

# UNIVERSITE DE LIMOGES

Faculté des sciences et techniques de LIMOGES  
Ecole Doctorale Science et Ingénierie pour l'Information

**Institut de Recherche XLIM**

N°: 64-2010

**Thèse**

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes

Présentée et Soutenue par : *David MARDIVIRIN*

Le 26 Novembre 2010

## ***ETUDE DES MECANISMES MIS EN JEU DANS LA FIABILITE DES MICRO-COMMUTATEURS MEMS-RF***

Thèse dirigée par Pierre BLONDY et Arnaud POTHIER

<b>Christelle AUPETIT</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Présidente
<b>Lionel BUCHAILLOT</b>	Directeur de Recherche CNRS à l'IEMN à Lille	Rapporteur
<b>Robert PLANA</b>	Professeur au LAAS à Toulouse	Rapporteur
<b>Xavier GRISON</b>	Chef du Département « Composant » à la DGA	Examineur
<b>Olivier VENDIER</b>	Ingénieur à Thales Alenia Space, à Toulouse	Examineur
<b>Georgios PAPAIOANNOU</b>	Professeur à l'Université Nationale d'Athènes	Examineur
<b>Pierre BLONDY</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
<b>Arnaud POTHIER</b>	Chargé de Recherche CNRS à XLIM, Limoges	Examineur
<b>Fabien FILHOL</b>	Ingénieur à l'ESA - ESTEC	Invité
<b>Frédéric COURTADE</b>	Ingénieur au CNES	Invité
<b>Valérie MADRANGEAS</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Invitée



*A mes parents...*



« Ph'nglui mglw'nafh Cthulhu R'lyeh wgah'nagl fhtagn. » (« Dans sa demeure de R'lyeh, la ville morte, Cthulhu attend, plongé dans ses rêves »).

H.P. Lovecraft, L'Appel de Cthulhu, 1926.



# AVANT PROPOS

Cette thèse de doctorat s'est déroulée au sein du département MINACOM (Micro et NANotechnologies pour Composants Optoélectroniques et Microondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, à l'Université de Limoges. Je remercie son directeur, Mr Dominique Cros, de m'avoir accueilli dans ce laboratoire, et permis de réaliser ces travaux.

J'adresse mes profonds remerciements à Madame Christelle Aupetit-Berthelemot pour avoir accepté de présider ce jury.

Je remercie sincèrement Mr Lionel Buchillot, directeur de recherche CNRS à Lille, à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique, et de Nanotechnologie, et Mr Robert Plana, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, d'avoir accepté de rapporter ces travaux.

Je remercie également Mr Xavier Grison, chef du département « composant » à la Délégation Générale pour l'Armement, Mr Oliver Vendier, ingénieur à Thales Alenia Space à Toulouse, et Mr Georgios Papaioannou, Professeur à l'Université Nationale d'Athènes (Grèce), pour leurs regards en tant qu'examineur sur mes travaux de thèse.

Je remercie Mr Fabien Filhol, ingénieur à l'ESTEC (European Space Research and Technology Center) de l'Agence Spatiale Européenne à Noordwijk (Pays-Bas), Mr Frédéric Courtade du Centre National d'Etudes Spatiales à Toulouse, et Mme Valérie Madrangeas, professeur à l'Université de Limoges et chef du département MINACOM, pour avoir accepté l'invitation à la soutenance.

Je souhaite également adresser ma reconnaissance à mon directeur de thèse Mr Pierre Blondy, professeur à l'Université de Limoges, et mon co-directeur de thèse Mr Arnaud Pothier, Chargé de Recherche CNRS à Xlim, qui ont encadré mon travail, pour leur aide et leur soutien.

Je tiens à remercier la DGA (Délégation Générale pour l'Armement) pour avoir soutenu ce projet de thèse pendant trois années.

Enfin, je remercie particulièrement l'équipe de recherche dans laquelle je suis heureux de m'être intégré (Aurélian, Matthieu, Cyril, Vincent, Jean-Christophe, Bastien, Romain, David, Benjamin, les deux Fabien, Philippe, Aurélie, Claire, Julien, Jonathan, Stanis, Raghida, Gérôme, Marie-Laure, et ceux que j'oublie...), et également l'ensemble des personnes que j'ai été amené à côtoyer de près ou de loin.





# SOMMAIRE

<b>Avant propos .....</b>	<b>7</b>
<b>Sommaire .....</b>	<b>9</b>
<b>Introduction générale .....</b>	<b>13</b>
<b>Chapitre 1 : Les micro-commutateurs MEMS-RF et leur fiabilité. ....</b>	<b>15</b>
I. Introduction.....	17
II. Les commutateurs MEMS-RF .....	19
II.1. Les différents types de commutateurs MEMS-RF .....	19
II.1.a. Les commutateurs MEMS-RF ohmiques.....	19
II.1.b. Les commutateurs MEMS-RF capacitifs.....	20
II.2. Principe de fonctionnement .....	20
II.2.a. L'actionneur électrostatique.....	20
II.2.b. Cas du MEMS-RF.....	22
II.3. Etat de l'art .....	23
III. La fiabilité et les modes de défaillances des MEMS-RF .....	27
III.1. Modes de défaillances électriques.....	27
III.1.a. Rupture diélectrique.....	27
III.1.b. Injection et piégeage de charges.....	27
III.2. Modes de défaillances mécaniques.....	29
III.2.a. Déformation et rupture mécanique .....	29
III.2.b. Le fluage.....	29
III.2.c. Les dégradations des contacts .....	30
III.3. Défaillances liées à la puissance micro-onde .....	31
III.3.a. L'auto-activation et l'auto-maintien .....	31
III.3.b. Défaillances liées aux effets thermiques.....	31
III.3.c. L'électromigration .....	32
III.4. Défaillances liées à l'environnement extérieur .....	32
IV. Le chargement des couches de diélectrique dans les MEMS-RF.....	34
IV.1. Les modes de conduction .....	34
IV.1.a. L'effet Schottky .....	34
IV.1.b. L'effet Fowler-Nordheim .....	35
IV.1.c. L'effet Frenkel-Poole.....	36
IV.1.d. Courants limités par charge d'espace.....	37
IV.1.e. Courants résultants de l'orientation dipolaire.....	39

IV.2.	Des diélectriques pour les MEMS-RF : état de l'art.....	40
V.	Mesures et modélisations de la fiabilité des MEMS-RF.....	42
V.1.	Modélisation statique du chargement du diélectrique .....	42
V.2.	Mesures rendant compte de la fiabilité .....	43
V.2.a.	Mesures du nombre de cycles d'activation.....	43
V.2.b.	Evolution des états de fonctionnement.....	45
V.2.c.	Evolution des tensions d'activation.....	48
V.3.	Dérives au cours du temps, modélisation prédictive de la fiabilité.....	50
VI.	Conclusion.....	54

## **Chapitre 2 : Développement d'un banc de test pour la caractérisation des micro-commutateurs MEMS-RF en fiabilité ..... 57**

I.	Introduction.....	59
II.	Mesures micro-ondes, paramètres S .....	60
II.1.	Banc de test .....	60
II.1.a.	Principe de fonctionnement .....	60
II.1.b.	Station sous pointes .....	61
II.2.	Système de polarisation .....	62
II.2.a.	Polarisation couplée .....	62
II.2.b.	Polarisation découplée, par une électrode dédiée.....	63
III.	Mesures des paramètres électromécaniques du commutateur MEMS-RF.....	65
III.1.	Banc de test sous vide.....	65
III.1.a.	Station sous pointes, sous vide .....	65
III.1.b.	Fonctionnement du banc .....	66
III.2.	Mesures des paramètres électromécaniques .....	67
III.2.a.	Mesures des temps de commutations.....	67
III.2.b.	Mesure de la fréquence de résonance mécanique.....	69
III.2.c.	Mesure du cycle d'hystérésis de polarisation .....	69
IV.	Mesures des dérives des tensions d'actionnement du commutateur en fonction du temps..	71
IV.1.	Développement du banc de test .....	71
IV.1.a.	Détection du contraste d'impédance.....	71
IV.1.b.	Détection des tensions d'activation .....	71
IV.1.c.	Automatisation du banc .....	73
IV.2.	Mesures des paramètres électromécaniques au cours du temps.....	76
IV.2.a.	Test de cyclage .....	76
IV.2.b.	Dérive des tensions d'activation .....	78
IV.3.	Procédures d'utilisation du banc de test.....	82
IV.3.a.	Procédure générale .....	82
IV.3.b.	Procédures développées pour les études avec plusieurs mesures de dérives successives .....	84
V.	Conclusion.....	88

## **Chapitre 3 : Etude de la fiabilité des micro-commutateurs MEMS-RF capacitifs avec actionnement électrostatique à base de film mince diélectrique ..... 89**

I.	Introduction.....	91
II.	Les composants MEMS-RF capacitifs étudiés .....	92
II.1.	Géométrie et conception d'un commutateur MEMS-RF capacitif .....	92
II.1.a.	Géométrie du composant .....	92
II.1.b.	Rôle de la capacité MIM en série .....	94
II.1.c.	Les diélectriques étudiés .....	95
II.2.	Performances micro-ondes du composant.....	96
II.3.	Performances électromécaniques .....	98
III.	Etude des dérives des tensions de commande des MEMS-RF capacitifs .....	101
III.1.	Méthodologie de l'étude.....	101
III.1.a.	Protocole de l'étude.....	101
III.1.b.	Dérives des tensions de seuil du micro-commutateur .....	102
III.1.c.	Identification du Mécanisme de Défaillance.....	104
III.2.	Caractérisation de l'effet du chargement du diélectrique.....	105
III.2.a.	Première observation de l'effet du chargement du diélectrique .....	105
III.2.b.	Modélisation de l'effet du chargement du diélectrique.....	106
III.2.c.	Influence de la polarité du signal de commande.....	108
III.3.	Identification du mécanisme de conduction .....	109
III.3.a.	Méthode d'identification utilisé.....	109
III.3.b.	Effet de l'amplitude de polarisation sur le chargement du diélectrique .....	111
III.3.c.	Effet de la température sur le chargement du diélectrique .....	117
IV.	Conclusion.....	128

## **Chapitre 4 : Etude de la fiabilité des micro-commutateurs MEMS-RF avec actionneur électrostatique sans diélectrique ..... 131**

I.	Introduction.....	133
II.	L'actionneur électrostatique à « gap d'air », sans diélectrique .....	135
II.1.	Principe de l'actionneur .....	135
II.1.a.	Des plots d'arrêts mécaniques pour utiliser « l'air » comme isolant .....	135
II.1.b.	Une technologie d'actionneurs avantageuse .....	136
II.2.	Exemple d'intégration sur composants MEMS-RF .....	137
II.2.a.	Actionneur électrostatique sans diélectrique implémenté sur un MEMS-RF à contact ohmique .....	137
II.2.b.	Actionneur électrostatique sans diélectrique implémenté sur un MEMS-RF capacitif .....	139
III.	Etude du mécanisme de défaillance des MEMS-RF à actionneur électrostatique sans diélectrique .....	142
III.1.	Méthodologie de l'étude, identification de la défaillance.....	142

III.2.	Caractérisation des dérives des tensions d'actionnement.....	144
III.2.a.	Modélisation des dérives en tension observées .....	144
III.3.	Paramètres limitant la fiabilité .....	146
III.3.a.	Influence de la polarité du signal de commande.....	146
III.3.b.	Influence de l'amplitude du signal de polarisation .....	147
III.3.c.	Influence de la température .....	150
IV.	Influence de la forme d'onde du signal de polarisation sur la fiabilité de l'actionneur .....	155
IV.1.	Le rapport cyclique du signal de polarisation .....	155
IV.1.a.	Accélération des dérives par le rapport cyclique .....	155
IV.1.b.	Modélisation des dérives .....	156
IV.1.c.	Impact sur la durée de vie .....	158
IV.2.	Actionnement bipolaire .....	161
IV.2.a.	Observation des dérives.....	161
IV.2.b.	Modélisation des dérives, amélioration de la fiabilité .....	162
IV.2.c.	Influence du rapport cyclique en polarisation bipolaire .....	164
V.	Validations et limitations de l'étude .....	167
V.1.	Validations de l'étude .....	167
V.1.a.	Mesures de dérives sur plusieurs décades temporelles .....	167
V.1.b.	Mesure de dérives sur plusieurs composants utilisant des actionneurs sans diélectrique .....	168
V.1.c.	Test de cyclage .....	169
V.2.	Limitations de l'étude.....	170
V.2.a.	Reproductibilité des paramètres électromécaniques .....	171
V.2.b.	Reproductibilité du mécanisme de défaillance.....	172
V.2.c.	Une possibilité de solutions : développement d'un banc de mesure de reproductibilité .....	174
VI.	Conclusion.....	177
	<b>Conclusion générale .....</b>	<b>179</b>
	<b>Annexe 1 : Formes d'onde électriques de polarisation .....</b>	<b>183</b>
I.	Polarisation unipolaire.....	185
II.	Polarisation bipolaire.....	186
	<b>Annexe 2 : Modélisation temporelle des dérives en tension sous amplitude du signal de commande et température variables .....</b>	<b>187</b>
I.	Effet de l'amplitude du signal de commande.....	189
II.	Effet de la température .....	194
	<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>199</b>
	<b>Publications personnelles .....</b>	<b>206</b>

# INTRODUCTION GENERALE

Le développement des télécommunications s'est fortement intensifié depuis le début du 20<sup>ème</sup> siècle avec la généralisation d'équipements tels que la radio, la télévision, la téléphonie, etc. Aujourd'hui, c'est un domaine incontournable de notre vie quotidienne, qui couvre un large éventail d'applications, que ce soit dans notre vie privée ou au sein de l'entreprise. L'utilisation de ces outils de communication est maintenant très courante : téléphones portables, utilisation d'internet (connexion haut débit et sans fil), transmissions satellites, l'automobile, ou encore l'aéronautique.

Aujourd'hui, leur développement s'appuie fortement sur les recherches en micro et nanotechnologie, en mathématiques, ou en informatique. C'est dans ce contexte que les télécommunications sont devenues un des principaux secteurs industriels et économiques de notre société.

Notre travail s'inscrit dans le cadre d'une forte demande des organismes industriels, militaires, et spatiaux. Il concerne le développement de composants nommés « MEMS-RF », sigle anglais signifiant : systèmes micro-électro-mécaniques radiofréquence. Ce type de composants est développé depuis les années 70, pour être intégré dans les dispositifs radio et hyperfréquences (RF). Le principe est d'utiliser des éléments mécaniques, sur des circuits électriques et électroniques hautes fréquences. Les MEMS-RF sont généralement de taille micrométrique, et vont remplir une fonction de commutation grâce à une composante mobile, couplée à un système de contrôle. Les propriétés électroniques du dispositif RF seront alors modifiées. En outre, ces composants sont développés pour rendre une fonction électronique « agile », permettant par exemple d'adapter un appareil de communication à une fréquence de fonctionnement donnée, sur différentes normes de transmission. C'est le cas en téléphonie mobile avec les normes Bluetooth, GSM, 3G, 4G, WIMAX, etc.

Les MEMS-RF ont des propriétés avantageuses. En effet, ces dispositifs sont linéaires, et présentent des performances hyperfréquence remarquables, avec de faibles pertes d'insertion, et une forte isolation. Cependant, leur industrialisation est actuellement ralentie par des problèmes liés à la fiabilité. Effectivement, les mécanismes de défaillance de cette technologie ne sont pas encore totalement maîtrisés, et c'est la raison pour laquelle de nombreux travaux de recherche sont actuellement en cours, afin de mieux comprendre et optimiser les possibilités qu'offrent ces composants.

Le travail de cette thèse de doctorat est centré sur cette problématique de fiabilité. Une étude des modes de défaillance des MEMS-RF sera exposée, et nous détaillerons plus

spécifiquement l'un d'entre eux : l'injection et le piégeage de charges dans les couches minces diélectriques.

Durant le premier chapitre, nous présenteront une bibliographie des MEMS-RF. Nous exposerons leurs principes de fonctionnement et les généralités théoriques qui les décrivent. Nous donnerons également un état de l'art des MEMS-RF les plus fiables. Nous détaillerons ensuite les phénomènes qui limitent la fiabilité de ces composants, notamment les modes de défaillance mécaniques, électriques, liés à la puissance micro-onde et à l'environnement de fonctionnement. Une bibliographie plus spécifique des études réalisées sur le mécanisme d'injection et piégeage de charges dans les couches minces isolantes sera également exposée.

Dans une deuxième partie, nous présenterons les bancs de tests utilisés pour mesurer les performances micro-ondes et électromécaniques des MEMS-RF. Nous exposerons ensuite les développements instrumentaux réalisés dans ces travaux pour mesurer les dérives en tension des paramètres électromécaniques au cours du temps. Ce banc de tests est par ailleurs piloté en temps réel et automatisé, permettant ainsi de mesurer les composants sur des durées importantes. Nous définirons également dans ce chapitre les procédures d'études et de mesures mises en place pour l'observation des mécanismes de défaillance.

La troisième partie de ce manuscrit décrit l'étude du mécanisme de défaillance par injection et piégeage de charges de deux micro-commutateurs MEMS-RF capacitifs. Ces deux composants sont fabriqués avec des matériaux diélectriques en nitrure de silicium pour l'un, et en alumine pour l'autre. Les mécanismes de conduction seront étudiés avec l'observation des effets de l'amplitude du signal de commande et de la température, ce qui permettra d'identifier les modes de conduction de ce phénomène.

Nous aborderons dans un dernier chapitre l'étude de composants MEMS-RF qui n'utilisent pas de couche mince diélectrique, afin de diminuer fortement leur sensibilité aux phénomènes liés aux charges, et ainsi d'améliorer la fiabilité. Ce type de technologie est intégré sur deux composants qui seront étudiés : un MEMS-RF à contact ohmique et un MEMS-RF capacitif. Les mécanismes de défaillance seront présentés sur le long terme, montrant de bonnes performances. Une partie spécifique correspondra à l'étude de l'effet de la forme d'onde du signal de commande, et nous pourrons voir que son impact sur la fiabilité est très important.

Nous finirons en donnant une conclusion générale sur ces travaux, et les perspectives à envisager pour la suite de ces travaux.

# **CHAPITRE 1 :**

## **LES MICRO-COMMUTATEURS MEMS-RF ET LEUR FIABILITE.**

« Ce que nous tenons pour réel peut très bien n'exister que par pure et solitaire décision de notre volonté, ce que nous tenons pour rêve peut être la Vérité ultime. »

Michael Moorcock, Le Cycle d'Elric, 1961 – 1991.





# I. Introduction

Les technologies de fabrication de circuits intégrés, et notamment le micro-usinage de surface ou volume, ont permis de réaliser des systèmes électroniques de faibles dimensions, avec un coût de fabrication moins onéreux (à grande échelle), et de meilleures performances qui sont sans cesse recherchées. L'idée d'utiliser le micro-usinage de surface pour réaliser des dispositifs mécaniques de taille micrométrique est apparue dès la fin des années 1960 ; et en 1967, Nathanson [1] présente un transistor MOS à grille résonante (mécaniquement mobile). La grille est une électrode suspendue dont le mouvement permet de moduler le courant. Ce transistor est le premier composant que l'on peut qualifier de MEMS puisqu'il utilise un mouvement mécanique pour réaliser une fonction électrique, et cela à l'échelle micrométrique. L'appellation MEMS (de l'anglais Micro-Electro-Mechanical Systems) désigne donc des systèmes électriques micrométriques déformables. Dans cet exemple, cette déformation est réalisée avec un actionnement électrostatique qui permet le mouvement de la grille mobile.

Quelques années plus tard, la faisabilité du couplage d'éléments électriques et mécaniques dans le domaine des micro-ondes a été démontrée, et ces travaux ont marqué le début de nombreuses recherches pour le développement de composant MEMS. En 1979, Petersen [2] a présenté le premier composant MEMS appliqué au domaine des communications, et a montré alors toutes les potentialités de ce type de technologie pour réaliser des fonctions de commutation sur des circuits électroniques radiofréquence (RF) ; c'est l'émergence de la technologie MEMS-RF.

A partir de ces premiers résultats, l'agence DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) du département de la défense des Etats-Unis finance un programme pour la réalisation de deux composants MEMS-RF (un varactor et un MEMS-RF avec un contact métallique), présenté par Larson en 1991 [3].

Le point de départ du développement des composants MEMS-RF est alors lancé, et de nombreux laboratoires à travers le monde entament des recherches sur cette technologie, résultant en un nombre croissant de publications depuis 1995, avec le composant présenté par Goldsmith [4], à aujourd'hui.

Cependant, depuis que les premiers MEMS-RF ont été conçus puis fabriqués, des problèmes majeurs liés à leur fiabilité sont observés. Devenue rapidement un enjeu majeur de leur développement, la fiabilité est aujourd'hui le principal obstacle à l'industrialisation de ces composants. Ainsi, de nombreux laboratoires de recherche ont amorcé des études sur les différents mécanismes de défaillances des MEMS-RF, répondant alors aux besoins d'avancées industrielles, mais aussi militaires et spatiales, dans le domaine des télécommunications.

Dans ce chapitre, nous commencerons par donner les généralités sur les composants MEMS-RF, concernant leurs propriétés. Nous donnerons également l'état de l'art des « meilleurs » composants MEMS-RF existant aujourd'hui, et dont la fiabilité a été démontrée.

Nous exposerons ensuite les différents modes de défaillances de ces composants (électriques, mécaniques, liés à la puissance micro-onde, et liés à l'environnement extérieur).

Enfin, nous présenterons les principales études menées sur le phénomène de chargement des couches minces isolantes, sur les structures MEMS-RF, qui est un des principaux mécanismes qui limitent leur fiabilité.

## II. Les commutateurs MEMS-RF

### II.1. Les différents types de commutateurs MEMS-RF

Les micro-commutateurs MEMS-RF sont des composants comprenant une structure mobile ou mécaniquement déformable, dans l'objectif de réaliser une fonction électrique. Il existe deux principaux types de composants MEMS-RF : les commutateurs à contact capacitif (contact métal – diélectrique), et les commutateurs à contact résistif ou ohmique (contact métal – métal).

Dans tous les cas, il est nécessaire d'appliquer une force sur la partie mobile du composant pour abaisser la poutre du MEMS. Cette force peut être de différentes natures (électrique, magnétique, thermique), mais dans la plupart des cas, et dans le cadre de cette thèse, nous considérons des commutateurs à actionnement électrostatique. La force appliquée sur la poutre mobile est donc issue d'un champ électrique créé à partir d'une différence de potentiel électrique entre cette poutre mobile et une électrode d'activation, qui doivent être métalliques.

#### II.1.a. Les commutateurs MEMS-RF ohmiques

Se comportant de façon similaire à un interrupteur, les commutateurs MEMS-RF ohmiques présentent un contact métallique entre l'entrée et la sortie du composant lorsque celui-ci est à l'état actionné. Le schéma en figure I.1 montre le principe de fonctionnement de ce micro-commutateur.

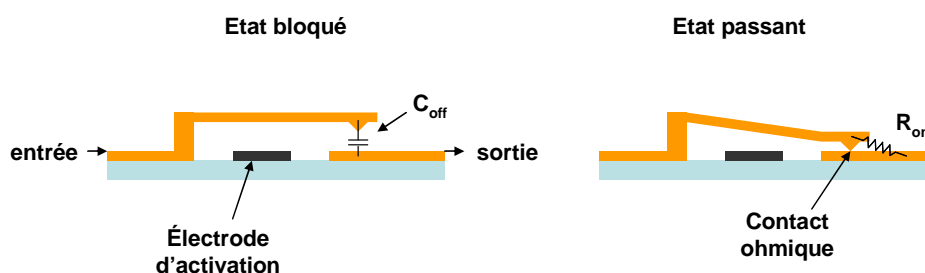


Figure I.1 : Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur MEMS-RF à contact ohmique.

Lorsque le commutateur est à l'état bloqué, la poutre est à l'état haut, et le signal électrique ou radio fréquence n'est pas transmis à la sortie. On considère cependant dans ce cas la capacité  $C_{off}$  qui existe entre la poutre et la sortie qui peut perturber les performances du composant en fonction des fréquences d'utilisation. Avec l'application d'une tension sur l'électrode d'actionnement, un champ électrostatique se crée et provoque l'abaissement de la poutre. Le

contact métal – métal relie alors l'entrée à la sortie et le signal est transmis via une résistance (due au contact) de faible valeur (quelques Ohms).

### II.1.b. Les commutateurs MEMS-RF capacitifs

Basé sur le même principe de fonctionnement, les commutateurs MEMS-RF capacitifs utilisent une couche mince diélectrique pour créer un composant qui sera une capacité variable pouvant prendre deux valeurs possibles entre l'entrée et la sortie (figure I.2).

Lorsque la poutre est à l'état haut, la capacité série du composant  $C_{off}$  est de faible valeur, tandis que cette capacité augmente fortement à l'état passant. Ainsi, le signal est transmis via un contact capacitif (métal – diélectrique) et une capacité série  $C_{on}$  (avec  $C_{on} \gg C_{off}$ ).

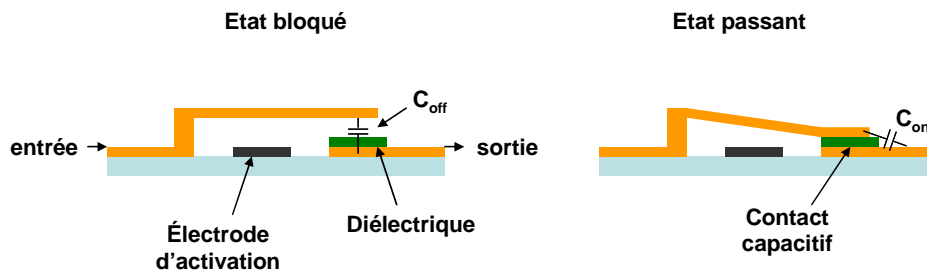


Figure I.1 : Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur MEMS-RF à contact capacitif.

## II.2. Principe de fonctionnement

### II.2.a. L'actionneur électrostatique

Les micro-commutateurs MEMS-RF sont généralement composés d'une poutre (mono-encastree) ou d'un pont (bi-encastree) métalliques mobiles qui réalisent la fonction d'interrupteur pour les applications micro-onde. Ils utilisent un actionnement électrostatique car celui-ci présente de nombreux avantages en terme de coût, de facilité de conception, de consommation, etc...

L'actionneur électrostatique d'un MEMS-RF est généralement assimilable à un système mécanique simple de type plaque-ressort. Il est composé d'une plaque mobile constituant les éléments mécaniques masse et ressort, surélevée au dessus d'une électrode métallique fixe. Cette seconde électrode permet de générer un champ électrostatique avec la poutre mobile à partir d'une différence de potentiel électrique, ce qui crée une force d'attraction sur la poutre, qui modifie la position de celle-ci (figure I.3).

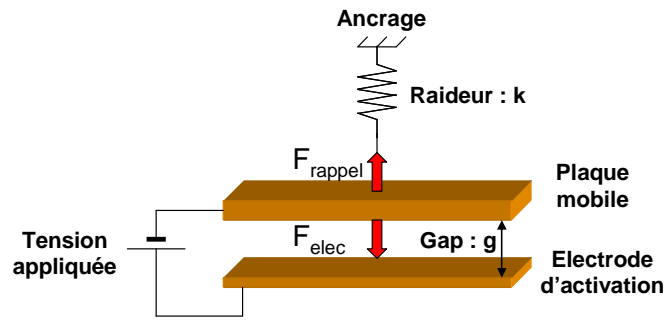


Figure I.3 : Modélisation du principe de fonctionnement électromécanique d'un MEMS-RF à actionnement électrostatique.

Lorsque ce système est à l'équilibre, la force électrostatique ( $F_{elec}$ ) et la force de rappel ( $F_{rappel}$ ) sont égales. La tension appliquée en fonction du gap (la hauteur entre les deux électrodes) est donnée par l'équation (3) [5].

$$F_{rappel} = k(g_0 - g) \quad (1)$$

$$F_{elec} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 \times S \times V^2}{g^2} \quad (2)$$

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 \times S} g^2 \times (g_0 - g)} \quad (3)$$

$S$  est la surface de l'électrode d'actionnement,  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide, et  $g_0$ , le gap à l'état initial, lorsqu'aucune tension n'est appliquée.

La force de rappel est dépendante linéairement du gap tandis que la force électrostatique a une dépendance non linéaire avec le gap et la tension de polarisation. Cela induit une instabilité qui conduit à l'abaissement brusque de la poutre et à la réduction du gap entre les électrodes. Cette rupture d'équilibre intervient lorsque la force électrostatique augmente plus vite que la force de rappel.

La figure I.4 montre l'évolution du gap avec la tension de commande, et on identifie l'instabilité pour un déplacement d'un tiers de la hauteur de gap ( $g=g_0.2/3$ ) [5]. La tension de commande  $V_p$  nécessaire pour l'abaissement de la poutre est donnée par l'expression suivante :

$$V_p = \sqrt{\frac{8k}{27 \times \epsilon_0 \times S} g_0^3} \quad (4)$$

Ainsi, nous pouvons optimiser la géométrie du composant, et de son actionneur électrostatique, pour obtenir un système de commande avec des tensions de polarisation relativement faibles (<100 V).

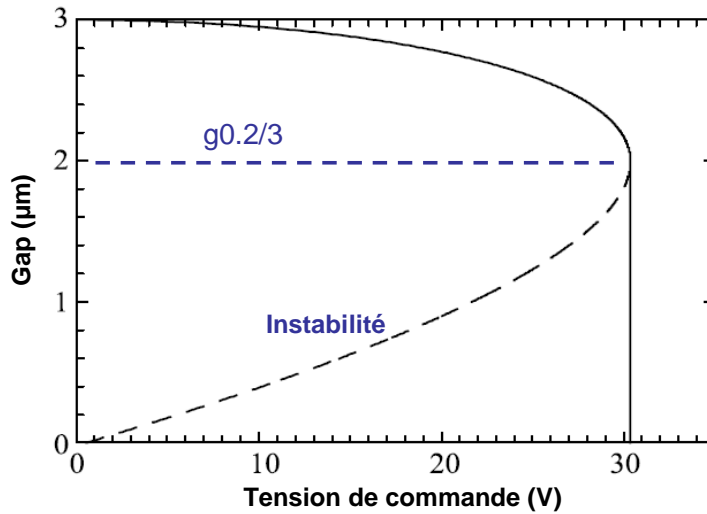


Figure I.4 : Déplacement de la poutre en fonction de la tension de commande pour une raideur de 10N/m et une surface de 100x100 µm<sup>2</sup> [5].

### II.2.b. Cas du MEMS-RF

Dans le cas d'un MEMS-RF, il faut donc considérer une couche mince diélectrique sur l'électrode d'activation (figure I.5). Dans ce cas, du point de vu de l'actionneur électrostatique, la poutre ne peut pas atteindre physiquement un gap de valeur nulle, mais un minimum égal à l'épaisseur du diélectrique. Cette information nous permet de connaître la tension de relâchement ( $V_r$ ) du MEMS-RF à partir de l'équation (3).

$$V_r = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 \times \epsilon_r \times S} h_{diel}^2 \times (g_0 - h_{diel})} \quad (5)$$

Avec  $\epsilon_r$  la permittivité relative du diélectrique, S la surface de la poutre, et  $h_{diel}$  l'épaisseur de ce diélectrique.

Ainsi, lorsque la tension de commande diminue progressivement (alors que la poutre est abaissée), la poutre va se relâcher brusquement pour une valeur de tension dépendante du diélectrique utilisé.

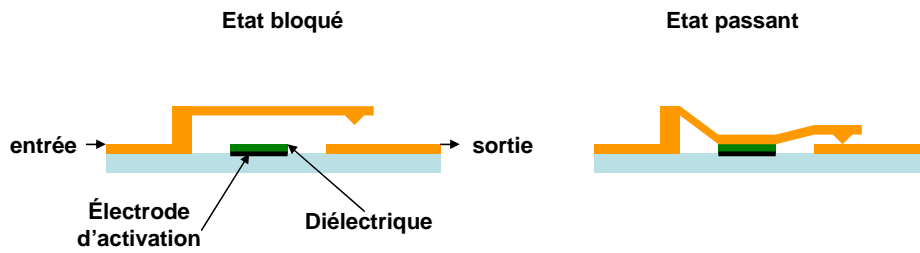


Figure I.5 : MEMS-RF à contact ohmique avec son actionneur électrostatique.

Finalement, la dépendance du gap de la poutre à la tension de commande va décrire un cycle d'hystérésis, dû aux instabilités dans l'équilibre des forces mises en jeu. La figure I.6 montre le cycle d'hystérésis d'un MEMS à actionnement électrostatique, avec ces changements brusques du gap en fonction de la tension de commande.

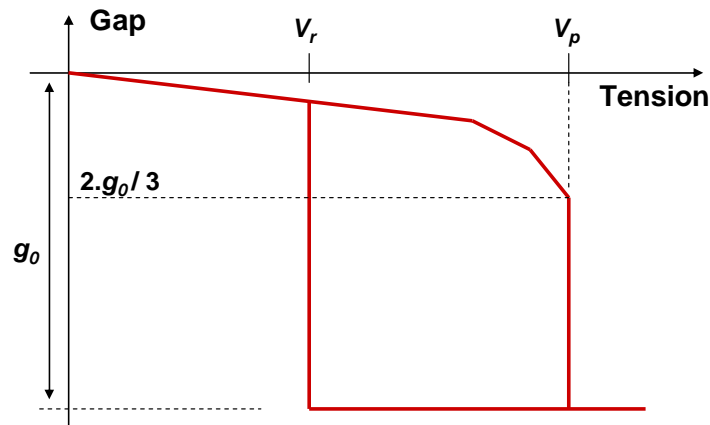


Figure I.6 : Activation électrostatique d'un micro-commutateur MEMS-RF.

### II.3. Etat de l'art

Aujourd'hui, il existe une grande variété de composants MEMS-RF issus des différents laboratoires universitaires et industriels du monde entier. Cela est significatif des efforts de recherche, pour répondre à la forte demande en applications de télécommunication, et aux besoins croissants dans les domaines militaire et spatial.

Depuis les années 90, beaucoup de publications présentant des MEMS-RF ont traité de la fiabilité. En effet, celle-ci est une des principales limitations des MEMS-RF pour leur industrialisation et commercialisation. Il faut donc que les composants développés puissent réaliser plusieurs dizaines voire centaines de milliards de cycles pour démontrer une fiabilité digne d'intérêt. Même si le nombre de cycles réalisés n'est pas le seul témoin rendant compte de la fiabilité d'un composant MEMS-RF, c'est cependant un paramètre qui donne une idée des avancées actuelles, et des efforts importants fournis par les laboratoires pour valoriser leurs

recherches. Bien entendu, d'autres paramètres clés sont pris en compte pour valider la fiabilité des composants MEMS-RF : le packaging, la tenue en puissance RF, la dégradation des contacts métal – métal, etc. Tous ces paramètres sont également des aspects majeurs pour l'industrialisation, non seulement pour la fiabilité, mais aussi en terme de coût de production.

Selon Rebeiz G.M., en 2009 [6], trois composants MEMS-RF ont montré une très bonne fiabilité à ce jour. Le commutateur à contact ohmique Radant-MEMS [7], et les commutateurs capacitifs du MIT-LL [8] et de Raytheon [9] (figure I.7).

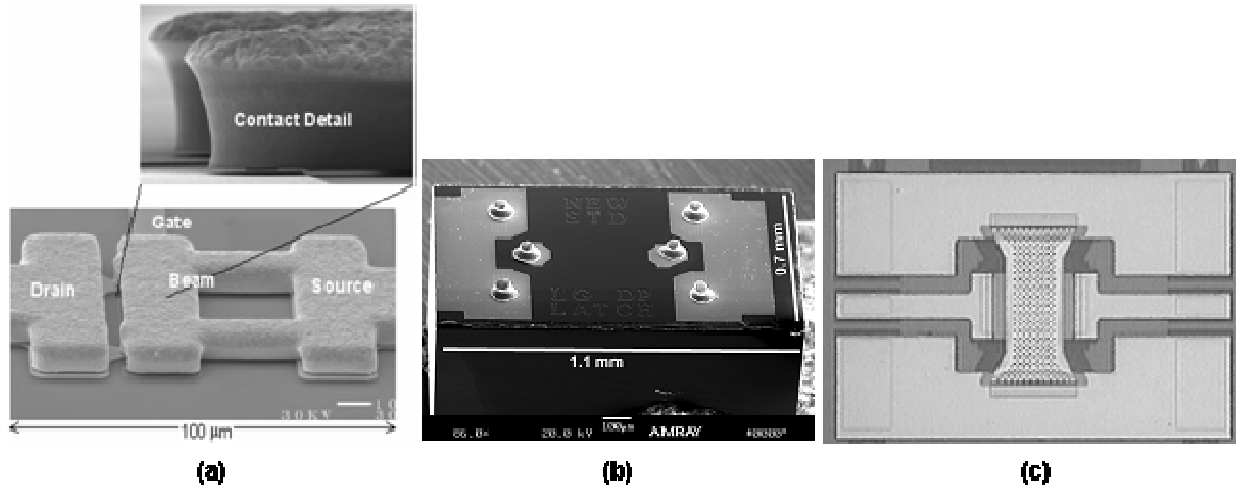


Figure I.7 : (a) le commutateur à contact ohmique Radant-MEMS [7], (b) le commutateur capacitif encapsulé MIT-LL [8], et (c) le commutateur capacitif Raytheon [9].

Selon le même auteur, de nombreux autres composants ont été développés et ont montré une fiabilité et des performances très bonnes. Les tableaux I.1 et I.2 répertorient les composants MEMS-RF ohmiques et capacitifs, respectivement, d'après [6].



	<b>RADANT</b>	<b>RFMD</b>	<b>XCOM</b>	<b>OMRON</b>
Type de poutre	Cantilever	Cantilever	Cantilever	Pont (bi-encastré)
Matériau de la poutre	Or	Or	Or	Silice
Substrat	Silicium	Silicium (sur CMOS)	Silicium	Silicium
Tension de commande	90 V	90 V	90 V	10–20 V
Type de commande	Unipolaire	Unipolaire	Unipolaire	Unipolaire
Temps de commutation	10 $\mu$ s	5 $\mu$ s	30 $\mu$ s	300 $\mu$ s
Performances : $R_{on}$ , $C_{off}$	2 Ohms, 50 fF (8 contacts)	1 Ohm, 15 fF	1–2 Ohms, 4 fF	0.5 Ohm, 5 fF
Packaging	Hermétique	Hermétique	Hermétique	Hermétique
Fiabilité : milliards de cycles réalisés	1000 à 20 dBm 200 à 40 dBm	1 à 10 dBm	0.1 à 1 mA	0.01 à 10 mA
Références	[7]	[10]	[6]	[11]

Tableau I.1 : Composants MEMS-RF à contact métallique fiables, d'après [6].

