit qu'il ne s'agit que d'un modèle empirique, et qu'il faut compléter par un modèle physique des mécanismes de défaillance.

4.5.2 Exemple 2 : Etude de la fiabilité des commutateurs RF capacitifs

Nous avons étudié la fiabilité des commutateurs RF à l'aide du banc de tests présenté dans le chapitre précédent. Nous avons ainsi tracé l'évolution de la tension $V_{pull\text{-}in}$ au cours du temps pour une forme d'onde d'activation donnée. Nous avons ensuite proposé un modèle de fiabilité basé sur l'évolution de la constante diélectrique. Pour accéder à l'évaluation de la fiabilité par simulation, nous commencerons par décrire les critères de défaillances des commutateurs RF ; nous présenterons ensuite les différents résultats de test d'accélérations, et nous validerons notre modèle VHDL-AMS par l'expérience et enfin, nous terminerons par l'influence de la température sur le chargement du diélectrique.

4.5.2.1 Critères de défaillances

Comme déjà discuté au chapitre 3, l'application d'une tension aux bornes du diélectrique d'un commutateur capacitif pour une longue période peut entraîner des problèmes de fiabilité. Dans l'état fermé, la couche diélectrique subit un champ électrique de l'ordre de 1 MV/cm. Ce champ très élevé entraine une injection de charges et/ou un stockage de charges

dans cette couche isolante, ce qui modifiera le champ électrique présent entre les deux électrodes (effet de dérive).

L'effet principal du chargement du diélectrique sur les commutateurs RF capacitifs est l'augmentation ou la diminution des tensions d'actionnements $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pull\text{-}out}$ ce qui engendre un décalage positif ou négatif (selon la nature des charges injectées) sur la courbe C-V.

Pour la discussion des critères de défaillance du commutateur RF, nous considérons le cas où l'effet du chargement du diélectrique décalera la courbe C-V vers la droite, c'est à dire $V_{pull\text{-}in}(t_0) < V_{pull\text{-}in}(t_1) < V_{pull\text{-}in}(t_2)$, comme indiqué sur la **figure 4.8**.

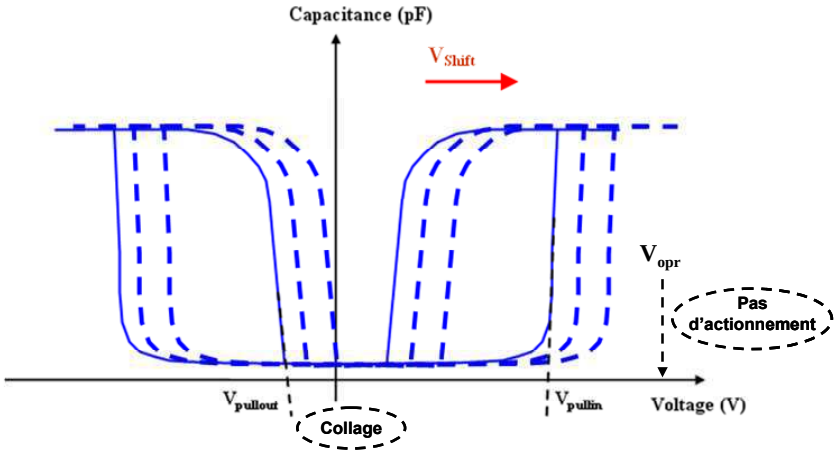


Figure 4.8 : L'évolution de la tension de dérive au cours du temps.

Il existe deux critères qui définissent la défaillance du micro-commutateur RF :

- Le premier critère est de considérer l'évolution de la tension V^{+}_{pullin} ; le commutateur RF sera défaillant lorsque la somme de $V^{+}_{pullin}(t_0)$ et la tension de dérive V_{shift} devient supérieure à V_{opr} qui représente la tension maximale de fonctionnement de l'interrupteur :

  $$V^{+}_{pullin} + V_{shift} > V_{opr}$$

  Dans ce cas, nous ne pouvons plus fermer le micro-commutateur, on dit que nous avons une défaillance à la fermeture.

- Le deuxième critère est de considérer l'évolution de la tension $V^{-}_{pullout}$; le commutateur RF sera considéré défaillant lorsque la somme de $V^{-}_{pullout}(t_0)$ et la tension de dérive V_{shift} devient égale à zéro :

  $$V^{-}_{pullout} + V_{shift} = 0$$

  La membrane, dans ce cas restera bloquée en position basse, on parle d'une défaillance à l'ouverture.

4.5.2.2 Exemple d'application des critères de défaillance

La courbe ci-dessous représente l'évolution de la tension V^{+}_{pullin} d'un MEMS RF sur substrat en verre (**cf. § 3.11**). Si on suppose que $V^{-}_{pullout} = 5V$, en appliquant le deuxième critère de défaillance, on peut dire que ce commutateur sera défaillant le moment où sa tension de dérive atteindra + 5V, ce qui correspond à un TTF de 20 000 cycles (**cf. Fig. 4.9**).

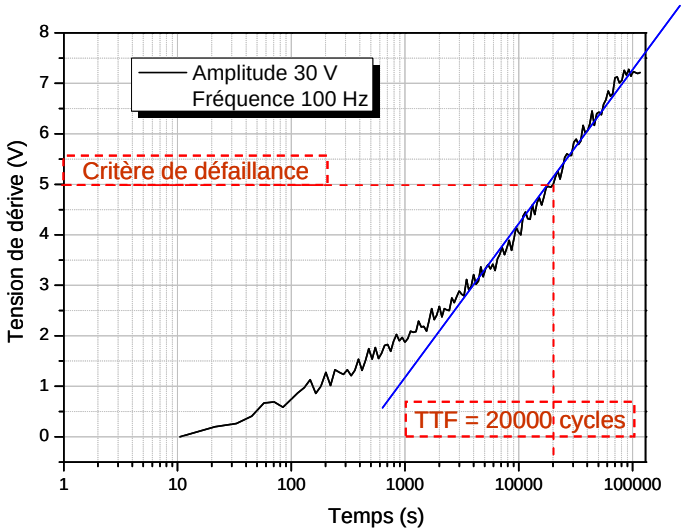


Figure 4.9 : Exemple d'application du critère de défaillance.

4.5.2.3 Tests d'accélérations

Pour montrer l'influence de l'amplitude sur le chargement du diélectrique, nous avons stressé trois commutateurs RF de la même technologie et de mêmes dimensions géométriques avec un signal de commande carré unipolaire de 100 Hz de fréquence et présentant différentes amplitudes de 25, 30 et 35 V **(cf. Fig. 4.10)**.

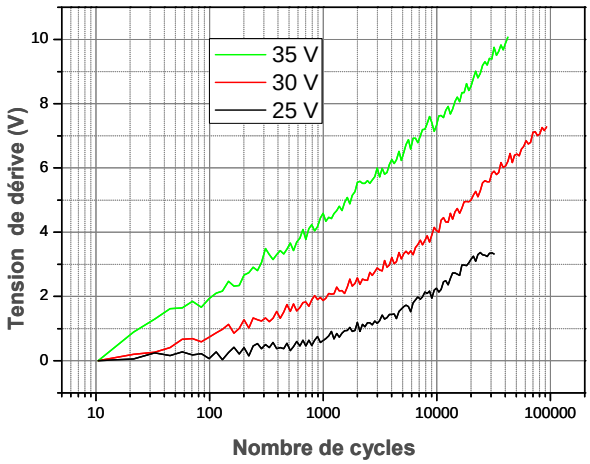


Figure 4.10 : Influence de l'amplitude de la commande sur l'évolution de la tension de dérive.

Grâce à cette courbe nous pouvons dire que plus l'amplitude est faible, plus la durée de vie du micro-commutateur (TTF) sera plus grande [4] [5].

Nous avons reproduit la même expérience, mais cette fois-ci avec un signal carré unipolaire de 100 Hz de fréquence, ayant une amplitude de 25 V et pour différents rapports cycliques successivement de 20, 50 et 80 %. Les résultats de cette expérience sont présentés sur la **figure 4.11**.

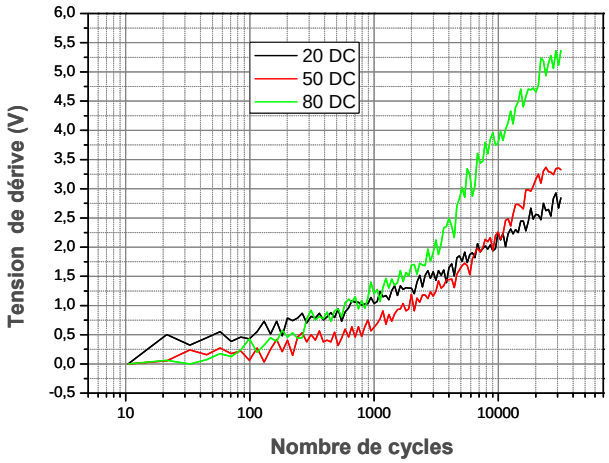


Figure 4.11 : Influence du rapport cyclique sur l'évolution de la tension de dérive.

En faisant varier le rapport cyclique du signal de stress, on peut observer que plus le rapport cyclique est élevé, plus la durée de vie du MEMS RF diminue [6] [7].

4.5.2.4 Validation Expérience / Simulation VHDL-AMS

Dans cette partie, nous allons chercher à valider notre modèle VHDL-AMS par les résultats des tests. Pour cela nous considérons l'évolution de la tension de *pull-in* d'un commutateur RF capacitif fabriqué sur verre et obtenue à l'aide du banc de test présenté dans le chapitre 3 (onde de stres : signal carré 25 V, 100 Hz, et onde de mesure : signal triangulaire 25 V, 100 Hz).

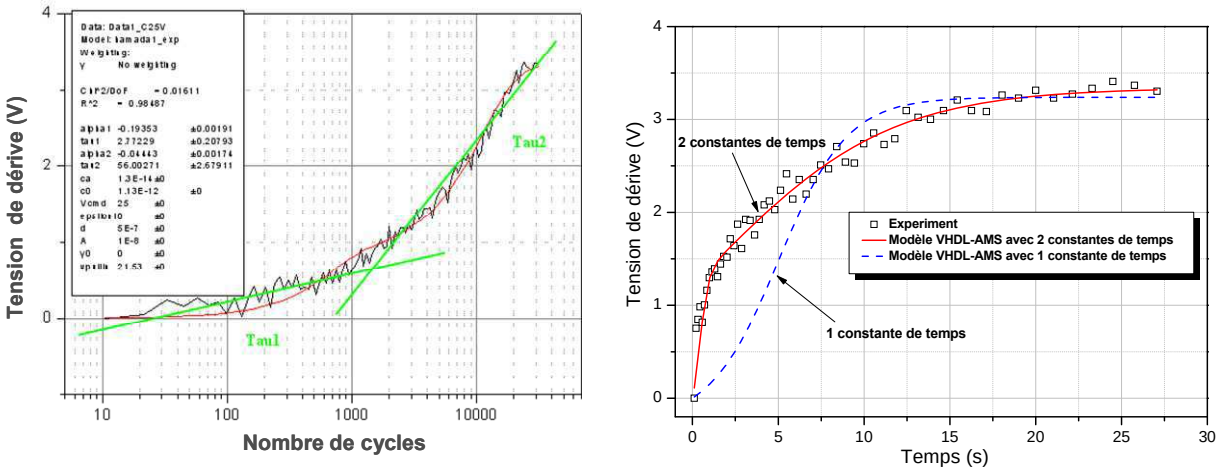


Figure 4.12 : Comparaison entre la tension de dérive expérimentale et celle du modèle VHDL-AMS (Echelle logarithmique).

Le modèle présenté dans le chapitre 3 (cf. § 3.7.2) prédit correctement les tendances observées dans les résultats expérimentaux. Cependant, un regard plus attentif sur l'évolution

de la tension de dérive obtenue expérimentalement (**cf. Fig 4.12**), donne à penser que plus d'une constante de temps est nécessaire pour ajuster précisément les relevés. Cette constatation nous a suggéré de rajouter une deuxième constante de temps dans notre modèle de fiabilité VHDL-AMS, pour au final sortir avec les équations de la constante de diélectrique et celle de la dérive suivantes :

$$\varepsilon_r(t) = \varepsilon_{f_1} + \left(\varepsilon_i - \varepsilon_{f_1}\right)\exp\left(\frac{-t}{\tau_1}\right) + \varepsilon_{f_2} + \left(\varepsilon_i - \varepsilon_{f_2}\right)\exp\left(\frac{-t}{\tau_2}\right)$$

$$V_{shift} = V_2 - V_1 = \frac{-C_{air} \times C_v}{\left(C_{air} + C_v\right) \times \left(C_0 + C_v\right)} V_{pullin/\,pullout}$$

où $\varepsilon_f = \alpha.V$ représente la dérive de la permittivité du diélectrique en régime permanent, ε_i la dérive de la permittivité du diélectrique à $t = 0$ et τ est la constante de temps du mécanisme de chargement du diélectrique pour une énergie d'activation E_a.