	<b>MIT-LL</b>	<b>RAYTHEON</b>	<b>MEMtronics</b>	<b>WISPRY</b>	<b>UCSD</b>	<b>UCSD</b>	<b>XLIM</b>
Type de poutre	Cantilever	Pont	Pont	Cantilever	Cantilever	Pont	Cantilever
Matériau de la poutre	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Or	Or	Or
Substrat	Silicium	Silicium, Alumine, GaAs, Quartz	Quartz, Verre	Silicium (sur CMOS)	Silice fondue	Silice fondue	Silice fondue
Tension de commande	55-65 V	30-40 V	25-40 V	35 V	30-40 V	30-40 V	60 V
Type de commande	Alterné	Unipolaire	Unipolaire/Bipolaire	Unipolaire	Unipolaire	Bipolaire	Unipolaire
Temps de commutation	20 $\mu$ s	5 $\mu$ s	10 $\mu$ s	>100 $\mu$ s	0.8 $\mu$ s	1 $\mu$ s	10-20 $\mu$ s
Rapport capacitif (on/off)	150	50	10–20	10–20	5–7	4–5	9
Packaging	Hermétique	Hermétique	Packagé	semi hermétique	Non	Non	Non
Fiabilité : milliards de cycles réalisés	>600 à 0 dBm	>200 à 20 dBm	>100 B à 20 dBm	Non communiqué	2 à 30 dBm 100 à 30 dBm	>20 à 20 dBm >5 à 27 dBm	>20 à 10 dBm >2 à 33 dBm
Références	[8]	[9]	[12]	[6]	[9, 11]	[8]	[13]

Tableau I.2 : Composants MEMS-RF capacitifs fiables, d'après [6].

### III. La fiabilité et les modes de défaillances des MEMS-RF

#### III.1. Modes de défaillances électriques

##### III.1.a. Rupture diélectrique

Les défaillances dues au claquage (ou rupture diélectrique) interviennent dans les différents matériaux diélectriques qui composent les MEMS-RF. Ce type de défaillances est irréversible, ce qui signifie que le composant subissant ce type de défaillances sera détérioré voire détruit. La figure I.8 montre un exemple de destruction d'un MEMS-RF par claquage du diélectrique [14].

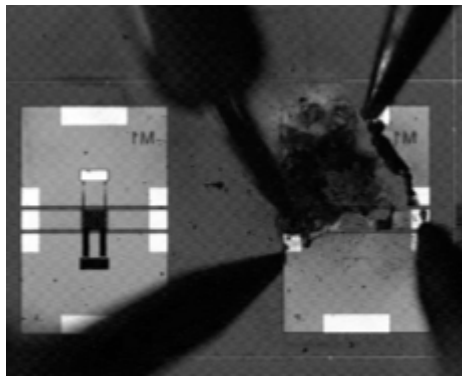


Figure I.8 : Destruction du MEMS-RF causé par une surcharge électrique [14].

Plus spécifiquement, les problèmes de rupture diélectrique dans les composants électroniques sont classés en deux grandes catégories : ESD (Electro Static Discharge / décharge électrostatique) et EOD (Electrical Overstress / surcharge électrique). Ces défaillances font l'objet de plusieurs études et publications que nous trouverons en [14, 15, 16].

Dans les deux cas, la défaillance est produite par un arc (ou une arborescence) [17] électrique spontanée qui se crée dans le composant, notamment sur une zone diélectrique soumise à un fort champ électrique. Pour plus d'informations sur ces deux phénomènes, nous référençons le livre de Coelho R. qui décrit les propriétés des matériaux diélectriques [18].

##### III.1.b. Injection et piégeage de charges

Le chargement du diélectrique est le principal mécanisme de défaillance des MEMS RF capacitifs. En effet pour abaisser le pont, il est nécessaire d'appliquer une tension polarisation DC

de plusieurs dizaines de volts sur un diélectrique d'une épaisseur de moins d'1  $\mu\text{m}$ , placé sur l'électrode d'activation afin d'éviter tout court-circuit. Ce dernier est alors soumis à un champ électrique supérieur à 10MV/m, ce qui entraîne l'apparition de mécanismes de conduction électronique dans le diélectrique, correspondant à une injection et un piégeage de charges dans l'isolant. Ce phénomène se traduit par une dérive des tensions de contrôle du système de commande des MEMS-RF jusqu'à une défaillance (figure I.9).

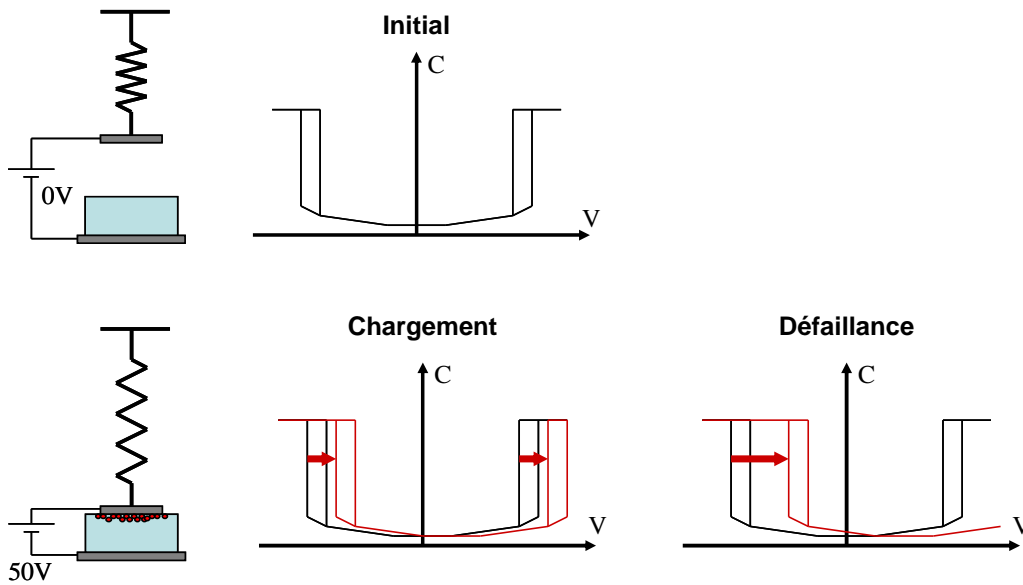


Figure I.9 : Modèle électromécanique de l'actionneur électrostatique. Le phénomène de chargement du diélectrique crée une tension parasite permanente dans le diélectrique qui perturbe le contrôle de l'actionneur par un décalage des tensions de commande. Quand cette tension parasite devient trop importante, on observe la défaillance de l'actionneur (sur notre exemple : pas d'activation possible avec des tensions de polarisation positive).

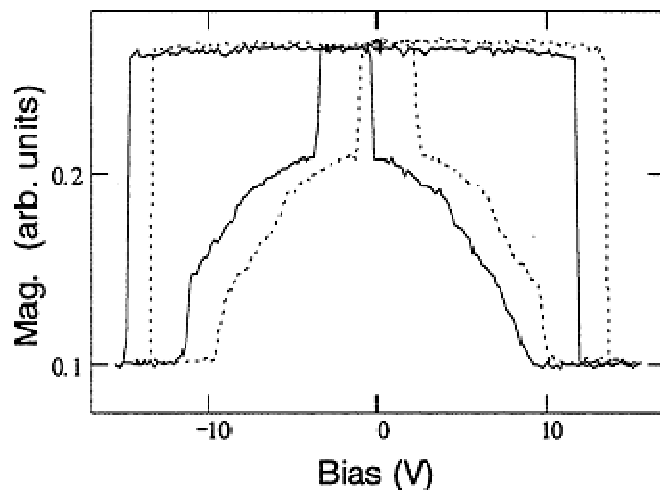


Figure I.10 : Mesure montrant le décalage du cycle d'hystérésis (gap en fonction de la tension de commande) d'un MEMS-RF capacitif dû au chargement du diélectrique [19].

L'étude de ce mode de défaillance fait l'objet de nombreuses recherches depuis une douzaine d'années. Elle a débuté en 1998 avec Wibbeler J. [20], puis Goldsmith C. en 2001 [21], Reid J.R (figure I.10) et Van Spengen W.M. en 2002 [19, 22], qui ont montré l'importance des difficultés qu'entraîne ce mode de défaillance.

## III.2. Modes de défaillances mécaniques

### III.2.a. Déformation et rupture mécanique

Lorsqu'un matériau solide est soumis à une contrainte mécanique, celui-ci se déforme sous son action. Il existe trois catégories de déformation (figure I.11) : élastique pour laquelle le matériau se déforme sous l'action des contraintes mais revient ensuite à son état initial, plastique et élastoplastique pour lesquelles les déformations du matériau sont irréversibles, le matériau ne revenant pas à son état initial après contraintes (détérioration), et la rupture (destruction).

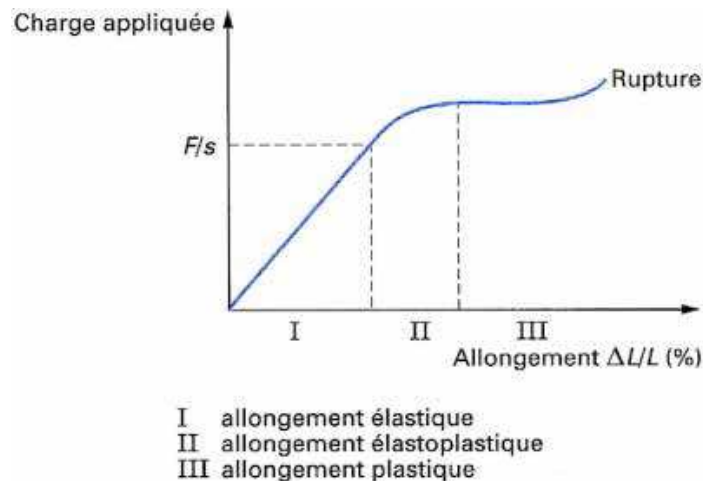


Figure I.11 : Principe des déformations d'un matériau solide soumis à une contrainte mécanique [23].

Ainsi, lorsqu'un MEMS se déforme, les deux derniers cas de déformation cités correspondent à des modes de défaillance, puisque le MEMS ne revient pas à son état initial. Quelques études ont été réalisées sur les déformations mécaniques des MEMS-RF [24, 25].

### III.2.b. Le fluage

Le fluage est un phénomène présent dans un solide soumis à une contrainte mécanique permanente. Ce phénomène, accéléré par la température, conduit à une modification des paramètres mécaniques du solide. Il est présent dans la plupart des MEMS-RF.

En effet, même si les déplacements des poutres MEMS se font sur de très faibles distances, celles-ci peuvent être soumises à des contraintes de longue durée ou bien fortement répétées. Le changement des propriétés mécaniques de la poutre va alors modifier sa réponse au système de commande, mais aussi les performances RF du composant. Ainsi, le fluage est identifié comme un mode de défaillance des MEMS-RF [26].

Quelques études de caractérisation du fluage ont été réalisées ces dernières années [26, 27, 28, 29]. La difficulté majeure de caractérisation du fluage est qu'il perturbe de la même façon le fonctionnement des MEMS-RF que le chargement du diélectrique. Une solution correspond à caractériser directement les matériaux du composant, pour voir comment il flue, et s'il pourra être utilisé [30]. Cette méthode est actuellement la plus utilisée, sur les quelques publications de caractérisation du fluage [28, 29].

Nous citons également les travaux récents de H. Hsu et D. Péroulis en 2010 [31], qui montrent l'effet du fluage sur la fréquence de résonance accordable d'un résonateur RF composé de MEMS-RF (poutre bi-encastree en nickel). Le fluage entraîne la dérive de la fréquence de résonance au cours du temps (plusieurs dizaines d'heures), et perturbe ainsi le système RF. La figure I.12 montre l'évolution du fluage extrait, au cours du temps.

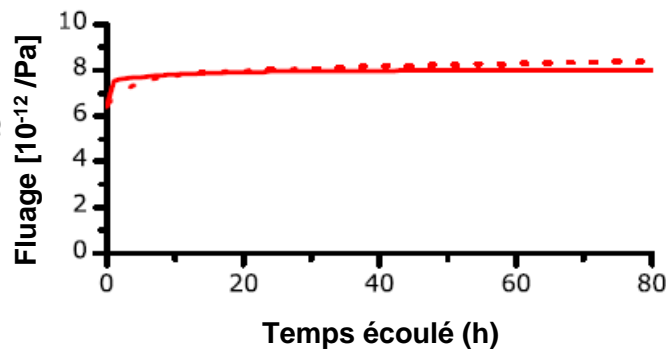


Figure I.12 : Exemple de mesure du fluage sur un MEMS-RF, sur 80 heures [31].

### III.2.c. Les dégradations des contacts

Les études menées [32] montrent que la dégradation des contacts résistifs est une des principales sources de défaillance des micro-commutateurs MEMS-RF à contact ohmique. Le bon fonctionnement de ce type de micro-commutateur est donc fortement dépendant de la stabilité de son contact. Des mécanismes de durcissement des matériaux en contact, d'adhérence [33, 34, 35], de collage dû à une micro-fusion, de transfert de matériaux [36, 37, 38], de dépôts organiques ou de contamination de surface peuvent notamment apparaître et endommager le dispositif à long terme en raison d'une forte hausse de la résistance de contact.

D'une manière générale, en plus de la force de contact, les performances de contact sont gouvernées par plusieurs facteurs, liés à trois paramètres dominants : les matériaux de contact et procédés de fabrication, l'intensité de courant traversant le contact (liée à la puissance du signal RF), et l'environnement de fonctionnement du composant.

### III.3. Défaillances liées à la puissance micro-onde

#### III.3.a. L'auto-activation et l'auto-maintien

L'auto-activation et l'auto-maintien sont des modes de défaillances des MEMS-RF, fonctionnelles et réversibles.

L'auto-activation correspond à l'abaissement indésirable ou accidentel de la poutre mobile du MEMS-RF lors de l'utilisation du composant avec une trop forte puissance RF, alors qu'aucune tension de commande n'est appliquée. En effet, l'application au composant d'une puissance RF provoque une force d'attraction sur la poutre, équivalente à une force électrostatique (la puissance RF crée une tension efficace dans l'actionneur électrostatique). Lorsque cette puissance RF dépasse une valeur critique, dite puissance d'auto-activation, cette force devient supérieure à la force de rappel mécanique et la poutre s'abaisse, ce qui provoque la défaillance [5, 39, 40].

L'auto-maintien est observé lorsque le commutateur est actionné en présence de puissance RF et que la tension de commande est nulle. La défaillance est observée car la poutre ne revient pas à l'état haut (fonctionnement normal), mais reste abaissée, maintenue par la puissance RF présente dans l'actionneur [5, 41]. Ainsi, au-delà d'un seuil de puissance, la poutre ne peut plus se relâcher.

La puissance RF est continue lors d'une commutation « chaude », et les deux défaillances peuvent être observées, limitant ainsi l'utilisation des MEMS-RF en puissance RF. Comme la puissance d'auto-activation est supérieure à la puissance d'auto-maintien (même principe que pour les tensions d'activation), c'est cette dernière qui définira la puissance admissible de la structure. En commutation froide, la puissance RF est coupée lors des commutations et seule l'auto-activation peut exister, et limiter le fonctionnement du MEMS-RF.

#### III.3.b. Défaillances liées aux effets thermiques

L'utilisation des composants MEMS sous forte puissance RF entraîne une élévation de la température de fonctionnement, et celle-ci est un paramètre primordial pour plusieurs modes de défaillance, car elle va souvent avoir pour effet d'accélérer leurs mécanismes.

Les défaillances liées à la température correspondent à la modification par la puissance RF, et de la température de fonctionnement, de la contrainte résiduelle et du gradient de contrainte dans la structure métallique. Cela se traduit par un changement de valeur de la constante de raideur et donc de la force de rappel sur l'actionneur électrostatique [42, 43]. Avec une variation du gradient de contrainte en fonction de la température, la poutre va avoir une courbure modifiée, et les tensions d'activation ne seront plus les mêmes. Le gradient de contrainte, ainsi que sa variabilité en fonction de la température sont principalement dépendants de la structure de la poutre (épaisseur et nature des matériaux utilisés)

On notera que ces mécanismes de défaillance peuvent induire une modification du type de déformation mécanique de la poutre (réversible et irréversible). En effet, des déformations élastiques peuvent apparaître sous puissance RF, la poutre reviendra à sa position initiale après l'arrêt de la puissance (retour à la température ambiante), ou bien des déformations irréversibles apparaissent ce qui se traduit par une défaillance permanente (composant détérioré).

Une solution envisagée pour diminuer l'effet thermique est de fabriquer la poutre du MEMS-RF en utilisant une couche monocristalline sans contraintes résiduelles [44] ou au contraire en choisissant une couche à fortes contraintes [45]. Ces deux types de commutateurs ont montré qu'ils peuvent tenir de fortes températures (autour de 200 °C) et subir des cyclages en température sans observer de dégradations importantes de leurs performances.

### III.3.c. L'électromigration

Le phénomène d'électromigration est issu des forts courants électriques qui traversent la structure métallique du composant [42]. Elle se traduit par un déplacement d'atomes causé par un mouvement des ions dans un conducteur, dû au transfert entre les électrons de conduction et les atomes de diffusion métallique. Ce phénomène est important dans les cas de fortes densités de courant, comme dans notre cas où de fortes puissances RF sont mises en jeu. De plus, l'électromigration est encore plus importante en hautes fréquences, car les densités de courant sont accentuées [46], du fait de la concentration des champs électromagnétiques sur les bords des conducteurs.

## III.4. Défaillances liées à l'environnement extérieur

Les commutateurs MEMS-RF doivent pouvoir fonctionner dans des conditions environnementales difficiles (température, choc, humidité, pression, etc.) pour que leur industrialisation soit possible [47, 48, 49]. C'est actuellement un enjeu majeur de recherche, car



rendre indépendantes les performances du composant sachant qu'une partie de celui-ci est mobile, et doit conserver un mouvement identique quelques soient les conditions environnementales, est un problème nouveau en microélectronique. En effet, il est nécessaire de protéger le composant en le mettant en boîtier (encapsulation), tout en conservant dans sa partie interne une atmosphère neutre (ou du vide) pour un fonctionnement mécanique optimal du MEMS-RF.

Les récentes publications ont montré que les techniques d'encapsulation par « wafer-level » et dépôt de film mince sont aujourd'hui les plus abouties, bien que leurs herméticités ne soient pas parfaitement démontrées à ce jour [50, 51] (figure I.13).

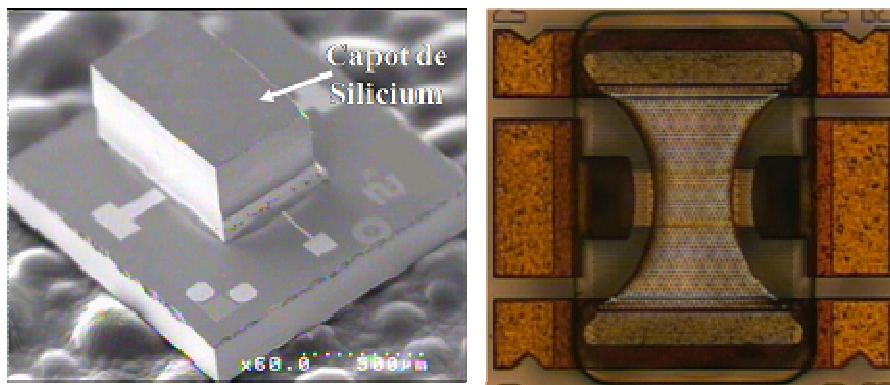


Figure I.13 : MEMS-RF encapsulés par « wafer level » et dépôts de films minces, RADANT à gauche [50], MEMtronics à droite [51] respectivement.

## IV. Le chargement des couches de diélectrique dans les MEMS-RF

Nous avons vu précédemment que le phénomène d'injection et piégeage de charges dans les MEMS-RF est un paramètre qui va limiter la fiabilité et la durée de vie de ces composants. Les conséquences principales de ce phénomène se retrouvent dans le décalage des tensions de commande du micro-commutateur. Dans cette partie, nous nous intéressons aux mécanismes généraux de chargement et de conduction électronique dans les couches minces diélectriques : dans un premier temps avec la théorie des modes de conduction électronique, puis aux études réalisées pour des applications aux MEMS-RF.

### IV.1. Les modes de conduction

Nous exposons ici la théorie générale des conceptions électroniques dans les matériaux diélectriques solides.

De façon générale, la conduction dans un matériau diélectrique résulte du mouvement de porteurs de charge en réaction à l'application d'un champ électrique sur le diélectrique. Ces porteurs peuvent être injectés à partir d'une électrode, se déplacer dans le matériau, allant même jusqu'à le traverser, créant ainsi un courant de conduction dans le diélectrique. Les théories de conduction consistent à décrire les phénomènes d'injection et de mouvement de charges (ou plutôt de porteurs de charges) en donnant l'expression des densités de courant du système électrique, sous l'action d'un champ électrique.

#### IV.1.a. L'effet Schottky

Egalement appelé « effet thermoélectronique », l'effet Schottky correspond au franchissement de la hauteur de barrière énergétique ( $\phi$ ), à l'interface métal-diélectrique, des porteurs de charge qui ont acquis une énergie sous l'effet du champ électrique et de la température [52, 53]. L'application d'un champ électrique diminue la hauteur de barrière de  $\phi_0$  (hauteur de barrière en l'absence de champ appliquée) à  $\phi$ , ce qui augmente également la probabilité de franchissement (figure I.14).

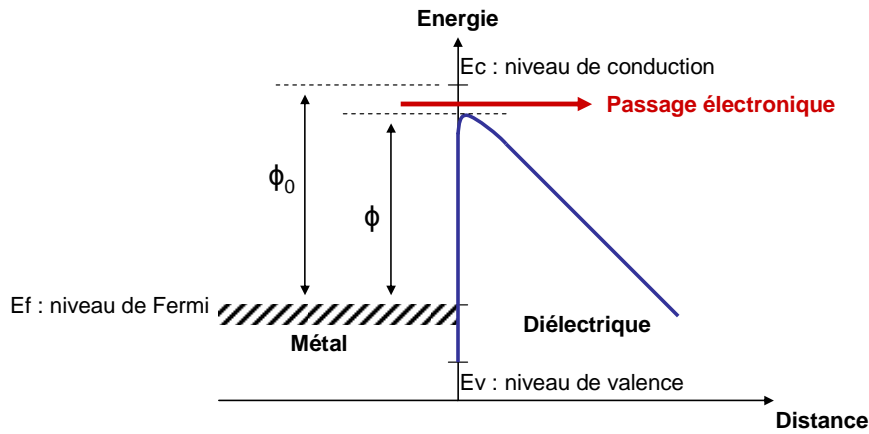


Figure I.14 : Diagramme de bande énergétique de l'interface métal-diélectrique sous l'action d'un champ électrique.

La densité de courant (quantité de charges par unité de temps et de surface d'électrode) issue d'une conduction Schottky est reconnue par une évolution linéaire sur un graphe au format de l'équation (6), qui correspond au mécanisme qui contrôle ce type de conduction.

$$\ln(J) = \ln(AT^2) - \frac{\phi}{kT} \quad (6)$$

$$\phi = \phi_0 - \beta_s \sqrt{E} \quad (7)$$

$$\beta_s = \sqrt{\frac{q^3}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (8)$$

Avec  $J$  la densité de courant,  $A$  la constante de Richardson-Schottky ( $120\text{A/cm}^2$ ),  $T$  la température,  $k$  la constante de Boltzmann,  $\beta_s$  la constante de Schottky en équation (8),  $E$  le champ électrique, et  $q$  la charge élémentaire d'un électron.

Sur un graphe de type  $\ln(J)$  en fonction de  $E^{1/2}$ , nous observerons le comportement linéaire de ce mode de conduction. Il est alors possible d'extraire les paramètres de l'effet Schottky ( $\phi_0$  et  $\beta_s$ ) de la pente et l'ordonnée à l'origine de cette courbe.

#### IV.1.b. L'effet Fowler-Nordheim

L'effet Fowler-Nordheim résulte de la nature ondulatoire des électrons, qui se transmettent à travers la barrière énergétique par effet tunnel. Si le champ électrique est suffisant, la largeur de barrière devient proche de la longueur d'onde des électrons (longueur de Broglie), et ceux-ci sont transmis uniquement grâce au gain énergétique apporté par le champ électrique (figure I.15) [52, 53].

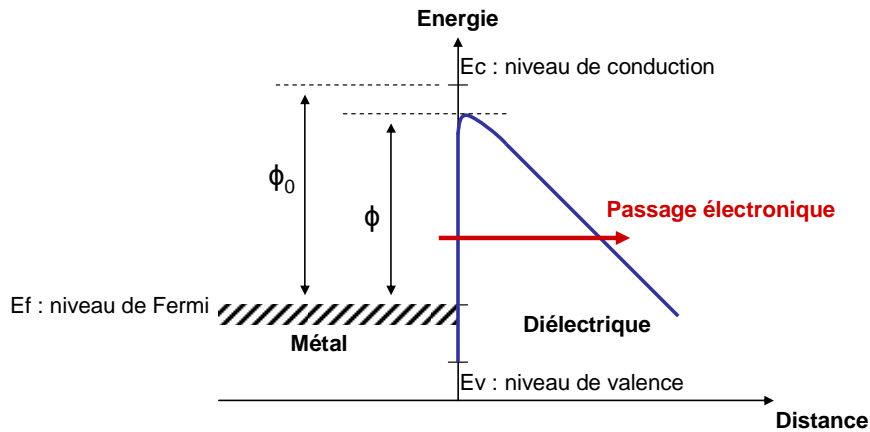


Figure I.15 : Diagramme de bande énergétique de l'interface métal-diélectrique sous l'action d'un champ électrique, effet Fowler-Nordheim.

La relation qui contrôle ce type de mécanisme est donnée en équation (9), avec  $h$  la constante de Plank, et  $m$  la masse d'un électron.

$$J = CE^2 e^{-\frac{B}{E}} \quad (9)$$

$$C = \frac{q^3}{8\pi h \phi_0} \quad (10)$$

$$B = 4\sqrt{2m\phi_0^3} \quad (11)$$

Ce type de mécanisme se reconnaît donc par une évolution linéaire sur un graphe de type  $\ln(J/E^2)=f(1/E)$ , et il est alors possible d'extraire les caractéristiques de conduction (paramètres  $B$  et  $C$ ).

Par ailleurs, ce type de mécanisme est le seul à avoir une dépendance négligeable à la température. En effet, tous les autres sont activés thermiquement avec une loi exponentielle de dépendance à la température (loi d'Arrhenius).

#### IV.1.c. L'effet Frenkel-Poole

L'effet Frenkel-Poole est un mécanisme de conduction pour lequel l'injection de charges est assistée par un puits de potentiel coulombien présent dans ce diélectrique. La figure I.17 présente le diagramme de bande de ce type de piège [54, 55, 56].

Physiquement, le puits de potentiel est assimilé à des liaisons pendantes (défaut à l'interface métal-diélectrique) ou à des défauts dans le réseau cristallin du diélectrique [54]. Sous

l'effet du champ électrique (et de la température), le porteur franchit la barrière de potentiel correspondant à la profondeur du puits  $\phi_B$  diminuée par l'action de  $E$  (champ électrique) et participe ainsi à la conduction dans l'isolant. L'effet Frenkel-Poole est en fait analogue à l'effet Schottky, mais dans le volume du diélectrique.

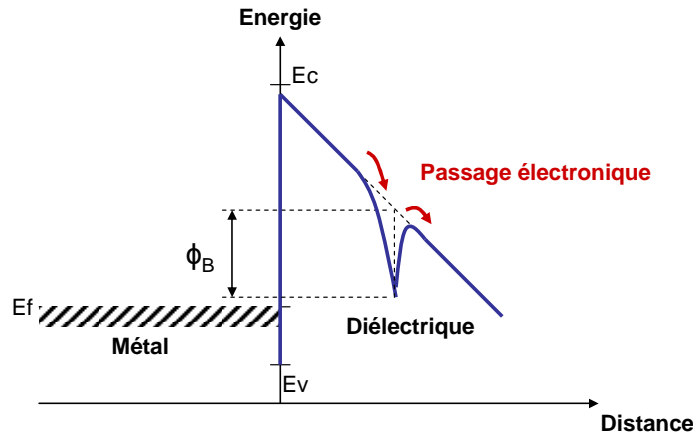


Figure I.17 : Diagramme de bande énergétique de l'interface métal-diélectrique dans le cas de l'effet Frenkel-Poole.

L'expression de la densité de courant de ce mécanisme est la suivante :

$$J = \sigma_{FP} E e^{-\frac{q\phi_B - \Delta\phi}{kT}} \quad (12)$$

$$\Delta\phi = \beta_{FP} \sqrt{E} \quad (13)$$

$$\beta_{FP} = \sqrt{\frac{q^3}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (14)$$

Avec,  $\Delta\phi$  l'abaissement de barrière issu de l'application du champ électrique,  $\beta_{FP}$  la constante de Frenkel-Poole, et  $\sigma_{FP}$  est appelée conductivité Frenkel-Poole et s'exprime en S/m.

On identifie ce mécanisme de conduction en écrivant l'équation (12) sous la forme  $\ln(J/E) = f(E^{1/2})$ , qui est alors une équation linéaire. La pente et l'ordonnée à l'origine de cette droite nous permettent ainsi de remonter aux paramètres de conduction ( $\sigma_{FP}$  et  $\phi_B$ ).

#### IV.1.d. Courants limités par charge d'espace

La conduction issue des courants limités par charge d'espace est un mécanisme de conduction complexe contrôlé par le volume du diélectrique. On considère ici que les porteurs se déplacent sous l'effet du champ électrique appliqué, mais aussi sous l'effet du champ induit par les

charges déjà injectées. Il en résultera donc une description du mécanisme de conduction par un système d'équations couplées, pour considérer la nature « collective » du mouvement des porteurs [17, 53].

Plutôt que de donner les équations fondamentales, non linéaires et différentielles, qui aboutissent en une solution très lourde liant les densités de courant au champ électrique, nous privilégions, comme c'est souvent le cas, une approche simplifiée de ce système avec les lois courant-tension suivantes.

Ainsi, si on néglige les courants de diffusion, qu'on suppose que la mobilité des porteurs est uniforme, et qu'il n'existe pas de porteurs intrinsèques, on aboutit aux équations suivantes : l'équation (15) dans le cas où il n'y a pas de pièges dans le diélectrique, et l'équation (16) quand ceux-ci sont considérés.

$$J = \frac{9}{8} \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu \frac{V^2}{L^3} \quad (15)$$

$$J = \frac{9}{8} \varepsilon_0 \varepsilon_r \theta \mu \frac{V^2}{L^3} \quad (16)$$

Avec  $\theta$  le rapport de porteurs injectés libres sur les porteurs piégés,  $\mu$  la mobilité uniforme des porteurs,  $V$  la tension appliquée, et  $L$  l'épaisseur du diélectrique.

La caractéristique générale courant-tension est donnée en figure I.16. On constate qu'elle se décompose en plusieurs segments linéaires sur ce diagramme bi-logarithmique:

- Pour des tensions appliquées inférieures à  $V_{tr}$  (tension de transition), le mécanisme suit une loi ohmique de conduction car la densité de porteurs injectés est négligeable devant celle des porteurs intrinsèques. Il en résulte une droite de pente 1.
- Pour des valeurs de tensions appliquées comprises entre  $V_{tr}$  et  $V_{TFL}$  (TFL : « Trap Filled limit » signifie limite de remplissage des pièges), la caractéristique suit l'équation (16). Les porteurs injectés sont dominants, et il en résulte une pente de 2. Cette situation sera la même jusqu'à ce que tous les pièges existants dans le diélectrique soient remplis.
- Au-delà de  $V_{TFL}$ , tous les pièges sont remplis et ne sont donc plus actifs. L'équation considérée est alors l'équation (15) qui correspond à une caractéristique de conduction sans piège.

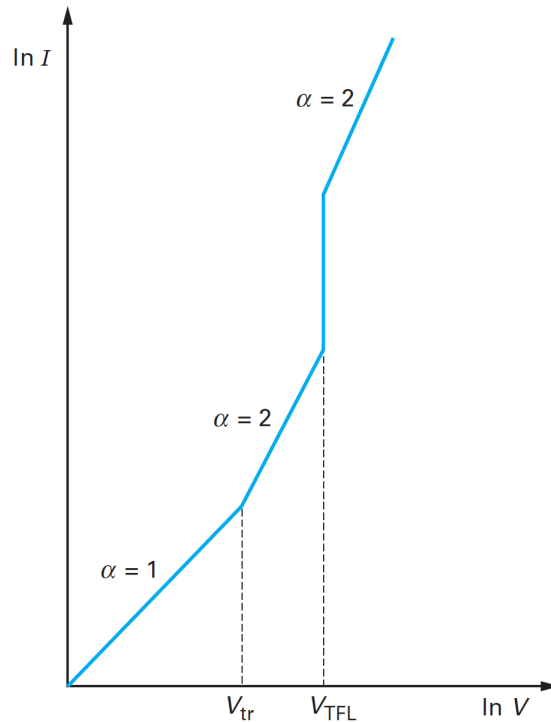


Figure I.16 : Caractéristique courant-tension pour un mécanisme de conduction limité par charge d'espace en régime permanent [53].

Les valeurs de  $V_{tr}$  et  $V_{TFL}$  permettent de déterminer les caractéristiques de ce mécanisme de conduction, notamment en donnant accès à la densité de porteurs intrinsèques et à la densité de pièges, respectivement [53].

#### IV.1.e. Courants résultants de l'orientation dipolaire

Il existe des dipôles dans les matériaux diélectriques, et notamment les films minces diélectriques, après leur fabrication. Ces dipôles qui sont distribués de façon amorphe initialement, vont s'orienter sous l'action d'un champ électrique, se déplaçant ainsi localement, et créant finalement un courant dans le diélectrique. Si le champ électrique appliqué est continu, l'orientation des dipôles va atteindre un état d'équilibre statique, et le courant dans le diélectrique finira par s'annuler. Lorsque la contrainte électrique est supprimée, les dipôles vont se réorienter aléatoirement, créant ainsi un courant de dépolarisation [53, 55].

De façon générale, la densité de courant issue de l'orientation d'un dipôle s'écrit selon l'équation (17), mais pour un diélectrique réel, on retrouve un ensemble de dipôles dont les constantes de temps sont distribuées, ce qui donne l'équation (18).

$$j(t) = \frac{C_0 V}{\tau} (\epsilon_s - \epsilon_{inf}) e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (17)$$

$$J(t) = C_0 V (\varepsilon_s - \varepsilon_{inf}) \sum_i \frac{1}{\tau_i} e^{\frac{-t}{\tau_i}} \quad (18)$$

Avec  $C_0 = \varepsilon_0 S/d$  la capacité géométrique,  $V$  la tension appliquée,  $\varepsilon_s$  la permittivité relative sous champ statique, et  $\varepsilon_{inf}$  la permittivité relative sous champ à fréquence élevée.

Ainsi, il apparaît que le mécanisme de conduction résultant de l'orientation dipolaire s'exprime avec une distribution de courant dépendant exponentiellement du temps.

## IV.2. Des diélectriques pour les MEMS-RF : état de l'art

Les matériaux diélectriques couramment utilisés dans les commutateurs MEMS-RF sont les suivants :  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ,  $\text{AlN}$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  et  $\text{HfO}_2$ . Les mécanismes de chargement dans chaque diélectrique dépendent de la structure du matériau, et pour cette raison, chacun sera traité séparément. Jusqu'à présent, le chargement du diélectrique dans les MEMS-RF a été beaucoup étudié sur le  $\text{SiO}_2$  et le  $\text{Si}_3\text{N}_4$ . En ce qui concerne les autres diélectriques, il y a peu d'informations concernant leurs impacts sur la fiabilité des dispositifs MEMS.

L'alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) est un isolant très utilisé car il possède une forte hauteur de barrière énergétique [57]. Ses propriétés électriques ainsi que le chargement dans les MEMS-RF ont été peu étudiées sur ce matériau. Les mesures expérimentales de courant ont montré que la conduction dans ce diélectrique se compose de deux parties. La première provient principalement d'une polarisation des dipôles dans le diélectrique, qui s'effectue en un court laps de temps, alors que la deuxième partie correspond à un mécanisme de transport de charge. En outre, le mécanisme de conduction sous champ électrique élevé obéit à une loi de courant limité par charge d'espace.

Les films minces en nitrure d'aluminium ( $\text{AlN}$ ) sont très utilisés dans les résonateurs RF micro-usinés et les filtres MEMS. Les résultats théoriques ont montré que ces nitrures possèdent une forte polarisation spontanée [58], associée à des densités de charge électrostatique analogues à celles produites par les champs de polarisation piézoélectrique. Récemment, l' $\text{AlN}$  a été introduit dans les commutateurs MEMS [59], et les tests de fiabilité ont démontré que sous faible tension de polarisation, les mécanismes qui dégradent le dispositif sont extrêmement faibles. L'évaluation des capacités MIM, avec l' $\text{AlN}$  comme diélectrique, a indiqué que ces dégradations sont issues de la présence d'une polarisation spontanée, qui est beaucoup plus petite que la polarisation spontanée prédite par la théorie [60]. Ce diélectrique est par ailleurs très utilisé sur les structures MEMS développés au laboratoire Xlim [61, 62].



Le  $\text{SiO}_2$  et  $\text{Si}_3\text{N}_4$  sont des diélectriques plus utilisés dans les dispositifs électroniques modernes à base de silicium. Bien que les connaissances acquises sur ces matériaux sont avancées en micro-électronique, elles restent encore insuffisantes pour des applications sur structures MEMS-RF. En effet, les besoins de condition de dépôt sous basse température ( $<300$  °C), et de morphologie idéale (structure cristalline et pas de rugosité des surfaces), demande un développement important de ces matériaux [63]. De façon générale, les défauts dans le matériau donnent lieu à la formation de dipôles par piégeage des trous [64].

Compte tenu de tout cela, nous pouvons conclure que les mécanismes de chargement dans ces films isolants, qui sont utilisés dans les commutateurs MEMS, peuvent être résumés dans le tableau I.3 [64].

Matériaux	Ionique	Dipôles	Charge d'espace	Constante diélectrique
$\text{SiO}_2$	-	x	x	3 - 4.5
$\text{Si}_3\text{N}_4$	-	x	x	6 - 7.5
$\text{Al}_2\text{O}_3$	x	x	x	8 - 9
AlN	x	x	x	10 - 12
$\text{HfO}_2$	x	x	x	11 - 12
$\text{Ta}_2\text{O}_5$	x	x	x	$\approx 100$

Tableau I.3 : Les diélectriques utilisés dans les MEMS-RF, et les mécanismes de chargement correspondants (x) [64].

À l'heure actuelle, les études montrent qu'il faut développer des techniques instrumentales plus poussées, pour observer et extraire des informations sur les mécanismes de chargement des structures MEMS-RF. Par ailleurs, les propriétés électriques de ces matériaux diélectriques dépendent fortement des méthodes et conditions de dépôt. Ainsi, ces deux axes de recherche pourront amener à la normalisation de la méthodologie de dépôt.

## V. Mesures et modélisations de la fiabilité des MEMS-RF

### V.1. Modélisation statique du chargement du diélectrique

Nous avons vu précédemment l'influence du phénomène de chargement du diélectrique sur la durée de vie des micro-commutateurs MEMS-RF ainsi que sur leurs paramètres électromécaniques. Ainsi, le chargement du diélectrique se traduit par un décalage des tensions d'abaissement et de relâchement des micro-commutateurs MEMS-RF. Cette partie présente le modèle développé par l'IMEC [65, 66], qui montre d'un point de vue mathématique l'effet du chargement du diélectrique dans les actionneurs électrostatiques des MEMS-RF.

Considérons deux plaques métalliques, l'une est fixe et recouverte d'un diélectrique d'épaisseur  $d$  et de permittivité relative  $\epsilon_r$ , l'autre est mobile et située à une hauteur initiale  $g_0$  du diélectrique (figure I.18). Lorsqu'on applique une tension de polarisation entre les deux plaques, un champ électrique se crée et une force électrostatique fait s'abaisser la poutre mobile.

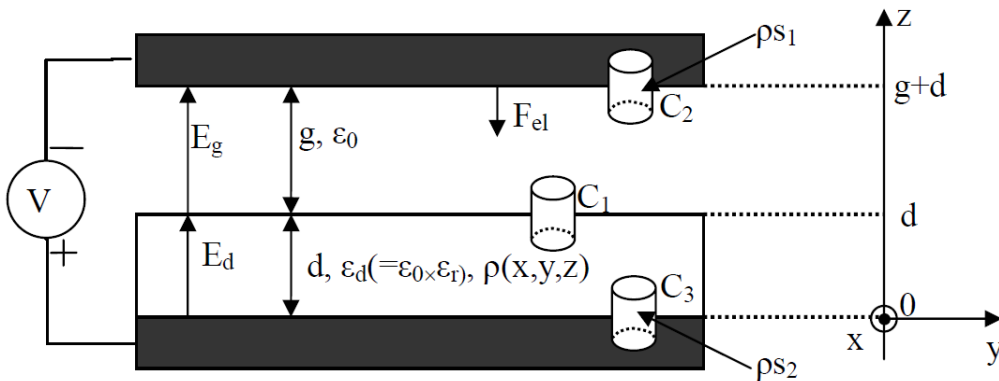


Figure I.18 : Modèle de la distribution de charge dans l'actionneur électrostatique du MEMS-RF [56].

Ce modèle permet de calculer le champ électrique dans le film mince diélectrique, et celui existant dans le gap d'air (fonction de  $V$  et de  $g$ ), en fonction de la densité de charge existante dans le diélectrique  $\rho(x, y, z)$ . Il est alors possible de calculer la pression et la force électrostatique  $F_{el}$  à l'électrode mobile, puis de déduire les expressions des tensions d'actionnement, en fonction de la répartition de charges dans le diélectrique, en équations (19) et (20).

$$V_p = -\overline{V_Q} \pm \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 S} \left( g_0 + \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d} \right)^3 - \sigma^2 (V_Q)} \quad (19)$$

$$V_r = -\overline{V_Q} \pm \sqrt{\frac{2kg_0\varepsilon_0d^2}{\varepsilon_d^2S} - \sigma^2(V_Q)} \quad (20)$$

Avec  $\overline{V_Q}$  la valeur moyenne de la répartition de charge, et  $\sigma^2(V_Q)$  la variance.

L'ensemble des calculs des paramètres électriques et mécaniques a été détaillé dans la thèse de S.Melle en [56]. Ainsi, ce modèle montre que la répartition des charges dans le diélectrique va avoir deux types d'influence sur le comportement de l'actionneur électrostatique. D'abord, si la répartition des charges est uniforme dans le diélectrique (la variance est nulle), les tensions d'activation du commutateur vont toutes être décalées de la même quantité (positive ou négative en fonction de la polarité des charges). Ensuite, si on considère que la valeur moyenne de la répartition des charges est nulle, l'effet de la variance seule provoque un « resserrement » de l'hystérésis, c'est-à-dire une diminution de l'écart entre l'abaissement et le relâchement. D'un point de vue expérimental, on observe toujours ce resserrement combiné au phénomène de décalage.

Malheureusement, le fluage mécanique a aussi pour effet de resserrer la caractéristique C(V), et en pratique, il est très difficile de distinguer les deux phénomènes.

## V.2. Mesures rendant compte de la fiabilité

### V.2.a. Mesures du nombre de cycles d'activation

Le banc de test, développé par Goldsmith en 2001 [21], mesure le nombre de cycles d'activation réalisés par un composant MEMS-RF. Cette information a été l'un des premiers éléments utilisés pour rendre compte de la fiabilité des MEMS-RF, et elle est encore aujourd'hui très utilisée pour donner un aperçu des performances d'un micro-commutateur. Cependant, elle n'est pas toujours la meilleure indication concernant la fiabilité, notamment pour un actionneur électrostatique.

Un tel banc de mesure est composé de trois parties principales : génération du signal de commande, génération du signal micro-onde, et détection du signal micro-onde (en sortie). Le générateur de commande va activer le commutateur avec différents types de signaux. Le signal micro-onde est généré par une source RF. Ces signaux sont couplés par un té de polarisation. La troisième partie sert à la détection de la défaillance du MEMS-RF, qui est réalisée avec un détecteur de puissance RF. Ce détecteur donne l'enveloppe du signal micro-onde en sortie du composant, ce qui rend compte de la position de la poutre du composant. Ce signal détecté est ensuite mesuré à l'oscilloscope. Ce banc permet ainsi de mesurer les temps de commutation du

micro-commutateur, et à l'aide d'un compteur, de mesurer le nombre d'activations effectués par le MEMS-RF (figure I.19).

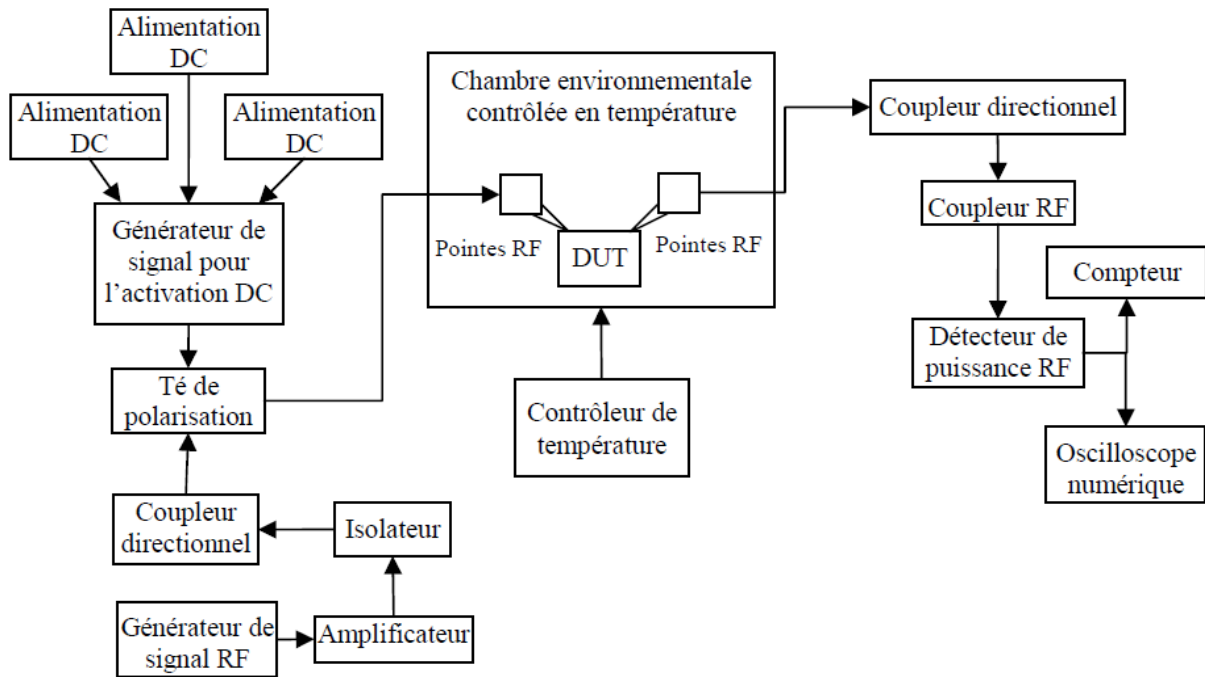


Figure I.19 : Banc de test développé par Goldsmith, pour la mesure du nombre de cycles d'activation des micro-commutateurs MEMS-RF [21, 56].

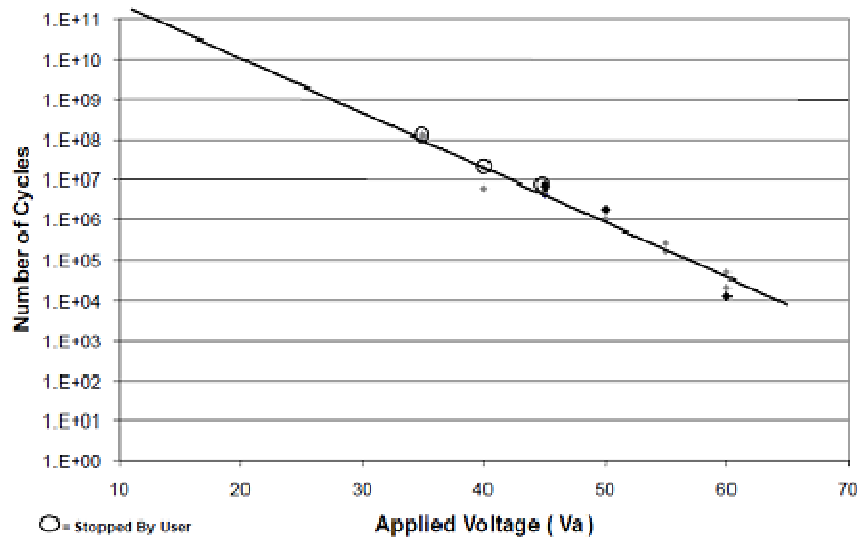


Figure I.20 : Mesure du nombre de cycles d'activation effectués par un MEMS-RF pour différentes tensions de polarisation, par Goldsmith [21].

Par ailleurs, les composants sont placés dans une chambre de contrôle environnemental et de température. Cela permet d'éliminer tous les problèmes de fiabilité liés à la pression, la

température, ou l'humidité, et donc de découpler ces modes de défaillance environnementaux, des défaillances fonctionnelles électromécaniques étudiées.

Les résultats donnés par Goldsmith montrent (figure I.20) que le nombre de cycles que peut réaliser le micro-commutateur a une dépendance inversement exponentielle à la tension appliquée. Plus la tension appliquée au MEMS-RF est élevée, plus le nombre de cycles qu'il peut réaliser est faible, et donc moins bonne est sa durée de vie.

Ainsi, ce banc de mesure nous renseigne sur la dépendance du nombre de commutation que peuvent effectuer les MEMS-RF par rapport à la tension appliquée. Cependant, comme nous allons le voir, le nombre de cycles d'activation n'est pas le paramètre le plus adéquat pour rendre compte de la fiabilité des MEMS-RF.

### V.2.b. Evolution des états de fonctionnement

La mesure de l'évolution des états de fonctionnement des micro-commutateurs MEMS-RF peut être réalisée grâce au banc de test développé en 2003 par le laboratoire IMEC [66, 67] (figure I.21).

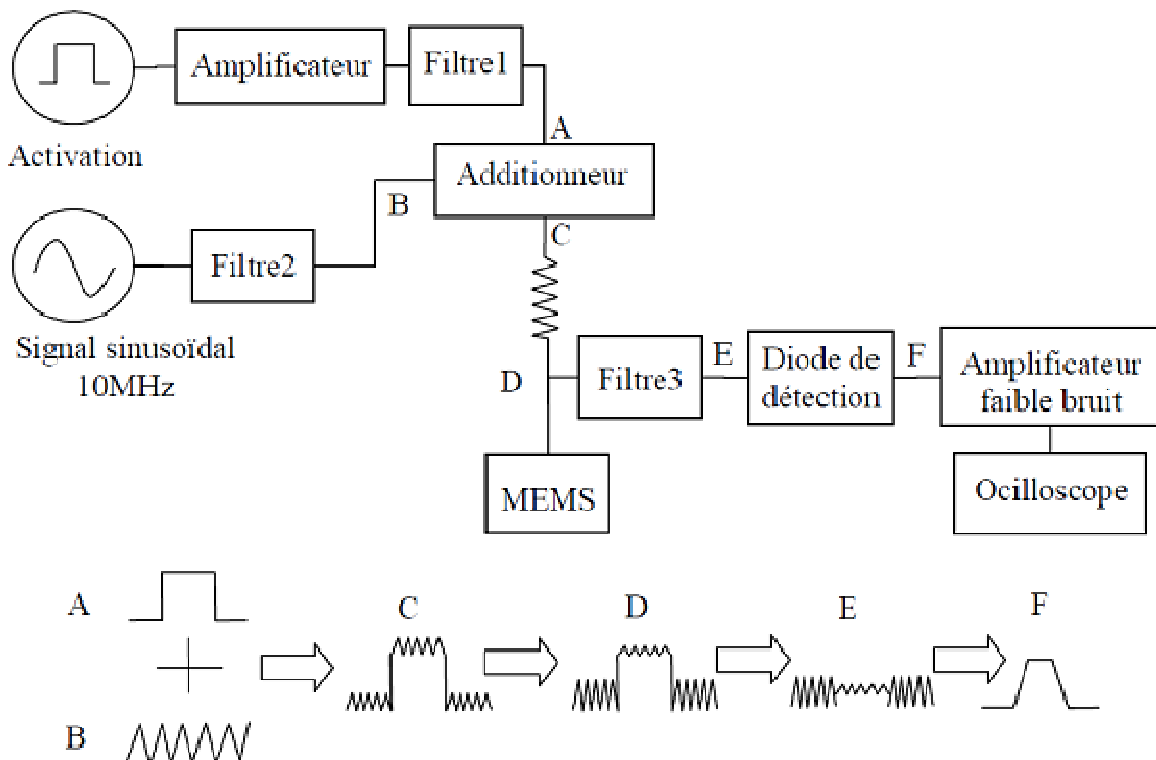


Figure I.21 : Banc de test développé par W.M.Van Spengen, pour la mesure de l'évolution des états de fonctionnement des commutateurs MEMS-RF [67].

L'activation du micro-commutateur s'effectue grâce à un générateur de signaux carrés connecté à un amplificateur. Un signal sinusoïdal de 10 MHz est mélangé au signal de commande, puis appliqué au micro-commutateur. Les commutations du MEMS RF conduisent à une modulation d'amplitude du signal sinusoïdal, qui est ensuite démodulé au moyen d'une diode de détection, puis amplifié et enfin mesuré à l'oscilloscope, permettant ainsi de connaître l'état du micro-commutateur. Les filtres 1 et 2 permettent de bloquer respectivement le signal sinusoïdal et le signal carré afin de protéger et d'isoler les deux générateurs du reste du banc. Un troisième filtre placé avant la diode de détection élimine le bruit et le signal d'actionnement et ne délivre à la diode que les informations contenues dans la modulation d'amplitude. Ce banc de test utilise également une chambre environnementale avec contrôle de température.

Par ailleurs, les mesures électriques sont associées à des mesures optiques au moyen d'un système d'holographie laser, qui permet d'observer le mouvement de la poutre de MEMS et ainsi d'apporter une détection et une analyse supplémentaire sur les modes de défaillances. Cet instrument est basé sur un système d'interférométrie avec un faisceau laser dirigé sur le MEMS et la réflexion de ce laser sur un miroir de référence.

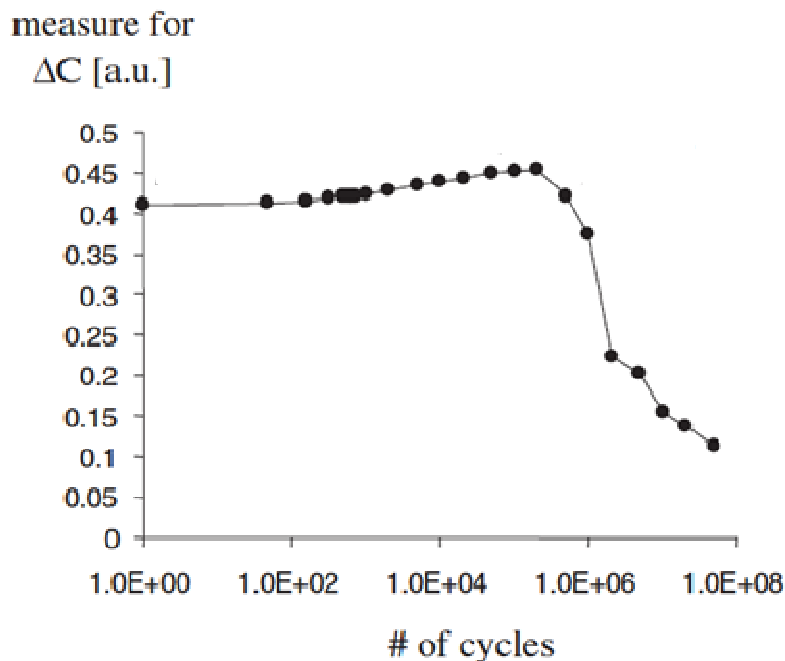


Figure I.22 : Mesure de l'évolution de la différence de capacité état bas – état haut d'un MEMS-RF en fonction du nombre de cycles réalisés, la défaillance par collage intervient après  $10^5$  cycles, par W.M.Van Spengen [68].

L'augmentation de cette différence de capacité, avant la défaillance, s'explique par l'augmentation de la valeur de la capacité état bas au cours du temps.

De plus, un autre avantage de ce banc de test est qu'il permet de mesurer simultanément la durée de vie de plusieurs commutateurs. En effet, le signal mélangé peut être appliqué à

plusieurs composants à l'aide d'un multiplexeur placé avant le filtre 3, qui permet ainsi de choisir quel commutateur sera mesuré.

Ces mesures électriques sont associées à la méthode d'analyse optique par interférométrie, qui permet d'observer le mouvement de la poutre et ainsi de détecter et de comprendre les défaillances détectées par la mesure précédemment décrite [69]. Cette mesure permet de détecter quelles sont les zones immobiles de la poutre (ou en mouvement), et donc de déduire le mode de défaillance correspondant. Sur notre exemple, la poutre est collée (ne se relâche pas quand la tension est supprimée).

En outre, pour démontrer que le nombre de cycles est un paramètre inadapté pour l'étude de la fiabilité des micro-commutateurs MEMS-RF, l'IMEC a réalisé l'étude suivante [22] : trois micro-commutateurs ont été cyclés avec la même tension de polarisation, mais avec des fréquences et des rapports cycliques différents (figure I.23). Les mesures montrent que, en fonction du nombre de cycles effectués, plus la fréquence de cyclage est élevée et plus le nombre de cycles réalisés est important. De même, plus le rapport cyclique est faible pour une même fréquence de cyclage, plus le nombre de cycles effectués par le micro-commutateur est élevé. Cela démontre que le nombre de cycles réalisés ne dépend pas seulement de la tension appliquée, mais aussi de la fréquence et du rapport cyclique du signal de commande.

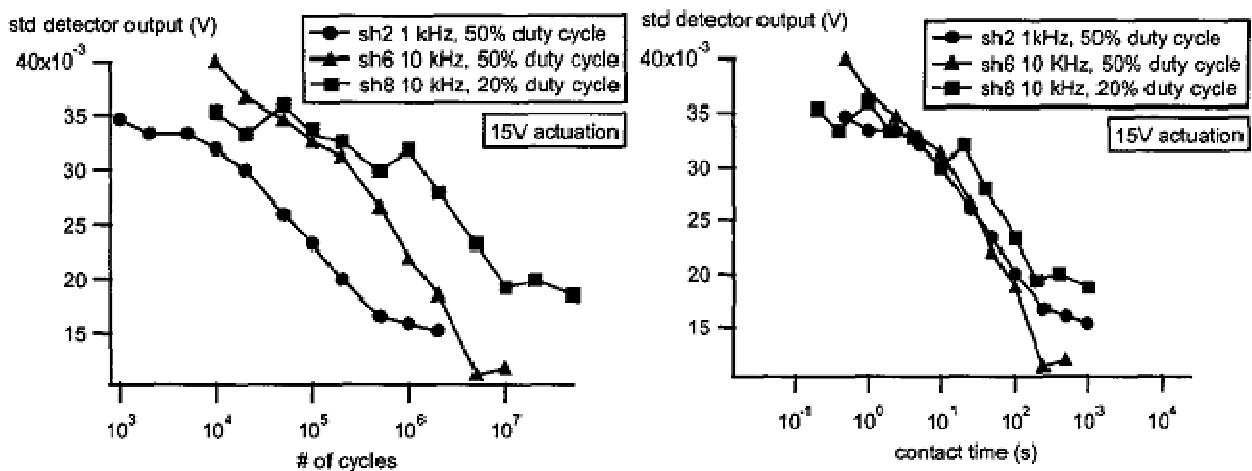


Figure I.23 : Evolution des états haut et bas de la poutre en fonction du nombre de cycles réalisés (à gauche), et en fonction du temps de contact entre la poutre et le diélectrique (à droite) [22].

Cependant, lorsque ces mesures sont exploitées en fonction du temps de contact entre la poutre et le diélectrique, les résultats montrent que pour les trois micro-commutateurs, la défaillance se produit pour un même temps de contact (500 s). Cela signifie que les mécanismes de dégradation semblent n'intervenir que lorsque le contact poutre - diélectrique existe, et que le champ électrique est intense dans le diélectrique. En revanche, la correspondance entre le temps

de contact à l'état bas et la durée de vie ne semble pas pouvoir s'appliquer à la majorité des micro-commutateurs MEMS-RF, comme nous le verrons plus loin dans ce manuscrit.

### V.2.c. Evolution des tensions d'activation

Les différents bancs de tests présentés dans la littérature ont donc permis de mesurer les dérives des paramètres électromécaniques des commutateurs MEMS-RF, et donc d'identifier les modes de défaillances de ces composants. Comme nous l'avons vu précédemment, ceux-ci sont, pour beaucoup, liés au phénomène de chargement de la couche mince diélectrique dans l'actionneur électrostatique, et donc à la dérive des tensions d'actionnement. Il est donc devenu nécessaire de mesurer l'évolution des caractéristiques électromécaniques (ou caractéristique C(V) pour capacité - tension) de ces commutateurs au cours du temps, pendant les phases de polarisation, afin d'observer et d'analyser ce mécanisme de défaillance sur les MEMS-RF.

Comme nous l'avons vu en partie III.1.b, J.R Reid [19] a montré l'effet du chargement du diélectrique sur la caractéristique C(V) d'un MEMS-RF capacitif, avec un décalage significatif des tensions d'actionnement qui entraîne la défaillance du MEMS-RF. Cette méthode de caractérisation est aujourd'hui la plus utilisée pour étudier les mécanismes de chargement dans les MEMS-RF. On la retrouve notamment dans les travaux de Y. Xiaobin [70] et S. Melle [71] en 2004, qui sont deux études sur le phénomène de chargement du diélectrique.

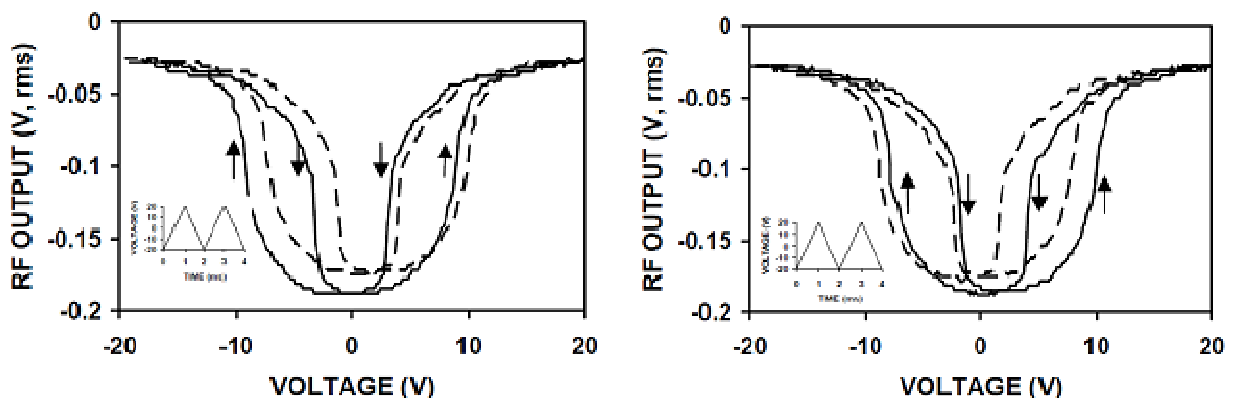


Figure 1.24 : Mesure de la caractéristique électromécanique d'un MEMS-RF capacitif à base de SiO<sub>2</sub>, initial (trait plein), puis après 2min de polarisation (pointillé) sous 20 V à gauche, et -20 V à droite [70].

Les travaux de Y. Xiaobin (figure 1.24) ont montré que le décalage de la caractéristique C(V) au cours du temps est fonction de la polarité du signal de commande, avec un décalage positif pour des tensions positives appliquées, et un décalage négatif pour des tensions de polarisation négatives. Un autre aspect important de cette étude concerne les décalages non symétriques des tensions d'actionnement. L'hypothèse proposée pour expliquer ce phénomène



est une répartition amorphe des pièges dans le diélectrique, qui interviennent avec des constantes de temps de l'ordre de la milliseconde d'une part, et de la minute d'autre part [72].

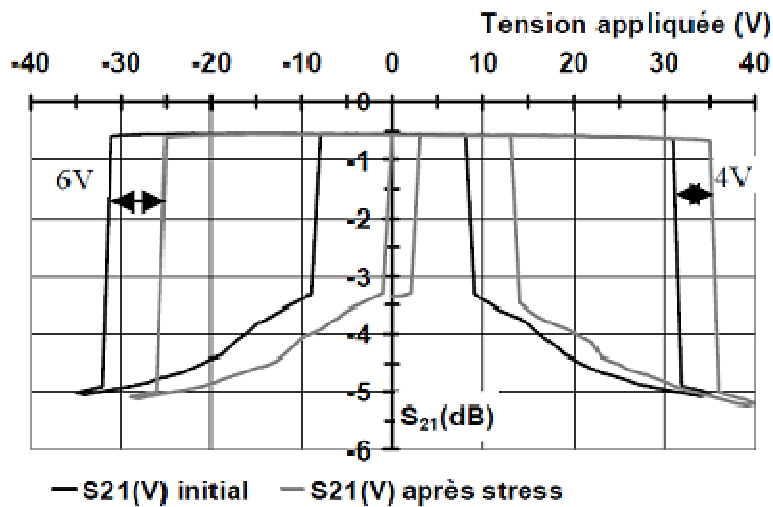


Figure I.25 : Mesures de la caractéristique électromécanique d'un MEMS-RF capacitif ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), avant et après une polarisation de 40 VDC appliquée [56].

Les travaux de S. Melle, réalisés sur des MEMS-RF capacitif à base de  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , sont similaires. Ils montrent que le chargement du diélectrique provoque un décalage sur les tensions d'activation, qui n'est pas symétrique (figure I.25). L'analyse effectuée introduit par ailleurs la notion de cinétique du chargement du diélectrique, et donc un paramètre de vitesse des dérives en tension observées. L'information qu'apporte ce paramètre en fonction du type de structure MEMS, de la tension appliquée, ou d'autres facteurs d'influence, nous renseigne donc sur le comportement du composant, en terme de fiabilité [73].

Ainsi, le chargement qui provoque le décalage des tensions d'activation, entraîne la défaillance des composants MEMS-RF. Pour mieux comprendre les mécanismes de fonctionnement de ce phénomène, il est nécessaire de visualiser l'évolution des tensions d'activation au cours du temps pendant les phases de chargement. C'est ce qu'a montré Y. Xiaobin en 2005 [72], avec une première mesure du décalage en tension au cours du temps (figure I.26). Cette mesure montre que le chargement semble suivre une évolution de type inverse exponentielle, sans pour autant observer de phénomène de saturation. C'est le type de modèle qui est présenté en trait continu sur la figure. Ce modèle sera par ailleurs détaillé plus tard dans ce chapitre.

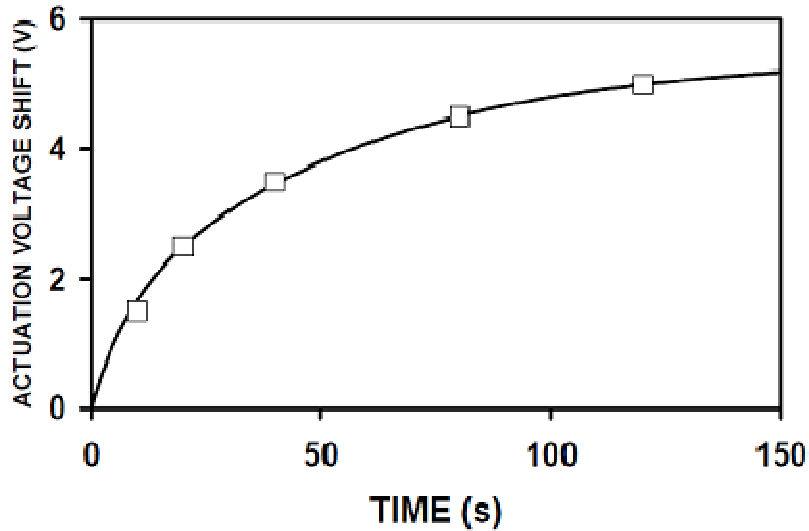
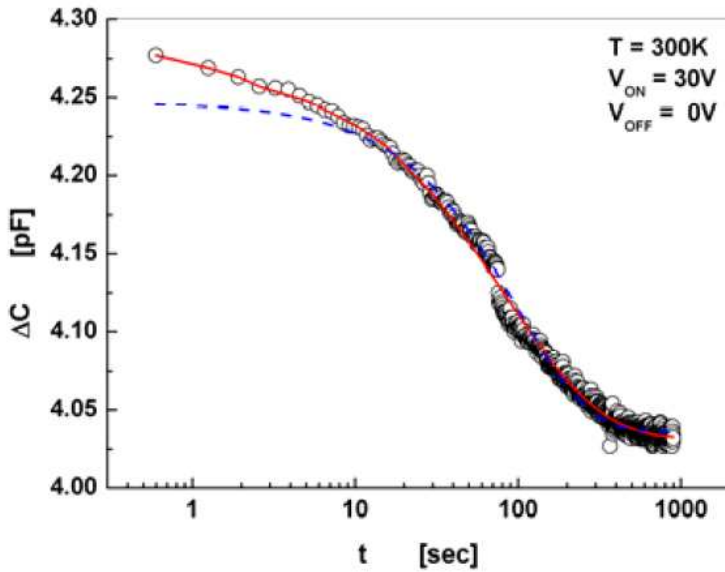


Figure I.26 : Mesure du décalage en tension au cours du temps sur un MEMS-RF capacitif polarisé avec -30 VDC (diélectrique SiO<sub>2</sub>) [72].

### V.3. Dérives au cours du temps, modélisation prédictive de la fiabilité

Pour prédire la défaillance due au mécanisme de chargement du diélectrique, il est nécessaire de mesurer les dérives des paramètres électromécaniques au cours du temps. Ainsi, il sera possible d'appliquer un modèle temporel aux mesures, et grâce à ce modèle, de prédire quand interviendra la défaillance du composant. En généralisant, un modèle de fiabilité complet doit tenir compte de tous les paramètres et contraintes appliqués au MEMS-RF (électriques, mécaniques, environnementaux), ce qui permettrait d'optimiser la conception des MEMS-RF.

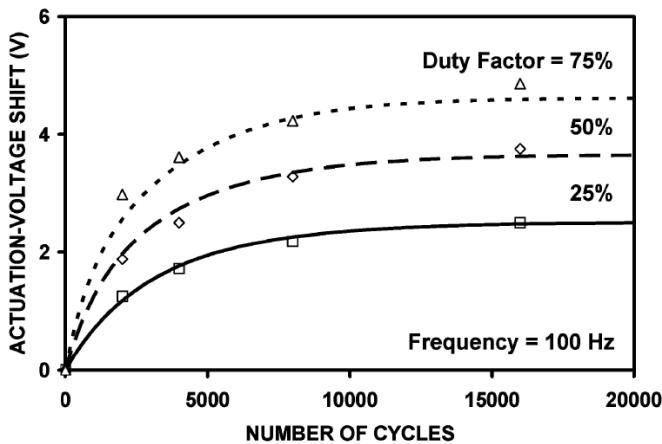
En 2005, G.J. Papaioannou [74] donne le premier modèle temporel de dérive issu du phénomène de chargement du diélectrique, basé sur une mesure de courant dans l'actionneur électrostatique (figure I.27). Cette mesure montre la variation de la capacité état bas d'un MEMS-RF capacitif (Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>) pendant une phase de polarisation de 30 V d'une durée de 1000 s. La valeur de capacité diminue au cours du temps, significatif d'un mécanisme d'injection et de piégeage de charges. Cette évolution temporelle de la capacité à état bas est modélisée, et montre une dépendance exponentielle et hyperbolique des dérives.



$$C(t) = C_{\infty} + \Delta C_0 \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau(T)}\right)^{\beta}\right]$$

Figure 1.27 : Dérive de la valeur de la capacité état bas, avec le modèle à droite appliqué (en rouge) [74].

Cependant, ce type de caractérisation n'est pas suffisant pour donner un aperçu de la fiabilité parce qu'il ne permet pas de connaître l'impact du chargement sur la dérive des tensions, et donc la durée de vie du commutateur.



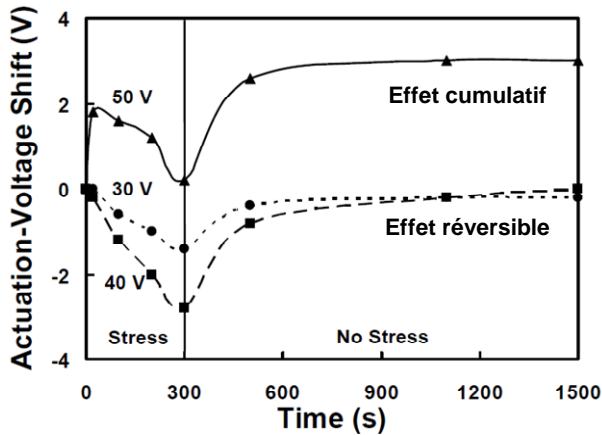
$$Q = \sum_J Q_J [1 - \exp(-t_{ON}/\tau_{CJ})] \exp(-t_{OFF}/\tau_{DJ})$$

$$\Delta V = qhQ/\epsilon_0\epsilon_r$$

Figure 1.28 : Mesures des dérives en tension d'un commutateur capacitif pendant une phase de polarisation de 30 V avec différents rapports cycliques, avec le modèle à droite appliqué aux mesures [76].

En 2005 [72], et 2006 [75, 76], Y. Xiaobin mesure les dérives en tension de l'actionneur électrostatique d'un MEMS-RF capacitif ( $\text{SiO}_2$ ) pendant 200 s, et les modélise à l'aide d'une expression exponentielle à plusieurs constantes de temps (figure 1.28). Ce modèle est le premier qui permet de prédire réellement les dérives en tensions du composant. Il tient compte de la forme d'onde du signal de polarisation avec les paramètres  $t_{on}$  et  $t_{off}$  qui correspondent respectivement aux temps à l'état actionné et non actionné (rapport cyclique). Comme nous pouvons le voir, ce modèle s'adapte bien aux mesures effectuées, ce qui démontre une dépendance inverse exponentielle des dérives en fonction du temps. Cependant, cette étude n'est réalisée que sur

quelques centaines de secondes, ce qui est trop peu pour rendre compte de la fiabilité à long terme d'un MEMS-RF. De plus, bien que les mesures et le modèle correspondent, ce dernier utilise une expression exponentielle qui présente une saturation à long terme, ce qui n'est pas observé sur les mesures de dérive. Ainsi, ce modèle ne peut être utilisé pour extrapoler les mesures de dérive et prédire la défaillance du commutateur.



$$Q_T = Q_{T0} [1 - \exp(-t_{ON} / \tau_{CT})] \exp(-t_{OFF} / \tau_{DT})$$

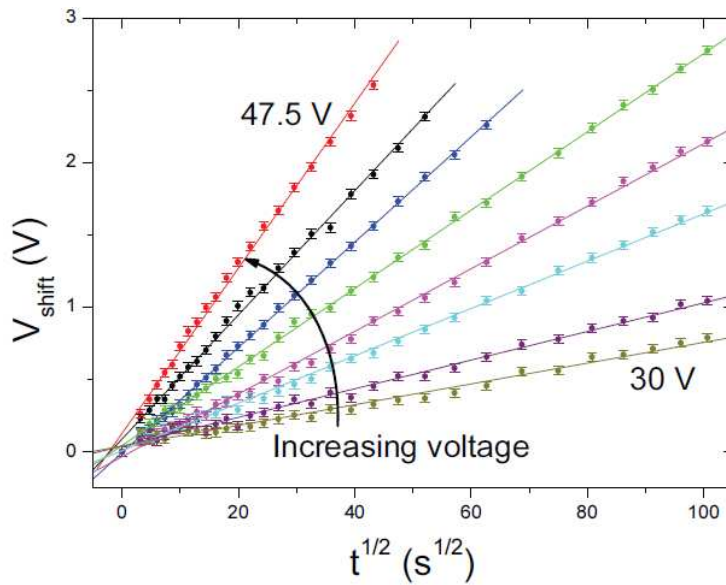
$$Q_B = Q_{B0} [1 - \exp(-t_{ON} / \tau_{CB})] \exp(-t_{OFF} / \tau_{DB})$$

$$\Delta V = \frac{h_T Q_T - h_B Q_B}{\epsilon_0 \epsilon_1}$$

Figure I.29 : Mesure des dérives en tension d'un commutateur capacitif ( $\text{SiO}_2$ ) pendant une phase de chargement, puis de déchargement pour différentes tensions appliquées. On distingue deux mécanismes de chargement en fonction de la tension. Un modèle est proposé à droite [77].

En 2006, Z. Peng apporte une hypothèse complémentaire à l'étude précédente en supposant que les mécanismes d'injection de charges sont différents au niveau des deux électrodes de l'actionneur [77]. En effet, considérant que l'électrode du bas est en contact permanent avec le diélectrique, alors que celle du haut n'est en contact qu'à l'état actionné, pendant les phases de polarisation, il indique que le mécanisme de chargement sur ces deux surfaces est respectivement réversible et cumulatif. C'est ce qui est montré en figure I.29, où pour une tension de polarisation de 50 V le chargement cumulatif intervient alors que ce n'est pas le cas pour les mesures sous tension de commande inférieures. Un modèle est alors proposé qui tient compte de deux mécanismes de chargement, avec  $Q_T$  la quantité de charges injectées au niveau de l'électrode supérieure, et  $Q_B$  pour l'électrode inférieure. Bien que ce modèle n'ait pas été appliqué aux mesures (car il ne tient pas compte de l'amplitude de la tension de commande, entre autre), cette étude montre que les mécanismes de chargement dans les MEMS-RF sont très différents de ce qui est connu concernant les structures de capacité à électrodes fixes.