Nous avons pris d'autres données expérimentales, obtenues cette fois-ci à l'aide d'un signal de stress d'amplitude de 30 V et nous avons comparé les deux courbes expériences / simulation **(cf. Fig. 13).**

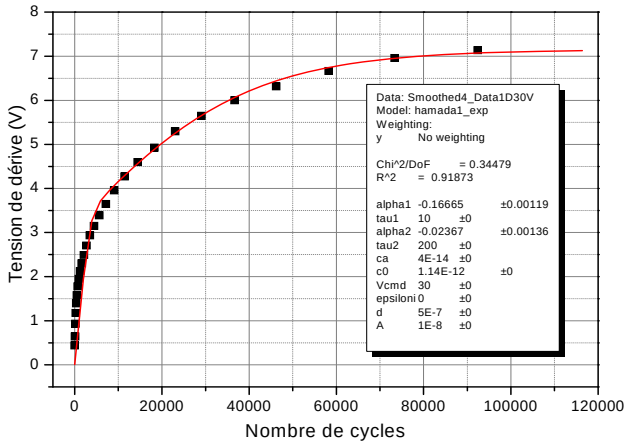


Figure 4.13 : Comparaison entre la tension de dérive expérimentale et celle du modèle VHDL-AMS (Echelle de temps linéaire).

Nous avons donc pu valider notre modèle grâce à l'introduction de cette deuxième constante de temps τ_2 et vérifier une bonne concordance entre les données expérimentales et la simulation VHDL-AMS **(cf. Fig. 4.12 et 4.13).**

4.5.2.5 Influence de la température sur le chargement du diélectrique

La théorie des matériaux diélectriques prédit que le chargement et le déchargement sont des processus activés thermiquement. Cela a été vérifié expérimentalement par plusieurs groupes de recherche [8] [9]. Il est donc important d'inclure l'influence de la température dans les modèles prédictifs.

Nous avons effectué des tests de cyclage accéléré préliminaires à différentes températures. Compte tenu du fait que la mesure a été faite à l'air ambiant, la gamme de températures accessibles avec cette configuration est très restreinte. La condensation de l'humidité nous a imposé la limite inférieure à 15 - 20 °C, et la dérive de la tension $V_{pull\text{-}in}$ avec la température

nous a exigé la limite supérieure à 40 - 50 °C. En effet, afin de pouvoir comparer les données expérimentales à différentes températures, le commutateur RF doit être utilisé dans les mêmes conditions. Cependant, comme le $V_{pull\text{-}in}$ augmente rapidement avec la température, la tension nécessaire pour actionner le commutateur à haute température - de l'ordre de 100 V - pourrait provoquer une défaillance prématurée lors d'une nouvelle caractérisation à basse température.

Nous avons cyclé trois commutateurs RF issus de la même technologie et de géométries identiques avec un signal de stress de 50 V d'amplitude et de 100 Hz de fréquence, et cela pour trois températures différentes : 20, 30 et 40 °C (**cf. Fig. 4.14**).

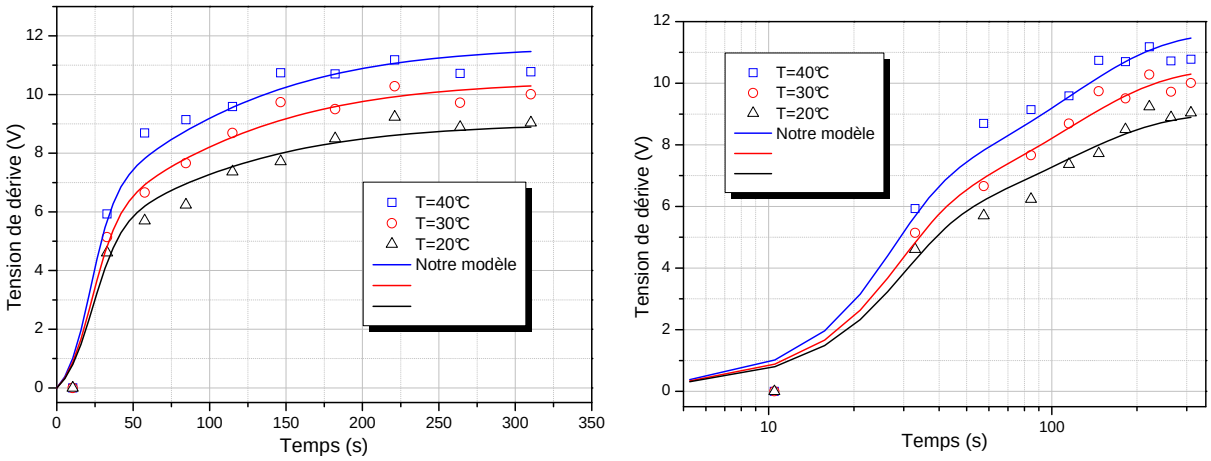


Figure 4.14 : Influence de la température sur le chargement du diélectrique et confrontation de la modélisation VHDL-AMS avec l'expérience ; dans une représentation linéaire et une représentation semi-logarithmique.

On peut facilement constater que l'augmentation de la température réduit le TTF, ce qui est en bon accord avec les résultats trouvés dans la littérature [8] [9].

Nous avons pu ajuster les données expérimentales avec notre modèle VHDL-AMS (cf. Fig. 4.14), en considérant deux couples « α et τ » qui dans le cas général sont donc fonctions de la température. Nous avons supposé une dépendance du type :

$$\tau = \tau_0 \times \exp\left(\frac{-E_a}{kT}\right) \text{ et } \alpha = \alpha_0 \times \exp\left(\frac{-E_a}{kT}\right)$$

dans laquelle τ est la constante de temps pour une énergie d'activation E_a, α est un paramètre lié au nombre de sites activés dans le diélectrique, T est la température et enfin k est la constante de Boltzmann.

Nous pouvons observer sur la figure 4.14 que dans la l'intervalle 0 – 50 s, qui correspond au domaine d'influence de la plus faible des constantes de temps τ_1, la pente des relevés est sensible à la température, tandis que dans la deuxième partie plus à droite, qui correspond à la contribution de τ_2, la pente reste pratiquement inchangée. En tenant compte de ces observations et par souci de simplification, nous avons considéré d'une part que dans l'intervalle exploré seule la constante de temps τ_1 varie avec la température, et d'autre part que la sensibilité à la température de l'amplitude de la dérive s'exprime aussi simplement à travers α_1. Dans ces conditions, l'extraction donne pour le couple de constantes α_2 et τ_2 les

valeurs respectivement de - 0,0006 et 75 s, et pour α_1 et τ_1 les valeurs qui sont consignées dans le tableau suivant :

Température (°C)	α_1	τ_1 (s)
20	-0.0136	8.7797
30	-0.01369	8.3190
40	-0.01592	7.6328

Tableau 4.3 : Evolutions des paramètres du modèle α_1 et τ_1 avec la température.

Comme prévu, à la fois la constante de temps τ_1 et le préfacteur α_1 qui fixe en partie l'amplitude finale de la dérive diminuent lorsque la température augmente. Cette évolution conduit en effet à un chargement plus rapide et plus important du diélectrique. Nous avons calculé les énergies d'activations E_a à partir de la variation de α_1 et τ_1 avec la température ; dans les deux cas, nous avons trouvé une valeur de l'ordre de 60 meV.

Compte tenu des limites décrites plus haut et de la dispersion des caractéristiques électriques des dispositifs de commutateurs RF étudiés, ces jeux de valeurs retenues pour les couples de paramètres (α_1, τ_1) et (α_2, τ_2) sont des premières estimations. Néanmoins, elles nous permettent de valider la prédiction apportée par notre modèle VHDL-AMS.

4.5.2.6 Exemples d'utilisation du modèle de dérive

Pour montrer comment peut-on utiliser notre modèle de fiabilité VHDL-AMS afin de prédire l'espérance de vie d'un commutateur RF capacitif, nous allons donner des exemples d'illustration.

Les paramètres d'entrée du modèle peuvent être classés sous trois groupes : paramètres géométriques, technologiques et environnementaux.

Les paramètres géométriques comprennent la surface des électrodes en regard, l'épaisseur du diélectrique et la capacité de l'air ; tous ces paramètres sont fixés au cours de la de conception.

Les paramètres technologiques sont la constante du diélectrique, la raideur du ressort de la membrane qui détermine la tension $V_{pull\text{-}in}$. D'autres paramètres entrant dans cette catégorie sont les constantes de temps τ_1, τ_2 et les paramètres α_1, α_2, qui décrivent l'effet de charge. Tous ces paramètres varient avec le procédé technologique et peuvent être obtenus expérimentalement en ajustant les résultats de cyclage sur un petit nombre d'échantillons.

Enfin, les paramètres environnementaux décrivent les conditions dans lesquelles les commutateurs RF fonctionneront. Ces paramètres sont l'amplitude, le rapport cyclique et la polarité de la tension de commande, ainsi que la température.

Nous avons repris le même dispositif utilisé dans les tests d'accélérations (paragraphe § 4.5.2.3) avec une commande d'amplitude 25 V et pour lequel nous avons obtenu les paramètres caractéristiques suivants : α_1= - 0.02319, τ_1 = 2.59084 s, α_2 = - 0.00479, τ_2 = 54.78661 s.

Nous avons tracé l'évolution de la tension de dérive pour plusieurs amplitudes de commande, pour différents rapports cycliques et enfin pour différentes formes du signal comme le montrent respectivement les **figures 4.15, 4.16 et 4.17**.

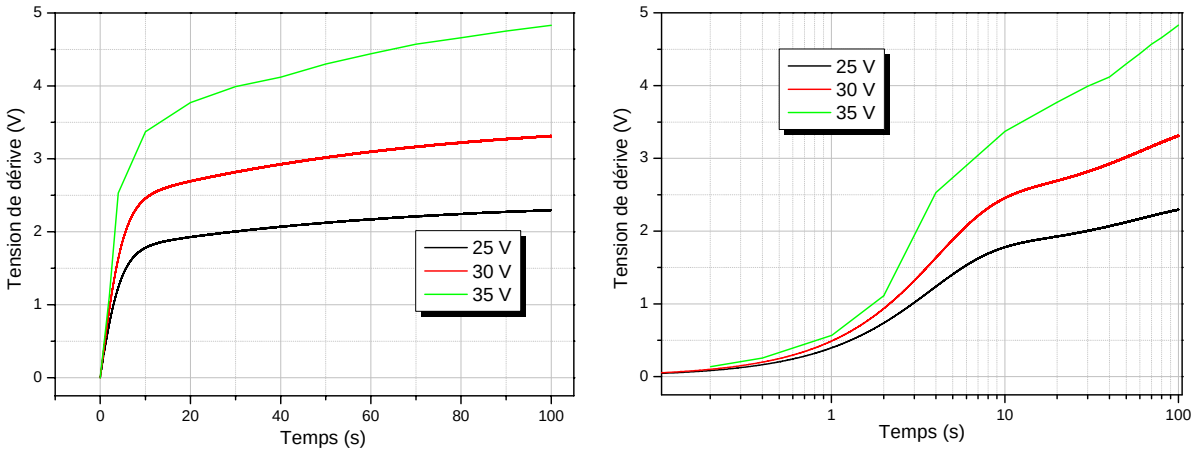


Figure 4.15 : Evolutions de la tension de dérive pour plusieurs amplitudes de commande relevées avec une échelle des temps linéaire ou logarithmique.