Une autre étude est proposée par R.W. Herfst en 2007 [77] qui montre l'évolution des dérives en tension d'un commutateur capacitif ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), sur 10000 s, pour différentes tensions appliquées (figure I.30). Un modèle en loi de puissance sur le temps, et qui tient compte de l'amplitude de la tension appliquée, montre une très bonne concordance avec ces mesures.



$$V_{\text{shift}}(t) = \alpha \sqrt{t} \exp(\beta V_{\text{stress}})$$

Figure I.30 : Mesures des dérives en tension d'un MEMS-RF capacitif ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) pour différentes tensions appliquées, et modélisées avec l'équation donnée à droite [78].

Cette étude montre que pour ce composant, aucun phénomène de saturation n'est observé sur les dérives (sur quatre décades temporelles). De plus, il est confirmé que le chargement a une dépendance exponentielle à la tension appliquée. Ce modèle est donc le premier proposé pour caractériser les dérives en tensions sur le long terme, dans les actionneurs électrostatiques. Il permet alors d'extrapoler le mécanisme de défaillance observé pour « prédire » quand celle-ci interviendra.

## VI. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu dans un premier temps le principe de fonctionnement des micro-commutateurs MEMS-RF à actionnement électrostatique. Deux aspects principaux ont été mis en avant, d'abord, il existe deux types de micro-commutateur MEMS-RF : les commutateurs à contact métallique, et les capacités variables MEMS. Dans un second temps, nous avons vu que la caractéristique électromécanique d'un MEMS-RF décrit une courbe d'hystérésis, basé sur deux sauts brusques de la hauteur de la poutre : l'abaissement et le relâchement, pour deux valeurs fixes de tension de polarisation appliquée. Nous avons également donné un état de l'art des commutateurs développés à ce jour qui ont montré de bonnes voire très bonnes performances.

Ensuite, nous avons vu que de nombreux modes de défaillance existent sur ces composants, qui limite fortement leur fiabilité. Ainsi, celle-ci peut être lié à des mécanismes électriques, mécaniques, dû à la puissance micro-onde et à l'environnement de fonctionnement. Elle fait l'objet de nombreuses études, car elle est actuellement un enjeu majeur de recherche pour le développement industriel, militaire et spatial des composants et dispositif MEMS-RF, dans le domaine des télécommunications.

Par ailleurs, nous nous sommes intéressés aux études menées sur le phénomène de chargement des couches minces diélectrique dans les structures MEMS-RF, puisqu'il est l'une des sources principale de défaillance. Nous avons d'abord exposé les théories des principaux modes de conduction électroniques pouvant exister dans les isolants, et donné un état de l'art des diélectriques couramment utilisés sur les structures MEMS-RF.

Enfin, nous avons vu que d'importants développements instrumentaux ont été réalisés par différents laboratoires pour observer et étudier les mécanismes liés à ce phénomène. Il est de plus devenu apparent que les mécanismes de chargement du diélectrique doivent être mesurés avec précision, et modélisés, en fonction du temps. Les études exposées depuis ces dix dernières années, ont montré que ce phénomène provoque les dérives des paramètres électromécaniques de l'actionneur électrostatique des MEMS-RF au cours du temps, jusqu'à ce que la défaillance intervienne (liée à la perte de contrôle du système de commande). Les principales caractérisations du chargement du diélectrique dans les MEMS-RF, et les modèles associés, ont montré d'une part une réelle difficulté à analyser les mécanismes de chargement, et d'autre part, la nécessité de développer des modèles basés sur des équations complexes, et qui doivent tenir compte d'un nombre important de paramètres (amplitude, rapport cyclique, etc.).

De ces dernières études ressortent d'importantes contradictions qu'il est nécessaire de souligner. Premièrement, nous avons vu que les dérives mesurées peuvent être caractérisées en

fonction du nombre de cycles réalisés par le commutateur, en fonction de son temps cumulé à l'état actionné, ou encore en fonction du temps écoulé, par exemple dans les travaux de M.W. Van Spengen [66], et de S. Melle [56]. Cela indique les difficultés de caractérisation et d'analyse d'influence des différents paramètres de commande. Par ailleurs, certaines études, comme celle proposée par P. Blondy en 2007 [48], montrent qu'en fonction des conditions expérimentales (sur cet exemple l'humidité), le comportement du mécanisme de chargement est complètement modifié.

Une autre contradiction importante correspond au resserrement du cycle d'hystérésis de commande des MEMS-RF, sous l'effet du chargement du diélectrique. En réalité, ce phénomène peut également être dû à une dégradation mécanique de la poutre par fluage [31]. Cependant, il est très compliqué de distinguer ces deux phénomènes avec des mesures de dérives des tensions d'actionnement des MEMS-RF, comme c'est actuellement le cas.

En outre, nous remarquons que les avancées sur la fiabilité des MEMS-RF s'accompagnent d'un développement instrumental complexe. De plus, les modèles présentés, issus de la caractérisation des mécanismes de défaillance sont finalement différents des expressions théoriques connues, ce qui souligne la difficulté de prédire la défaillance des MEMS-RF.





## **CHAPITRE 2 :**

# **DEVELOPPEMENT D'UN BANC DE TEST POUR LA CARACTERISATION DES MICRO-COMMUTATEURS MEMS-RF EN FIABILITE**

« Mercenaires nous sommes et nous resterons. Que nous importe si la cause de notre employeur est légitime? On nous paye pour servir. Nous sommes la dernière des compagnies franches de Khatovar. »

Glen Cook, Les annales de la Compagnie noire, 1984 – 2010.



# I. Introduction

Ce chapitre présente les bancs de tests utilisés et développés dans ce travail, ainsi que les procédures d'utilisation mise en place, pour l'étude des modes de défaillances et les mécanismes limitant la fiabilité des micro-commutateurs MEMS-RF.

Dans une première partie, nous verrons le système de mesure que nous utilisons pour les mesures hyperfréquences des MEMS-RF. Les composants et les technologies que nous étudions étant directement appliqués à l'électronique haute-fréquence et aux systèmes de télécommunication, il est primordial de valider le bon fonctionnement des micro-commutateurs dans leurs fonctions basiques.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la mesure des paramètres électromécaniques des MEMS-RF. En effet, c'est en se basant sur ces paramètres que nous pourrions identifier les modes de défaillances des composants ainsi que les défaillances elles-mêmes.

La troisième partie concerne la détection automatique des tensions d'activation et du contraste des MEMS-RF, l'automatisation permettant de réaliser des études temporelles, c'est-à-dire l'enregistrement des dérives de ces paramètres. En effet, c'est à partir de ces mesures et en mettant en place des procédures de tests et de mise en condition, que nous avons pu réaliser la majeure partie des travaux présentés dans les chapitres suivants.

Les travaux présentés dans ce chapitre sont ainsi le point de départ de l'ensemble des études réalisées au cours de cette thèse.

## II. Mesures micro-ondes, paramètres S

### II.1. Banc de test

#### II.1.a. Principe de fonctionnement

Le banc de test de caractérisation hyperfréquence est constitué des trois parties principales. La première d'entre elles est un analyseur de réseaux vectoriels (ZVA 24 de Rohde & Schwarz, figure II.1) [79], permettant de mesurer les paramètres S des composants jusqu'à 24 GHz. Le deuxième bloc est un système de polarisation adapté aux tensions électriques nécessaires à l'actionnement des différents MEMS-RF étudiés, comprenant deux tées de polarisation (HP 11612A) [80], puisque ceux-ci s'activent parfois avec des tensions supérieures à 100 V. Enfin, les composants que nous mesurons étant réalisés sur des dispositifs coplanaires, le banc de test est constitué de micro-positionneurs et de pointes de mesure RF (Cascade Microprobe ACP40, GSG 125) [81], qui facilitent la mesure sur tranche (« wafer ») des composants. La figure II.2 montre le schéma de principe du banc de caractérisation micro-onde.

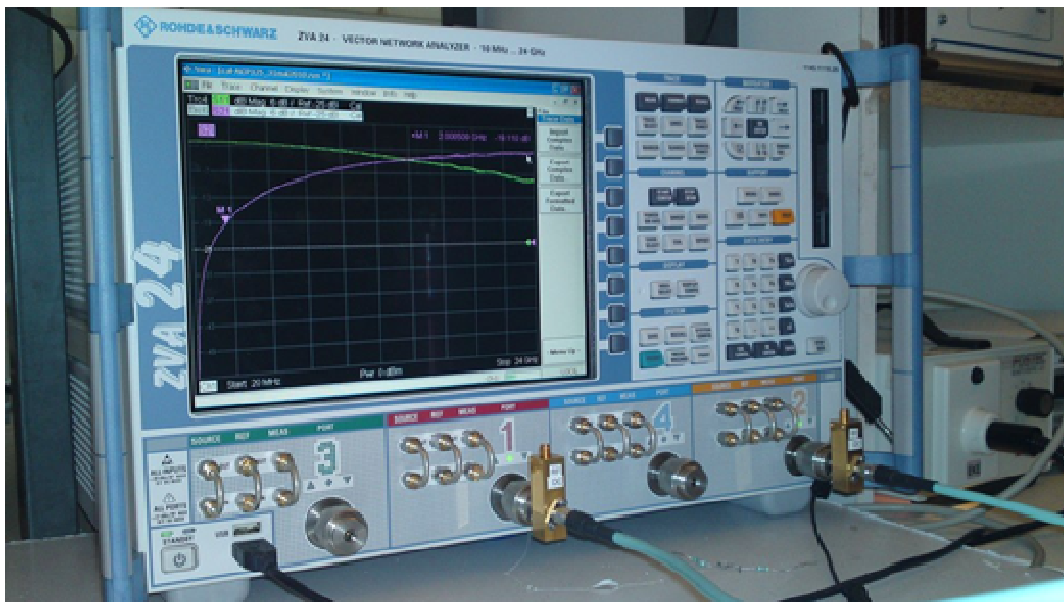


Figure II.1 : Photographie de l'analyseur de réseaux vectoriel (ZVA24 de Rohde & Schwarz) pour la mesure micro-onde des composants MEMS-RF.

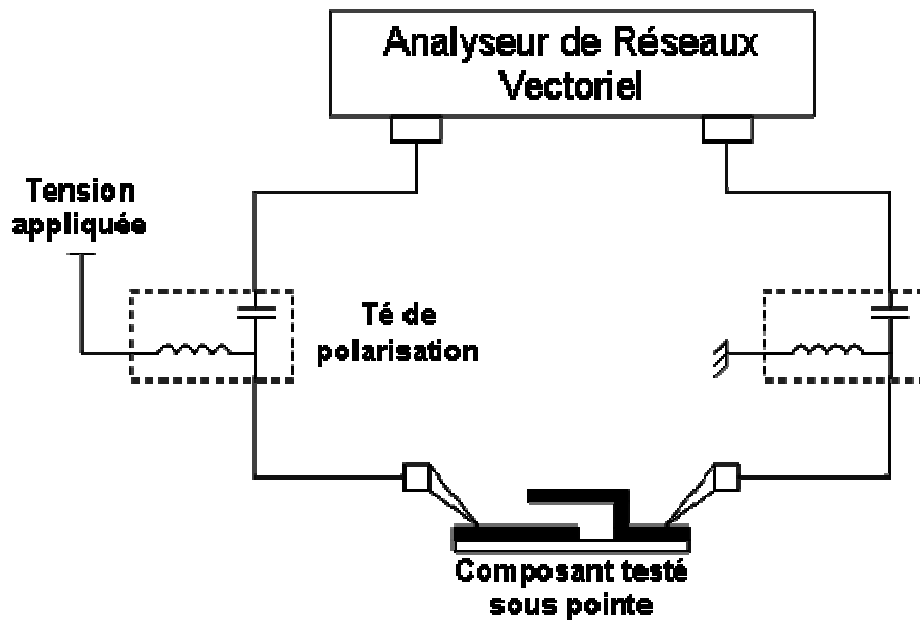


Figure II.2 : Schémas de principe du banc de test pour les mesures micro-onde de composants MEMS-RF.

### II.1.b. Station sous pointes

Dans l'objectif de faciliter la mesure des composants MEMS-RF réalisés sur ligne coplanaire, nous utilisons un système de mesure sous pointes (figure II.3) qui permet de raccorder les différents composants au dispositif de mesure. Les pointes de mesures micro-onde que nous utilisons sont des pointes « Cascade Microtech ACP40, GSG 125 » [81].

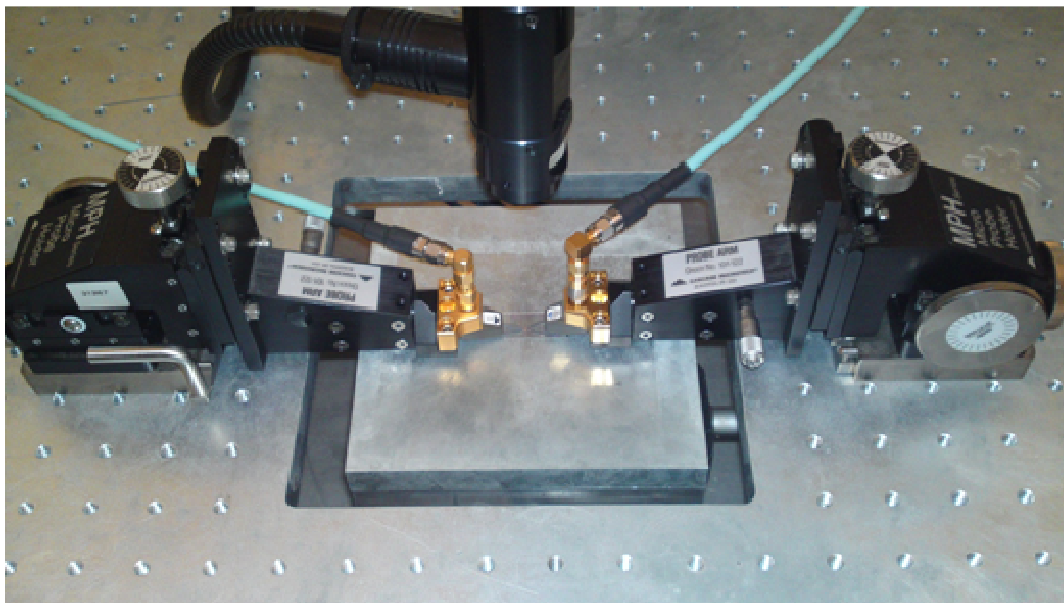


Figure II.3 : Photographie du dispositif de mesure des composants coplanaires.

Ce dispositif nous permet de mesurer les performances micro-ondes des composants sous tests, pour différents états de polarisation, tout en conservant un contrôle visuel sur ceux-ci à l'aide d'une caméra couplée à un zoom.

En dépit de la simplicité qu'apporte ce banc de mesure pour la caractérisation de composants MEMS, il présente le désavantage d'effectuer les tests à l'air ambiant. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, cela peut poser problème car les MEMS-RF sont très sensibles à l'environnement dans lequel ils se trouvent, notamment pour ce qui est de l'humidité ou de la température.

## II.2. Système de polarisation

Pour polariser en tension les composants MEMS-RF, nous utilisons deux tés de polarisation (HP 11612A) [80]. Ils permettent de polariser le composant avec des tensions d'amplitude crête maximale de 200 V, avec la possibilité d'appliquer des signaux bipolaires de fréquence maximale de 5 Hz. Cela permet ainsi de découpler et d'isoler l'analyseur de réseaux vectoriels du reste du banc de mesure.

### II.2.a. Polarisation couplée

Le premier système de polarisation que nous utilisons correspond à un composant dont les électrodes micro-onde et de polarisation sont les mêmes. Ainsi, les signaux radiofréquence et de polarisation doivent arriver couplés, c'est-à-dire en même temps et au même endroit sur le composant (figure II.3). Les tés de polarisation spécifiques que nous utilisons sont dans ce cas directement exploités puisque ce sont eux qui vont permettre de coupler et découpler les deux signaux entre le composant testé et les différents instruments de génération de tensions et de mesures (figure II.4).

Pour générer la polarisation, nous utilisons un générateur de tension arbitraire « Agilent 33220A » [82] qui crée une tension continue entre 0 et 10 V, ou bien un signal carré bipolaire avec 10 V maximum d'amplitude crête. En sortie de ce générateur, nous connectons un amplificateur de tension basse-fréquence multiplicateur par 20. Nous disposons également sur ce montage une résistance de 10 K $\Omega$  en série pour limiter le courant en cas de défaillance du composant testé.

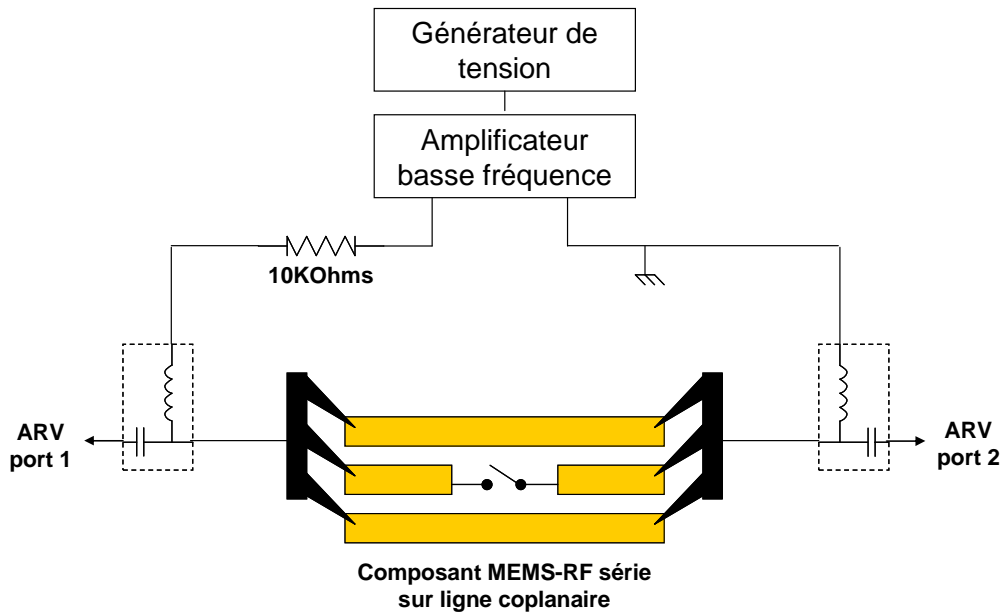


Figure II.4 : Schéma de montage du système de polarisation couplée, pour la mesure de composant MEMS-RF en hyperfréquence.

### II.2.b. Polarisation découplée, par une électrode dédiée

Le second système de polarisation des MEMS-RF est utilisé dans le cas où les électrodes micro-onde et électrique du composant ne sont pas les mêmes. Dans ce cas, le signal de polarisation doit être connecté au composant via une pointe supplémentaire (pointe DC), qui sert à apporter le signal de commande à l'électrode de polarisation dédiée du commutateur. La photographie en figure II.5 montre la station sous pointe utilisant une pointe supplémentaire de polarisation.

Dans ce cas, le système de génération de signaux de polarisation est le même que dans la partie précédente, c'est-à-dire un générateur de tension basse-fréquence avec un amplificateur multiplicateur par 20. Dans ce cas également, nous utilisons une résistance 10 K $\Omega$ . Il est à noter que les tés de polarisation sont connectés à la masse DC dans le but de protéger l'analyseur de réseaux vectoriels d'un éventuel dysfonctionnement du composant testé. La figure II.6 décrit le schéma de montage de ce système de polarisation.

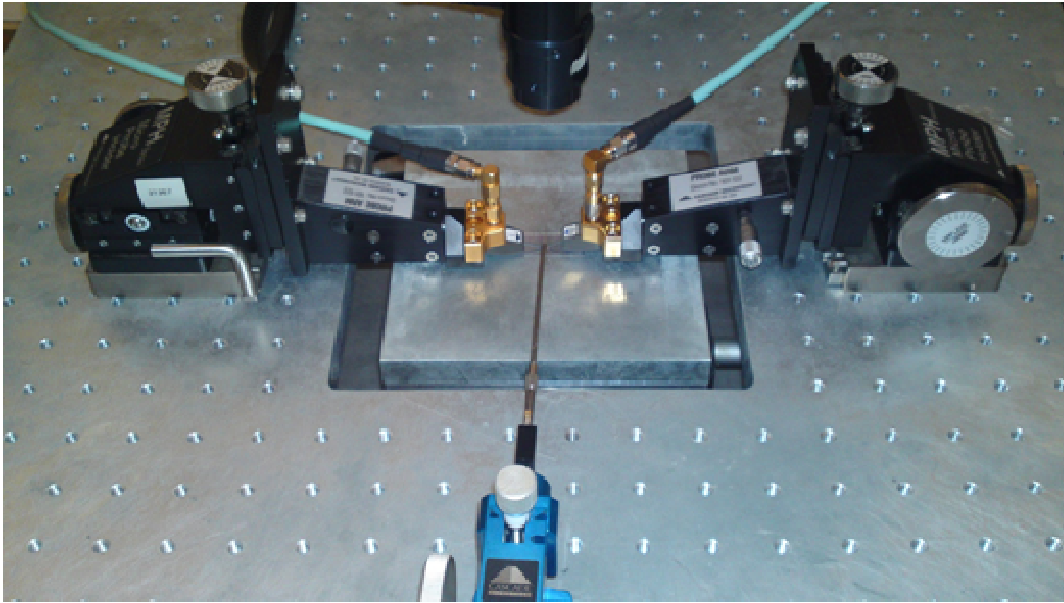


Figure II.5 : Photographie de la station sous pointe dans le cas d'un système de polarisation découplée.

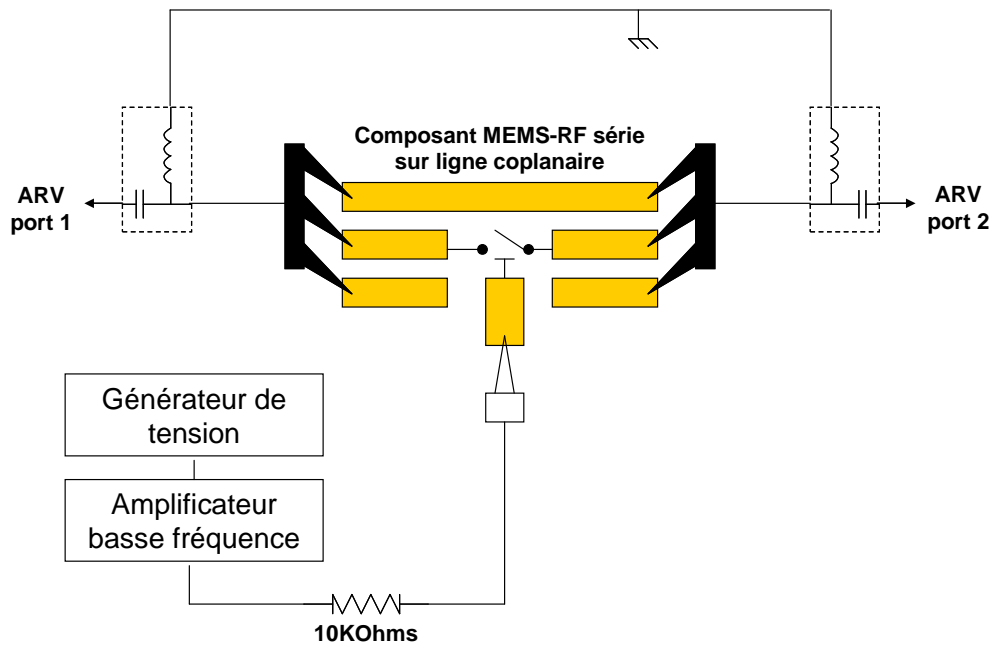


Figure II.6 : Schéma de montage du système de polarisation découplée.



### III. Mesures des paramètres électromécaniques du commutateur MEMS-RF

La mesure des paramètres électromécaniques d'un commutateur MEMS-RF à actionnement électrostatique nous permet de le caractériser mécaniquement, c'est-à-dire de connaître son temps de commutation (temps d'abaissement et relâchement de la poutre), sa fréquence de résonance, ses tensions d'activation, voire de déduire la raideur de la poutre en supposant connue la géométrie du système masse-ressort équivalent.

Pour réaliser ce type de mesure, nous utilisons une enceinte de mesure sous vide, qui va nous permettre de placer les composants dans un environnement exempt d'humidité, et à température et pression contrôlées, c'est-à-dire là où ces trois paramètres seront maîtrisés de façon à ce que les mesures soient le moins perturbées possible.

#### III.1. Banc de test sous vide

##### III.1.a. Station sous pointes, sous vide

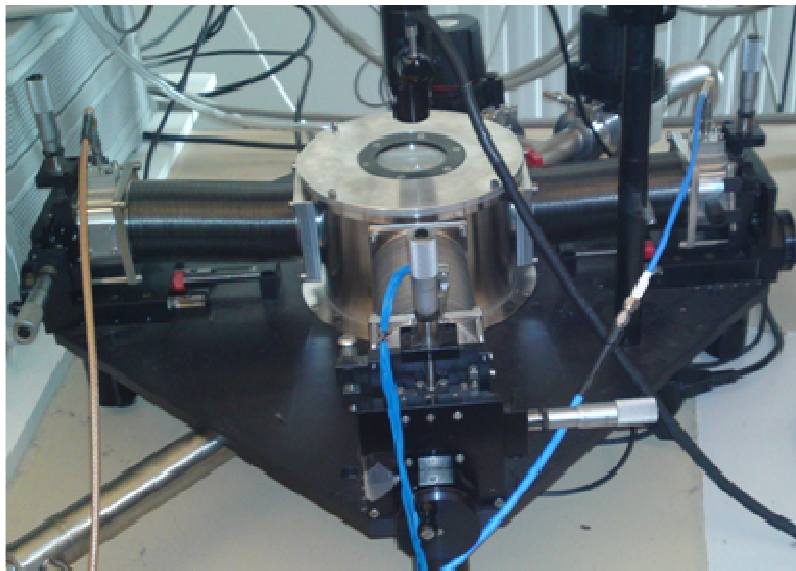


Figure II.7 : Photographie de l'enceinte sous vide de caractérisation hyperfréquence.

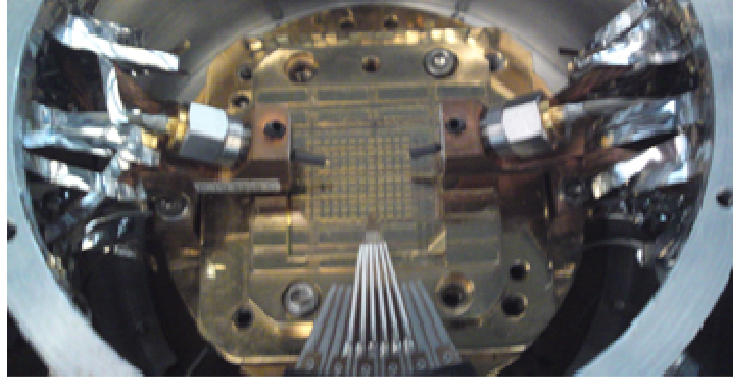


Figure II.8 : Vue interne de l'enceinte sous vide, les deux pointes radiofréquence sont disposées à droite et à gauche, tandis que la pointe DC est en bas.

Des photographies des vues externe et interne de l'enceinte hermétique de test hyperfréquence sont données en figure II.7 et II .8. Cette enceinte est munie de trois sondes (deux sondes micro-onde et une carte à pointe DC) qui servent à se connecter sur des composants coplanaires avec des électrodes d'actionnement soit couplées, soit découplées des électrodes RF. Cela permet de réaliser les mêmes montages de systèmes de polarisation que ceux énoncés dans la partie précédente.

Dans le cadre de ce travail, nous avons travaillé essentiellement sous vide ou sous gaz neutre, c'est-à-dire lorsqu'un vide secondaire est installé dans l'enceinte, ou bien après cela, en injectant dans l'enceinte un gaz neutre (azote) jusqu'à la pression atmosphérique. Dans ces deux cas, l'humidité à l'intérieur de l'enceinte est quasi nulle.

Pour contrôler la température, nous utilisons un système de chauffage du chuck en température (LakeShore 331 Temperature controller) [83], qui permet de tester les composants sur une gamme de température allant de la température ambiante (20 °C) à 150 °C, dans nos travaux.

### III.1.b. Fonctionnement du banc

Pour caractériser le fonctionnement électromécanique des composants MEMS-RF, nous utilisons un banc de test basé sur le même principe que celui présenté par M. Van Spengen dans [66]. En effet, pour caractériser le fonctionnement électromécanique, il nous faut mesurer la réponse mécanique du composant à une contrainte électrique appliquée. Nous utilisons pour cela un signal radiofréquence constant (10 GHz, 0 dBm) qui va être modulé par le déplacement mécanique de la poutre du MEMS, présentant ainsi une variation d'impédance en réflexion et en transmission en fonction du signal de commande appliqué. En sortie de composant, ce signal RF est ensuite détecté par une diode (Agilent 8474C) [84], qui délivre alors une tension directement liée à la hauteur de la poutre. En superposant sur un oscilloscope la tension de polarisation et la réponse détectée par la diode, nous pouvons déduire les différents paramètres de fonctionnement

électrostatique du composant. Le principe de fonctionnement de ce banc est présenté en figure II.9.

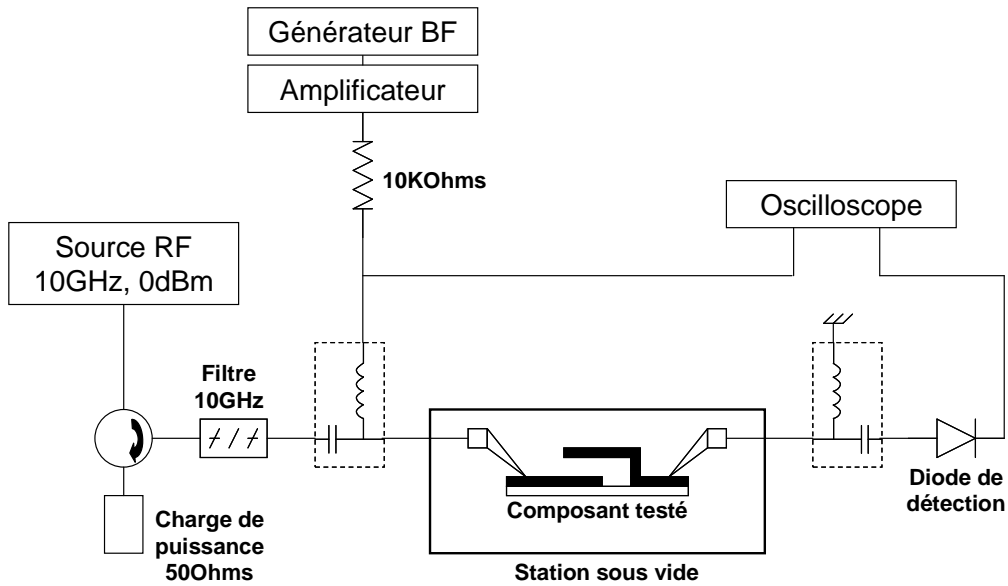


Figure II.9 : Schéma de principe du banc de caractérisation électromécanique.

## III.2. Mesures des paramètres électromécaniques

### III.2.a. Mesures des temps de commutations

Les temps de commutation des MEMS-RF sont mesurés sous vide pour que le déplacement de la poutre ne soit pas amorti par l'air ambiant. Nous mesurons la réponse temporelle du MEMS-RF à une impulsion de tension électrique carrée d'amplitude supérieure à la tension d'abaissement du MEMS et de durée suffisante pour observer la commutation (typiquement 100  $\mu$ s à 1 ms).

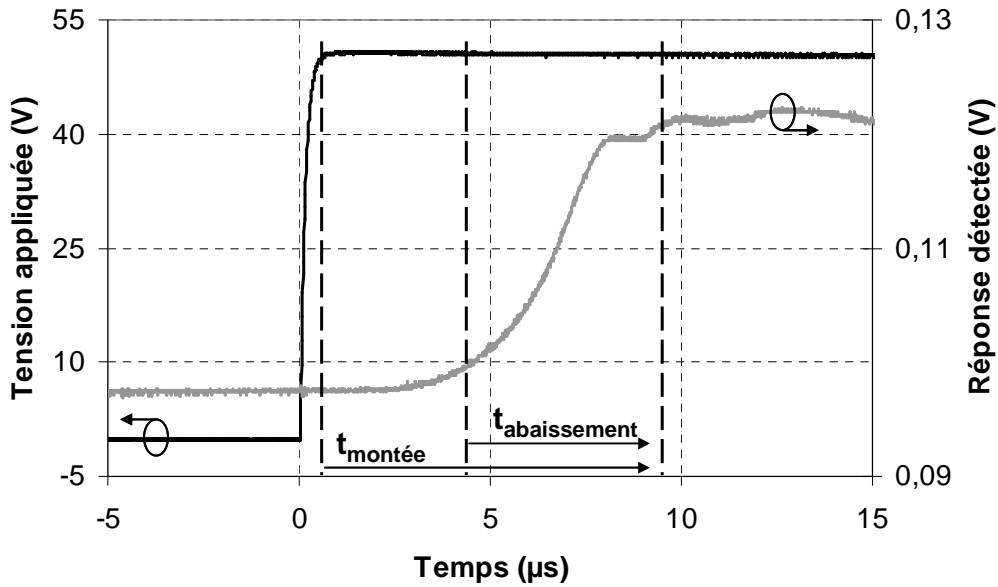


Figure II.10 : Exemple de mesure des temps de montée et d'abaissement d'un MEMS-RF.

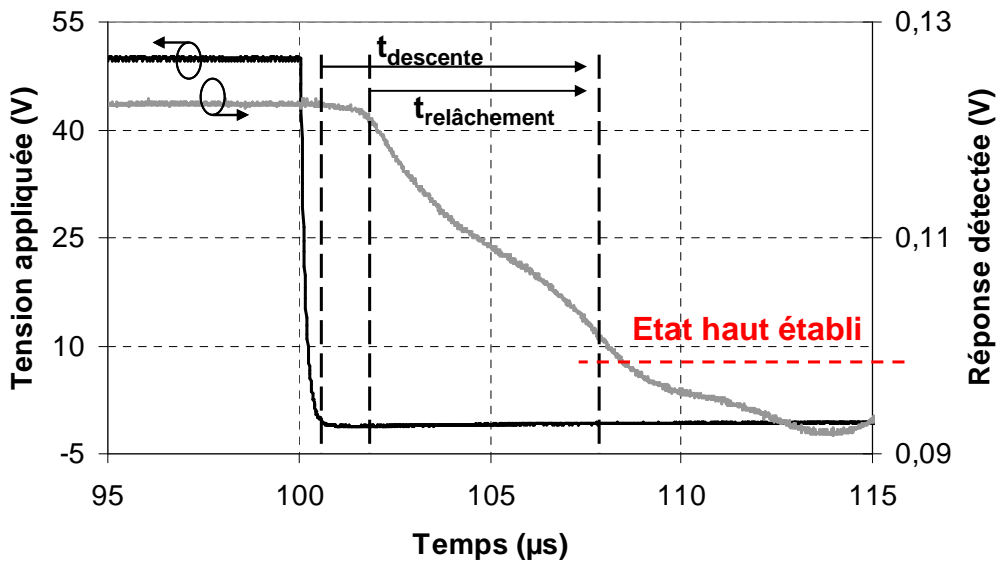


Figure II.11 : Exemple de mesure des temps de descente et de relâchement d'un MEMS-RF.

La figure II.10 présente un exemple de mesure de temps de commutation lors de l'abaissement de la poutre et la figure II.11 lors du relâchement. Nous pouvons voir que le MEMS-RF est à l'état bas 8  $\mu\text{s}$  après l'application de la tension de polarisation ce qui correspond au temps de montée, tandis que la commutation, c'est-à-dire le temps d'abaissement du commutateur, s'effectue en 5  $\mu\text{s}$ . De la même façon, lorsque l'on arrête la polarisation, nous observons que la poutre est à l'état haut 15  $\mu\text{s}$  plus tard (temps de descente), et la commutation lors du relâchement est de 6  $\mu\text{s}$  (temps de relâchement). Nous noterons que nous mesurons ces

deux derniers temps en tenant compte de l'état établi de la poutre à l'état haut que nous retrouvons sur la figure II.10 avant l'application de la polarisation. En effet, comme nous le verrons plus tard, la poutre résonne mécaniquement après le relâchement, ce qui ne permet pas de considérer l'état haut de la poutre immédiatement après celui-ci.

### III.2.b. Mesure de la fréquence de résonance mécanique

La mesure de la fréquence de résonance mécanique des MEMS-RF s'effectue également sous vide pour éviter l'effet d'amortissement dû aux frottements de l'air sur la poutre. La figure II.12 présente un exemple de mesure de la fréquence de résonance mécanique d'un commutateur MEMS-RF. Cette mesure s'effectue après le relâchement de la poutre lorsque celle-ci est en oscillation libre, sans polarisation appliquée. Nous calculons la fréquence de résonance à partir de la mesure de la période d'oscillation de la poutre. En l'occurrence, sur notre exemple, la poutre oscille dix fois en 154  $\mu\text{s}$ , ce qui correspond à une fréquence de résonance de 64.9 KHz.

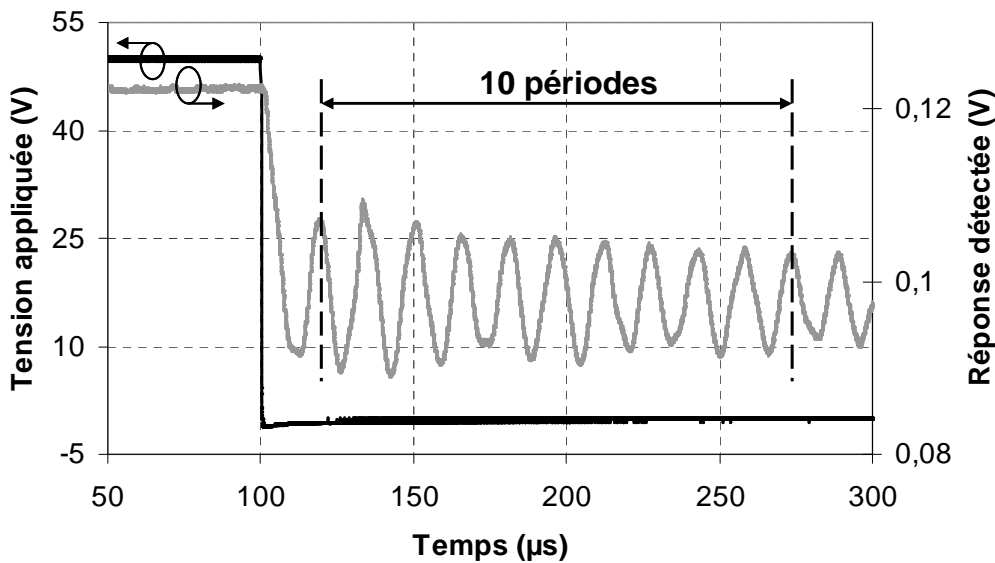


Figure II.12 : Exemple de mesure de la fréquence de résonance mécanique d'un MEMS-RF.

### III.2.c. Mesure du cycle d'hystérésis de polarisation

La mesure du cycle d'hystérésis des commutateurs peut se faire sous vide ou à pression atmosphérique. En appliquant un signal de polarisation de type triangle avec une amplitude supérieure à la tension d'abaissement du commutateur, nous pouvons observer l'évolution de la hauteur de la poutre en fonction de la tension appliquée. C'est ce que nous voyons sur l'exemple de la figure II.13 où le commutateur est polarisé avec un signal triangle positif et négatif. Nous

observons que la poutre du commutateur s'abaisse pour une tension appliquée de 36 V et se relâche pour une tension de 30 V (respectivement -36 V et -30 V pour la polarisation négative). Nous noterons la résonance mécanique de la poutre après le relâchement sur cet exemple, du fait que cette mesure est effectuée sous vide.

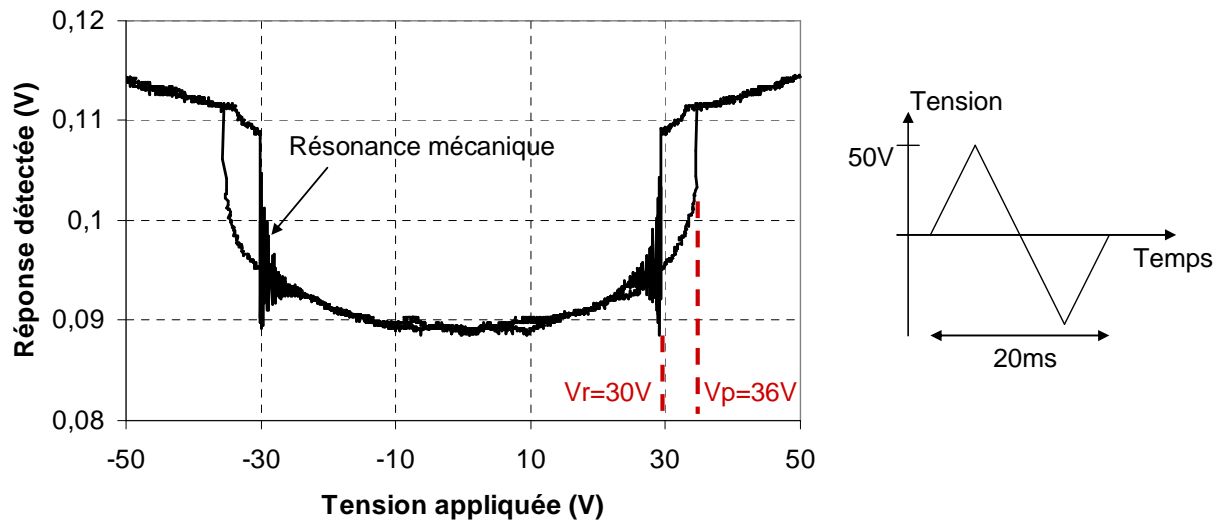


Figure II.13 : Exemple de mesure du cycle d'hystérésis d'un commutateur MEMS-RF, avec la tension de commande appliquée à droite.

## **IV. Mesures des dérives des tensions d'actionnement du commutateur en fonction du temps**

Connaître la durée de vie des composants MEMS-RF est un enjeu important pour leur industrialisation. Pour comprendre les mécanismes qui limitent la fiabilité de ces composants, nous nous intéressons aux dérives des paramètres de commande des commutateurs lors de différents types de contraintes appliquées. Nous pourrions ensuite les modéliser puis estimer les durées de vie.

Pour mesurer les dérives des paramètres électromécaniques des MEMS-RF, nous avons développé un système de détection automatisé pour mesurer les tensions d'activation et le contraste d'impédance (significatif de la stabilité des états haut et bas de la poutre) du composant, ainsi que leurs dérives au cours du temps.

### **IV.1. Développement du banc de test**

#### **IV.1.a. Détection du contraste d'impédance**

Le contraste du commutateur est détecté par le système radiofréquence du banc de test. En effet, celui-ci utilise l'effet de modulation du signal RF par la hauteur de la poutre du composant pour déterminer l'état du composant. Ainsi, nous pouvons connaître la variation de hauteur de poutre en différenciant le niveau de puissance détectée par la diode quand le MEMS-RF est polarisé ou non. La dérive du seuil de polarisation au cours du temps nous renseignera sur la capacité du composant à maintenir la stabilité de ses états mécaniques haut et bas. Ce type de détection est principalement utilisé pour les tests de cyclage, durant lesquels le commutateur est soumis à un signal carré positif, dans le but de mesurer le nombre de cycles de commutation qu'est capable d'endurer le MEMS-RF.

#### **IV.1.b. Détection des tensions d'activation**

La détection des tensions d'activation des commutateurs se fait de deux façons possibles. La première correspond à identifier les sauts de tension sur la réponse de la diode qui correspond au changement d'impédance du MEMS-RF, c'est à dire à l'abaissement et au relâchement de la poutre. Lors de l'application d'un signal de mesure triangulaire comme polarisation, la poutre du

commutateur s'abaisse quand la tension augmente, et nous identifions la tension d'abaissement  $V_p$  ( $V_p$  pour  $V_{pull-in}$  : tension d'abaissement) grâce à un seuil de détection de saut d'impédance sur la réponse de la diode (figure II.14). Lorsque la réponse de la diode devient supérieure au seuil, nous identifions la tension d'abaissement par correspondance sur le signal de mesure appliqué. De la même façon, nous identifions la tension de relâchement  $V_r$  ( $V_r$  pour  $V_{release}$  : tension de relâchement) lorsque la réponse de la diode devient inférieure au seuil de détection.

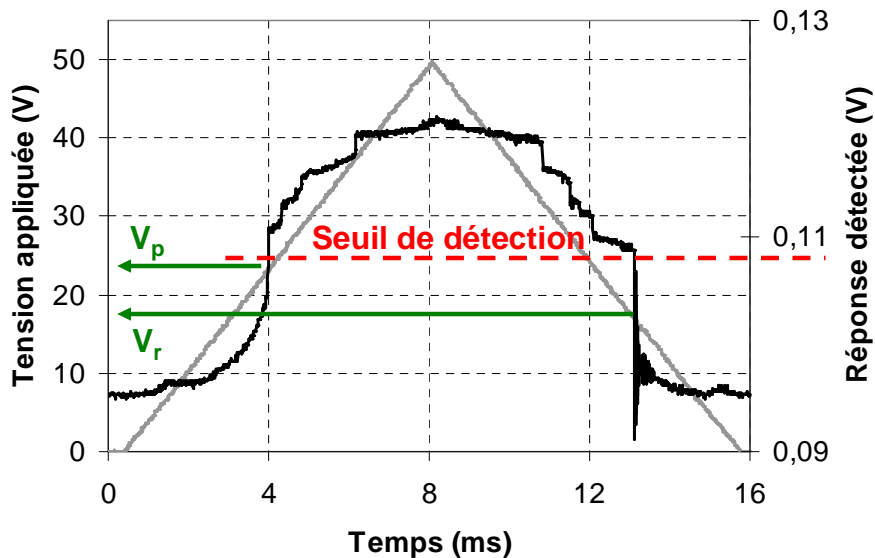


Figure II.14 : Exemple typique de détection par seuil sur la réponse de la diode des tensions d'activation d'un commutateur MEMS-RF.

La seconde méthode de détection que nous utilisons se fait sur le calcul de la dérivée de la réponse de la diode. Dans ce cas, l'abaissement de la poutre sera observé pour un pic de la dérivée positif sur la dérivée de la réponse, tandis que le relâchement correspond à un pic négatif. La détection s'effectue à l'aide de seuils, un seuil positif pour la détection de la tension d'abaissement  $V_p$  et un seuil négatif pour la tension de relâchement  $V_r$  (figure II.15). Nous noterons dans ce cas, qu'il existe sur notre exemple une résonance de la poutre après le relâchement, ce qui complique la détection de la tension de relâchement.



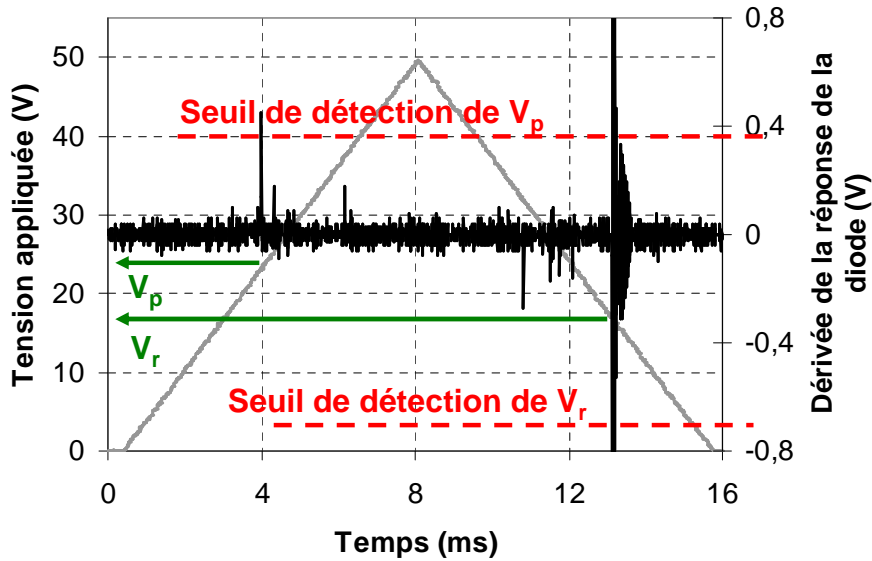


Figure II.15 : Exemple typique de détection par seuil des tensions d'activation d'un commutateur MEMS-RF sur la dérivée de la réponse de la diode.

#### IV.1.c. Automatisation du banc

Pour observer les dérives des paramètres électromécaniques au cours du temps, nous générons des formes d'onde (« waveforms ») de polarisation arbitraire. Une partie de cette forme d'onde correspond à un signal de mesure et de détection des paramètres électromécaniques (contraste d'impédance et tensions d'activation) que nous avons vus précédemment, tandis que l'autre partie correspond à la contrainte électrique appliquée sur le composant (figure II.16). Cette forme d'onde est générée périodiquement de façon à pouvoir répéter la mesure et observer les changements ou la stabilité des paramètres électromécaniques. Le signal de mesure a une durée cumulée de 2% sur la durée de la mesure, et la contrainte électrique appliquée a une durée cumulée de 98%. Ces rapports temporels sont le résultat d'un compromis entre la qualité de mesure possible et une perturbation minimale de l'actionneur électrostatique du MEMS-RF avec les signaux de mesure. Ainsi, nous pouvons mesurer les tensions d'activation périodiquement avec une résolution variant entre 0.2 V et 0.5 V en fonction de l'amplitude du signal de mesure, tout en affectant la contrainte électrique appliquée sur seulement 2% du temps.

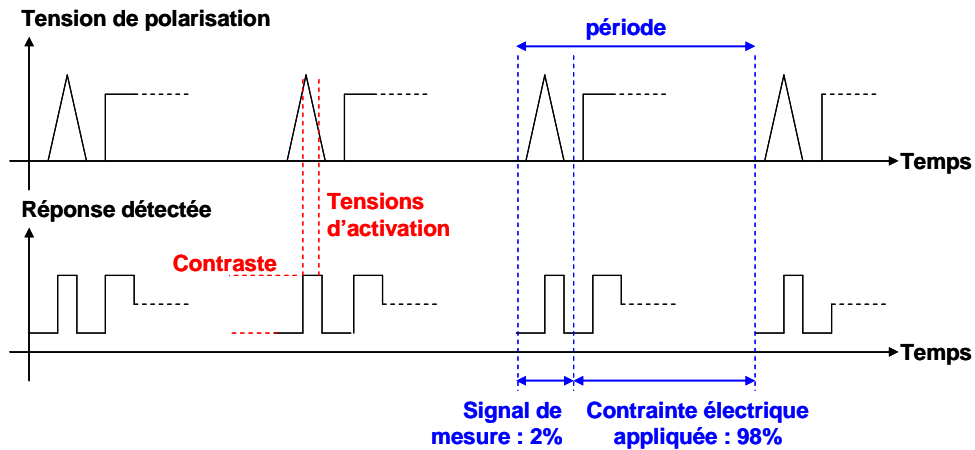
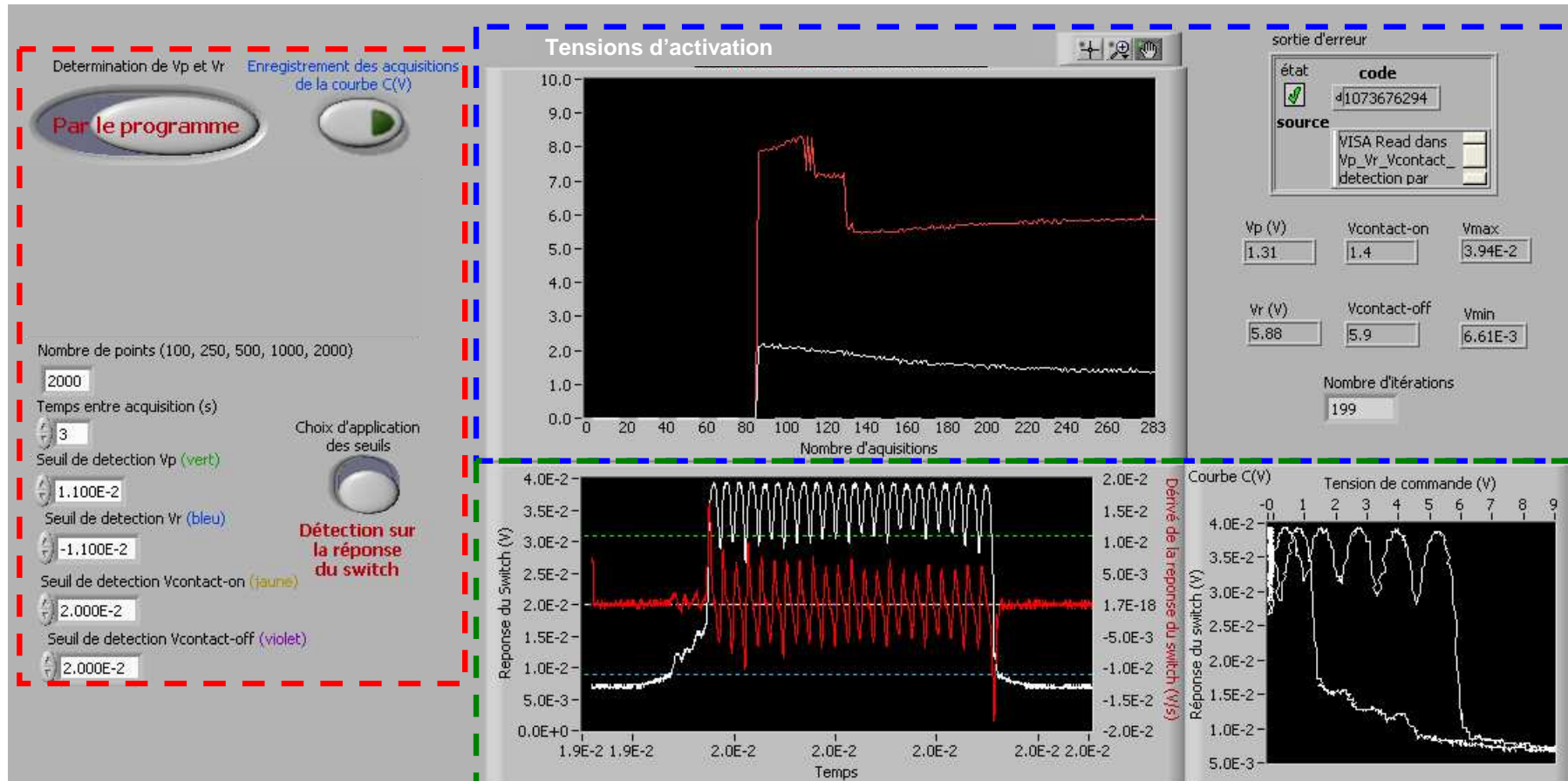


Figure II.16 : Principe de génération de « waveforms » (formes d'onde) de polarisation pour l'automatisation du banc de test.

La copie d'écran de l'interface utilisateur du programme développé sous Labview d'acquisition automatisé est montrée en figure II.17 et la procédure de fonctionnement du banc de test automatisé est énoncée en figure II.18. Après une phase de chargement de la forme d'onde de polarisation et de réglage du générateur de tension, nous réglons l'oscilloscope de façon à optimiser la résolution de mesure et la détection par le programme des paramètres électromécaniques du commutateur. Ensuite, nous lançons le programme d'acquisition automatisé (développé sous Labview). Après le réglage des différents seuils de détection, le programme charge les données mesurées par l'oscilloscope, détecte les paramètres électromécaniques du commutateur, et les enregistre dans un fichier en fonction du temps.

## Section 1 : réglage préalable

## Section 3 : mesure & enregistrement



## Section 2 : acquisition & détection

Figure II.17 : Copie écran de l'interface utilisateur du programme d'acquisitions automatisées et traitement de données développé sous Labview.

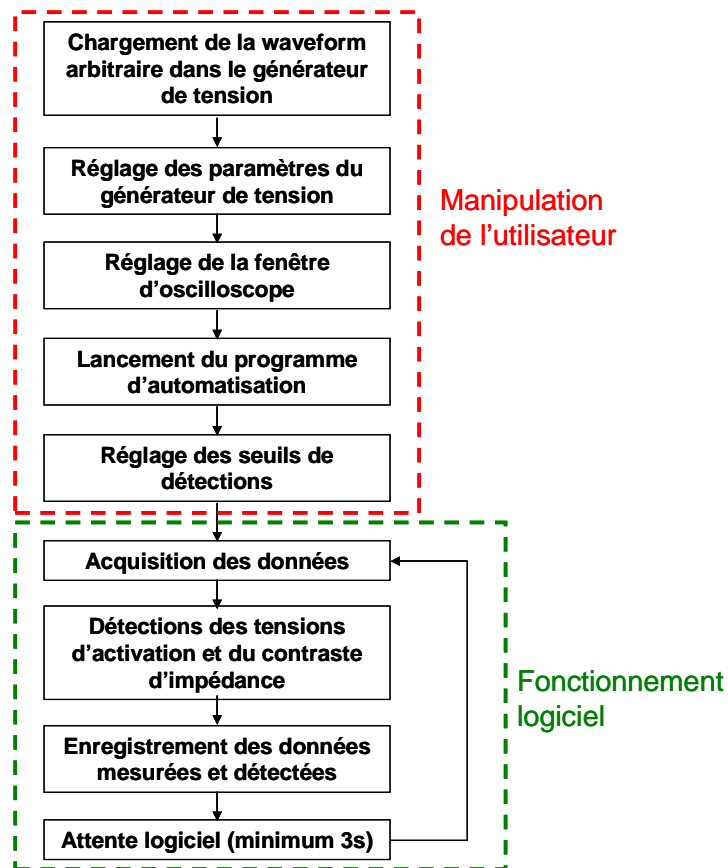


Figure II.18 : Principe de fonctionnement du système d'automatisation du banc de test pour la mesure des dérives des paramètres électromécaniques d'un MEMS-RF en fonction du temps.

## IV.2. Mesures des paramètres électromécaniques au cours du temps

### IV.2.a. Test de cyclage

L'objectif de ce type de test est de mesurer le nombre de cycles de commutation que peut endurer un MEMS-RF. Pour cela, le commutateur est soumis à une tension de polarisation de type signal carré positif de rapport cyclique 50%, avec une fréquence importante, tout en restant inférieure à la fréquence de résonance mécanique. Cela présente l'avantage de limiter au mieux la durée de la mesure.

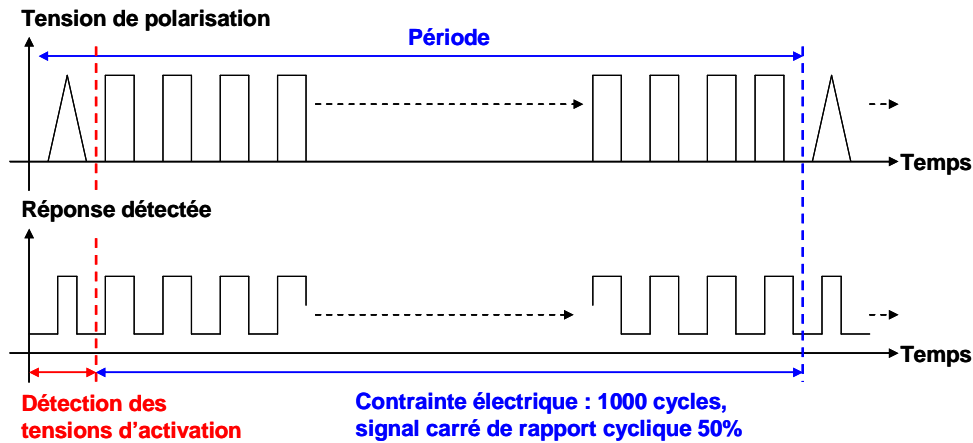


Figure II.19 : Description d'un test de cyclage de composant MEMS-RF avec détection des tensions d'activation au cours du temps.

Nous utilisons deux méthodes possibles pour les tests de cyclage, l'une utilise la détection des tensions d'activation et permet d'observer que le MEMS-RF commute bien ou non au cours du temps de cyclage. Cette méthode est décrite en figure II.19. Nous pouvons voir que le signal de polarisation impose au composant de cycler 1000 fois par période. Ce signal est appliquée avec une fréquence de plusieurs dizaines de Hertz de façon à ce que le MEMS-RF cycle à plusieurs dizaines de Kilohertz. Cette méthode présente l'avantage de montrer l'évolution des tensions d'activation au cours du temps, et donc permet de connaître l'influence du cyclage sur celles-ci. Cependant, les commutations pendant le cyclage lui-même ne sont pas détectées, ce qui représente une importante limitation, et nous pouvons appliquer une autre méthode.

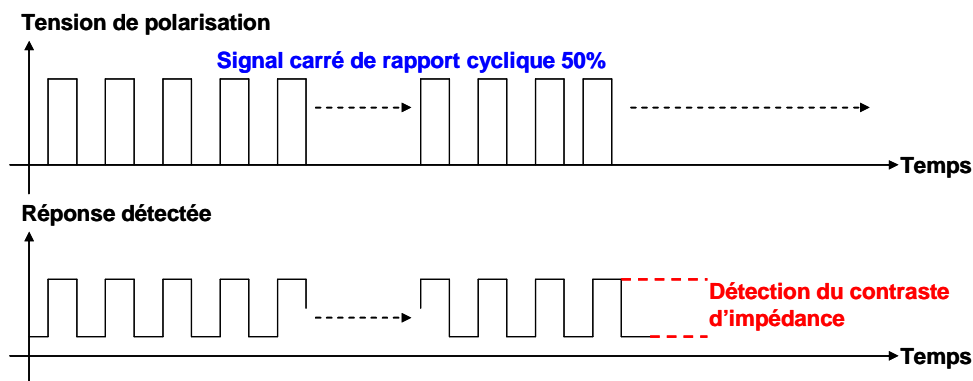


Figure II.20 : Description d'un test de cyclage de composant MEMS-RF avec détection du contraste d'impédance au cours du temps.

Cette autre méthode utilisée pour les tests de cyclage correspond à l'application d'un signal de polarisation carré positif de rapport cyclique 50%. Dans ce cas la détection du fonctionnement du commutateur se fait sur la mesure du contraste d'impédance détecté, qui validera ou non la stabilité des états mécaniques du commutateur au cours du temps de cyclage. La figure II.20 décrit cette méthode de test de cyclage. Ainsi, le MEMS-RF est polarisé avec un signal qui le fait

commuter le plus rapidement possible avec une fréquence de plusieurs dizaines de Kilohertz. Un exemple de mesure par test de cyclage avec une détection du contraste d'impédance est montré en figure II.21. Nous pouvons voir que le commutateur, polarisé avec un signal carré positif de fréquence 20 KHz et d'amplitude 50 V, réalise 10 milliards de cycles sans observer de défaillance.

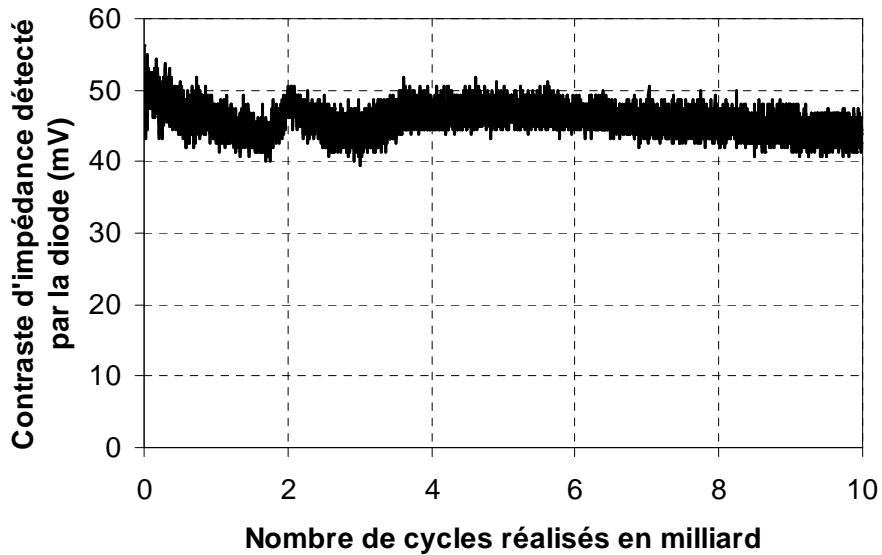


Figure II.21 : Exemple de mesure durant un test de cyclage par détection du contraste d'impédance sur un composant MEMS-RF, polarisé avec un signal carré positif de fréquence 20 KHz et d'amplitude 50 V, en suivant la procédure d'utilisation du banc de test décrite en partie IV.3.a de ce chapitre.

#### IV.2.b. Dérive des tensions d'activation

La mesure des dérives des tensions d'activation au cours du temps pour différents types de polarisation permet d'observer les mécanismes de défaillance de l'actionneur électrostatique. Le commutateur est donc polarisé avec différents types de contrainte électrique, et on effectue une mesure des paramètres électrostatiques du commutateur de façon périodique. Au cours de notre travail, nous avons développé deux principaux types de tests pour la mesure des dérives des tensions d'activation.

##### Polarisation unipolaire

Dans un premier temps, nous observons les tensions d'activation du MEMS-RF, ainsi que leurs dérives au cours du temps, lorsque le commutateur est polarisé avec un signal purement positif ou purement négatif. Le principe de mesure est énoncé ci-après et décrit en figure II.22 dans le cas d'une tension de polarisation positive, sachant que le cas d'une tension de polarisation négative est identique au signe près.

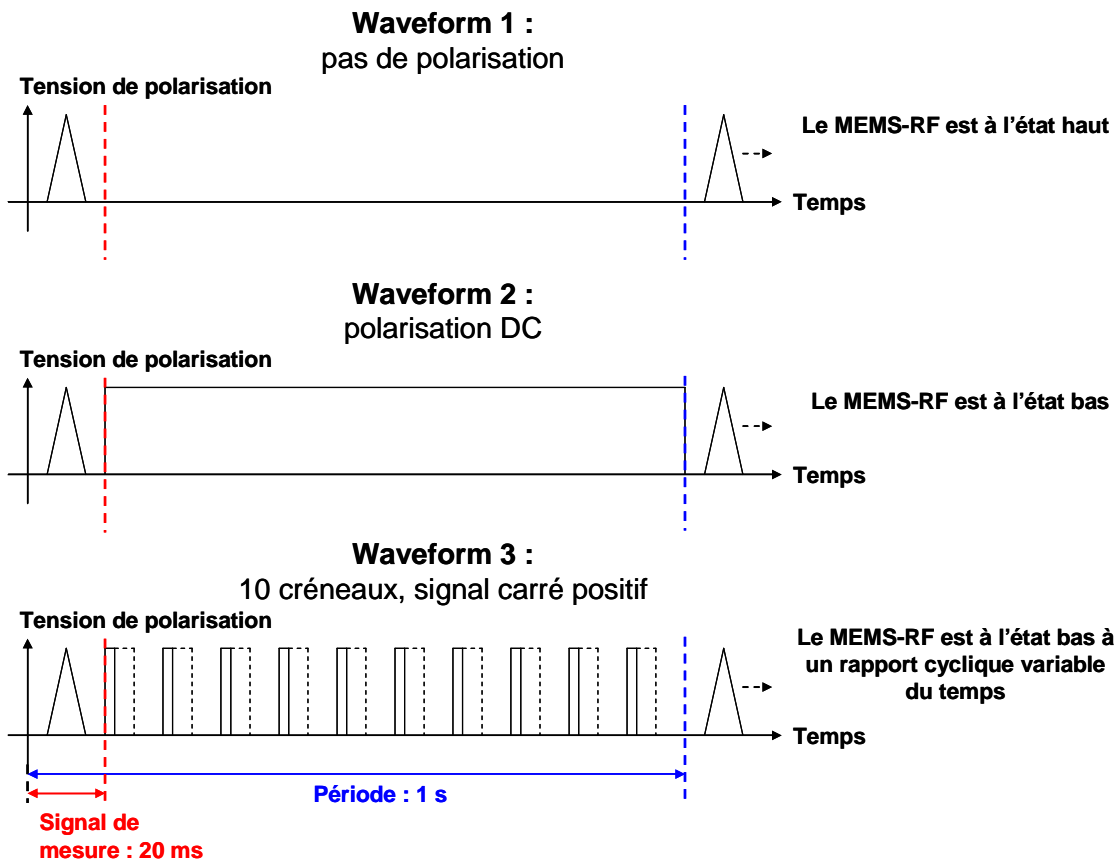


Figure II.22 : Description des tests de mesure des dérives des tensions d'activation dans le cas de polarisation positive.

Dans ce cas, nous utilisons le principe de détection décrit en partie IV.1.b. de ce chapitre. Le commutateur est donc polarisé avec un signal périodique d'une seconde incluant le signal de mesure triangulaire d'une durée de 20 ms pour la détection des tensions d'activation du MEMS-RF au cours du temps. L'étude des dérives sous commande unipolaire comprend trois types de formes d'onde. Sur la première d'entre elle (« waveform » 1) sur la figure II.22, aucune contrainte électrique n'est appliquée. Cela permet de mesurer les paramètres électromécaniques initiaux du commutateur ou de mesurer les dérives pendant une phase de relaxation, c'est-à-dire après une phase de contrainte électrique. Le second type de forme d'onde utilisé correspond à l'application d'une tension de polarisation DC qui maintient le MEMS-RF à l'état actionné (« waveform » 2). Sur le même principe, la forme d'onde comprend un signal triangle positif de 20 ms qui est répété chaque seconde, tandis que la polarisation DC est appliquée le reste du temps avec une amplitude égale à l'amplitude du signal de mesure. Un troisième type de mesure de dérives correspond à l'application d'une tension de polarisation qui maintient le commutateur à l'état bas avec un rapport cyclique variable du temps (« waveform » 3). La forme d'onde comprend à nouveau le même signal triangle de mesure avec la même périodicité, mais la contrainte électrique appliquée est, cette fois, un signal carré positif comprenant dix créneaux avec un rapport cyclique variable. Cette

polarisation permet de maintenir le commutateur à l'état bas avec un rapport cyclique variable du temps qui est le même que le rapport cyclique du signal de polarisation.

### *Polarisation bipolaire*

Un autre type de polarisation correspond à une contrainte électrique bipolaire appliquée au composant MEMS-RF. Dans ce cas, comme le champ électrostatique dans l'actionneur est fonction de la valeur absolue de la tension appliquée, la contrainte mécanique résultante appliquée sur la poutre sera la même que dans le cas d'une tension de polarisation unipolaire. Cependant, les dérives des tensions d'activation pouvant dépendre de la polarité de la tension électrique, nous avons réalisé une partie de nos travaux sur l'étude des dérives sous polarisation bipolaire. Le principe de mesure des dérives est énoncé en figure II.23.

Le principe de contraintes mécaniques appliquées au MEMS-RF est donc le même que pour les polarisations unipolaires (avec une contrainte électrique bipolaire dans ce cas-ci). La première forme d'onde appliquée que nous utilisons correspond donc à contraindre électriquement et mécaniquement le commutateur le moins possible en appliquant chaque seconde deux signaux triangle de 20 ms, d'abord positif, puis négatif (pour maintenir la bipolarité électrique), sans appliquer aucune autre contrainte électrique le reste du temps (« waveform » 4). Cette forme d'onde est comme précédemment utilisée pour mesurer les tensions d'activation initiales du commutateur, ou pendant une phase de relaxation. Le second type de polarisation consiste à maintenir le commutateur à l'état actionné (« waveform » 5). La mesure des tensions d'activation se fait à nouveau grâce à deux signaux triangle positif et négatif de 20 ms chacun, tandis que la poutre du MEMS-RF est maintenue à l'état bas le reste du temps avec cinq cycles d'un signal carré bipolaire de même amplitude que le signal triangle. Le troisième type de forme d'onde que nous utilisons sert à actionner le MEMS-RF avec un rapport cyclique variable du temps (« waveform » 6). Cette forme d'onde est ici également composée de deux signaux de mesure positif et négatif de 20 ms chacun, identiques aux précédents. La contrainte électrique appliquée est cette fois composée de cinq créneaux positifs et cinq créneaux négatifs alternés de rapport cyclique variable qui actionne le MEMS-RF avec le même rapport cyclique en fonction du temps.



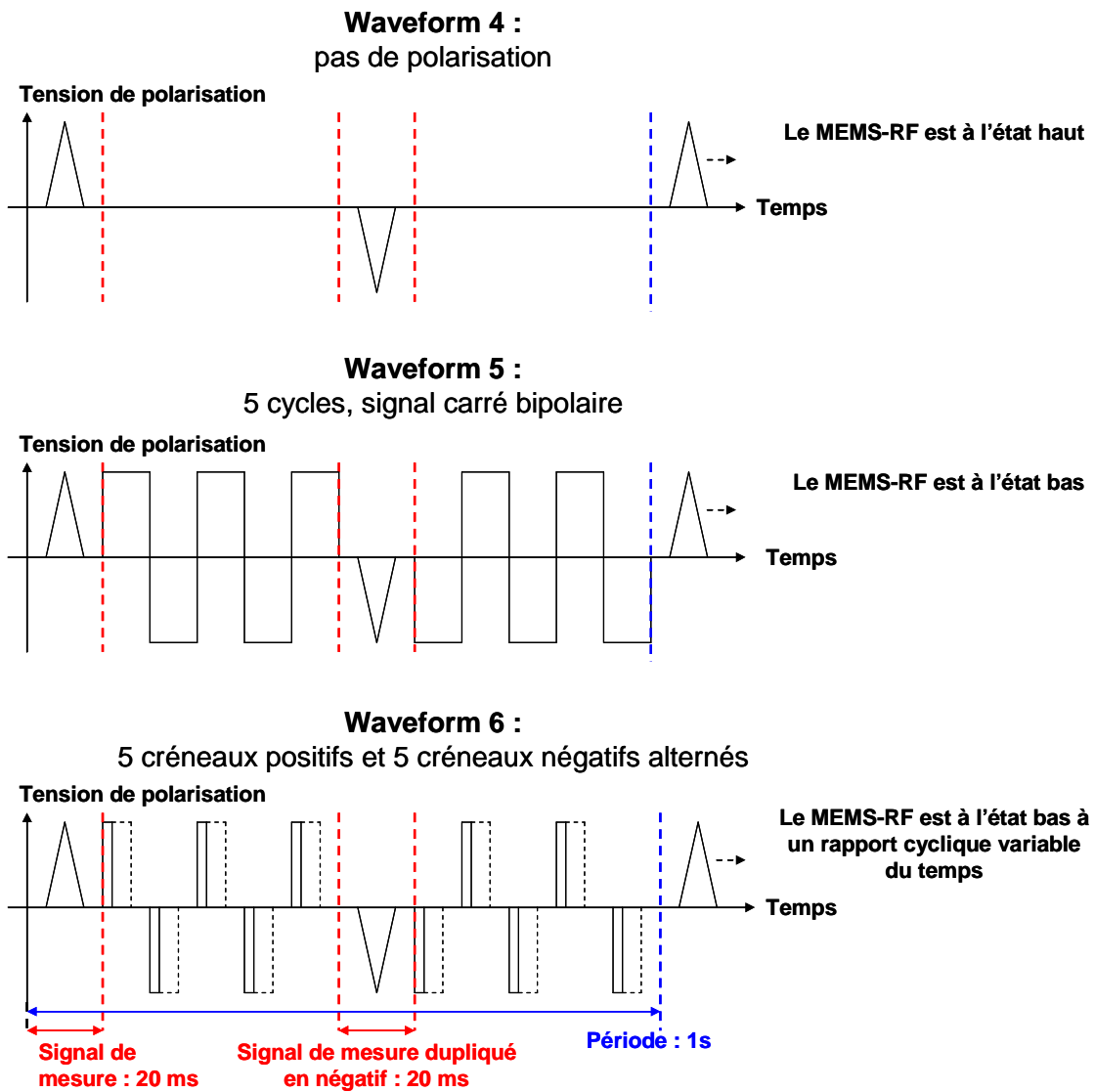


Figure II.23 : Description des tests de mesure des dérives des tensions d'activation dans le cas de polarisation bipolaire.

## IV.3. Procédures d'utilisation du banc de test

### IV.3.a. Procédure générale

La procédure d'utilisation du banc de test pour la mesure des dérives des paramètres électromécaniques des commutateurs MEMS-RF que nous avons mise en place est composée de deux principales catégories : d'abord la mise sous test des composants à tester et les paramétrages initiaux, puis la mesure automatique des paramètres électromécaniques au cours du temps (figure II.24).