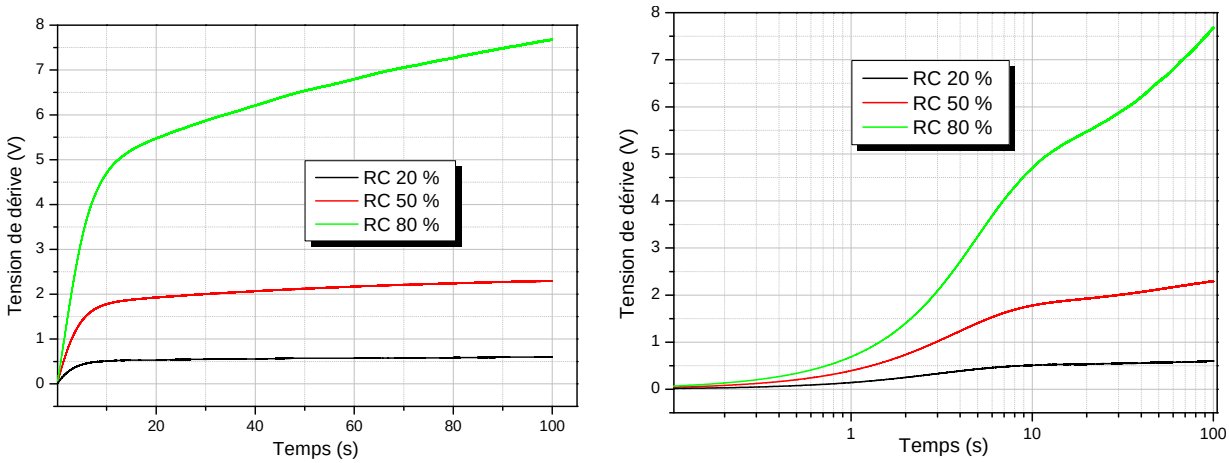


Figure 4.16 : Evolutions de la tension de dérive pour différents rapports cycliques relevées avec une échelle des temps linéaire ou logarithmique.

Il est clair que lorsqu'on augmente l'amplitude (**cf. Fig. 4.15**) ou le rapport cyclique (**cf. Fig. 4.16**) du signal de commande, la tension de dérive augmente. Ces observations sont en accord avec les analyses de la littérature [4] [5]. En effet, en augmentant l'amplitude ou le rapport cyclique, on augmente respectivement le champ électrique appliqué au diélectrique et la durée de chargement de ce dernier [6] [7].

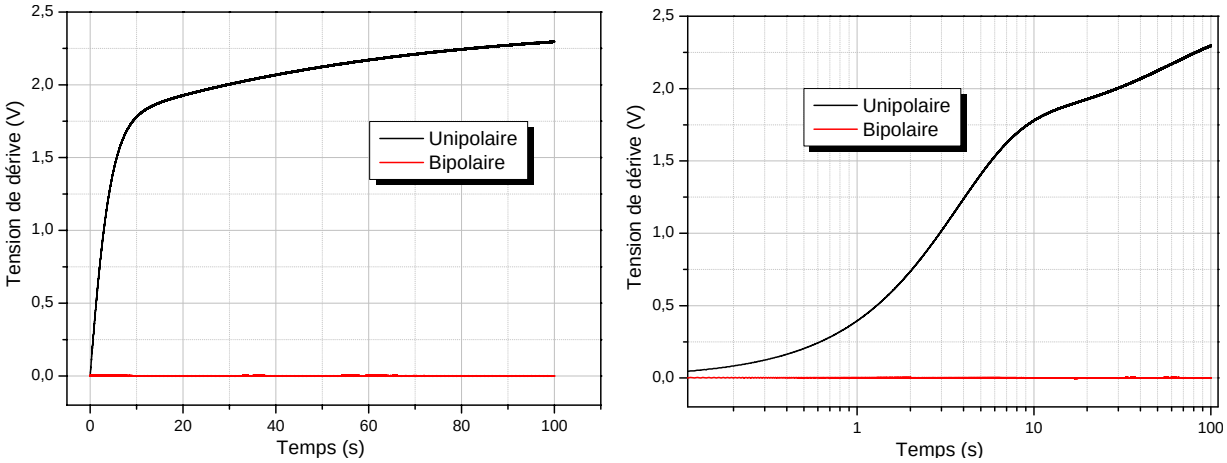


Figure 4.17 : Evolutions de la tension de dérive pour différentes formes du signal relevées avec une échelle des temps linéaire ou logarithmique.

Lorsqu'on nous appliquons un signal carré bipolaire au MEMS RF, nous observons bien que la tension de dérive **(cf. Fig. 4.17)** s'annule comme le prévoit le modèle VHDL-AMS, dans la mesure où nous avons considéré que les mécanismes de chargement et de déchargement sont régis par les mêmes constantes de temps. On peut bien évidemment faire évoluer notre modèle en prenant compte une différence éventuelle des constantes de temps de chargement et de déchargement.

Enfin, nous avons simulé le cyclage d'un commutateur capacitif RF sous VHDL-AMS afin d'obtenir une estimation de sa durée de vie, maintenant dans les cas de géométries différentes. En effet, en se basant sur les critères de défaillances présentés dans le paragraphe (§ 4.5.2.1) et sur la simulation du modèle VHDL-AMS de fiabilité des commutateurs RF, nous pouvons extraire le TTF (Time To Failure). C'est ce paramètre qui nous indiquera la durée de vie de notre MEMS RF.

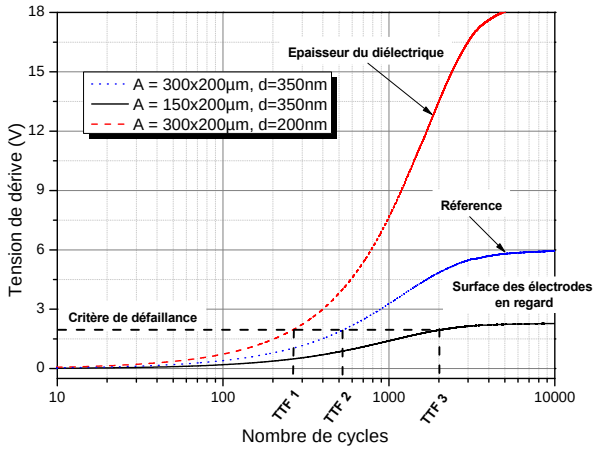


Figure 4.18 : Résultats de simulation VHDL-AMS pour différentes géométries.

Dans l'illustration que nous proposons nous avons successivement fait varier la surface de l'électrode mobile et l'épaisseur du diélectrique, tous les autres paramètres technologiques et environnementaux sont restés inchangés. Nous avons par ailleurs dans ces évaluations considéré un critère de défaillance de dérive maximale de 2 V.

Comme nous pouvons l'observer sur la **figure 4.18**, une réduction de la capacité du diélectrique par le biais d'une réduction des surfaces des électrodes en regard conduit à une augmentation du TTF, tandis que son augmentation par réduction de l'épaisseur du nitrure dégrade le TTF.

4.6 Comment mettre en œuvre une telle stratégie d'évaluations ?

A la suite des travaux de P. Smith [10] et de S. Muratet [11] , nous montrons dans notre travail de thèse que la connaissance d'un mécanisme de défaillance et son introduction dans le modèle de fonctionnement conduit à un modèle qui peut servir à évaluer la fiabilité par simulation temporelle selon un critère de défaillance fixé. Les cas de démonstration que nous avons explorés sont de faible complexité et les traitements ne sont que partiels. La question qu'il faut explorer ici est d'analyser les difficultés de mise en pratique qui vont apparaitre en fonction de la complexité des systèmes à traiter.

4.6.1 La disponibilité des modèles physiques de défaillance

Deux mécanismes seulement ont été évoqués dans ce travail : l'évolution des propriétés du silicium polycristallin aux forts courants et fortes températures d'une part, et les effets de polarisation lente dans les diélectriques. Pour être appliqués ces modèles doivent être calés sur la réalité technologique et leur avantage est de pouvoir supporter quelques usages prédictifs si tôt que le modèle est validé. Nous avons à plusieurs reprises signalé l'intérêt d'une méthode qui, sur ce principe, limite les expérimentations.

Malheureusement, les mécanismes de défaillances sont nombreux (nous en avons rappelé quelques uns au chapitre 1) et tous les modèles correspondants ne sont pas disponibles ; la généralisation de notre approche suppose donc un travail préalable de construction d'une bibliothèque des modèles physiques de défaillance.

Une autre limite est la complication induite par la présence simultanée de plusieurs mécanismes : leurs interactions vont brouiller les données expérimentales et donc la qualité des modèles sur des aspects précision mais aussi, et c'est plus grave, sur la validité même des modèles qui supposeraient les mécanismes indépendants.

4.6.2 Le temps calcul

L'approche par simulation n'a évidemment d'intérêt que, une fois le modèle de fiabilité écrit, il peut être simulé dans un délai raisonnable : un temps de simulation infiniment plus rapide que le temps réel. Cette performance n'est pas automatiquement acquise si les conditions de la mission sont rapidement variables sur un système complexe soit par les modèles soit par le nombre de paramètres impliqués. A des simulations en temps continu, il faut surement associer des simulations avec des contractions du temps comme le proposent les techniques de modélisation dynamique telles que la méthode Monte Carlo et les réseaux de Pétri.

Il faut aussi envisager de décomposer les problèmes trop complexes par des sous problèmes plus accessibles dont les résultats seront ensuite intégrés en une évaluation globale. Cette décomposition peut se faire aussi avec des méthodes combinatoires comme l'arbre de causes et le diagramme de fiabilité.

Toutes ces méthodes de simulation vont être décrites dans la partie qui suit.

4.6.3 L'intégration de la simulation mixte parmi les autres approches du calcul de fiabilité

Les travaux publiés jusqu'à aujourd'hui sur la fiabilité ont apporté plusieurs autres méthodes (approches) mises au point pour mener une étude de fiabilité prédictive. Ces méthodes ont leur place dans les processus de conception que nous proposons.

Une première classe utile d'approche rassemble les méthodes de fiabilité prévisionnelle utilisant des approches combinatoires. Elles permettent d'identifier et combinent les défaillances de composants pour lesquelles le système est défaillant. Dans ce groupe se trouvent les arbres de défaillances, les arbres d'événements, les diagrammes de fiabilité [12].

Une deuxième classe réunit les méthodes qui se reposent sur une représentation d'état du système, dont les transitions correspondent à une défaillance ou à une réparation d'un composant. Sous certaines conditions, ces modèles sont Markoviens (ou semi Markoviens) et permettent d'accéder à la probabilité de séjour dans chacun des états. La probabilité d'être dans un quelconque des états de fonctionnement est la disponibilité du système.

4.6.3.1 Les approches combinatoires

Elles nous concernent par leur capacité à décomposer le problème global en problèmes de moindre complexité.

L'analyse par arbre de causes ou de défaillances est une méthode de type déductif, qui consiste à rechercher toutes les combinaisons possibles d'événements entraînant la réalisation de l'événement non désiré (ledit "de tête" ou "de sommet") et représenter graphiquement ces combinaisons au moyen d'une structure arborescente dont l'événement non désiré est le sommet (**cf. Fig. 19**) :

- soit par survenance simultanée (il est nécessaire que tous les sous-événements se réalisent pour que l'événement « de tête » se réalise (on parle dans ce cas de porte ET),
- soit par survenance d'un quelconque sous-événement (porte OU).

Chacun des sous-événements est lui-même décomposé ensuite de la même manière, jusqu'à obtenir des éléments suffisamment simples pour estimer directement leur probabilité d'apparition (on parle d'événements de base). En recombinant les probabilités d'apparition de tous les événements de base grâce au schéma logique de l'arbre de décomposition (algèbre booléenne/théorème de Poincaré), on en déduit la probabilité d'apparition de l'événement de tête.

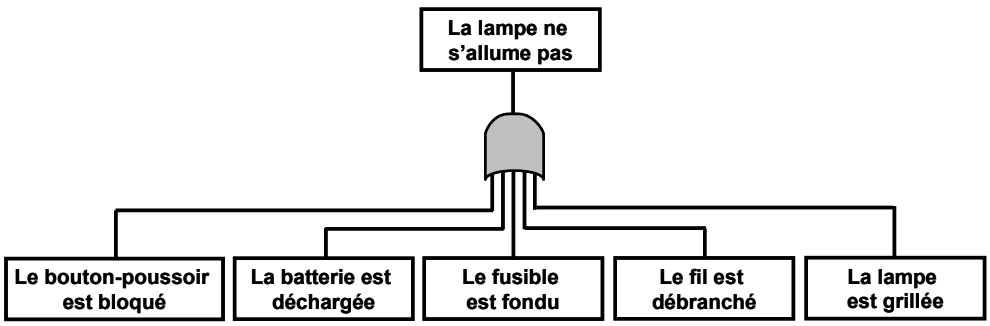


Figure 4.19 : Méthode de l'arbre des causes (MAC) [12].

L'arbre d'événements est une méthode d'analyse inductive qui est basée sur une logique binaire. Cette technique permet de décrire, de façon graphique, comment un événement initial (événement initiateur) se propage à travers un système, en évaluant systématiquement tous les chemins et les combinaisons fortuits et de succès qui peuvent résulter. Lorsque cette succession ou cette combinaison d'événement conduit à :

- des conséquences jugées inacceptables (CI), elle sera dénommée « séquence inacceptable ».
- des conséquences acceptables (CA), elle sera dénommée « séquence acceptable ».

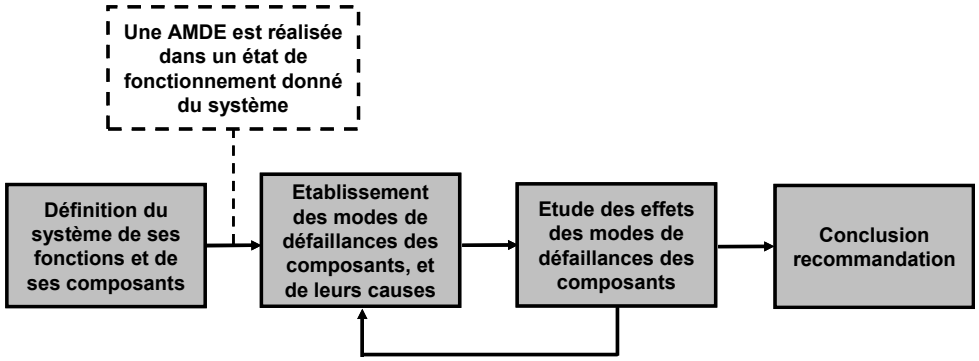


Figure 4.20 : Analyse des modes de défaillance et de leurs effets (AMDE) [12].

Le diagramme de fiabilité est la première méthode à avoir été utilisée pour analyser des systèmes et permettre des calculs de fiabilité : elle était alors dénommée méthode du diagramme de fiabilité (Reliability Block Diagram Method).

Le diagramme de fiabilité représente les conditions de réalisation de la fonction F d'un système S composé de sous systèmes caractérisés par leur fiabilité. On appelle parfois chemin de succès, un chemin permettant d'aller de l'extrémité gauche (Entrée) à l'extrémité droite du diagramme (Sortie), symbolisant ainsi que la fonction du système est réalisée.

Pour cette modélisation, des blocs représentent généralement des composants, des sous-systèmes ou des fonctions. La modélisation consiste à rechercher les liens entre ces blocs, en appliquant les principes suivants :

Les blocs qui représentent des composants dont la défaillance entraine la défaillance du système sont placés en série ; on obtient un diagramme série. Le signal de sortie est présent si les deux composants (blocs) fonctionnent (**cf. Fig. 4.21 (a)**).

Les blocs qui représentent des composants dont la défaillance ne provoque la défaillance du système qu'en en combinaison avec d'autres blocs, sont disposés en parallèle avec ces derniers ; on obtient alors un diagramme parallèle. Le signal de sortie est présent si au moins un des composants (blocs) fonctionne (**cf. Fig. 4.22 (b)**).

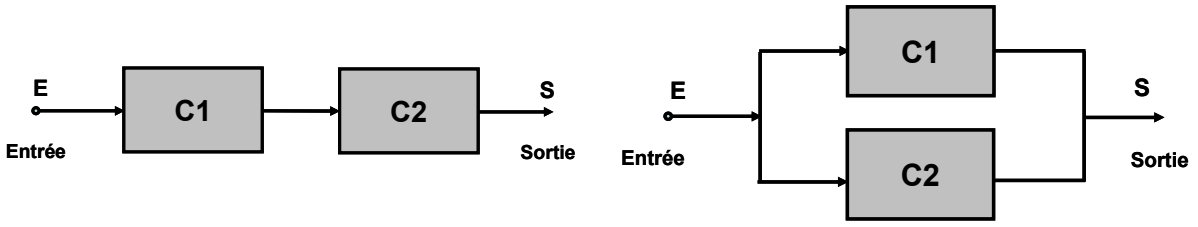


Figure 4.21 : Méthode du diagramme de succès (MDS), (a) diagramme série, (b) diagramme parallèle.

4.6.3.2 Les modèles dynamiques

Ces approches sont intéressantes dans la mesure où elles permettent de gérer le temps de calcul et de maitriser la complexité.

Les graphes de Markov ou Méthodes de l'Espace des Etats (MEE) ont été développées pour l'analyse de la fiabilité de systèmes réparables [13] [14]. Les premières utilisations de cette méthode dans le domaine industriel datent des années 1950 et concernaient une classe particulière de processus stochastiques. Un processus stochastique décrit l'évolution d'un système par les probabilités qu'il se trouve à un instant donné dans un quelconque de ses états possibles. Un processus markovien est un processus stochastique dont l'état futur ne dépend pas de la trajectoire passée. Il est homogène lorsque les taux de transition entre états ne dépendent pas du temps.

Lorsque le processus est défini de manière continue dans le temps on le représente par un graphe d'état dit de Markov. Lorsque le processus n'est décrit qu'à certains instants discrets, on parle de chaîne de Markov.

Considérons un système constitué de n composants, chaque composant ayant un nombre fini d'états de fonctionnement et de pannes. Ce système est supposé réparable, il possède donc :

- des états de fonctionnement : ce sont les états où la fonction du système est réalisée, l'état de bon fonctionnement est l'état où aucun composant n'est en panne,
- des états de panne : ce sont les états où la fonction du système n'est plus réalisée, un ou plusieurs composants du système étant en panne.

L'analyse comprendra trois principales parties :

a. Le recensement et le classement de tous les états du système en états de fonctionnement ou en états de panne.

b. Le recensement de toutes les transitions possibles entre ces différents états et l'identification de toutes les causes de ces transitions.

c. Le calcul des probabilités de se trouver dans les différents états au cours d'une période de vie du système ou le calcul de caractéristiques de fiabilité (MTTF, MTBF, MTTR,, etc ...).

L'analyse qualitative peut être représentée par un graphe d'états construit de la manière suivante (**cf. Fig. 4.22**) :

- Chaque sommet représente un état du système (en fonctionnement ou en panne),
- Chaque arc symbolise une transition entre deux sommets qu'il unit ; à un arc est associé un taux de transition entre deux états.

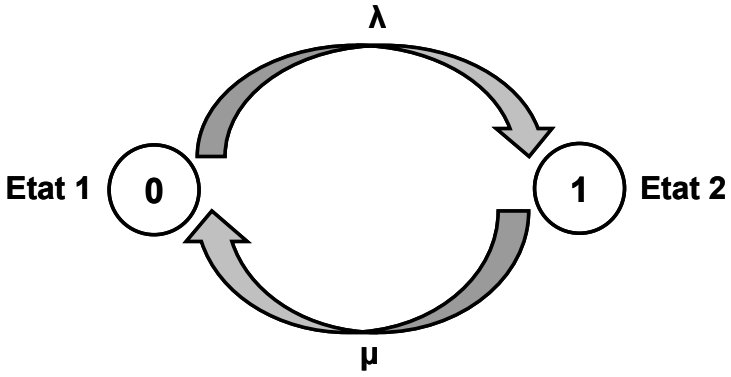


Figure 4.22 : Graphe d'états d'un système à un composant.

Le taux de transition entre l'état 1 et l'état 2 est le taux de défaillance du composant (λ), le taux de transition entre l'état 2 et l'état 1 est le taux de réparation du composant (μ).

L'approche basée sur les réseaux de Pétri stochastiques s'apparente à celle des graphes de Markov décrite ci-dessus, à la différence que les transitions entre les différents états peuvent suivre des lois de probabilité autres que la loi exponentielle classique [15]. D'autres caractéristiques permettent de synchroniser différentes transitions. Les réseaux de Pétri permettent d'exprimer de manière aisée les mécanismes de parallélisme, de synchronisation, de partage ou d'assemblage de ressources, grâce au concept de marquage. L'intérêt est de pouvoir modéliser le comportement du système sans connaître à priori l'ensemble de ses états.

Le prix à payer est la nécessité de simuler le fonctionnement du système par des méthodes de Monte Carlo puisque le calcul analytique n'est quasiment jamais possible. Par ailleurs, pour les systèmes très fiables, les temps de simulation peuvent devenir rédhibitoires lorsqu'on cherche à quantifier leurs différentes probabilités de défaillances. Il existe une abondante littérature sur les diverses techniques actuelles d'accélération des simulations pour ce type de systèmes.

Les simulations de Monte Carlo apportent un outillage basé sur le tirage au sort de nombres aléatoires. La quantité que l'on désire estimer correspond à l'espérance mathématique d'une variable aléatoire, évoluant selon un processus stochastique. L'estimation est obtenue en moyennant les résultats collectés lors d'un grand nombre d'histoires simulées du système. Afin de voir apparaître un événement redouté (rare en général) un nombre suffisant de fois, on doit faire un grand nombre de simulations, ce qui implique des temps de calcul importants [16], [17] et [18]. De nombreuses techniques d'accélération de la simulation permettent de réduire ces temps. Elles sont basées soit sur une diminution de la complexité du modèle, soit sur la réduction du nombre de scénarios à simuler, en favorisant l'apparition des événements rares. Toutefois, ces méthodes ne sont pas toujours faciles à mettre en œuvre, car elles impliquent des hypothèses assez fortes et/ou ne fournissent pas forcement des estimateurs de qualité [17].

On peut effectuer une simulation de Monte Carlo à partir d'un grand nombre de modèles comportementaux (automates d'états, réseaux de Pétri, arbres de défaillances, etc ...) pour la résolution d'un problème de fiabilité prévisionnelle.

Les mécanismes de défaillances et les approches de la fiabilité sont donc intimement liés, soit au type de technologie concerné, soit à l'utilisation sous des conditions d'environnement bien définies. On n'abordera pas la fiabilité des microsystèmes de la même façon selon que l'on s'intéresse à un produit industriel, à un produit en cours de développement ou à une technologie en cours de mise en place. La maturité de la technologie employée influe aussi grandement sur le choix des procédures de tests à mettre en place.

Ces différentes méthodologies ont été développées afin de traiter et surmonter les problèmes relatifs à la fiabilité. Ils modélisent explicitement l'évolution des variables physiques et l'influence mutuelle entre le comportement stochastique (défaillances des composants) et déterministe du système. Ces méthodologies diffèrent en termes d'hypothèses et de modèles et de méthodes de calcul.

4.6.4 L'expérience CALCE

En 1985, l'armée américaine a demandé à l'Université du Maryland de mettre à jour un manuel intitulé « MIL-Hdbk-217 » pour prédire le taux de défaillance de composants électroniques. Le but de ce projet était de s'assurer que les composants électroniques, tels que les transistors, les diodes, résistances, condensateurs et commutateurs, utilisés dans les systèmes électroniques pourraient fonctionner pendant de longues périodes dans des conditions difficiles [19].

Après avoir examiné ce document, les chercheurs du « Maryland » ont conclu que « MIL-HDBK-217 » et les procédures de tests associées étaient une mauvaise alternative. En effet, les méthodes mises en place étaient des approches statistiques de sorte que ces modèles, qui étaient inadaptés aux nouvelles technologies, ne pouvaient donc pas être utilisés pour améliorer la conception des produits. Un nouveau procédé appelé « Physique de défaillance (POF) » a été développé afin de répondre à cette exigence : sur la base de la physique des mécanismes de défaillance de nouveaux modèles sont établis pour prédire le vieillissement, la dégradation et la défaillance au cours du temps.

C'est sur ces bases qu'est né en 1986 le « Center for Advanced Life Cycle Engineering (CALCE) ». Il est aujourd'hui reconnu dans l'évaluation de la fiabilité de l'électronique basée sur la physique de l'analyse des défaillances. CALCE est devenu un consortium qui a reçu près de 45 millions de dollars pour appuyer la recherche combinée dans les 15 dernières années. Les activités du centre s'appuient sur plus de 100 professeurs, chercheurs et doctorants de presque toutes les disciplines.