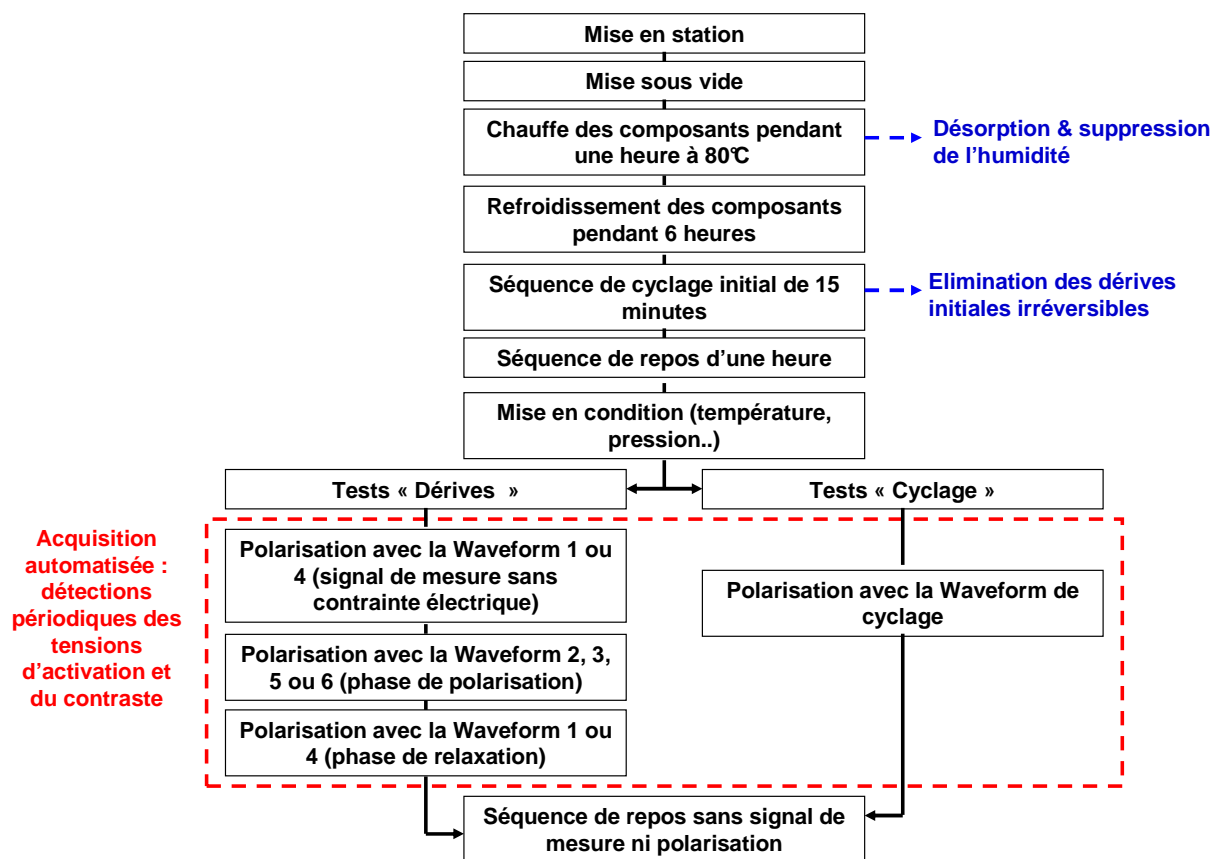


Figure II.24 : Description de la procédure d'utilisation du banc de test pour la mesure des dérives des tensions d'activation au cours du temps des MEMS-RF.

Pour que les composants puissent être testés, nous les plaçons d'abord sous vide secondaire. Puis ils sont chauffés sous vide à 80 °C pendant une heure ou plus dans le but de maximiser la désorption. Après une phase de refroidissement de plusieurs heures jusqu'à température ambiante, le composant testé subit un cyclage initial d'au moins quinze minutes pour éliminer les dérives initiales et non réversibles qui peuvent exister sur les différents paramètres électriques ou mécaniques du MEMS-RF. Les composants sont ensuite mis en condition

souhaitée de test, avec les contrôles de pression (vide ou gaz neutre), de température, de contrainte sous forte puissance de signal radiofréquence, etc.

Ensuite viennent les mesures proprement dites qui ont été exposées dans la section précédente : les tests de cyclage ou bien les mesures des dérives des tensions d'activation au cours du temps. Pour les tests de cyclage, le composant est directement polarisé avec la forme d'onde de cyclage (vu en partie IV.2.a). Une fois la mesure terminée, le commutateur est « mis au repos », c'est-à-dire non contraint électriquement, mais connecté à la masse DC sur chacune des électrodes de l'actionneur électrostatique. Cette phase permet de favoriser un éventuel déchargement de l'actionneur. Pour les mesures des dérives des tensions d'activation, le commutateur est polarisé avec les formes d'onde vues en partie IV.2.b. Nous appliquons d'abord la forme d'onde que laisse la poutre du MEMS-RF à l'état haut (« waveform » 1 en unipolaire et « waveform » 4 en bipolaire) qui permet de régler les différentes détections du programme et de mesurer le cycle d'hystérésis initial du commutateur, avant la contrainte électrique. Ensuite, nous appliquons les formes d'onde de contrainte électrique (« waveform » 2 ou 3 en unipolaire, et « waveform » 5 ou 6 en bipolaire), et nous mesurons les dérives proprement dites des tensions d'activation du commutateur. Après cette phase de polarisation, nous appliquons à nouveau la forme d'onde sans contrainte électrique (« waveform » 1 ou 4) pendant une phase de relaxation d'une durée au moins deux fois plus grande que la phase de polarisation. Enfin, comme pour les tests de cyclages, le composant est « mis au repos », c'est-à-dire que les deux électrodes de l'actionneur électrostatique sont connectées à la masse DC, pendant la même durée que la phase de relaxation.

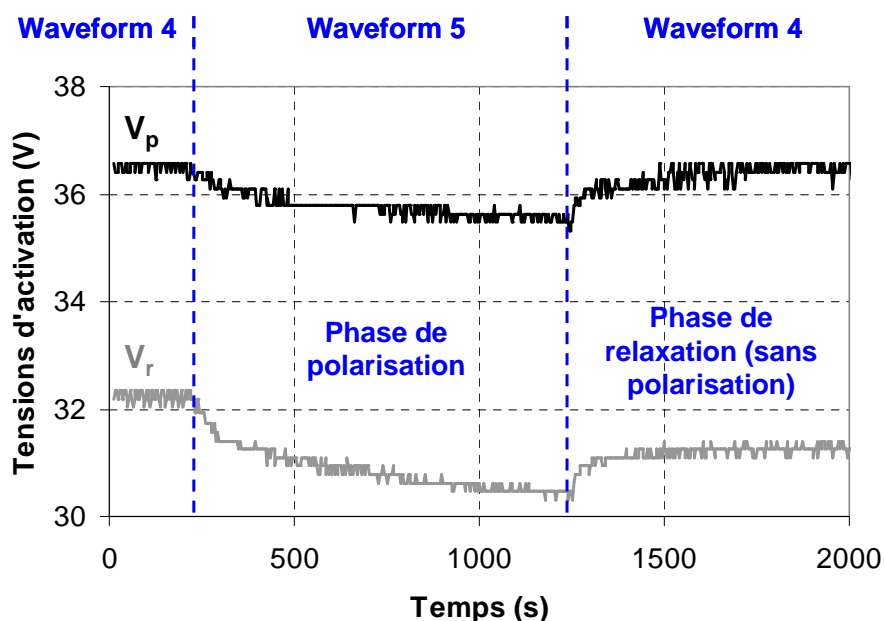


Figure II.25 : Exemple de mesure de dérive des tensions d'activation d'un MEMS-RF polarisé en bipolaire avec une amplitude de tension appliquée de 50 V.

Un exemple de test de cyclage est présenté en figure II.21 et un exemple de mesure des dérives des tensions d'activation est présenté en figure II.25.

#### IV.3.b. Procédures développées pour les études avec plusieurs mesures de dérives successives

Pour étudier les mécanismes régissant la fiabilité des MEMS-RF, nous avons mesuré les dérives des tensions d'activation de ces composants. Pour aller plus loin, nous étudions également l'effet que peuvent avoir différents paramètres sur ces dérives. Nous nous intéressons notamment dans notre travail à l'effet de l'amplitude du signal de polarisation, de la température, du rapport cyclique du signal de polarisation, et de la fréquence du signal de polarisation dans le cas d'une tension de polarisation bipolaire.

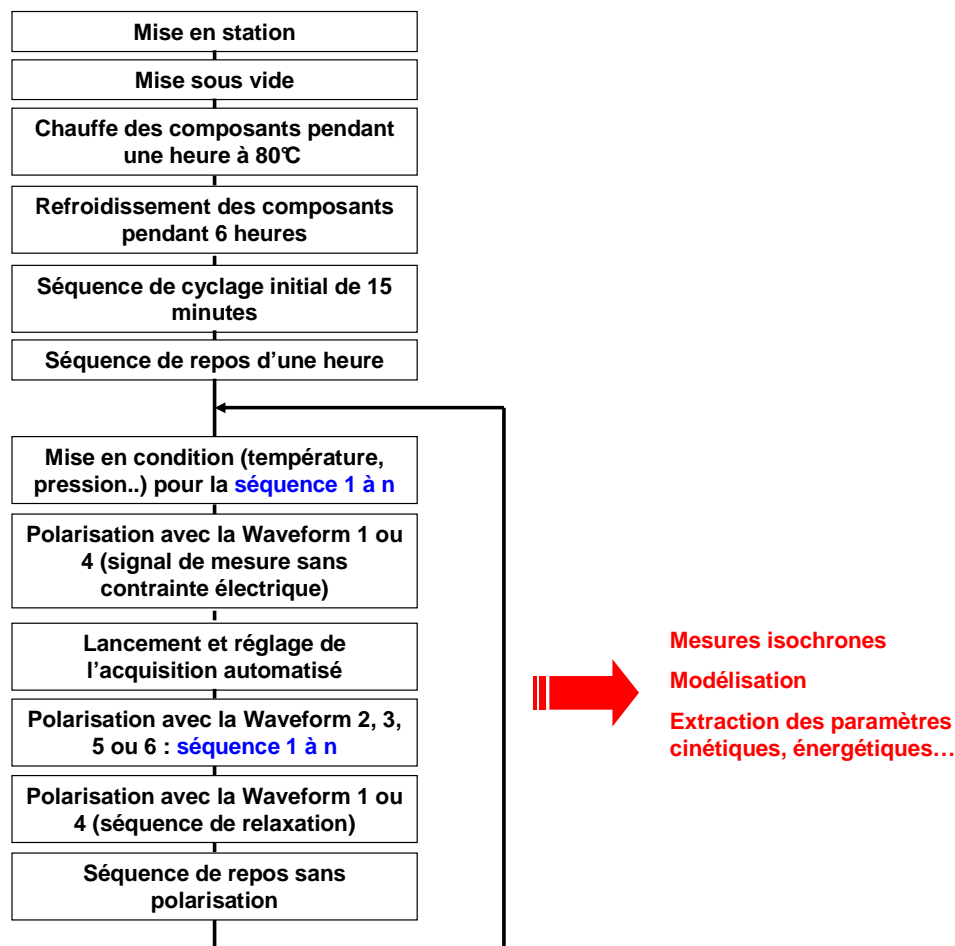


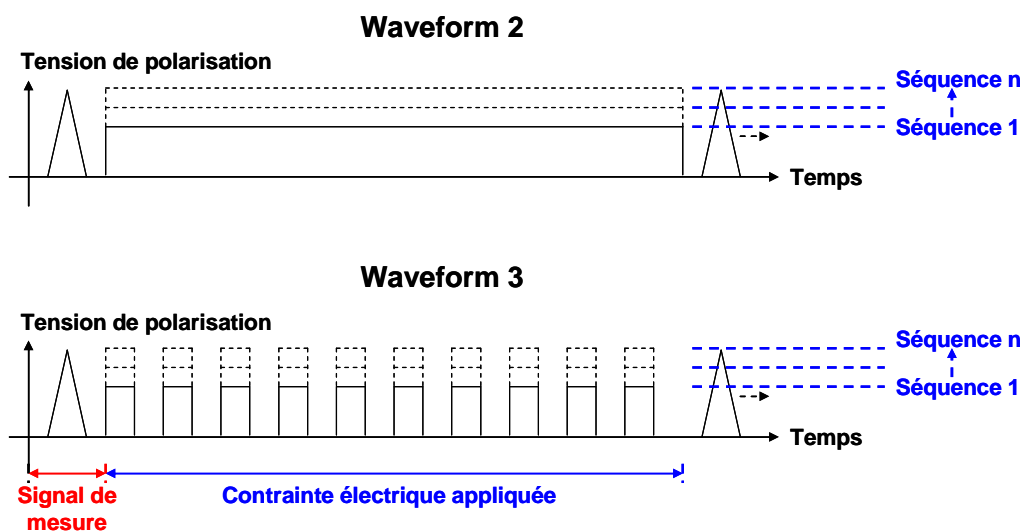
Figure II.26 : Description générale des procédures développées pour l'étude de plusieurs mesures de dérives successives.

Une description générale des procédures développées pour les mesures successives de dérives est présentée avec la figure II.26. Les composants sont testés en suivant la même procédure que celle énoncée en partie IV.3.a de ce chapitre, avec une nouvelle itération

correspondant au changement de condition expérimentale, ou de forme d'onde de polarisation, avant la mesure de dérives suivante.

### Effet de l'amplitude du signal de polarisation

Pour étudier l'effet de l'amplitude d'une contrainte électrique appliquée au commutateur, nous le polarisons avec les « waveforms » 2 ou 3 (chapitre 2, partie IV.2.b.), qui actionnent le commutateur avec un signal positif (figure II.27). Pour réaliser cette étude, les paramètres électromécaniques du MEMS-RF doivent être observés de façon identique d'une séquence à l'autre, c'est pourquoi le signal de mesure périodique est identique quelle que soit la séquence de mesure en cours. Pour le bon fonctionnement de l'étude, nous mesurons les dérives en appliquant des contraintes électriques, d'abord légèrement supérieures à la tension d'abaissement lors de la séquence 1, puis augmentant au fur et à mesure des séquences jusqu'à atteindre une amplitude maximale (séquence n) correspondant à l'amplitude du signal de mesure.



- Le signal de mesure est inchangé d'une séquence à l'autre (amplitude constante).
- Séquence 1 : l'amplitude de la contrainte électrique est supérieure à la tension d'abaissement.
- Séquence n : l'amplitude maximum de la contrainte électrique est égale à l'amplitude du signal de mesure.

Figure II.27 : Description des formes d'onde de polarisation utilisées pour l'étude de l'effet de l'amplitude du signal de polarisation sur les MEMS-RF.

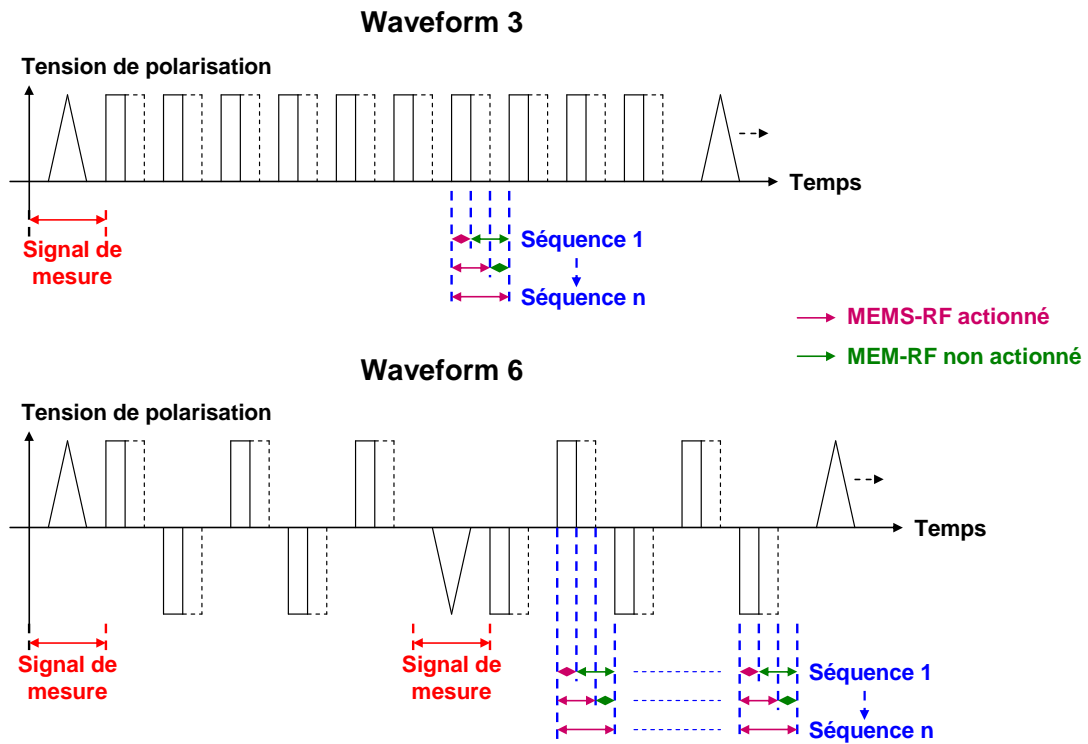
### Effet de la température

Pour étudier l'effet de la température sur les dérives des tensions d'activation des commutateurs MEMS-RF, nous utilisons également les « waveforms » 2 et 3 (chapitre 2, partie IV.2.b.) pour polariser le composant avec un signal positif. Dans ce cas, le composant sera

polarisé de façon identique d'une séquence à l'autre, que ce soit pour le signal triangulaire de mesure ou pour la contrainte électrique appliquée. Ainsi, le seul paramètre qui change est la température. Dans le cadre de notre travail, nous faisons varier la température depuis la température ambiante (séquence 1) jusqu'à 100 °C voire 150 °C (séquence n).

### *Effet du rapport cyclique du signal de polarisation*

L'étude de l'effet du rapport cyclique du signal de polarisation nous permet d'observer l'influence, sur les dérives des tensions d'activation des MEMS-RF, du temps pendant lequel il est maintenu à l'état actionné. Pour cela, nous utilisons les « waveforms » 3 (polarisation unipolaire) et 6 (polarisation bipolaire), en partie IV.2.b, pour polariser le composant avec un signal positif, négatif ou bipolaire, avec un rapport cyclique variable du temps (figure II.28). Dans cette étude également, le signal de mesure triangulaire sera identique d'une séquence à l'autre, de façon à observer les paramètres électromécaniques du commutateur de manière identique. Lors de la séquence 1, le composant est polarisé avec un signal de rapport cyclique minimum 20% qui maintient la poutre du MEMS-RF 20% du temps à l'état bas. Puis nous augmentons ce paramètre au fur et à mesure des séquences, jusqu'à atteindre le rapport cyclique maximal de 98% qui maintient le commutateur à l'état actionné tout le temps, et qui correspond finalement aux « waveforms » de polarisation 2 en unipolaire et 5 en bipolaire.



- Séquence 1 : le rapport cyclique minimum de la contrainte électrique est de 20%.
- Séquence n : le rapport cyclique maximum de la contrainte électrique est de 98% ce qui correspond à une polarisation DC (waveform 2) ou un signal carré bipolaire (waveform 5).

Figure II.28 : Description des formes d'onde de polarisation utilisées pour l'étude de l'effet du rapport cyclique du signal de polarisation sur les MEMS-RF.

## V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux développements instrumentaux réalisés et les procédures de tests développés durant ces travaux de thèse. Ces travaux représentent ainsi les outils de recherche qui nous permettront d'observer et analyser les mécanismes régissant la fiabilité des composants MEMS-RF.

Le travail décrit a été le point de départ de l'ensemble des études réalisées par la suite et qui seront présentées dans les chapitres suivants. En effet, les mesures effectuées à partir de notre banc de test ont permis d'observer, de modéliser et de comprendre les mécanismes de défaillances des MEMS-RF testés.

Ainsi, ce banc permet d'activer les micro-commutateurs avec des formes d'onde de tensions de polarisation spécifiques au type d'étude à réaliser, pour mesurer les différentes propriétés des MEMS-RF, et plus particulièrement leurs dérives au cours du temps.



## **CHAPITRE 3 :**

# **ÉTUDE DE LA FIABILITE DES MICRO- COMMUTATEURS MEMS-RF CAPACITIFS AVEC ACTIONNEMENT ELECTROSTATIQUE A BASE DE FILM MINCE DIELECTRIQUE**

« Contre la stupidité... Les dieux eux-mêmes... Luttent en vain. »

I. Asimov, Les dieux eux-mêmes, 1972.



# I. Introduction

Ce chapitre présente l'étude de certains mécanismes de défaillance de différents types de micro-commutateurs MEMS-RF.

Nous verrons dans un premier temps une géométrie de composant, sur laquelle sera implémentée une couche mince diélectrique. Cette couche mince étant l'élément qui va limiter directement la fiabilité du composant, nous étudierons les mécanismes de défaillance de ce commutateur pour différents diélectriques : le nitrure de silicium ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), et l'alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ).

Pour cela, nous développerons un protocole d'étude, basé sur les procédures de mesure présentées dans le chapitre 2. Ainsi, à partir de mesures de dérives des tensions d'actionnement des MEMS-RF, nous pourrons identifier les premiers modes et mécanismes visibles de défaillance, et les modéliser ensuite en fonction du temps, de la tension de commande, et de la température à laquelle fonctionne le composant.

Nous analyserons l'effet de la couche de diélectrique sur le comportement de la fiabilité du commutateur ; et cela nous permettra d'identifier le ou les modes de conduction sur le mécanisme de chargement du diélectrique utilisé. Deux méthodes seront utilisées pour cette analyse : la première est basée sur l'exploitation des mesures de dérives avec des caractéristiques isochrones, tandis que la seconde utilise la modélisation temporelle des dérives. Cette dernière étant établie sur une équation qui décrit la superposition de deux types de piégeage, il sera possible d'identifier l'existence de plusieurs modes de conduction dans le diélectrique.

En outre, nous verrons que sur les deux composants considérés, cette seconde méthode s'avèrera efficace, tandis que la première présentera d'importantes difficultés sur le MEMS-RF réalisé avec nitrure de silicium. Finalement, c'est une utilisation de ces deux méthodes conjointes qui nous permettra de conclure sur les modes de conduction qui contrôlent le chargement de ces diélectriques.

## II. Les composants MEMS-RF capacitifs étudiés

### II.1. Géométrie et conception d'un commutateur MEMS-RF capacitif

#### II.1.a. Géométrie du composant

Le composant MEMS-RF utilisé dans le cadre de notre étude a été développé au laboratoire Xlim (figure III.1). Il est composé de deux électrodes métalliques réalisées à partir de films minces d'or et d'un film mince de diélectrique. La première couche métallique d'or est évaporée sur un substrat de silice fondue et sert d'électrode d'activation et d'accès radiofréquence du MEMS-RF. Cette électrode est plus large que la poutre du MEMS-RF dans le but de concentrer au mieux le champ électrique dans l'actionneur électrostatique, et limiter les effets de bord. Une couche de diélectrique est ensuite déposée sur l'ensemble de la tranche. On dépose ensuite un polymère qui sert de couche sacrificielle au MEMS. La deuxième couche de métal est constituée d'un film d'or évaporé puis électrolysé la couche sacrificiel, qui permet de surélever les zones de métal souhaitées. La poutre devient mobile lors de la libération de la plaque. L'épaisseur de métallisation est également optimisée car elle est liée à la raideur du cantilever, et donc à la force électrostatique nécessaire à l'abaissement de la poutre.

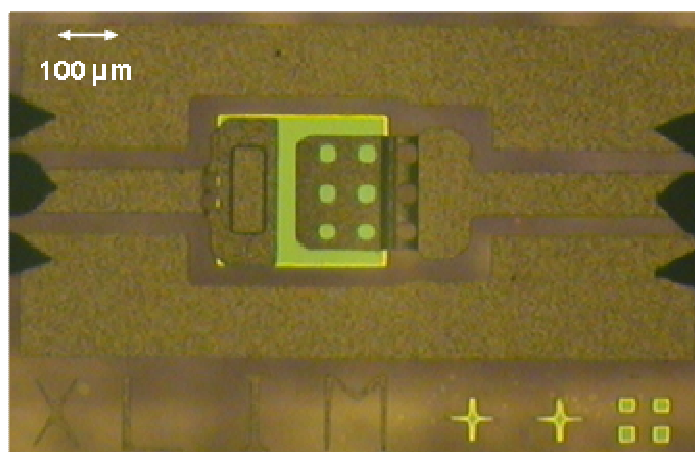


Figure III.1 : Photographie, vue de dessus, du micro-commutateur MEMS-RF développé pour notre étude.

Un schéma de principe du fonctionnement du MEMS-RF est présenté en figure III.2. Ce composant est un micro-commutateur capacitif composé d'une capacité MIM (Métal – Isolant – Métal) et d'une capacité variable MEMS. Les électrodes de commande et les électrodes radiofréquence sont couplées. Le signal de commande est appliqué sur les deux capacités, et le champ électrique résultant dans l'actionneur est alors dépendant de la valeur capacitive du MEMS.

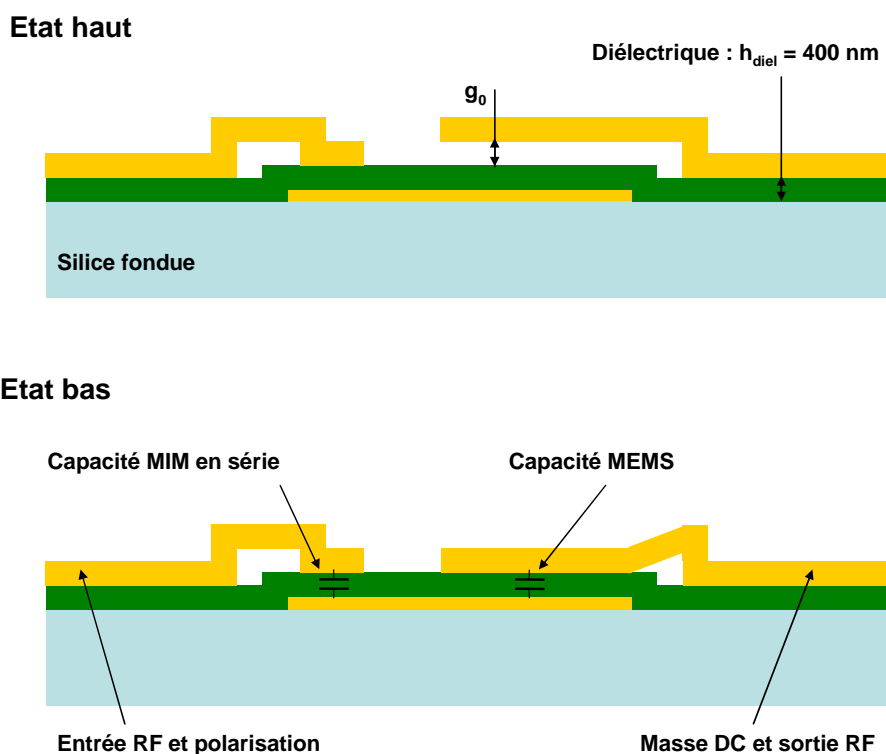


Figure III.2 : Schéma de principe du fonctionnement du micro-commutateur MEMS-RF capacitif.

Paramètres	Valeurs	Unités
Longueur de la poutre	160	$\mu\text{m}$
Largeur de la poutre	250	$\mu\text{m}$
Surface de la capacité MEMS ( $S_{MEMS}$ )	$3.72 \times 10^{-8}$	$\text{m}^2$
Longueur de la capacité MIM	175	$\mu\text{m}$
Largeur de la capacité MIM	55	$\mu\text{m}$
Surface de la capacité MIM ( $S_{MIM}$ )	$9.63 \times 10^{-9}$	$\text{m}^2$
Epaisseur de diélectrique ( $h_{diel}$ )	400	nm
Epaisseur de la poutre	2	$\mu\text{m}$
Gap initial ( $g_0$ )	2	$\mu\text{m}$

Tableau III.1 : Liste des dimensions du composant MEMS-RF capacitif étudié.

La liste des paramètres géométriques du composant est donnée dans le Tableau III.1. L'épaisseur de la poutre est de  $2 \mu\text{m}$  pour avoir une force de rappel suffisante (environ  $558 \mu\text{N}$  à l'état actionné, raideur de  $349 \text{ N/m}$ ), permettant ainsi à la poutre de se séparer du diélectrique

lorsque la tension de commande est annulée. La poutre est également composée de neuf trous uniformément répartis sur la surface, dans l'objectif de diminuer les contraintes internes du dépôt d'or et évitant ainsi d'observer un phénomène de courbure du cantilever, et de réduire sa rugosité [5]. La surface de la capacité MIM est optimisée pour obtenir une valeur de capacité proche de la valeur de capacité du MEMS à l'état actionné. La surface de la capacité MIM est plus petite que celle de la capacité MEMS car la valeur de la capacité MEMS à l'état bas est diminuée à cause du contact métal - diélectrique imparfait [56].

### II.1.b. Rôle de la capacité MIM en série

Le composant est réalisé avec une capacité MIM en série car celle-ci permet de fortement diminuer la valeur du champ électrique dans l'actionneur du MEMS, et notamment de façon plus importante lorsque celui-ci est à l'état actionné. En effet, la variation de la capacité du MEMS modifie la valeur de la tension dans l'actionneur en fonction du rapport d'impédance qui existe avec la capacité MIM et celle de la capacité du MEMS. Plus celle-ci sera forte, plus la tension dans l'actionneur sera faible. En choisissant des valeurs égales pour la capacité MIM et MEMS actionné, le champ électrostatique est divisé par deux dans l'actionneur MEMS. De plus, la fabrication du composant est fortement simplifiée car il n'y a pas d'étape de gravure de diélectrique.

La figure III.3 décrit les valeurs que prennent la tension d'abaissement et la valeur du gap à l'instabilité, en fonction de la capacité MIM en série. Ce système de capacité à été décrit par Barker en 1999 [85]. Ainsi, la valeur de la capacité totale du dispositif et les valeurs des tensions dans l'actionneur MEMS peuvent être optimisées en fonction de cette capacité ajoutée. La tension dans l'actionneur MEMS :  $V_{MEMS}$ , est inversement proportionnelle à sa capacité  $C_{MEMS}$ . La valeur du gap pour laquelle on observe l'instabilité (effondrement brusque de la poutre) diminue fortement lorsque  $C_{MEMS-haut}$  augmente, pouvant même disparaître à partir de la valeur seuil  $C_{MEMS-haut} = C_{MIM} / 2$  [85]. De la même façon, la tension d'actionnement augmente fortement quand  $C_{MIM} / C_{MEMS-haut}$  devient inférieur à 5. Nous observons que dans notre cas ( $C_{MIM} \approx C_{MEMS-bas} \approx 10.C_{MEMS-haut}$ ), la condition à appliquer à la polarisation est d'être supérieure à la tension d'abaissement, soit environ 55 V.

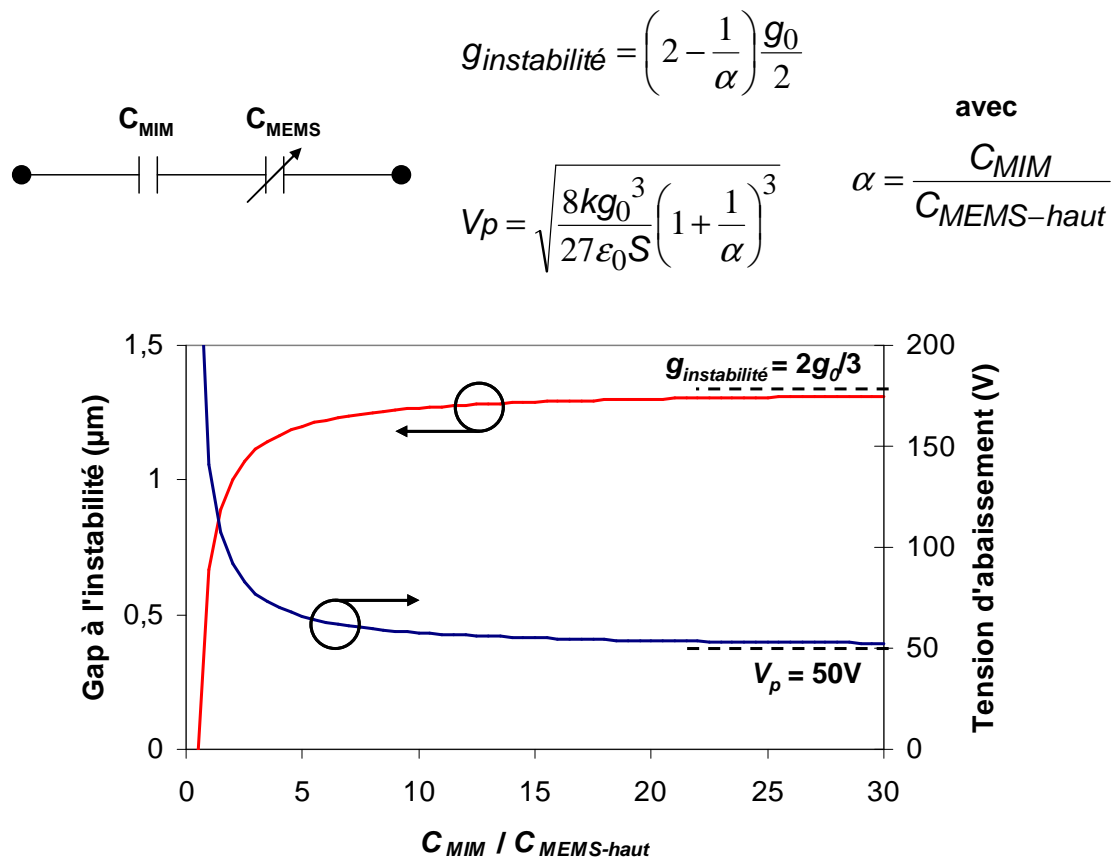


Figure III.3 : Description d'un système électrique capacitif composé d'une capacité fixe et une capacité variable MEMS-RF en série, et le fonctionnement électromécanique résultant [Barker]. Lorsque la condition  $C_{MIM} \gg C_{MEMS-haut}$  est respectée, les paramètres électromécaniques se rapprochent du cas où on ne considère pas de capacité série (équivalent à  $C_{MIM}$  infinie).

### II.1.c. Les diélectriques étudiés

Les couches minces diélectriques que nous utilisons pour cette étude ont été réalisées par une technique de dépôt PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) [86]. Nous utilisons deux types de diélectriques fabriqués par cette technique : du nitrure de silicium ( $Si_3N_4$ ) fabriqué au laboratoire LAAS-CNRS [87], et de l'alumine ( $Al_2O_3$ ) fabriqué au laboratoire SPCTS [88]. Ces deux diélectriques sont couramment utilisés pour la réalisation de composant MEMS-RF car ils résistent aux fortes tensions de polarisation et présentent de bonnes performances isolantes pour les applications radiofréquences. Le nitrure de silicium présente une permittivité relative comprise entre 6 et 7.5, tandis que l'alumine se situe entre 8 et 9. Pour la suite de nos travaux, nous utiliserons les valeurs moyennes respectives de 6.75 et 8.5. Le tableau III.2 répertorie les valeurs théoriques des capacités et des tensions dans le composant pour ces deux diélectriques.

Les valeurs théoriques de  $C_{MEMS}$  et  $V_{MEMS}$  à l'état bas sont faussées car les imperfections du contact entre la poutre et le diélectrique ne sont prises en compte ( $\epsilon_{eff}$  n'étant pas un paramètre connu) [56].

Paramètres	Valeurs		Unités
	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	
Diélectriques	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	
$\epsilon_r$	6 à 7.5 (6.75)	8 à 9 (8.5)	
$C_{MIM}$	1.44	1.81	pF
$C_{MEMS}$ (état haut)	137	137	fF
$C_{MEMS}$ (état bas)	<del>5.56</del>	<del>7.00</del>	pF
$C_{tot}$ (état haut)	125	127	fF
$C_{tot}$ (état bas)	<del>1.14</del>	<del>1.44</del>	pF
$V_{MIM} / V_{app}$ (état haut)	0.09	0.07	
$V_{MIM} / V_{app}$ (état bas)	<del>0.79</del>	<del>0.80</del>	
$V_{MEMS} / V_{app}$ (état haut)	0.91	0.93	
$V_{MEMS} / V_{app}$ (état bas)	<del>0.24</del>	<del>0.27</del>	

Tableau III.2 : Liste des valeurs théoriques des paramètres du composant étudié avec deux diélectriques : nitrure de silicium (Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>) et alumine (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>).

## II.2. Performances micro-ondes du composant

Les mesures radiofréquences du composant sont présentées sur la figure III.5 pour un composant réalisé avec une couche diélectrique en nitrure de silicium, et en figure III.6 pour une couche diélectrique en alumine. Y figurent également les modèles électriques équivalents présentés en figure III.4.

Nous en déduisons que les valeurs du composant sont de 79fF à l'état haut et 646fF à l'état bas, avec une inductance de 0.343nH sur ces mesures, pour le composant réalisé avec nitrure de silicium, et respectivement 155fF, 1100fF et 0.315nH pour le composant réalisé avec alumine. Les mesures et le modèle électrique équivalent concordent bien sur les paramètres de transmission  $S_{21}$  jusqu'à 24 GHz, et en réflexion ( $S_{11}$ ) jusqu'à 13 GHz. Nous remarquons que les valeurs de capacité à l'état haut sont éloignées des valeurs théoriques données en tableau III.2. Nous



supposons qu'en fin de phase de fabrication, les poutres dévient de leurs positions initiales à cause des contraintes internes résiduelles existant dans le film mince métallique, et qui vont donner une courbure concave ou convexe au cantilever.

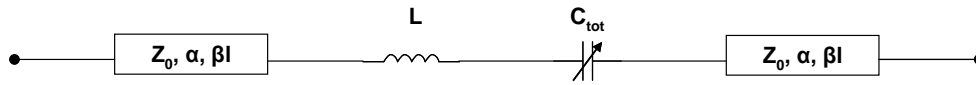


Figure III.4 : schéma électrique équivalent.

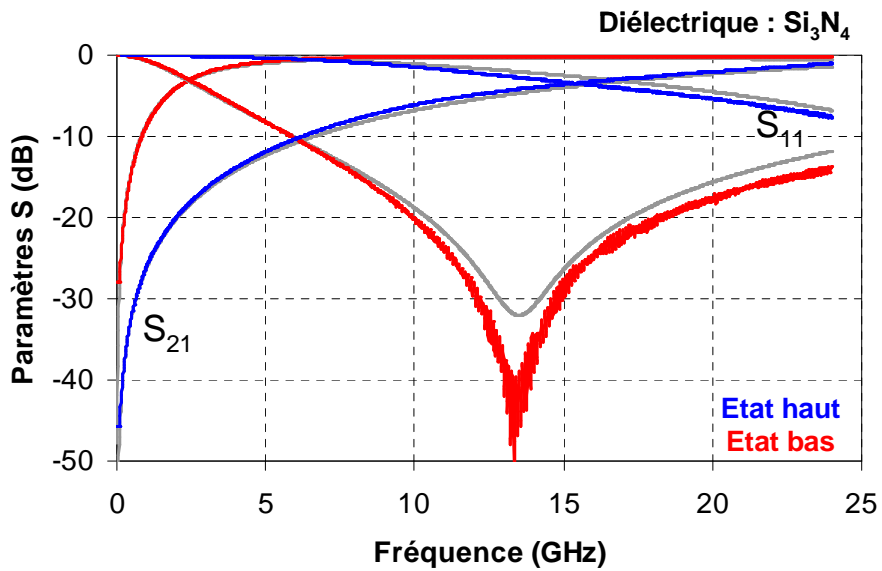


Figure III.5 : Paramètres S du composant mesuré, avec une couche diélectrique en nitrure de silicium, le modèle est représenté en gris.