La recherche actuelle du CALCE se concentre sur l'application de la connaissance de la physique de défaillance sur des activités complexes comme les tests d'accélération, la fiabilité des procédés technologiques, les interférences électromagnétiques dans la conception de l'électronique et le développement de nouveaux matériaux dits « verts » comme par exemple les soudures sans plomb. Cette approche d'évaluation prédictive de la fiabilité des systèmes électroniques a bien évidemment été étendue aux MEMS. Il est clair que beaucoup des problématiques communes rencontrées sont la conséquence de la nature très hétérogène des dispositifs. La nécessité de caractériser pour toute mission de l'une et l'autre des deux familles de structures le vieillissement inhérent aux contraintes d'origine thermomécaniques - qu'elles résultent de l'ambiance environnementale et/ou du fonctionnement propre - en est un premier exemple évident.

4.6.5 Le projet « Polynoé » et ses prolongements

La fiabilité des MEMS ne peut être évaluée par des méthodes et des approches classiques (telles que les essais d'un grand nombre d'échantillons) en raison de leur grande complexité et du prix unitaire souvent élevé. De nombreuses équipes de recherche estiment que l'approche « POF » est une bonne alternative comparée aux approches classiques (statistiques) : le nombre requis de tests est limité et les modèles physiques de la défaillance peuvent être utilisés pour évaluer la fiabilité et améliorer la conception des MEMS en prenant notamment en compte les exigences imposés par les profils de mission.

Il est évident que l'exploitation de ce principe d'évaluation suppose une volonté collective et les moyens de collecter et rendre opérationnels les données et modèles utiles : plusieurs contacts avec d'autres acteurs concernés - CNRS, CNES, Université de Bordeaux, etc... - ont conduit à des projets qui n'ont pas pu être réalisés jusqu'au lancement du projet POLYNOE [20]. Ce projet s'inscrit dans un programme EDA (European Defence Agency) et vise à améliorer la compréhension, la modélisation et la prédiction de la fiabilité des MEMS. Il a débuté en décembre 2008 avec la collaboration d'entreprises, de laboratoires et d'universités européennes ; en France en trouve le LAAS, EADS, MBDA, NovaMEMS, MEMSCAP, Epsilon et en Angleterre, QinetiQ, University of Loughborough, University of Warwick.

4.6.6 Notre proposition : une approche CALCE pour les microsystèmes

Les exigences de fiabilité doivent être définies dès les premiers stades de la conception d'un microsystème et guider les grands choix de conception :

- l'architecture qui permet les redondances, les fonctionnements dégradés,
- les choix des fonctions élémentaires qui définissent ces architectures,
- les choix des technologies qui les réalisent... Dans ces choix les expériences et les acquis sont essentiels car ils offrent deux avantages : celui de reconduire des processus établis et donc robustes, et celui de disposer de données de fiabilité et peut être déjà des modèles qui vont faciliter la construction de modèle de fiabilité et l'évaluation de la durée de vie ;
- cela revient à disposer du processus illustré par la **figure 4.23**.

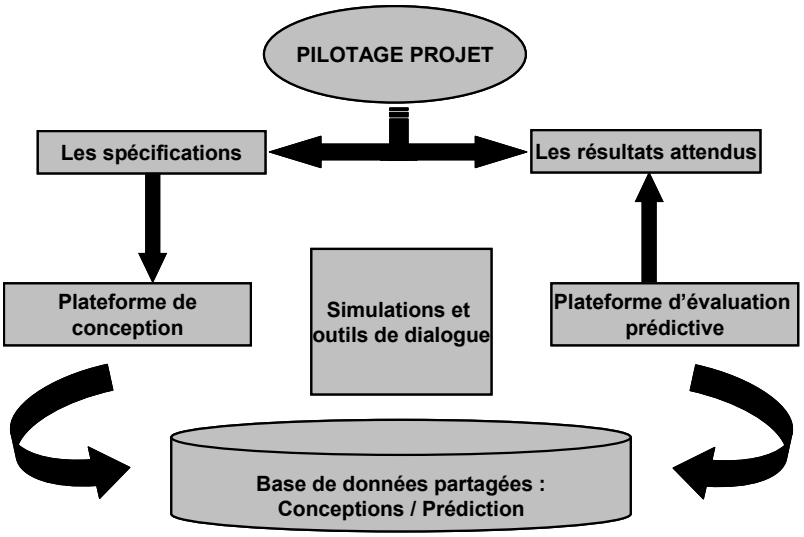


Figure 4.23 : Représentation d'une approche CALCE pour les microsystèmes.

4.7 Conclusions

Nous sommes dans ce chapitre revenus sur les définitions et les objectifs d'une étude de fiabilité dans les microsystèmes.

Nous avons défini une démarche d'évaluation basée sur la combinaison d'un modèle fonctionnel et d'une modélisation empirique ou physique des mécanismes de défaillance. Nous appelons ce modèle complet « le modèle de fiabilité » Sa simulation permet, dans les conditions d'utilisation, de faire une évaluation de la durée de vie selon un critère de défaillance bien défini.

Cette possibilité a été illustrée sur deux exemples où nous avons établi le modèle complet de fiabilité et nous l'avons simulé dans le cas des MEMS RF.

Nous avons ensuite analysé l'applicabilité de la méthode qui suppose la connaissance des modèles de base des défaillances et qui suppose une optimisation du temps calcul ; cela suppose que notre proposition soit associée à d'autres méthodes ayant fait leur preuves : arbres, Monte Carlo, etc ..

Nous avons en conclusion fait une proposition d'action coopérative pour répondre à toutes ces exigences, sur la base de l'expérience CALCE.

4.8 Références

[1] M. Matmat, M. A. Ahmad, C. Escriba, S. Soulimane, A. Marty, and J. Y. Fourniols, "Thermo-electro-mechanical V-shaped actuator design and simulations," presented at 9th International Conference (EuroSimE 2008), Freiburg-im-Breisgau (Allemagne), 2008.

[2] M.Matmat, M. A. Ahmad, and J.Y.Fourniols, "Perspectives of thermo-electro-mechanical micro actuators for micro switch applications: design and simulation," presented at International Conference (COMSOL), Grenoble (France), 2007.

[3] T. M. A. Mohammed, "Thèse M. Al. Mohammed."

[4] D. Mardivirin, A. Pothier, A. Crunteanu, B. Vialle, and P. Blondy, "Charging in dielectricless capacitive RF-MEMS switches," *IEEE Transaction on Microwave Theoryb and techniques*, vol. Vol.57.No.1, 2009.

[5] R. W. Herfst, H. G. A. Huizing, P. G. Steeneken, and J. Schmitz, "Characterization of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches," *IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures*, pp. 133-136, 2006.

[6] R. W. Herfst, P. G. Steeneken, and J. Schmitz, "Time and voltage dependence of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches," presented at Proceedings of 45th Annual IEEE International Reliability Physics Symposium, 2007.

[7] X. Yuan, Z. Peng, J. C. M. Hwang, D. Forehand, and C. Goldsmith, "Acceleration of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches," presented at IEEE Transaction on device and materials reliability, 2006.

[8] G. Papaioannou, N. Tavasolian, C. Goldsmith, and J. Papapolymerou, "Dielectric Charging and Thermally Activated Processes in MEMS Capacitive Switches," presented at Proceedings of the 39th European Microwave Conference, Rome, Italy, 2009.

[9] X. Yuan, Z. Peng, J. C. M. Hwang, D. Forehand, and C. L. Goldsmith, "Temperature Acceleration of Dielectric Charging in RF MEMS Capacitive Switches," presented at IEEE MTT-S Int. Microwave Symp, 2006.

[10] P. Schmitt, "thèse de doctorat Une recherché méthodologique pour l'évaluation predictive de la fiabilité des microsystèmes en ambiance spaciale," in *INSA de Toulouse*, 2004.

[11] S. Muratet, "Thèse de doctorat : Conception, caracterisation et modélisation : Fiabilité prédictive des MEMS à actionnement électrothermique," INSA de Toulouse, 2005.

[12] A.Villemeur, *Sûreté de fonctionnement des systèmes industriel*, Edition Eyrolles ed, 1988.

[13] C.Thivent, *Processus stochastiques et fiabilité des systèmes Mathématiques & Applications*, Springer ed, 1997.

[14] M.Chevalier, R.Garnier, P.Chang, and B.Lusson, "La Sûreté de Fonctionnement," in *Intersections, le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel*, 2004.

[15] C.Cassandras, S.Lafortune, and K. A. P, "*Introduction to discrete event systems*", Kluwer Academic Publishers, 1999.

[16] E.Veach, "degree of doctor of philosophy Robust Monte Carlo methods for light transport simulation," in *department of computer science and the committee on graduate studies*: Stanford University, 1997.

[17] A.Dubi, *Monte Carlo Applications in systems engineering*, John Wiley & Sons ed. England, 2000.

[18] E.Niel and E.Craye, *Maîtrise des risques et sûreté de fonctionnement des systèmes de production. Productique : information, commande, communication*, Lavoisier ed, 2002.

[19] http://www.calce.umd.edu/general/history.htm.

[20] http://polynoe.org/.

[21] A. V. Hill, "The possible effects of the aggregation of the molecules of hæmoglobin on its dissociation curves", *J. Physiol.* **40**: iv-vii, 1910-01-22.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Les microsystèmes sont nés dans les années 1990 comme une extension vers les systèmes des approches technologiques de la microélectronique. Pour ce faire, il fallait associer aux technologies déjà bien établies des technologies nouvelles « compatibles » au sens où elles ne vont pas trop perturber les processus technologiques supports de la microélectronique. Le micro-usinage du silicium est une de ces technologies nouvelles ; il peut être réalisé « à froid », par attaque chimique préférentielle, gravure chimique ou ionique, ce qui ne remet pas en cause les procédés de base et au contraire les enrichit. Les MEMS sont nés de ce mariage entre les technologies microélectroniques et les technologies de micro-usinages du silicium.

Beaucoup d'autres technologies optiques, chimiques, biochimiques, RF sont venues ainsi enrichir les possibilités de fabrication des microsystèmes.

Cet empilement de technologies hétérogènes, riche de possibilités innovantes, a une difficulté fondamentale qui est de pouvoir assurer une certaine fiabilité du produit terminé, prêt à l'usage. Cette difficulté est d'autant plus grande que les coûts de conception et de fabrication sont encore élevés ce qui interdit des essais systématiques sur les produits terminés pour faire une évaluation « post end » de cette fiabilité. Cette difficulté invite, comme c'est le cas pour les grands systèmes complexes, à mettre en place les méthodes et les outils d'une analyse prédictive de la fiabilité ; c'était l'objectif de notre travail de thèse.

L'idée que nous explorons se résume comme suit : l'exigence de fiabilité est une exigence fondamentale dans la démarche de conception d'un microsystème ; elle doit être prise en compte au plus tôt dans le processus de conception et faire l'objet d'évaluations prédictives tout au long du travail de conception jusqu'au prototypage. Ces évaluations prédictives successives ne peuvent donc s'appuyer que sur les acquis antérieurs qui apportent la connaissance des opérations technologiques et surtout qui apportent des mécanismes et des modèles de défaillances déjà identifiés. Fort de cette expérience, le concepteur va pouvoir :

- guider les choix technologiques les plus sécurisants pour la fiabilité d'ensemble,
- optimiser la conception : architectures, fonctions, technologies, etc ... pour que les mécanismes de défaillance connus soient les moins influents possibles.

Idéalement, nous souhaiterions disposer d'une bibliothèque de mécanismes de défaillances, sous la forme de modèles interopérables avec le simulateur fonctionnel du microsystème. Notre proposition est alors d'introduire ces mécanismes dans le simulateur fonctionnel pour définir un véritable « modèle de fiabilité » qui peut être simulé dans les conditions d'usages (profil de mission) pour estimer les chances de succès (durée de vie probable).

Ces mécanismes de défaillances peuvent être décrits indifféremment par des modèles physiques, lorsqu'on les connaît, ou des modèles empiriques obtenus dans des travaux antérieurs. On comprend que leurs paramétrages ne soient pas immédiatement parfaits mais conçus dans une démarche de long terme, comme l'a proposé avant nous l'Université du Maryland (CALCE **[1]**). Les modèles pourront progressivement s'améliorer et l'estimation de la « durée de vie probable » deviendra plus juste. En l'état des pratiques, nous considérons

bien évidemment que des essais expérimentaux doivent être systématiquement maintenus au stade du prototypage.

Les idées que nous présentons ici ont déjà été explorées au LAAS-CNRS par deux thèses **[2] [3]** : P. Schmit avait surtout porté son attention sur la recherche des points délicats dans un processus technologique, par notamment des analyses visuelles et du « reverse engineering » ; S. Muratet avait conçu et expérimenté un véhicule test d'actionneur électrothermique en U de type bilame. Nous nous intéressons davantage à mettre en place la méthode et à l'illustrer sur des cas technologiques simples que nous maitrisons : définitions des modèles physiques ou empiriques, élaboration d'un modèle de fiabilité, simulation VHDL/AMS. Nous nous appuyons sur un actionneur électrothermique en chevron et sur un dispositif en émergence, les MEMS RF. Ce choix nous a permis d'être partie prenante du projet POLYNOE, conduit par EADS, et de travailler en collaboration avec nos collègues au LAAS du groupe MINC qui ont pour objectif de développer ces dispositifs nouveaux.

Nos résultats ont été présentés en quatre chapitres : présentation générale du problème, traitement de deux exemples : l'un pris sous l'angle du modèle empirique (actionneur électrothermique), l'autre sous l'angle de la physique des défaillances (MEMS-RF), pour terminer sur un chapitre de « simulation du modèle de fiabilité » et tenter d'en tirer des enseignements nouveaux. Nous rapportons ici un résumé de ces résultats.

Au cours du premier chapitre, nous avons rappelé quelques fondements des méthodes d'évaluation de la fiabilité des systèmes. Puis nous avons présenté les différents mécanismes de défaillance identifiés à ce jour dans le domaine des microsystèmes. Nous avons ensuite exposé les outils de modélisation fonctionnelle des microsystèmes pour terminer par une présentation des deux types de MEMS qui ont soutenu la validation de notre approche : actionneurs électrothermiques et les commutateurs RF capacitifs.

Le deuxième chapitre traite le premier type de MEMS, à savoir les actionneurs électrothermiques en chevron que nous avons réalisés selon une démarche de conception personnelle. Pour ce faire, nous avons mené deux types de modélisation : la première numérique, aux éléments finis sous COMSOL®, pour la conception 3D de notre structure dans plusieurs domaines - électrique, thermique et mécanique -, et l'autre modélisation de type analytique sous MATLAB® pour faire une étude de sensibilité plus méthodique des effets paramétriques (épaisseur, largeur, module de Young, etc ...). Les structures en chevron réalisées ont été utilisées d'une part pour valider le modèle fonctionnel, moyennant une mesure des différents paramètres géométriques, et d'autre part pour réaliser des tests de vieillissement et en extraire des lois d'évolutions comportementales. La vision d'évaluation système sera alors de porter ces lois statistiques d'évolutions dans le modèle fonctionnel pour en déduire une fiabilité prédictive.

Le troisième chapitre porte sur le second type des microsystèmes, le commutateur RF capacitif. Après avoir présenté son principe de fonctionnement et les différentes configurations des MEMS RF, nous avons établi un modèle fonctionnel des commutateurs RF capacitifs à actionnement électrostatique qui nous a permis de mettre en évidence l'influence de deux grandeurs technologiques : la constante de raideur mécanique de la membrane « k » et la constante diélectrique de la couche isolante ε_r. L'analyse fonctionnelle de ces dispositifs nous a permis de déterminer une cause principale de défaillance physique : l'effet du

chargement électrostatique du diélectrique « charging effect ». Nous avons alors établi les lois de dérive par des considérations physiques et nous les avons introduites ensuite dans le modèle fonctionnel afin d'en déduire une fiabilité prédictive (modèle VHDL-AMS). Afin de valider notre modèle de fiabilité VHDL-AMS, nous avons développé un banc de fiabilité automatisé qui mesure l'évolution des tensions d'actionnement $V_{pull\text{-}in}$ et $V_{pull\text{-}out}$ au cours de la durée de vie des commutateurs RF et en fonction du signal de stress appliqué et des conditions environnementales.

Enfin, dans le chapitre quatre, nous avons rappelé l'objectif de ces travaux de thèse : concevoir et proposer, au plus tôt du processus de conception, une procédure de construction et d'exploitation d'un modèle prédictif de fiabilité du microsystème. Nous avons ensuite dressé un inventaire des outils de simulation et des langages de modélisation qui permettent la mise en œuvre de cette méthodologie. Ainsi, nous avons relevé l'intérêt que représente l'utilisation du langage VHDL-AMS pour la modélisation complète (prototypage virtuel) d'un système complexe au niveau comportemental. Ce langage permet en effet la simulation conjointe de l'ensemble des parties d'un système hétérogène grâce à sa compatibilité avec les différents modes de simulations (analogique, numérique et non électrique). Nous avons terminé par l'illustration de notre méthodologie en donnant deux exemples de microsystèmes traités dans les deux précédents chapitres 2 et 3. L'actionneur électrothermique en chevron est un cas où, par l'expérience, nous avons établi un modèle empirique de vieillissement (modèle de défaillance). Le deuxième MEMS est le commutateur RF capacitif sur lequel nous avons cherché à mettre en place une approche générale d'évaluation de la fiabilité à partir d'un modèle physique de défaillance et d'un modèle fonctionnel.

Perspectives

Les travaux effectués durant ce doctorat ont permis d'établir de solides bases dans la méthodologie d'analyse de la fiabilité des actionneurs électrothermiques et commutateurs RF avec notamment la compréhension des modes et mécanismes de défaillance de ces composants. Cependant, les études portant sur les modes de défaillance devront être approfondies :

- Pour l'actionneur électrothermique, le mécanisme physique à l'origine de la réduction de la résistivité électrique devra être identifié et mieux caractérisé. Ainsi, une modélisation physique plus fine pourrait améliorer encore le niveau de prédiction de la fiabilité et donc accroître l'aide à l'optimisation de ces dispositifs. Outre l'utilisation de signaux de commande bipolaires, ou encore l'aide d'un asservissement sur la puissance appliquée permettant d'augmenter le courant de façon à ne pas avoir la détérioration de l'actionnement thermique responsable de la chute du déplacement, il s'agira en effet pour augmenter la durée de vie « TTF » de ces dispositifs de bien choisir la résistivité et/ou d'optimiser la méthode d'élaboration de la partie active en polysilicium de l'actionneur.

- Pour le cas des commutateurs RF capacitifs, le phénomène de défaillance inhérent au « charging effect » de la couche diélectrique, est complexe et nécessite lui aussi de profondes investigations. Afin d'accroître la finesse et la robustesse du modèle, d'une part la différenciation des constantes de temps régissant les mécanismes de charge et

de décharge devra être faite, et d'autre part la gamme de température explorée au cours de cette phase de caractérisation devra être étendue. Les signatures des comportements observés lors des activations dites bipolaires et le mécanisme de saturation du stockage de charges seront aussi à analyser.

Références :

[1] http://www.calce.umd.edu/general/history.htm.

[2] P. Schmitt, "thèse de doctorat Une recherché méthodologique pour l'évaluation predictive de la fiabilité des microsystèmes en ambiance spaciale", in *INSA de Toulouse*, 2004.

[3] S. Muratet, "Thèse de doctorat : Conception, caracterisation et modélisation : Fiabilité prédictive des MEMS à actionnement électrothermique", INSA de Toulouse, 2005.

Annexe A.

Modélisation électro-thermo-mécanique sous MATLAB de l'actionneur en chevron

A.I Modélisation électrothermique

L'équation différentielle du second ordre qui régit le comportement du dispositif s'écrit :

$$k_p \frac{d^2T}{dx^2} + J^2\rho = \frac{F_S}{h}\frac{T - T_S}{R_T} \quad (1)$$

Taux d'énergie thermique perdue dans l'élément par unité de volume.

Taux de d'énergie thermique généré par effet Joule dans l'élément par unité de volume.

Taux net de conduction de chaleur dans l'élément par unité de volume.

Afin de simplifier l'équation précédente on procéde à un changement de variable qui nous permet d'obtenir :

$$\frac{\partial\theta(x)}{\partial x} - m^2\theta(x) = 0 \quad (2)$$

Avec : $\theta(x) = T(x) - T_\theta$ (3)

$$T_\theta = T_s + \frac{j^2\rho_0}{k_p m^2} \quad (4)$$

$$m^2 = \frac{F_s}{k_p h R_T} - \frac{j^2\rho_0\xi}{k_p} \quad (5)$$

La résolution de l'équation (2) permet de déterminer la distribution de la température dans les deux bras chauds, et le bras de jonction de l'actionneur en chevron :

$$\begin{cases} T_{h1}(x) = T_h + C_1 e^{m_h x} + C_2 e^{-m_h x} \\ T_j(x) = T_J + C_3 e^{m_j x} + C_4 e^{-m_j x} \\ T_{h2}(x) = T_H + C_5 e^{m_h x} + C_6 e^{-m_h x} \end{cases} \quad (6)$$

où T_H et m_h sont respectivement identiques à T_θ et m excepté que w est remplacé par w_h ; T_J et m_j sont respectivement identiques à T_θ et m excepté que w est remplacé par w_j ; C_i (avec i = 1 à 6) sont des constantes à rechercher.

Les six constantes C_i peuvent être déterminées en utilisant les conditions aux limites et la continuité de la température et du taux de conduction thermique **(cf Fig. A.1)** à travers les liaisons entre les deux bras chauds et le bras de jonction :

$$\begin{cases} T_{h1}(0) = T_s \\ T_{h2}(2l_h + l_j) = T_s \\ T_{h1}(l_h) = T_j(l_h) \\ T_j(l_h) = T_{h2}(l_h + l_j) \\ w_h \dfrac{\partial T_{h1}(l_h)}{\partial x} = w_j \dfrac{\partial T_j(l_h)}{\partial x} \\ w_j \dfrac{\partial T_j(l_h + l_j)}{\partial x} = w_h \dfrac{\partial T_{h2}(l_h + l_j)}{\partial x} \end{cases} \quad (7)$$

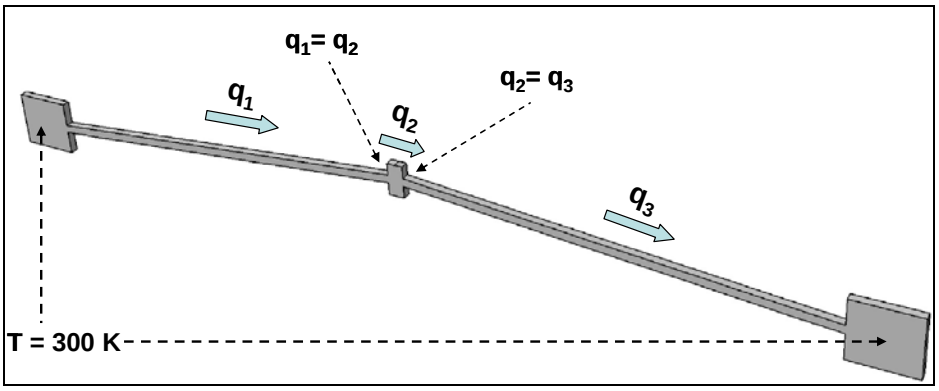


Figure A.1 : Le diagramme des conditions aux limites.