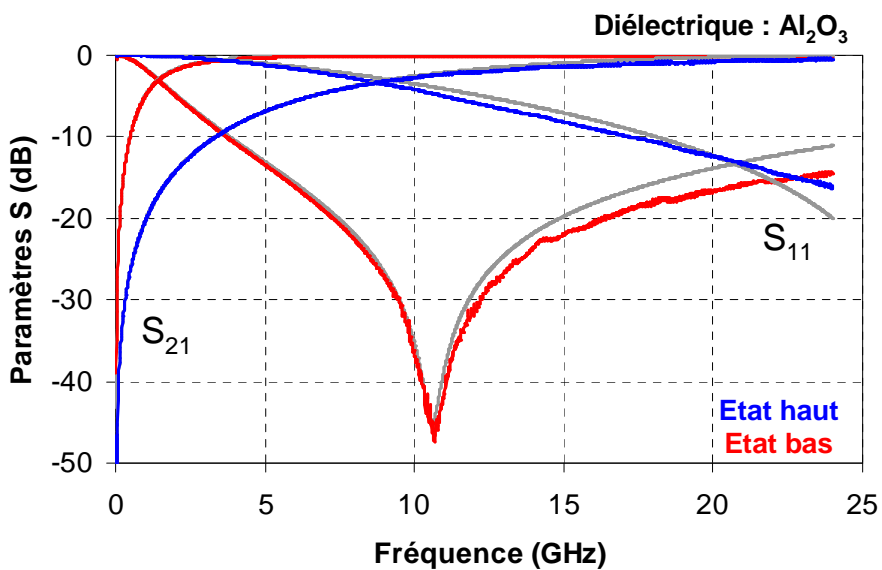


Figure III.6 : Paramètres S du composant mesuré, avec une couche diélectrique en alumine, le modèle est représenté en gris.

Paramètres Mesurés	Valeurs		Unités
	Moyenne	Ecart type	
Diélectrique : Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>			
C <sub>tot</sub> (état haut)	86.4	17.8	fF
C <sub>tot</sub> (état bas)	672.1	37.2	fF
Rapport capacitif	8.1	1.8	
L	0.343		nH
Diélectrique : Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>			
C <sub>tot</sub> (état haut)	151.8	8.5	fF
C <sub>tot</sub> (état bas)	1095.7	109.4	fF
Rapport capacitif	7.2	0.8	
L	0.315		nH

Tableau III.3 : Listes des valeurs de capacités et d'inductances déduites des mesures effectuées sur 14 composants pour chaque diélectrique, à partir du modèle électrique en figure III.4.

Les mesures des paramètres S ont été réalisées sur quatorze composants, pour chaque diélectrique. La moyenne et l'écart type des valeurs de capacités et d'inductance sont donnés dans le tableau III.3. Ainsi, nous remarquons une forte dispersion de la capacité à l'état haut pour le Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> (21%, 6% pour l'état bas) et la capacité à l'état bas pour l'Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (10%, 6% pour l'état haut). Les problèmes liés aux contraintes internes résiduelles peuvent expliquer une forte dispersion sur la valeur capacitive à l'état haut. Concernant l'état bas, ces dispersions sont généralement liées à la qualité du film mince diélectrique (condition et méthode de dépôt) et à celle du contact capacitif du MEMS qui est difficilement reproductible en raison de la rugosité des surfaces des diélectriques [56].

### II.3. Performances électromécaniques

Nous observons sur la figure III.7 que la poutre du MEMS-RF s'abaisse sur le diélectrique pour des valeurs de tensions de commande de 49 V et -49 V sur le commutateur réalisé avec nitrure de silicium, tandis qu'elle se relâche et revient à l'état haut pour des valeurs de tensions de

17 V et -17 V. Le composant réalisé avec alumine a montré des tensions d'abaissement de 38 V et -37 V, et des tensions de relâchement de 18 V et -17 V (figure III.8).

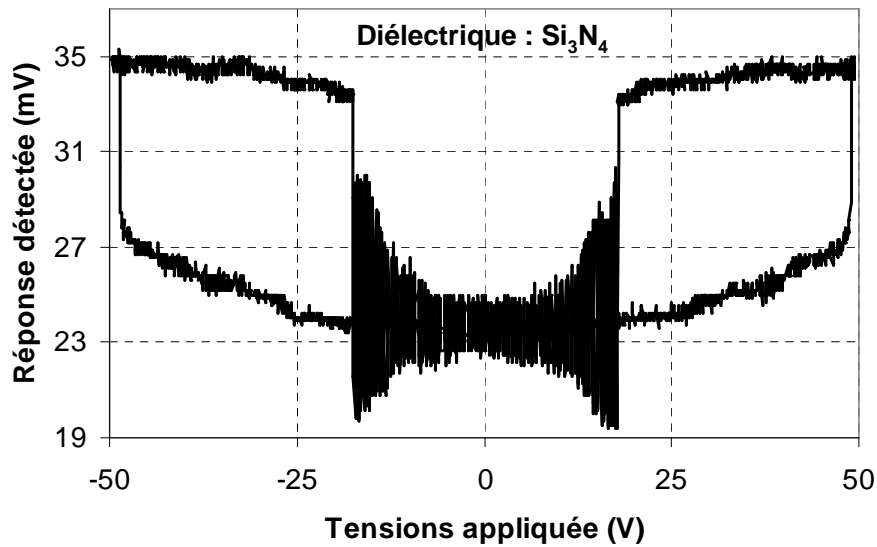


Figure III.7 : Cycle d'hystérésis de polarisation du composant fabriqué avec nitrure de silicium, mesure réalisée à 10 GHz.

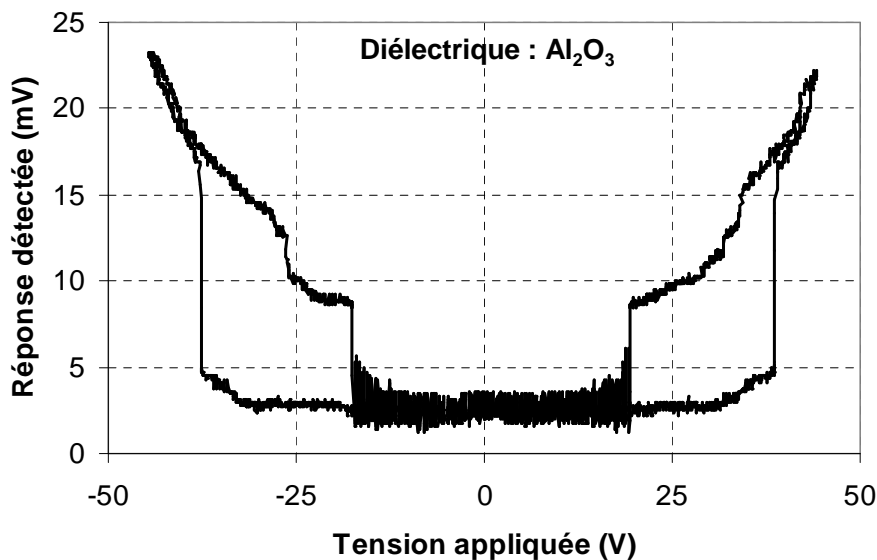


Figure III.8 : Cycle d'hystérésis de polarisation du composant fabriqué avec alumine, mesure réalisée à 1 GHz.

Les variations d'impédances de ces deux caractéristiques ont été mesurées pour des fréquences de 10 GHz et 1 GHz respectivement. Cela explique les différences observées sur les réponses de ces deux composants, notamment pour ce qui est du niveau de puissance détecté et du contraste mesuré, plus important dans le deuxième cas. Par ailleurs, les tensions d'abaissement du commutateur avec alumine sont plus faibles que pour celui avec nitrure de

silicium. Cela est lié aux valeurs de capacité à l'état haut ; une capacité plus faible pour le commutateur avec  $\text{Si}_3\text{N}_4$  signifie que la position initiale du cantilever est plus haute, et donc le gap et la tension d'abaissement sont plus importants. Les tensions de relâchements sont presque les mêmes dans les deux cas, ce qui montre que les épaisseurs de diélectrique sont les mêmes pour les deux composants.

### **III. Etude des dérives des tensions de commande des MEMS-RF capacitifs**

#### III.1. Méthodologie de l'étude

##### III.1.a. Protocole de l'étude

Pour étudier les dérives des composants MEMS-RF, nous utilisons un protocole basé sur les mesures des tensions d'activation. Ce protocole de mesure est composé de deux étapes de mesure principales. La première correspond à l'identification du mode de défaillance du composant MEMS-RF, et sa dépendance directe au signal de commande, et en fonction du temps. Cette première étape a pour but de modéliser au cours du temps le comportement du commutateur, pour prédire au mieux sa durée de vie. La deuxième étape est une série de mesures qui a pour objectif de quantifier et modéliser la dépendance du disfonctionnement aux paramètres d'utilisations (tension, température, etc.).

Ainsi, le composant est dans un premier temps testé dans son fonctionnement « normal » (commande électrique DC), pour observer les dérives des tensions d'activation du commutateur. Il sera alors possible d'identifier le mode de défaillance du micro-commutateur. Le composant est ensuite soumis à des contraintes électriques de polarités différentes pour observer et / ou confirmer son influence sur le mode de défaillance du composant.

Nous appliquons ensuite au MEMS-RF des signaux de commande d'amplitudes variables, ce qui permet d'observer la caractéristique de conduction des dérives. Enfin, le composant est soumis à des mesures de dérive sous différentes températures, pour extraire les énergies d'activation. Ainsi, le comportement du composant (notamment ses dérives) peut être modélisé au cours du temps, en fonction de la tension appliquée et de la température, et il devient alors possible de déduire quelle loi de conduction opère sur le mode de défaillance observé.

Ce protocole utilise les procédures de tests et les formes d'onde de polarisation décrites dans le chapitre 2 de ce manuscrit. Le descriptif général du protocole est donné en figure III.9.

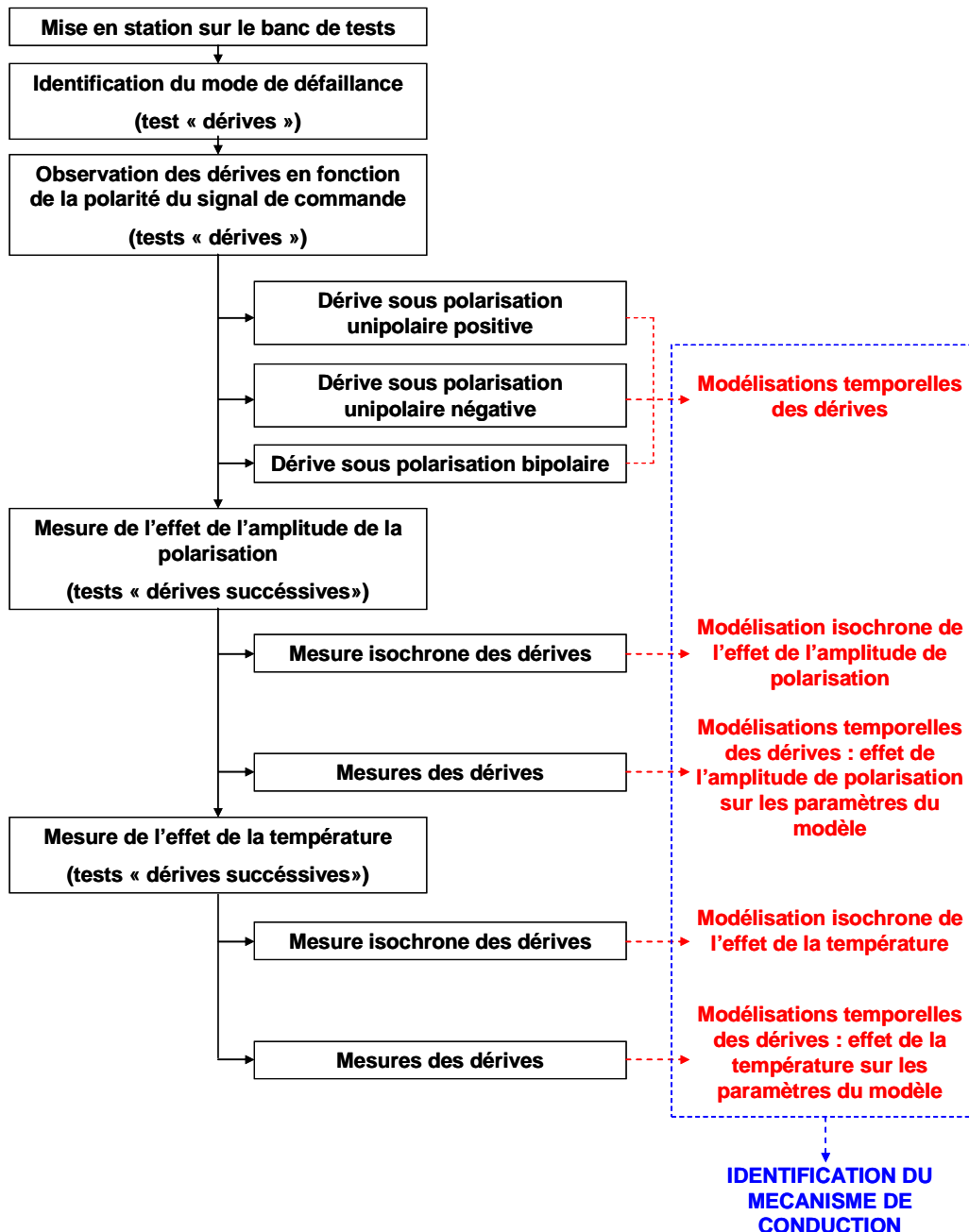


Figure III.9 : Descriptif général du protocole de l'étude.

### III.1.b. Dérives des tensions de seuil du micro-commutateur

Les figures III.10 et III.11 présentent la mesure des tensions de relâchement des commutateurs avec les diélectriques  $\text{Si}_3\text{N}_4$  et  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , ainsi que leurs dérives lors d'une phase de polarisation de quelques dizaines de secondes, sous 80 V appliqués, avec un rapport cyclique de 25% (« waveform » 3 en annexe 1), puis d'une phase de relaxation.

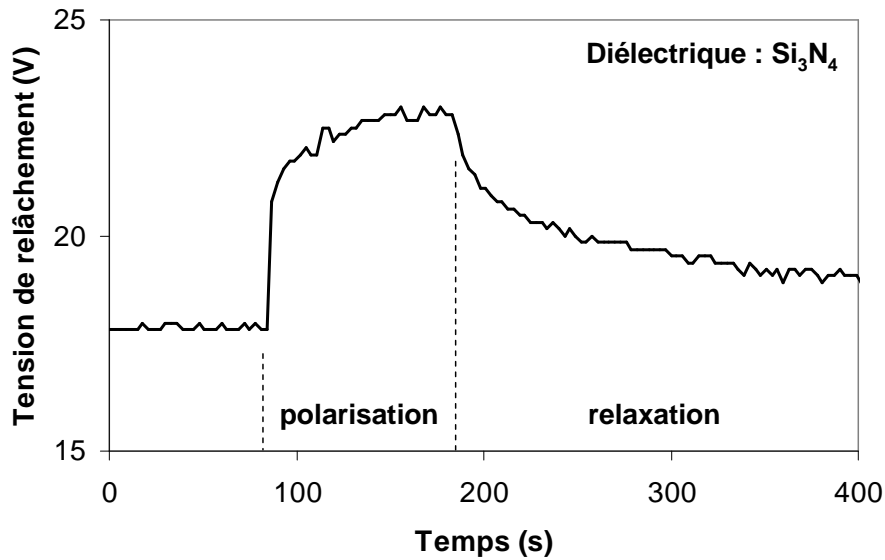


Figure III.10 : Mesure de la tension de relâchement du micro-commutateur réalisé avec nitrure de silicium, et son évolution au cours du temps lors d'une phase de commande sous 80 V avec 25% de rapport cyclique, puis d'une phase de relaxation.

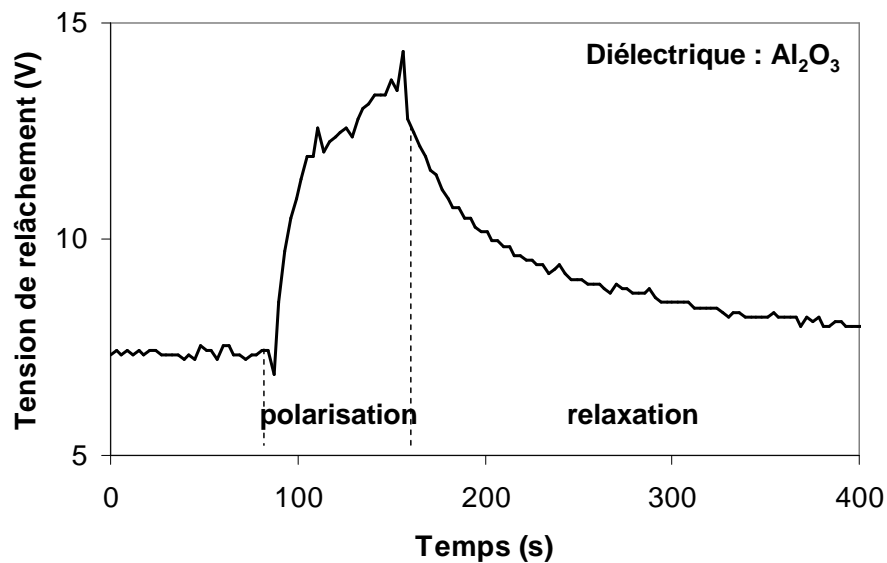


Figure III.11 : Mesure de la tension de relâchement du micro-commutateur réalisé avec alumine, et son évolution au cours du temps lors d'une phase d'impulsion de 80 V avec 25% de rapport cyclique, puis d'une phase de relaxation.

Nous pouvons voir qu'en début de phase de polarisation, la tension de relâchement augmente d'abord fortement avec un saut en tension de plusieurs Volts en quelques secondes, puis dérive de moins en moins au cours du temps. Lors de la phase de relaxation, la tension de relâchement diminue avec des constantes de temps plus importantes que pour la phase de polarisation. Ainsi, la tension de relâchement dérive de 18 V à 23 V en 100 s sur le premier

composant puis revient à 19 V en 200 s de relaxation. La tension de relâchement continue ensuite de diminuer pour finalement atteindre sa valeur initiale de 18 V avec plusieurs dizaines de minutes de relaxation. L'évolution des dérives est similaire pour le second composant, avec une dérive de 7 V à 14 V sur la tension de relâchement pendant 80 s de polarisation, puis une récupération jusqu'à 8 V en 200 s de relaxation, puis 7 V en plusieurs dizaines de minutes.

### III.1.c. Identification du Mécanisme de Défaillance

La figure III.12 montre le cycle d'hystérésis de polarisation du commutateur réalisé avec alumine, avant la polarisation, et après dix minutes de polarisation avec 45 V appliquées, et 50% de rapport cyclique (« waveform » 3 en annexe 1).

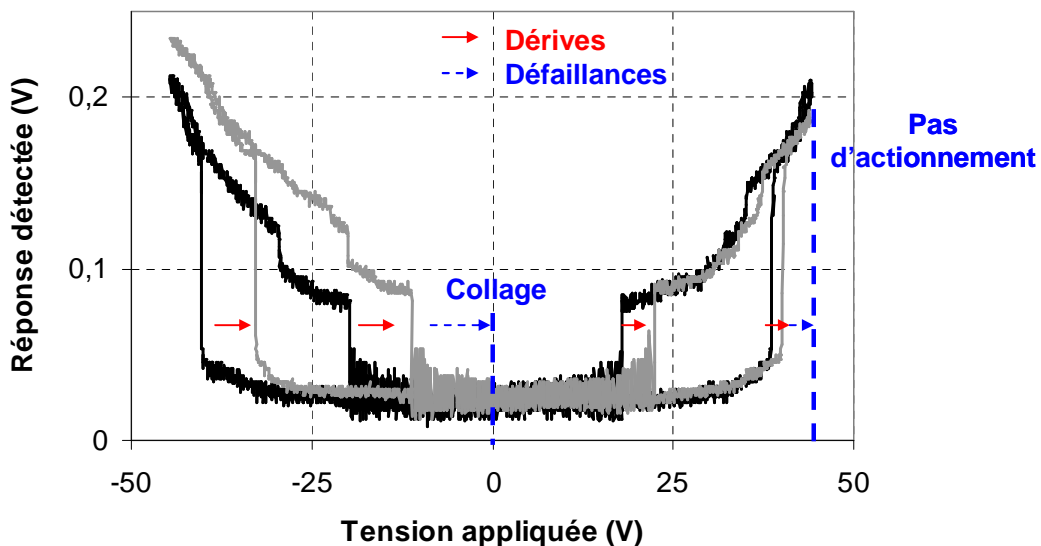


Figure III.12 : Mesure du cycle d'hystérésis de polarisation du composant réalisé avec alumine, avant polarisation en noir, et après 10min de polarisation, 45 V, 50% de rapport cyclique, en gris.

Les tensions d'activation des commutateurs se décalent pendant cette phase de polarisation. A terme, cette perturbation du fonctionnement du MEMS-RF limite sa durée de vie car si ce décalage devient trop important, l'activation du composant ne sera plus possible. En effet, si la tension de relâchement négative du cycle prend la valeur de 0 V, le relâchement de la poutre ne sera plus possible et la poutre restera « collée », même lorsqu'aucun signal de commande n'est appliqué. A contrario, si la tension d'abaissement du micro-commutateur se décale vers l'extérieur de l'hystérésis, sa valeur devient supérieure à la tension de commande appliquée et l'abaissement de la poutre ne sera plus possible. Ces deux modes de défaillance sont directement liés aux dérives des tensions d'activation, elles-mêmes dues principalement aux phénomènes d'injections et de piégeages de charges dans la couche mince diélectrique.



## III.2. Caractérisation de l'effet du chargement du diélectrique

### III.2.a. Première observation de l'effet du chargement du diélectrique

Pour observer l'effet du phénomène de chargement du diélectrique, nous mesurons, comme précédemment, les dérives des tensions d'activation du micro-commutateur. Nous identifions le décalage de la tension d'activation mesurée, pendant la polarisation, par rapport à sa valeur initiale (avant la phase de polarisation), comme étant l'effet du phénomène d'injection et piégeage de charges dans le diélectrique.

Les figures III.13 et III.14 montrent le décalage de la tension de relâchement positive pendant une phase de polarisation sous 50 V avec 50% de rapport cyclique (« waveform » 3 en annexe 1), puis pendant une phase de relaxation, pour les deux composants.

Nous voyons que l'effet du chargement décale la tension de relâchement (positive) d'environ +1.9 V en 70 s. Le décalage de la tension de relâchement n'est pas le même dans les deux cas. Avec le nitrure de silicium, la tension de relâchement se décale positivement, d'abord avec saut important de 1.5 V en quelques secondes puis ralentit de plus en plus au cours du temps. Pour l'alumine, on observe d'abord un décalage négatif de 1 V, puis une progression positive avec des constantes de temps plus grandes que dans le cas du nitrure de silicium.

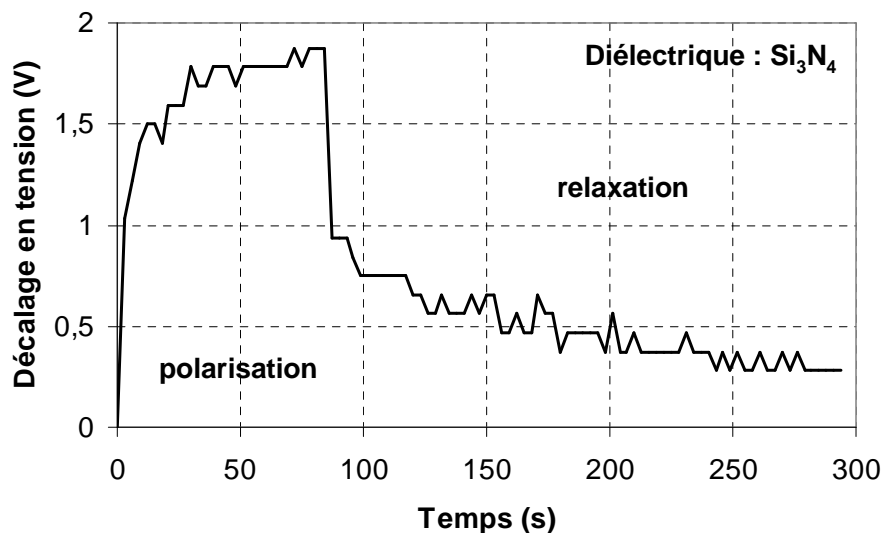


Figure III.13 : Mesure du décalage de la tension de relâchement du micro-commutateur réalisé avec nitrure de silicium, et son évolution au cours du temps lors d'une phase de polarisation de 50 V avec 50% de rapport cyclique, puis d'une phase de relaxation.

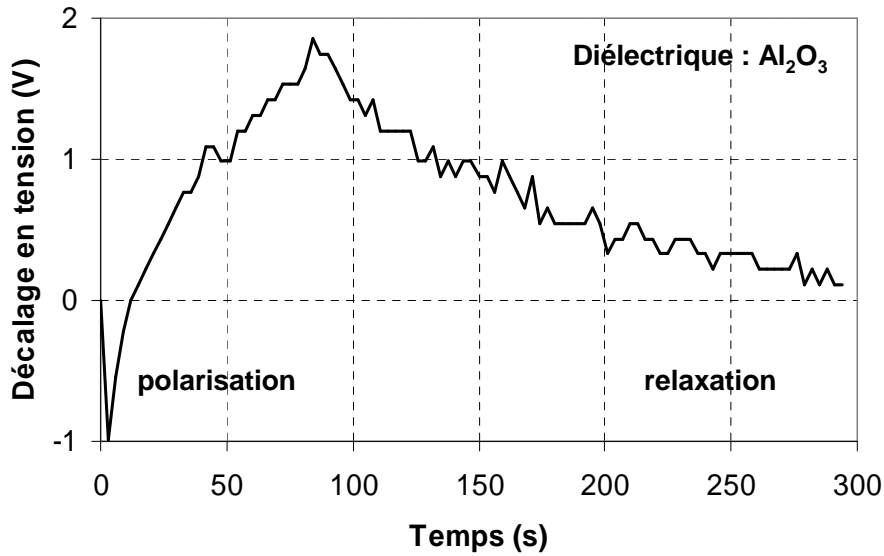


Figure III.14 : Mesure du décalage de la tension de relâchement du micro-commutateur réalisé avec alumine, et son évolution au cours du temps lors d'une phase de polarisation de 50 V, avec 50% de rapport cyclique, puis d'une phase de relaxation.

### III.2.b. Modélisation de l'effet du chargement du diélectrique

L'effet du chargement du diélectrique, et donc les mesures des dérives, sont modélisés temporellement, avec l'équation (1). Cette équation est composée de deux termes qui dépendent exponentiellement du temps.

$$dV = V_{ini} + V_a \left(1 - e^{-t/t_a}\right) + V_b \left(1 - e^{-t/t_b}\right) \quad (1)$$

Avec  $dV$ , le décalage en tension,  $V_{ini}$ , une constante de décalage de tension initiale,  $V_a$  et  $V_b$ , des constantes proportionnelles, et  $t_a$  et  $t_b$  les constantes de temps.

Cette équation représente un système de piégeage de charges à deux types de pièges indépendants (les piégeages de type « a » et « b ») et tous deux avec une dépendance inverse exponentielle au temps. Cette équation a déjà été présentée en [76] pour décrire et modéliser les phénomènes de piégeage de charge dans les couches minces diélectriques des MEMS-RF.

Cette équation est appliquée sur les mesures de décalages en tension (figure III.15), à partir des mesures présentées en figures III.13 et III.14, avec les modèles donnés en tableau III.4.

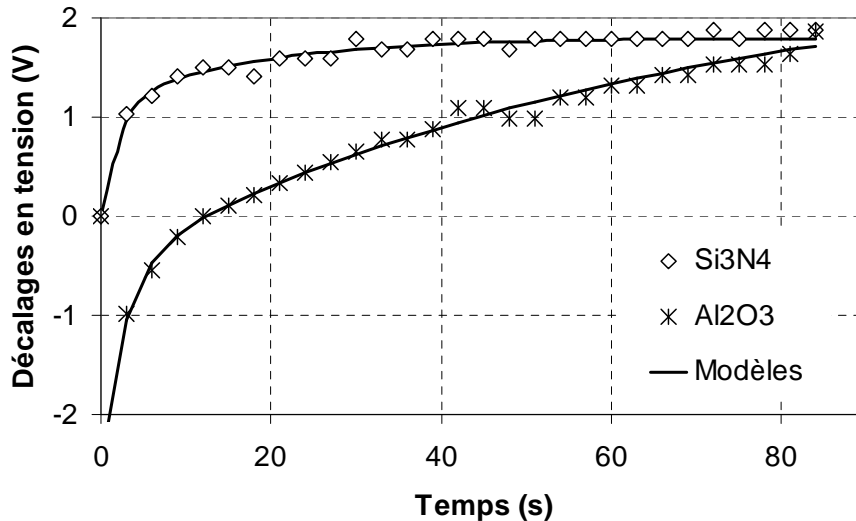


Figure III.15 : Mesures du décalage de la tension de relâchement pour chaque micro-commutateur au cours du temps lors d'une phase de polarisation de 50 V, avec 50% de rapport cyclique, et application de l'équation (1).

Modèle : $dV = V_{ini} + V_a(1 - e^{-t/t_a}) + V_b(1 - e^{-t/t_b})$					
	$V_{ini}$ (V)	$V_a$ (V)	$V_b$ (V)	$t_a$ (s)	$t_b$ (s)
Diélectrique : $Si_3N_4$	0	1.1	0.7	2.0	17
Diélectrique : $Al_2O_3$	-2.5	2.0	3.1	2.8	67

Tableau III.4 : Valeurs des paramètres du modèle appliqué aux mesures de la figure III.15.

Ainsi, les modèles s'adaptent bien aux mesures de dérives, sur les temps d'observation considérés. Pour le premier composant ( $Si_3N_4$ ), la dérive en tension ne change pas de sens (ou de polarité) donc  $V_{ini} = 0$  V, puis, ce décalage s'effectue avec deux constantes de temps (2 s et 17 s). On peut voir que cette dérive semble se stabiliser au bout de 40 s, mais ce n'est en réalité pas le cas, puisque la dérive continuera d'augmenter sur des temps plus longs (1000 s, 10000 s). C'est significatif du fait que ce modèle ne permet pas d'extrapoler les mesure de dérives pour estimer le moment auquel intervient la défaillance. Pour le composant constitué d'alumine, on remarque d'abord qu'un décalage initial négatif existe, puis une dérive dans le sens positif. Les constantes proportionnelles  $V_a$  et  $V_b$  sont du même ordre de grandeur que pour le  $Si_3N_4$ , mais quand même plus fortes (x2 et x5). Les constantes de temps  $t_a$  et  $t_b$  sont également plus fortes, significatif de dérives plus lentes, avec d'abord un piégeage rapide (2.8 s), puis un autre beaucoup plus lent avec  $t_b = 67$  s. Pour ce composant également, les dérives sur de plus longues durée ne saturent pas, et donc ce modèle est invalidé pour prédire la défaillance.

### III.2.c. Influence de la polarité du signal de commande

Pour valider le mode de défaillance, déduit des mesures précédentes, nous mesurons les dérives des tensions d'actionnement du commutateur MEMS-RF sous l'effet de différentes polarités du signal de commande. La figure III.16 montre le décalage du cycle d'hystérésis de polarisation du commutateur avec alumine, avant polarisation et après une tension de polarisation unipolaire positive et négative.

On y observe que les tensions d'activation du commutateur se décalent positivement sous une tension de polarisation positive, et négativement sous une tension de polarisation négative. De plus, les dérives mesurées sont similaires dans les deux cas au signe près.

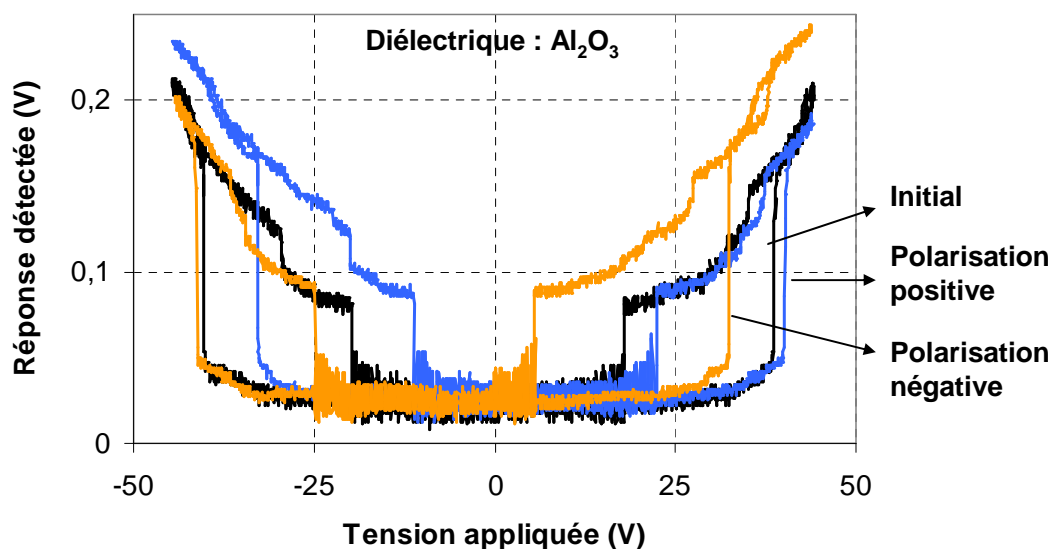


Figure III.16 : Mesures du cycle d'hystérésis de polarisation du composant réalisé avec alumine, avant polarisation, après 10min sous 45 V de commande unipolaire, 50% de rapport cyclique, et après 10min sous -45 V, 50% de rapport cyclique.

Un troisième type de polarisation correspond à l'application d'un signal de commande bipolaire (« waveform » 6 en annexe 1), qui contraint mécaniquement le composant de la même façon, avec une contrainte électrique différente (alternances positives et négatives).

La figure III.17 montre pour le même composant, le décalage du cycle d'hystérésis avant et après une phase de polarisation bipolaire. Les décalages en tension sont très différents des deux cas précédents, puisqu'ici toutes les valeurs des tensions d'activation diminuent (en valeur absolue), de quelques volts de dérives, en 10 minutes de polarisation à 45 V crête, et 50% de rapport cyclique. Ainsi, cette mesure semble montrer que l'actionnement bipolaire sera un type d'actionnement plus fiable, permettant de limiter les défaillances dues à l'effet du chargement du diélectrique.

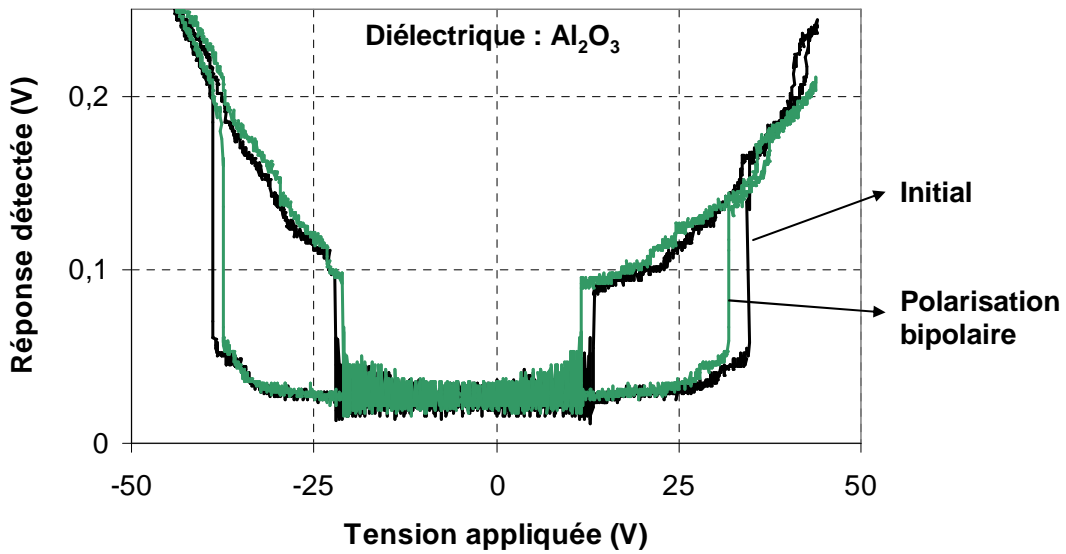


Figure III.17 : Mesure du cycle d'hystérésis de polarisation du composant réalisé avec alumine, avant polarisation en noir, après 10min de polarisation bipolaire de 45 V crête, 50% de rapport cyclique (« waveform » 6 en annexe 1).

Par ailleurs, les dérives observées sur le composant fabriqué avec nitrure de silicium sont de même nature, et montrent les mêmes types de décalages sur les tensions d'activation (même sens des dérives), pendant les phases de polarisation énoncées plus haut. L'influence de la polarité du signal de commande sur le mécanisme de défaillance est donc la même sur ces deux composants.

### III.3. Identification du mécanisme de conduction

#### III.3.a. Méthode d'identification utilisé

Pour identifier le mode de conduction électronique effectif dans le mécanisme d'injection et piégeage de charges, qui provoque les décalages des tensions d'activation des MEMS-RF, nous avons développé la méthode suivante.

A partir de mesures de dérives en tension, nous modélisons l'effet de l'amplitude du signal de polarisation ainsi que de la température sur celles-ci, avec des équations correspondant aux différents modes de conduction possibles. Dans notre cas, nous adaptons les équations de conduction aux mesures de dérives en tension sur une caractéristique isochrone de l'effet de l'amplitude du signal de commande, puis de la température (cf. chapitre 1).

Ainsi, les mécanismes de conduction des effets Frenkel-Pool et Fowler-Nordheim seront modélisés avec les équations (2), (3), pour ce qui est de l'effet de l'amplitude du signal de commande.

$$\text{Frenkel-Poole : } dV = a \times V_{app} \times e^{b\sqrt{V_{app}}} \quad (2)$$

$$\text{Fowler – Nordheim : } dV = c \times V_{app}^2 \times e^{\frac{d}{V_{app}}} \quad (3)$$

Avec  $dV$  le décalage en tension,  $V_{app}$  la tension appliquée,  $a$  et  $b$  les constantes de l'équation de conduction sur l'effet Frenkel-Poole, et  $c$  et  $d$  celles de l'effet Fowler – Nordheim.