Les six conditions aux limites ci-dessus nous amènent à résoudre un système matriciel linéaire de la forme :

$$[A]\times[B]=[C] \quad (8)$$

Avec :

$$A=\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e^{m_h l_h} & e^{-m_h l_h} & -e^{m_j l_h} & -e^{-m_j l_h} & 0 & 0 \\ w_h m_h e^{m_h l_h} & -w_h m_h e^{-m_h l_h} & -w_j m_j e^{m_j l_h} & w_j m_j e^{-m_j l_h} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{m_j(l_h+l_j)} & e^{-m_j(l_h+l_j)} & -e^{m_h(l_h+l_j)} & -e^{-m_h(l_h+l_j)} \\ 0 & 0 & w_j m_j e^{m_j(l_h+l_j)} & -w_j m_j e^{-m_j(l_h+l_j)} & -w_h m_h e^{m_h(l_h+l_j)} & w_h m_h e^{-m_h(l_h+l_j)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{m_h(2l_h+l_j)} & e^{-m_h(2l_h+l_j)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$B=\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ C_5 \\ C_6 \end{bmatrix} \qquad (10) \quad \text{et} \quad C=\begin{bmatrix} T_s - T_H \\ T_J - T_H \\ 0 \\ T_H - T_J \\ 0 \\ T_s - T_H \end{bmatrix} \qquad (11)$$

La résolution de l'équation (8) permet de connaître l'expression des constantes C_i et par conséquent celle de la distribution de la température le long des différents bras de l'actionneur $\overline{T_h}$, $\overline{T_j}$:

$$\begin{cases} \overline{T_{h1}} = \dfrac{1}{l_h}\int_0^{l_h} T_{h1}(x)dx \\ \overline{T_j} = \dfrac{1}{w_j}\int_{l_h}^{l_h+w_j} T_j(x)dx \\ \overline{T_{h2}} = \dfrac{1}{l_h}\int_{l_h+w_j}^{2l_h+w_{j_h}} T_{h2}(x)dx \end{cases} \qquad (12)$$

Une fois que la température moyenne dans les différents bras de l'actionneur en chevron (deux bras chauds + bras de jonction) sont déterminés, on peut déduire l'expression de la résistance de l'actionneur qui est donnée par :

$$R=\int_0^{2l_h+l_j} R(x,T)dx = \frac{\rho_0 l_h}{w_h h}\left(1+\xi\left(\overline{T_h}-T_s\right)\right)+\frac{\rho_0 l_j}{w_j h}\left(1+\xi\left(\overline{T_j}-T_s\right)\right)+\frac{\rho_0 l_h}{w_h h}\left(1+\xi\left(\overline{T_h}-T_s\right)\right) \qquad (13)$$

A.II Modélisation thermomécanique

Par symétrie d'effort et de géométrie on peut faire l'étude simplement sur la moitié de notre actionneur électrothermique **figure A.2** en replaçant l'autre moitié par les différentes actions mécaniques exercées sur la première partie. En s'appuyant sur le principe d'équilibre des forces et des moments mécaniques, on peut exprimer les forces de réaction au niveau de l'ancrage comme suit :

$$P_0 = P\cos\theta + \frac{F}{2}\sin\theta \qquad (14)$$

$$T_0 = P\sin\theta - \frac{F}{2}\cos\theta \qquad (15)$$

$$M_0 = M_1 - w(L)P_0 - LT_0 \qquad (16)$$

où P et M_1 sont respectivement le moment et la force horizontale transmise de la seconde moitié retirée (supprimée) de l'actionneur, F est la force verticale appliquée sur l'actionneur. L'angle initial (avant déplacement) de la structure est égal à θ, L est la longueur du bras chaud, w(L) représente la déflexion transversale de la section en V.

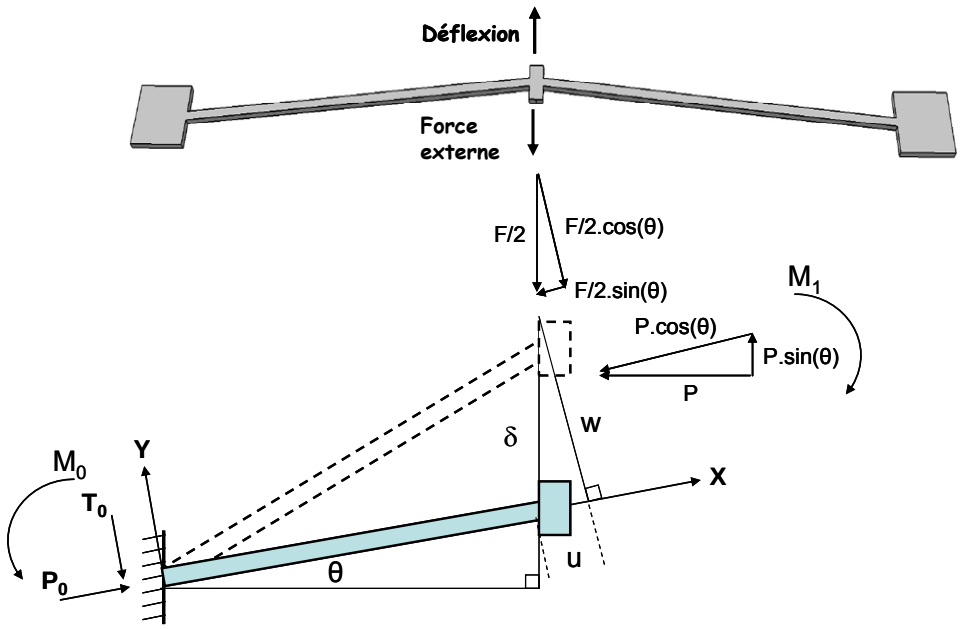


Figure A.2 : Vue schématique de l'actionneur en chevron.

La déformation de l'actionneur en chevron peut être décomposée en deux vecteurs : un déplacement longitudinal u(x) et un déplacement transversal w(y), ainsi la déformation en tout point de l'actionneur est donnée par :

$$\varepsilon_x = \varepsilon_x^0 - y\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \qquad (17)$$

$$\varepsilon_x^0 = \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{1}{2}\left(\frac{\partial w}{\partial x}\right)^2 \qquad (18)$$

Avec ε_x^0 est l'élongation moyenne, y est une variable d'espace suivant l'axe Y comme le montre la **figure A.2**. En appliquant la théorie d'expansion thermique des poutres mécanique [1], on peut déterminer les équations différentielles de u(x) et de w(y) :

$$EA\left(\varepsilon_x^0 - \alpha\left(T(x) - T_s\right)\right) = -P_0 \qquad (19)$$

$$EI\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + P_0 w = -T_0 x - M_0 \qquad (20)$$

Avec A l'aire de la section, T(x) est la température locale du bras de l'actionneur en chevron et T_s est la température du substrat. La résolution des équations (19) et (20) nécessite cinq conditions aux limites qui sont :

$$\begin{cases} w(0)=0 & (21) \\ \dfrac{\partial w}{\partial x}(0)=0 & (22) \\ \dfrac{\partial w}{\partial x}(L)=0 & (23) \\ u(0)=0 & (24) \\ u(L)=w(L)\tan\theta & (25) \end{cases}$$

Les conditions (21) et (24) sont explicites (pas de déplacement au niveau de l'encastrement), (25) montre le fait que la partie centrale de l'actionneur ne peut se déplacer que suivant la direction verticale, (22) et (23) condition montrent qu'au niveau de l'encastrement et à la partie centrale la flexion de la poutre est nulle. En intégrant (19) sur la longueur L du bras chaud et en appliquant les conditions aux limites (24) et (25), on déduit :

$$-\frac{P_0 L}{EA} = w(L)\tan\theta + \frac{1}{2}\int_0^L \left(\frac{\partial w}{\partial x}\right)^2 dx - \alpha \bar{T} L \quad (26)$$

Avec $\bar{T} = \frac{1}{L}\int_0^L (T(x)-T_s)\,dx$ est la température moyenne du bras chaud de l'actionneur.

En s'appuyant sur les conditions aux limites (21) et (24), on peut résoudre l'équation différentielle du second ordre (20) :

$$w(x) = \left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right) \times \left[\frac{\sin kx}{k} + \frac{(\cos kL - 1)(\cos kx - 1)}{k\sin kL} - x\right] \quad (27)$$

Avec $k = \sqrt{\frac{P_0}{IE}}$,

En utilisant les relations (14), (15) et (16) on peut montrer que :

$$\frac{T_0}{P_0} = \tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta} \quad (28)$$

En remplaçant l'expression de w(x) Eq.27 dans l'équation (26) et en intégrant w(x) par rapport à x, on obtient l'équation suivante :

$$\begin{aligned} &\frac{k^2 IL}{A} - \alpha \bar{T} L + \frac{1}{2}\left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right)^2 \times \\ &\left\{\frac{3L}{2} + \frac{\sin(2kL)}{4k}\left(1-\tan^2\left(\frac{kL}{2}\right)\right) + \frac{L}{2}\left(\tan^2\left(\frac{kL}{2}\right)\right) + \tan\left(\frac{kL}{2}\right)\left(\frac{4\cos(kL)-\cos(2kL)-3}{2k}\right) - \frac{2\sin(kL)}{k}\right\} + \\ &\tan\theta\left(\frac{2}{k}\tan\left(\frac{kL}{2}\right) - L\right)\left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right) = 0 \end{aligned} \quad (29)$$

La résolution de l'équation (29), nous permet de déterminer la valeur propre k, qui va être utilisée pour le calcul des réactions P_0 et T_0, le moment M_0 et le déplacement de l'actionneur en chevron, comme le montrent les équations ci dessous :

$$P_0 = k^2 IE \quad (30)$$

$$T_0 = k^2 IE\left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right) \quad (31)$$

$$M_0 = T_0 \frac{\cos(kL)-1}{k\sin(kL)} \quad (32)$$

$$\delta = \frac{w(L)}{\cos\theta} = \left(\tan\theta - \frac{F}{2k^2 EI\cos\theta}\right) \times \left(\frac{2\tan\left(\frac{kL}{2}\right) - kL}{k\cos\theta}\right) \quad (33)$$

Référence :

[1] G. J. Simitses, An introduction to Elastic Stability of Structures. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1976.D.

Annexe B.

Procédé Technologique polyMUMPS de Memscap

Procédé technologique polyMUMPS de Memscap

Pour décrire le procédé technologique dénommé « polyMUMPs (Polysilicon Multi- User MEMS Processes) » que nous avons mis en œuvre - accessible en France au travers du CMP (Circuits Multi Projets) - nous nous appuyons ici sur le **polyMUMPS Design Handbook** édité par Memscap **[1].**

Le procédé technologique PolyMUMPs a été conçu pour être aussi général et polyvalent que possible, et être capable de supporter de nombreux designs différents sur le même wafer en silicium. Étant donné que le procédé n'a pas été optimisé dans le but de fabriquer des composants spécifiques, les épaisseurs des couches structurelles et sacrificielles ont été choisies pour satisfaire à des compromis et ainsi convenir à la plupart des utilisateurs. Les règles de dessin ont été choisies soigneusement afin de garantir le meilleur rendement de fabrication possible.

Le procédé technologique PolyMUMPs est un procédé à trois couches de polysilicium cristallin micro-usinées en surface, issu du travail effectué au Berkeley Sensors and Actuators Center (BSAC) à l'Université de Californie à la fin des années 80 et au début des années 90. Plusieurs modifications et améliorations ont été apportées pour augmenter la flexibilité et la polyvalence du procédé pour un environnement Multi-Utilisateurs.

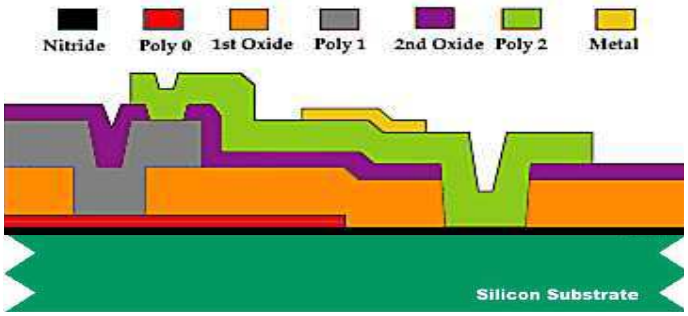


Figure B.1 : Coupe transversale montrant les 7 niveaux du procédé polyMUMPs.

La **Figure B.1** est une coupe transversale montrant les sept couches du procédé PolyMUMPs. Ce procédé technologique a les caractéristiques générales d'un procédé standard de micro-usinage en surface :

- le substrat est considéré comme un support mécanique ;
- trois niveaux poly0, poly1 et poly2 en plysilicon définissent la couche utile dite « structurelle » qui constituera notre MEMS ;
- deux niveaux d'oxyde de silicium SiO_2 sont utilisés en tant que couches sacrificielles qui seront enlevées en fin de procédé par une attaque chimique ;
- le nitrure de silicium Si_3N_4 est utilisé pour isoler électriquement le polysilicium du substrat ;
- le métal, souvent de l'Or est la dernière couche à déposer sur le niveau poly2 et peut être utilisé comme couche conductrice.

Le déroulement des étapes technologiques du procédé est décrit ci-dessous complété par des figures détaillées, dans le cadre de la construction d'un micromoteur typique :

- Le procédé démarre avec un wafer en silicium de 100 mm de type N <100>, d'une résistivité de 1 à 2 Ω.cm. La surface du wafer est d'entrée fortement dopée avec du

phosphore grâce à une diffusion standard à l'aide du $POCl_3$ comme source de dopant. Cela aide à réduire ou à empêcher la traversée de charges provenant des dispositifs électrostatiques.

- Ensuite, une couche de nitrure de silicium Si_3N_4 de 600 nm est déposée sur les plaquettes par LPCVD (low pressure chemical vapor deposition) afin d'isoler électriquement les structures opérationnelles (Dispositifs) du substrat.

- Vient directement, le dépôt par LPCVD de la couche Poly0 d'une épaisseur de 500 nm. Le modelage de cette couche est assuré par deux étapes : une gravure RIE (Reactive Ion Etch) **figure B.2** précédée par une étape de photolithographie classique.

- Une couche de PSG (PhosphoSilicate Glass) de 2 µm est déposée par LPCVD **figure B.3** suivi d'un recuit d'une heure à 1050 °C dans l'Argon. Elle correspond à la première couche sacrificielle qui sera ôtée en fin de procédé pour libérer le premier niveau structurel (i.e. le Poly1). Le masque DIMPLES permet de modeler la première couche sacrificielle de manière à créer des bossages inférieurs sur la couche Poly1 **figure B.4**. Ces bossages sont destinés à éviter un contact complet entre le substrat et la couche structurelle dans le cas d'un fléchissement de cette dernière. La hauteur nominale de ces bossages est de 750 nm. De la même manière, des ouvertures dans l'oxyde sont réalisées suivant le masque ANCHOR1 **figure B.5** afin d'ancrer la couche structurelle Poly1 à la couche Poly0. Il y aura donc contact électrique entre les deux couches à ces endroits là.

- Après avoir réalisé les ouvertures ANCHOR1, la première couche structurelle en polysilicium Poly1 d'une épaisseur de 2 µm est déposée par LPCVD **(cf. figure B.5)**. Un masque en PSG (plus résistant que la résine utilisée dans les procédés classiques de photolithographie) est obtenu à partir du masque POLY1 **(cf. figure B.6)** pour modeler cette couche de polysilicium de manière conforme à ce masque.

- Une fois que la couche Poly1 a été usinée, une couche de PSG est déposée et recuite pour former la deuxième couche sacrificielle **(cf. Fig. B.7)**. Cette couche sera usinée suivant deux masques. Le premier, appelé POLY1_POLY2_VIA, permet de réaliser des ouvertures dans la $2^{éme}$ couche sacrificielle jusqu'au Poly1 pour créer des contacts mécaniques et électriques entre le Poly1 et le Poly2. Le second masque, appelé ANCHOR2, permet de créer des ouvertures dans les deux couches sacrificielles en une seule étape **(cf. Fig. B.8)**, une opération qui élimine l'exposition du substrat à une autre étape technologique ultérieure qui peut endommager le Poly0 et le nitrure Si_3N_4. ANCHOR2 permet aussi l'ancrage de la couche Poly2 au Poly0 au niveau de ces ouvertures.

- Tout comme les deux premières couches de polysilicium, la couche Poly2 est déposée par LPCVD (épaisseur de 1,5 µm**(cf. Fig. B.9)**). L'usinage de cette dernière couche structurelle se fait de la même manière que pour la couche Poly1 par une couche de PSG à la forme du masque POLY2 **(cf. Fig. B.10)**.

- La dernière couche du procédé PolyMUMPs est une couche métallique de 0,5 µm qui permet de poser les pointes de tests, la réalisation des pistes de conduction et des surfaces réfléchissantes pour les miroirs. Cette couche est déposée suivant une technique appelée « lift-off » qui ne nécessite pas de gravure **(cf. Fig. B.11)**. En effet, une couche de résine photosensible est tout d'abord déposée sur toute la surface du wafer. Cette couche est ensuite modelée avec le masque METAL. Les

parois de la résine présentent un angle particulier qui autorise le dépôt du métal sur toute la surface des ouvertures mais qui amène à une cassure de la continuité de la couche métallique au niveau des marches. La résine et le métal non désiré (au-dessus de la résine) sont ôtés dans un bain de solvant afin de retrouver seulement le métal dans les zones voulues.

- La libération des structures n'est pas automatiquement réalisée par le fondeur. En effet, les puces peuvent être envoyées non libérées et protégées par une couche de résine. Après avoir enlevé la résine avec un solvant, les structures sont libérées grâce à un bain contenant 4 9% d'acide fluorhydrique. Les plaquettes sont ensuite rincées et séchées. Dans l'exemple de la fabrication d'un moteur électrostatique, on obtient alors la libération du rotor en poly1 autour du verrou fixe en poly2 **(cf. Fig. B.12)**. Les empilements de poly1, poly2 et métal visibles sur les côtés représentent les stators utilisés pour entraîner électrostatiquement le moteur.

La **figure B.12** montre le dispositif après la libération des couches d'oxyde sacrificielles.

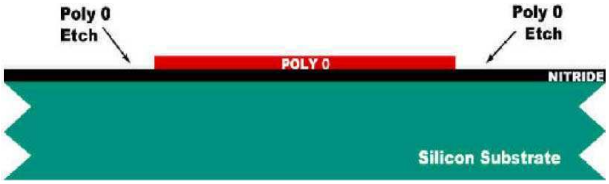


Figure B.2 : Gravure de la couche Poly0.

Figure B.3 : Dépôt de la première couche sacrificielle.

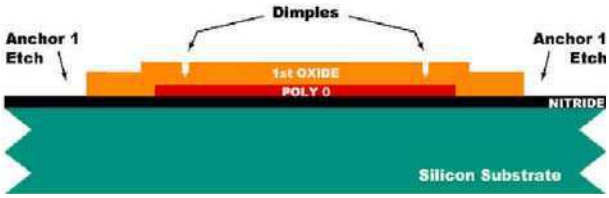


Figure B.4 : Gravure du 1er oxyde.

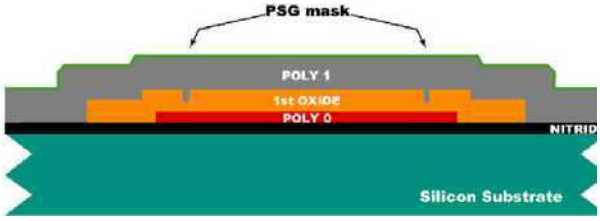


Figure B.5 : Dépôt de la première couche structurelle poly1.

Figure B.6 : Gravure du Poly1.

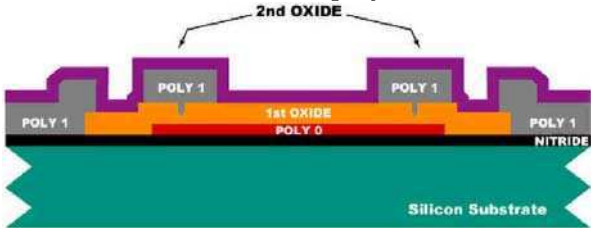


Figure B.7 : Dépôt de la deuxième couche sacrificielle.

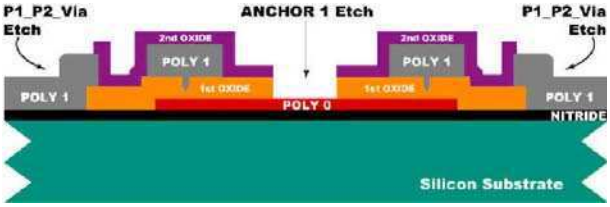


Figure B.8 : Gravure du 1er et du 2ème oxyde.

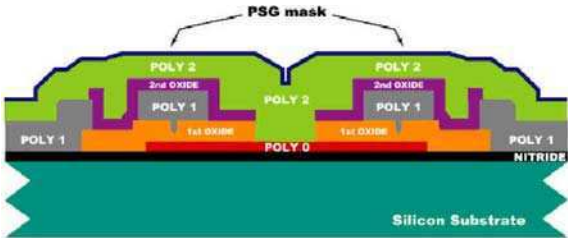


Figure B.9 : Dépôt de la deuxième couche structurelle poly2.

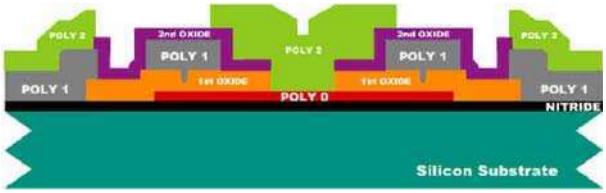


Figure B.10 : Gravure du Poly2.

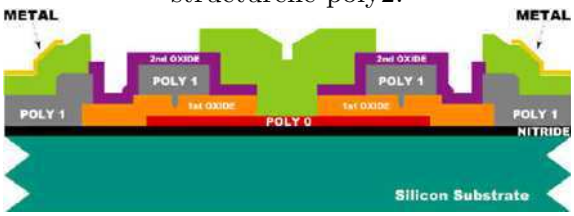


Figure B.11 : Métallisation.

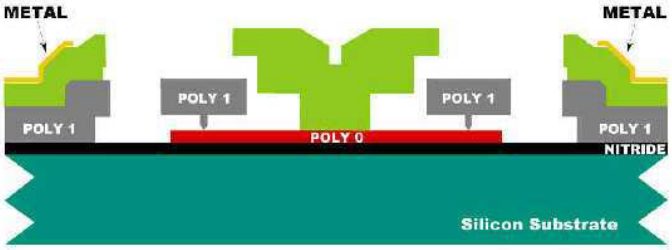


Figure B.12 : Coupe transversale du micromoteur après l'étape finale de libération.

Niveaux	**Epaisseurs**	**Masques**	**Fonctions**
Nitrure de Silicium	0.6 µm	-	Isolant
Poly0	0.5 µm	POLY0	Couche structurelle
1ère couche Sacrificielle	2 µm	DIMPLES, ANCHOR1	Ancrer poly1 au poly0
Poly1	2 µm	POLY1	Couche structurelle
2ème couche Sacrificielle	0.75 µm	POLY1_POLY2_VIA, ANCHOR2	Ancrer poly2 au poly0
Poly2	1.5 µm	POLY2	Couche structurelle
Métal	0.5 µm	METAL	Couche conductrice

Tableau B.1 : Les différents niveaux du procédé PolyMUMPs et leurs propriétés et fonctions.

Référence :

[1] D. Koester, A. Cowen, R. Mahadevan, M. Stonefield, B. Hardy, "Poly MUMPs design handbook", MUMPs process, revision10.

Bibliographie de l'auteur

Revue Internationales

M.MATMAT, F.COCCETTI, A.MARTY, R.PLANA, C.ESCRIBA, J.Y.FOURNIOLS, D.ESTEVE, "Capacitive RF MEMS analytical predictive reliability and lifetime characterization", Microelectronics Reliability, Vol.49, N°9-11, pp.1304-1308, September-November 2009.

M.MATMAT, K. KOUKOS, F.COCCETTI, T.IDDA A.MARTY, C.ESCRIBA, J.Y.FOURNIOLS, D.ESTEVE, "Life expectancy and characterization of capacitive RF MEMS switches", Microelectronics Reliability, Vol.50, N°9-11, pp.1692-1696, September-November 2010.

Conférences internationales

M.MATMAT, F.COCCETTI, A.MARTY, R.PLANA, C.ESCRIBA, J.Y.FOURNIOLS, D.ESTEVE, "Capacitive RF MEMS analytical predictive reliability", 20th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF 2009), Arcachon (France), Octobre 2009, pp.1304-1308.

S.SOULIMANE, M.AL AHMAD, M.MATMAT, H.CAMON, "Modeling of smart compliant electro-active polymer actuator", Intrernational Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems (EUROSIME 2008), Freiburg (Allemagne), Avril 2008, pp.70-73.

M.MATMAT, M.AL AHMAD, C.ESCRIBA, S.SOULIMANE, A.MARTY, J.Y.FOURNIOLS, "Thermo-electro-mechanical V-shaped actuator design and simulations", International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems (EUROSIME 2008), Freiburg (Allemagne), Avril 2008, pp.667-670.

M.MATMAT, M.AL AHMAD, J.Y.FOURNIOLS, "Perspectives of thermo-electro-mechanical micro actuators for micro switch applications: design and simulation", COMSOL International Conference 2007, Grenoble (France), 23-24 Octobre 2007, 9p.

Conférences nationales

M.MATMAT, M.AL AHMAD, J.Y.FOURNIOLS, "Micro Actionneur Eléctrothermo-mécanique : Conception et simulation", Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique (JNRDM 2009), Bordeaux (France), 14-16 Mai 2008, 4p.

T.CAMPS, A.BOUKABACHE, P.MENINI, J.DEGAUQUE, F.GESSINN, M.MATMAT, J.Y.FOURNIOLS, "POLYSYST : du capteur aux systèmes intégrés", 9th CNFM Education, Saint Malo (France), 22-24 Novembre 2006, 6p.