L'effet Schottky n'est pas pris en compte car les hauteurs de barrières énergétiques des deux diélectriques considérés sont importantes (> quelques eV), ce qui implique qu'il faudrait appliquer un champ électrique très intense pour amorcer l'effet Schottky (généralement, le claquage du diélectrique intervient avant que l'effet Schottky s'amorce). Les mécanismes de conduction liés aux courants limités par charges d'espace et à la polarisation de dipôles ne sont pas spécifiquement abordés dans cette étude. En effet, même s'il n'est pas exclu que ces mécanismes existent dans les phénomènes observés, il semble difficile de les identifier à partir du type de mesure, et du banc de test que nous utilisons (sans mesure de courant). Des méthodes comme le TSDC (Thermally Stimulated Depolarization Current) [89] seraient plus appropriées.

Nous remarquons que, comme les mesures de dérives sont modélisées avec l'équation (1) en fonction du temps, il est possible d'appliquer un mode de conduction spécifique sur chaque terme de celle-ci. Il sera alors possible de modéliser la superposition de plusieurs modes de conduction dans le diélectrique.

L'approche mise en place est la même pour la caractérisation de l'effet de la température. Nous mesurons les dérives pendant une phase de chargement sous différentes températures, et nous appliquons un modèle correspondant à une équation de conduction sur la caractéristique isochrone des dérives. Pour une conduction de type Frenkel-Poole, l'équation (4) considérée est une loi d'Arrhenius, tandis que pour l'effet Fowler – Nordheim, aucune équation n'est utilisée, sachant que ce mode de conduction est indépendant de la température.

$$dV = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}} \quad (4)$$

Avec  $T$  la température,  $q$  la charge d'un électron ( $1.602 \times 10^{-19}$  C),  $k$  la constante de Boltzmann ( $8.314 \text{ J.K}^{-1}.\text{mol}^{-1}$ ),  $f$  une constante, et  $E_a$  l'énergie d'activation.

De la même façon, ce type de modélisation peut-être mis en place sur chacun des deux termes de l'équation (1), pour montrer et caractériser la superposition de plusieurs modes de

conduction dans le diélectrique. Cette approche sera d'ailleurs détaillée plus loin sur les deux composants étudiés.

### III.3.b. Effet de l'amplitude de polarisation sur le chargement du diélectrique

Pour mesurer l'effet de l'amplitude de polarisation sur les dérives en tension, nous utilisons la procédure de tests donnée dans le chapitre 2, partie IV.3 avec les formes d'onde de polarisation 1 et 3 présentées en annexe 1.

Ainsi, le principe de cette étude est de polariser le composant avec un signal carré positif de rapport cyclique 25%, avec des amplitudes croissantes, d'abord de 52 V, puis le test est réitéré avec plusieurs amplitudes supérieures. Le choix du rapport cyclique de 25% permet d'appliquer au composant une contrainte électrique suffisamment faible pour que la défaillance n'intervienne pas rapidement, notamment pour des amplitudes et températures fortes (sur l'ensemble de l'étude).

#### Cas du MEMS-RF avec une couche de diélectrique en $Si_3N_4$

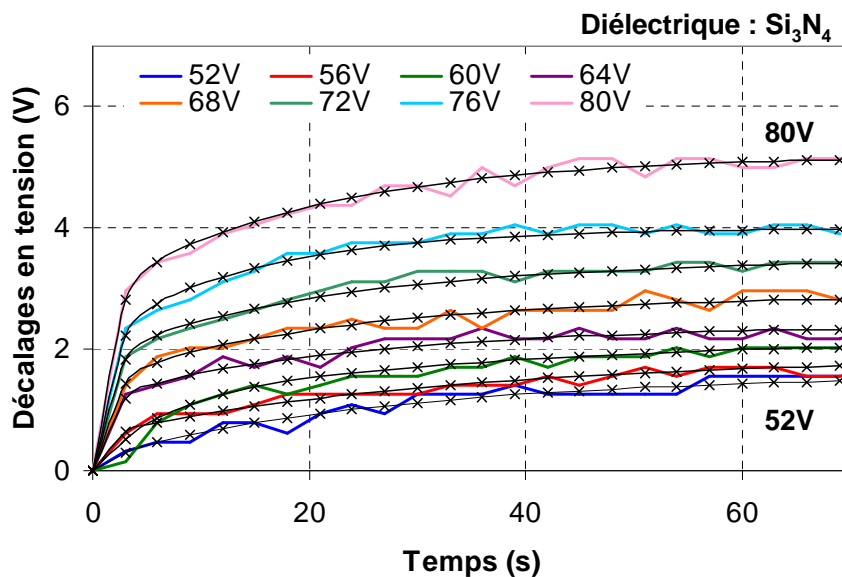


Figure III.18 : Mesures des dérives de la tension de relâchement du micro-commutateur avec nitrure de silicium pour une tension de polarisation positive, de rapport cyclique 25%, avec des amplitudes croissantes de 52 V à 80 V. Le modèle de l'équation (1) est montré en noir.

La figure III.18 montre les mesures de dérives de la tension de relâchement positive du commutateur avec nitrure de silicium, en fonction du temps, polarisé avec un signal de commande avec 25% de rapport cyclique pour des tensions allant de 52 V d'amplitude à 80 V.

Nous observons que le chargement du diélectrique semble être accéléré par l'amplitude de la tension de commande. Les dérives mesurées vont d'environ 1.5 V de décalage en 70 s de polarisation sous 52 V d'amplitude, à environ 5 V sous 80 V dans le même intervalle de temps. De plus, pour chaque amplitude de polarisation, le comportement de ces dérives en tension est à nouveau modélisable temporellement à partir de l'équation (1), décrite plus tôt et rappeler ci-après. Les valeurs des paramètres des modèles appliqués sont données en annexe 2, pour chaque valeur de l'amplitude du signal de commande.

$$dV = V_{ini} + V_a \left(1 - e^{-t/t_a}\right) + V_b \left(1 - e^{-t/t_b}\right) \quad (1)$$

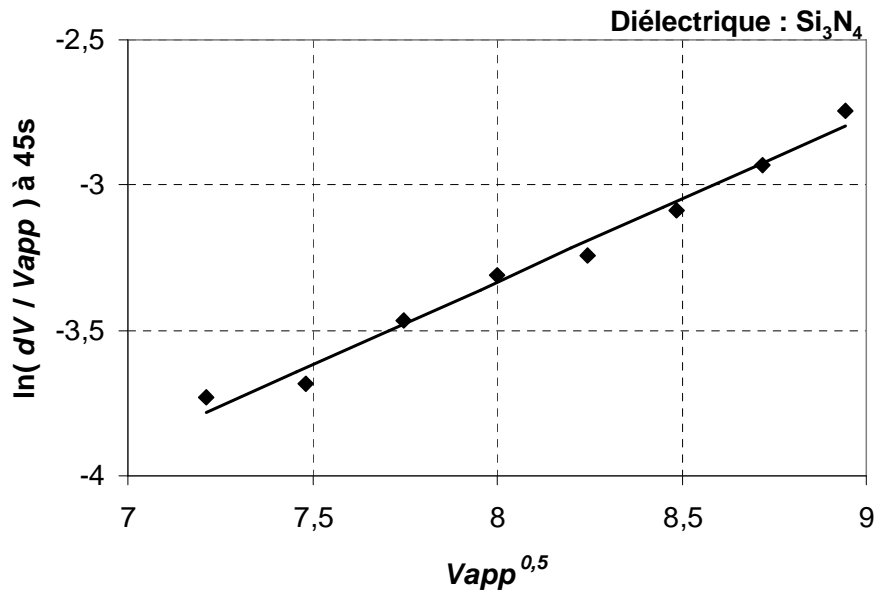
Nous remarquons dans un premier temps que le paramètre  $V_{ini}$  est nul car il n'y a pas de décalage initial sur les dérives observées. Sur l'évolution de ce modèle avec la tension appliquée, le premier type de piège ( $V_a$  et  $t_a$ ) montre une augmentation de  $V_a$  avec l'amplitude de la tension appliquée et une stabilité de la constante de temps  $t_a$  entre 1.5 s et 2 s. Le second type de piège ( $V_b$  et  $t_b$ ) montre une stabilité de  $V_b$  pour des tensions de polarisation inférieures à 72 V puis une augmentation, avec des constantes de temps comprises entre 20 s et 36 s. Nous noterons que les valeurs des paramètres  $V_a$  et  $V_b$  ne suivent pas un comportement de type loi de conduction (Frenkel – Poole ou Fowler – Nordheim). A partir de là, il n'est pas possible de déduire à quel mode de conduction peut appartenir chacun des termes du modèle (premier et second types de piège). Nous nous servons donc de courbes isochrones de la mesure des dérives pour étudier le mécanisme de conduction dans le diélectrique.

La figure III.19 présente deux graphes isochrones des mesures du décalage de la tension de relâchement du micro-commutateur (diélectrique  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ). Ces deux graphes correspondent aux caractéristiques isochrones des dérives en tension, donc du chargement du diélectrique, pour les modes de conduction Frenkel – Poole et Fowler – Nordheim. Sur ce type de graphique, on montre que si l'évolution des dérives, issues des courants de conduction, est linéaire, cela correspond à une dépendance exponentielle à l'amplitude du champ électrique dans le diélectrique, suivant les modes de conduction considérés.

Bien que nous observons une meilleure correspondance entre la mesure et le modèle sur la caractéristique de conduction Frenkel – Poole, il est difficile d'occulter un comportement linéaire des mesures sur la caractéristique de conduction Fowler – Nordheim. Nous considérons donc, à partir de cette mesure, que les dérives en tensions mesurées, et donc le mécanisme de chargement du diélectrique, peuvent-être issus des deux types de conduction énoncés.



### Conduction Frenkel - Poole



### Conduction Fowler - Nordheim

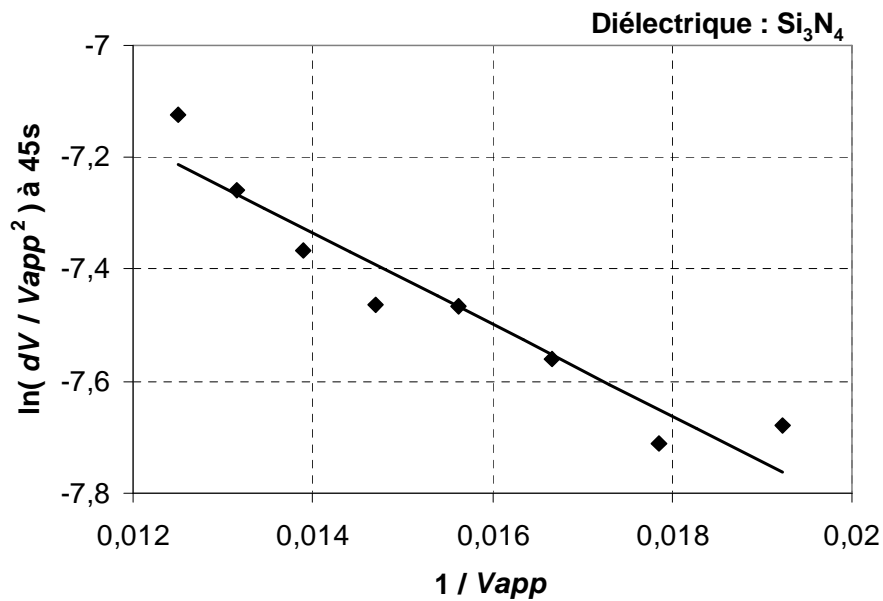


Figure III.19 : Mesure isochrone des dérives de la tension de relâchement du micro-commutateur avec nitrure de silicium à 45 s, pour une tension de polarisation positive de rapport cyclique 25%. Cette mesure est appliquée aux caractéristiques de conduction Frenkel – Poole (en haut) et Fowler – Nordheim (en bas), avec les modèles des équations (2) et (3) respectivement.  $dV$  est le décalage en tension, et  $V_{app}$  la tension appliquée.

Le tableau III.5 suivant donne les valeurs des paramètres des modèles appliqués aux mesures, pour chaque type de conduction, d'après les équations (2) et (3).

Diélectrique : Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>				
Mode de conduction	Frenkel - Poole		Fowler - Nordheim	
Modèle	$dV = a \times V_{app} \times e^{b\sqrt{V_{app}}}$		$dV = c \times V_{app}^2 \times e^{\frac{d}{V_{app}}}$	
	<i>a</i>	<i>b</i> (V <sup>0.5</sup> )	<i>c</i> (V <sup>-1</sup> )	<i>d</i> (V)
	0.571	3.71 x10 <sup>-4</sup>	-81.7	2.05 x10 <sup>-3</sup>

Tableau III.5 : Modèles appliqués aux mesures données figure III.19, pour les modes de conduction Frenkel-Poole et Fowler – Nordheim, pour le micro-commutateur avec nitrure de silicium.

Pour identifier lequel de ces deux modes de conduction est effectif dans le diélectrique, nous réalisons (dans la partie suivante) une série de mesures des dérives sous différentes températures, pour caractériser l'effet de celles-ci. En effet, nous avons vu que l'effet Frenkel – Poole évolue avec la température suivant une loi d'Arrhenius, tandis que l'effet Fowler – Nordheim en est indépendant.

Cas du MEMS-RF avec une couche de diélectrique en Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>

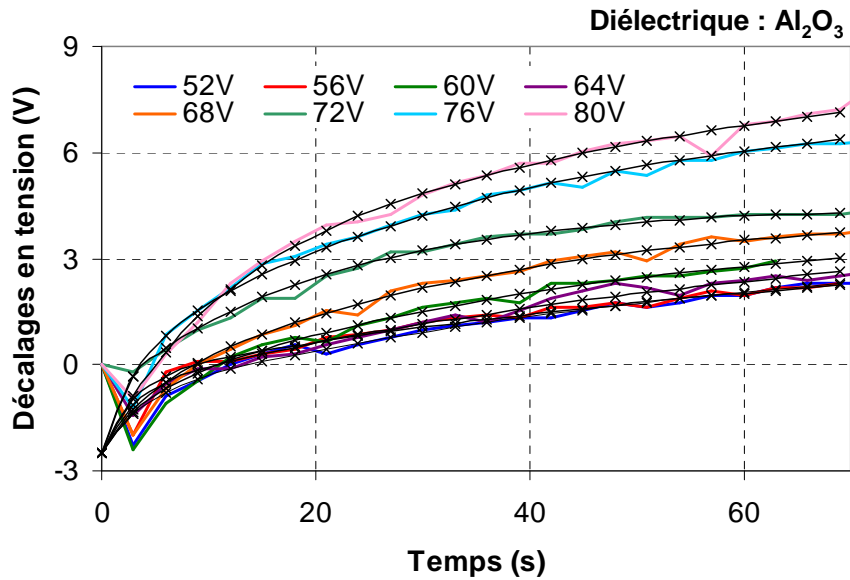


Figure III.20 : Mesures des dérives de la tension de relâchement du micro-commutateur avec alumine pour une tension de polarisation positive de rapport cyclique 25% avec des amplitudes allant de 52 V à 80 V. Le modèle de l'équation (1) est montré en noir.

Pour le commutateur réalisé avec une couche mince diélectrique en alumine, les mesures des dérives de la tension de relâchement positive sont données en figure III.20 en fonction du

temps, toujours pour des tensions de commande d'amplitudes variables de 52 V à 80 V, avec 25% de rapport cyclique.

Nous observons que les dérives augmentent cette fois-ci d'environ 2 V à 7 V en 70 s sur la plage de tensions appliquées, avec un décalage initial négatif de -2.5 V maximum dans les dix premières secondes. Le modèle de l'équation (1) appliqué sur ces mesures décrit bien les phénomènes observés à partir de 5 s jusqu'à 70 s. Les valeurs des paramètres des modèles appliqués sont données en annexe 2.

Le paramètre  $V_{ini}$  est fixé à -2.5 V pour compenser le décalage négatif des dérives en tension sur les premières secondes, de façon à ne pas perturber les valeurs des paramètres  $V_a$  et  $V_b$ , ainsi que leurs évolutions avec l'amplitude de la tension de commande. Les paramètres  $V_a$  et  $V_b$  sont stables entre 52 V et 72 V avec des valeurs comprises entre 1.4 V et 2.1 V pour  $V_a$ , et 4.4 V et 5.5 V sur  $V_b$ , puis augmentent jusqu'à atteindre des valeurs de 4.6 V et 7.1 V respectivement. Les constantes de temps sont faibles et stables avec des valeurs inférieures à 10 s et majoritairement comprises entre 1.5 s et 4.2 s sur  $t_a$ , tandis que les constantes de temps  $t_b$  sont plus fortes et plus dispersées avec des valeurs entre 21 s et 75 s.

Ainsi, pour ce composant également, les valeurs des paramètres  $V_a$  et  $V_b$  ne suivent pas un comportement en loi de conduction exponentielle, et il n'est donc pas possible d'identifier un mode de conduction spécifique sur les premier et second types de pièges considérés (les deux termes de l'équation). Nous utilisons alors la même approche que précédemment, avec l'étude de courbes isochrones des dérives, pour analyser le mécanisme de chargement du diélectrique.

La figure III.21 présente les graphes isochrones, à 45 s, de la mesure des dérives en tension du commutateur, correspondant aux caractéristiques de conduction Frenkel – Poole, puis Fowler – Nordheim.

Dans un premier temps, nous remarquons pour ce composant que les mesures et les modèles ont une moins bonne correspondance que dans le cas précédent (MEMS-RF avec  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ). Sur la caractéristique Frenkel – Poole, nous observons que le comportement des dérives peut correspondre à ce mode de conduction, avec une bonne concordance du modèle. On note cependant une disparité plus importante du point de mesure à 64 V de tension appliquée, que nous supposons issue de l'insuffisance de la résolution de mesure. On peut voir sur la figure III.20 que l'effet de l'amplitude du signal de commande sur le mécanisme de défaillance est très faible pour les tensions appliquées inférieures ou égales à 64 V. Sur la caractéristique de conduction Fowler – Nordheim, nous observons également une tendance linéaire, bien que beaucoup plus dispersée autour du modèle dans ce cas-ci. On retrouve également un éloignement important au modèle du point de mesure correspondant à 64 V d'amplitude du signal de commande. Ainsi, pour ce composant également, même si le comportement des dérives semble indiquer une meilleure

correspondance à l'effet Frenkel – Poole, nous considérons que les deux types de conduction sont envisageables sur le mécanisme de chargement du d'électrique.

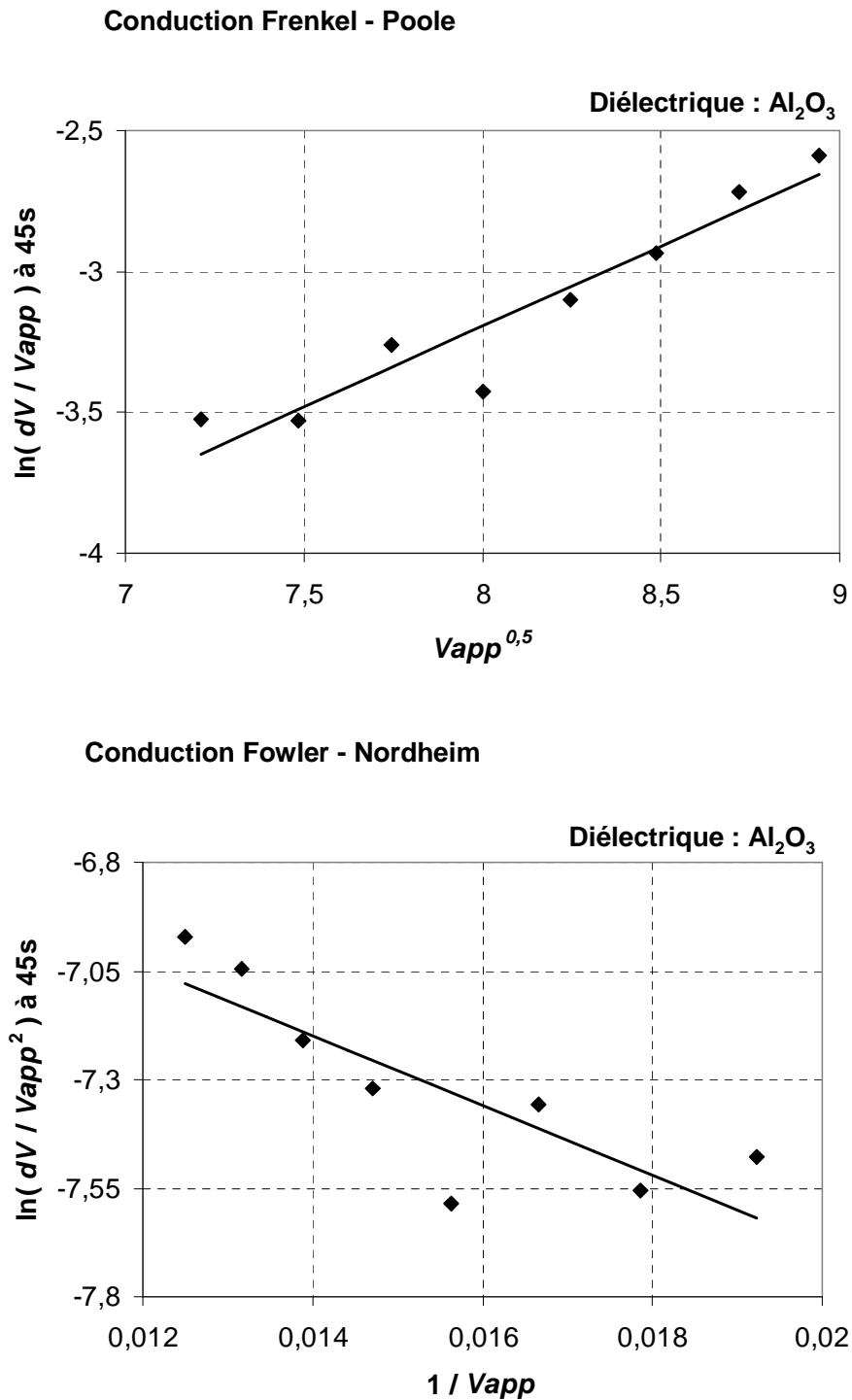


Figure III.21 : Mesure isochrone (45 s) des dérives de la tension de relâchement du micro-commutateur avec alumine, pour une tension de polarisation positive variable, de rapport cyclique 25%. Cette mesure est appliquée aux caractéristiques de conduction Frenkel – Poole (en haut) et Fowler – Nordheim (en bas), avec les modèles des équations (2) et (3) respectivement.  $dV$  est le décalage en tension et  $V_{app}$  la tension appliquée.

Le tableau III.6 suivant donne les valeurs des paramètres des modèles appliqués aux mesures, pour chaque type de conduction, d'après les équations (2) et (3).

Diélectrique : Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>				
Mode de conduction	Frenkel - Poole		Fowler - Nordheim	
Modèle	$dV = a \times V_{app} \times e^{b\sqrt{V_{app}}}$		$dV = c \times V_{app}^2 \times e^{\frac{d}{V_{app}}}$	
	$a$	$b (V^{-0.5})$	$c (V^{-1})$	$d (V)$
	0.572	4.23 x10 <sup>-4</sup>	-80.0	2.29 x10 <sup>-3</sup>

Tableau III.6 : Modèles appliqués aux mesures données figure III.21, pour les modes de conduction Frenkel-Poole et Fowler – Nordheim, sur le micro-commutateur avec alumine.

Finalement, à ce stade de l'étude, l'interprétation des caractéristiques de conduction de ce composant ne permet pas de distinguer un mode de conduction. Comme pour le cas du composant précédent, nous allons nous servir des mesures réalisées sur l'effet de la température (ci-après), pour conclure et identifier le ou les mécanismes et modes de conduction qui existent dans la couche de diélectrique du MEMS-RF.

### III.3.c. Effet de la température sur le chargement du diélectrique

Pour mesurer l'effet de la température sur les dérives en tensions du micro-commutateur pendant une phase de polarisation, nous utilisons également la procédure de test donnée dans le chapitre 2, partie IV.3 avec les formes d'onde de polarisation présentées en annexe 1 (« waveform » 1 et 3).

Le principe de cette étude consiste à polariser le composant avec un signal carré positif d'amplitude 50 V, et de rapport cyclique 25%, à température ambiante. La séquence de test est ensuite réitérée en augmentant la température par palier.

#### Cas du MEMS-RF avec une couche de diélectrique en Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>

La figure III.22 montre les mesures de dérives de la tension de relâchement positive du commutateur avec nitrure de silicium, en fonction du temps, pour des températures du composant allant de 299 K à 355 K (25,9 °C à 81,9 °C).

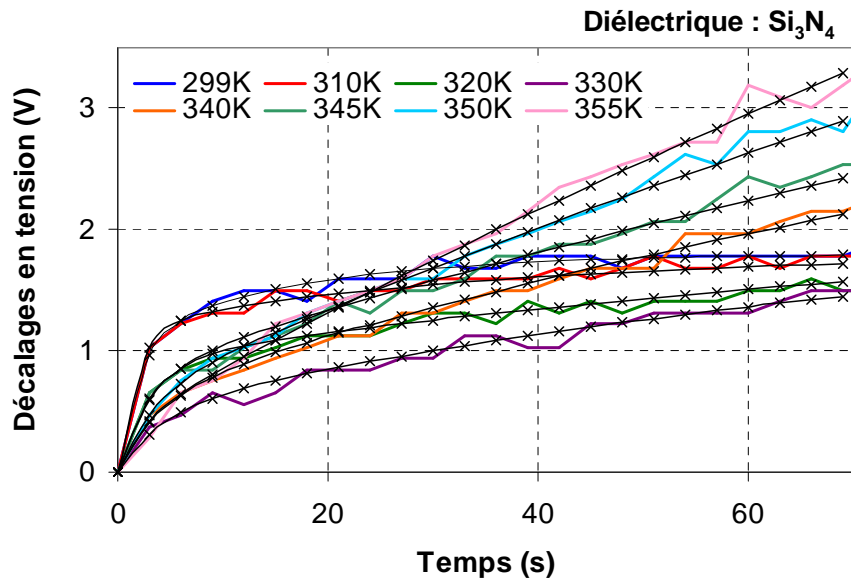


Figure III.22 : Mesures des dérives de la tension de relâchement du micro-commutateur avec nitrure de silicium, pour une tension de polarisation positive de 50 V, et un rapport cyclique de 25%, pour des températures variant de 299 K à 355 K. Le modèle de l'équation (1) est montré en noir.

L'augmentation de la température a d'abord pour effet de diminuer (sur 70 s) l'effet du chargement du diélectrique, jusqu'à 330 K (56.9 °C). Au-delà de cette température, les dérives semblent s'accroître et l'effet du chargement augmente de plus en plus, jusqu'à 355 K (81.9 °C). Nous observons également que la forme des dérives est différente en fonction de la température, avec des constantes de temps de plus en plus grandes avec l'accroissement de la température.

Le modèle temporel correspondant à l'équation (1) est appliqué à ces mesures, et nous observons que pour chaque température du composant, le modèle s'adapte bien à l'évolution des dérives en tension au cours du temps. Les valeurs des paramètres du modèle sont données en annexe (2), pour chaque température. Dans la mesure où ces modèles sont utilisés pour décrire et identifier le mécanisme de conduction dans le diélectrique de ce composant, nous commenterons et détaillerons leur utilisation plus tard dans cette partie.

Nous représentons la mesure isochrone des dérives en tension, après 45 s de polarisation, sur un graphe d'Arrhenius, en figure III.23. Cette courbe est issue du même processus de mesure que la figure III.22.

Dans un premier temps, nous observons que l'ensemble des points de mesure ne suivent pas une loi d'Arrhenius (évolution exponentielle avec la température), mais semble plutôt montrer une « stabilité » (diminution puis augmentation), notamment sur les quatre ou cinq points de température les plus basses. Cependant, ce phénomène est cohérent avec ce qui est observé en figure III.22, avec des dérives qui sont d'abord ralenties, puis accélérées, avec l'accroissement de la température. En outre, nous remarquons que pour des températures supérieures à 56 °C (330

K), le décalage en tension suit bien une évolution exponentielle, matérialisée avec le modèle issu de l'équation (4) sur les cinq points mesurés aux températures les plus hautes. Les paramètres de ce modèle sont donnés dans le tableau III.7. L'énergie d'activation extraite de ce modèle est de 0.278 eV.

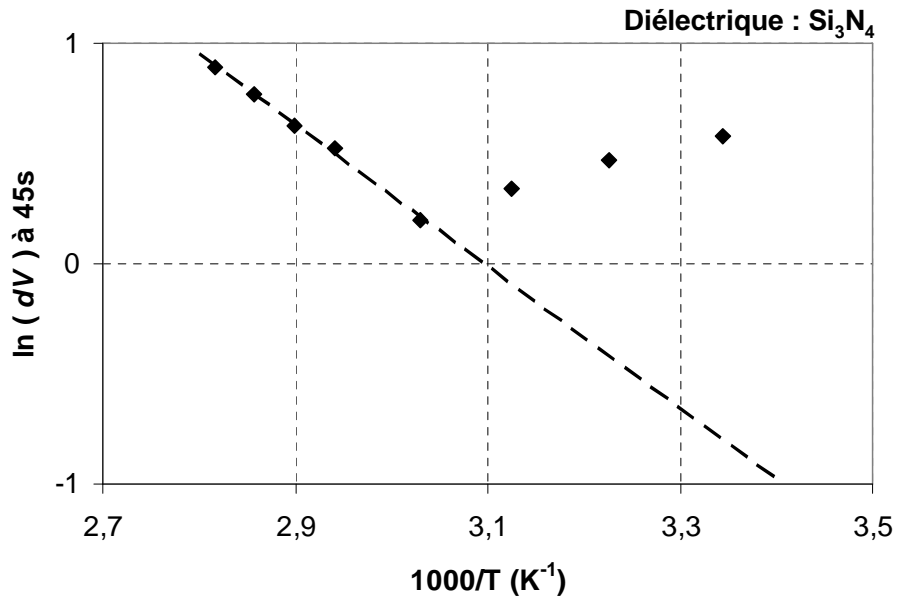


Figure III.23 : Mesure isochrone (45 s) sur un graphe d'Arrhenius, des dérivées de la tension de relâchement du micro-commutateur avec nitrure de silicium, pour une tension de polarisation de 50 V, 25% de rapport cyclique. Le modèle (en pointillé) correspond à l'équation (4).

Ainsi, l'évolution exponentielle observée sur la plage de haute température nous permet d'identifier l'activation de pièges suivant le mode de conduction Frenkel – Poole. Cependant, dans la mesure où cette évolution n'est pas globale sur les dérivées mesurées, nous pouvons supposer que cette première conclusion est inexacte, ou alors que ce mécanisme de conduction n'est pas le seul mécanisme de défaillance à prendre en compte, qui provoque le décalage des tensions d'activation.

Pour approfondir l'étude de l'effet de la température sur le mécanisme de défaillance de ce composant, nous utilisons la modélisation temporelle des dérivées, plus spécifiquement en analysant l'évolution de ses paramètres avec la température. L'équation (1), qui considère une évolution temporelle avec un système de chargement à deux types de piège, est appliquée aux mesures de la figure III.22 (les paramètres de ces modèles sont donnés en annexe 2), et on observe une bonne concordance entre les mesures et les modèles.

L'évolution avec la température des paramètres de modélisation de l'équation (1) :  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $t_a$ , et  $t_b$ , sont donnés en figure III.24, avec  $V_a$ ,  $V_b$  sur un graphe d'Arrhenius. Le paramètre de décalage en tension initiale  $V_{ini}$  est fixé à 0 V car nous n'observons pas de décalage systématique dans les premières secondes de dérivées.

$$dV = V_{ini} + V_a(1 - e^{-t/t_a}) + V_b(1 - e^{-t/t_b}) \quad (1)$$

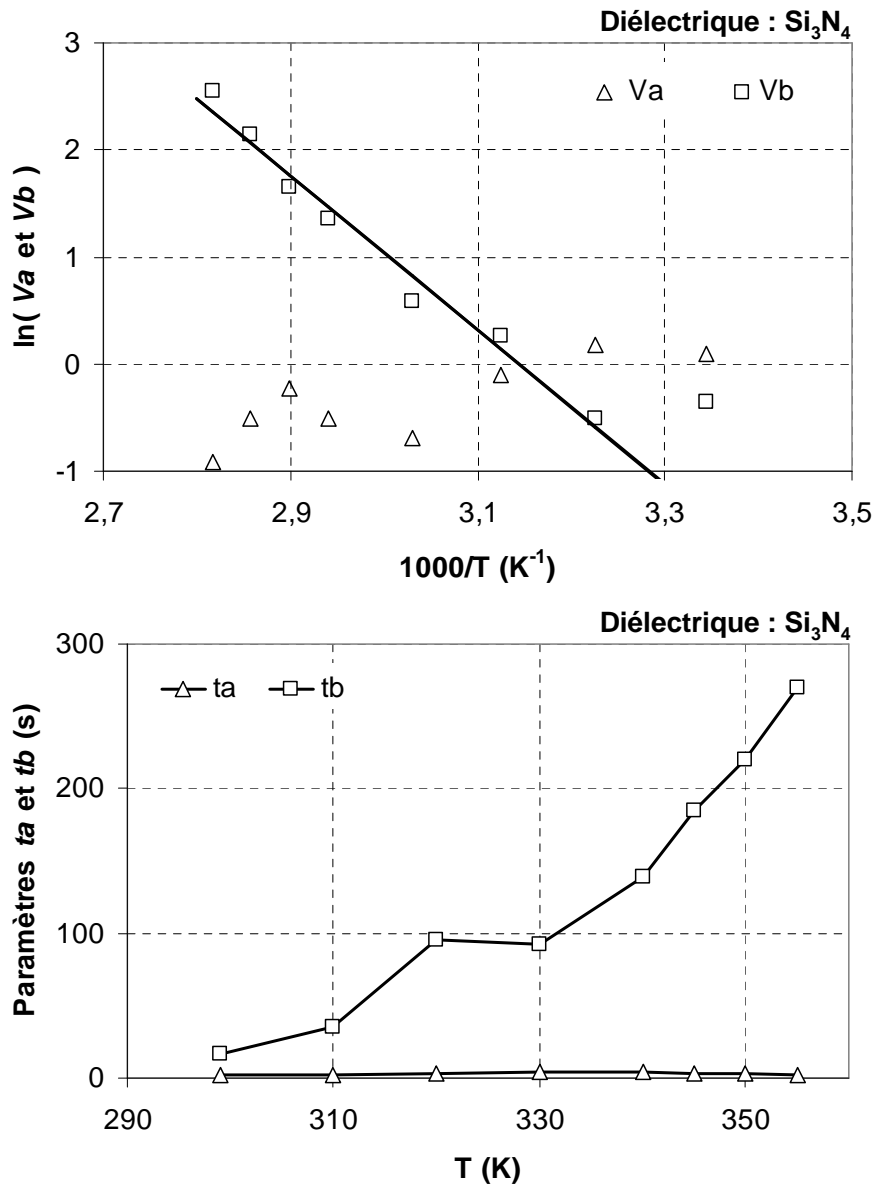


Figure III.24 : Courbe d'Arrhenius des paramètres du modèle temporel  $V_a$  et  $V_b$  (équation (1)) en haut, et l'évolution des constantes de temps  $t_a$  et  $t_b$  avec la température.

Dans un premier temps, nous observons que les paramètres correspondants au premier type de piège :  $V_a$  et  $t_a$  sont peu sensibles à l'accroissement de la température. En effet,  $V_a$  varie peu, avec des valeurs comprises entre 0.4 V et 1.2 V, et la constante de temps  $t_a$  varie très peu également ( $1.8 \text{ s} \leq t_a \leq 4.2 \text{ s}$ ). Un autre point important à noter est que ces paramètres n'augmentent pas avec la température, même s'ils varient faiblement. Ce type de comportement semble montrer que le premier type de piège, sur la modélisation temporelle, n'est pas sensible à la température. Nous pouvons donc conclure qu'il existe un mécanisme de conduction de type



Fowler – Nordheim dans l'effet du chargement du diélectrique sur ce composant, puisque ce mode de conduction est le seul qui est indépendant de la température.

Ensuite, nous remarquons que les paramètres du second type de piège :  $V_b$  et  $t_b$  augmentent avec la température. Le paramètre  $V_b$  semble évoluer suivant une loi d'Arrhenius avec la température, de 0.7 V à 299 K jusqu'à 12.8 V à 355 K (25.9 °C et 81.5 °C). La constante de temps  $t_b$  augmente de 17 s à 270 s sur la même plage de température, ce qui indique que le second type de piège intervient après le premier, dans la mesure où  $t_b$  est un à deux ordres de grandeur supérieurs à  $t_a$ . Le modèle de l'équation (5) suivante, similaire à l'équation (4), et appliqué à  $V_b$  :

$$V_x = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}} \quad (5)$$

Avec  $V_x$  pouvant correspondre aux paramètres  $V_a$  et  $V_b$  de l'équation (1).

Nous pouvons voir que le modèle s'adapte bien à la mesure, sauf sur le point à basse température (299 K). Ainsi, nous pouvons considérer que le second type de piège de l'équation (1) évolue exponentiellement avec la température, et qu'il correspond donc à un mode de conduction de type Frenkel-Poole. Les paramètres de ce modèle sont donnés dans le tableau III.7 ; et l'énergie d'activation correspondant au paramètre  $V_b$  est 0.621 eV.

Diélectrique : Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>				
Effet de la température	Sur $dV$		Sur $V_b$	
Modèles	$dV = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}$		$V_x = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}$	
	$f$	$E_a$	$f$	$E_a$
	2.15 x10 <sup>4</sup> V	0.278 eV	7.05 x10 <sup>9</sup> V	0.621 eV

Tableau III.7 : Modèles appliqués sur les figures III.23 et III.24, de la mesure isochrone du décalage en tension  $dV$  et du paramètre  $V_b$  de l'équation (1), respectivement.

Ainsi, nous avons pu constater que la loi d'Arrhenius s'applique bien sur le paramètre  $V_b$ , tandis que le décalage en tension  $dV$  évolue exponentiellement avec la température sur seulement la moitié de la plage de température. Cela montre que la seconde méthode de caractérisation, en utilisant l'équation (1) pour modéliser les dérives en tension et analyser l'évolution de ses paramètres avec la température, est plus adaptée que la première (exploitation de mesure isochrone de  $dV$ ), pour caractériser le mécanisme de défaillance de ce composant. En effet, cette

seconde méthode nous permet d'identifier l'existence de deux modes de conduction sur le phénomène de chargement du diélectrique : Fowler – Nordheim, et Frenkel – Poole. L'exploitation de mesure isochrone de  $dV$  nous a permis d'identifier seulement l'effet Frenkel – Poole, et uniquement sur la moitié supérieure de la plage de température.

Par ailleurs, les valeurs des paramètres de modélisation des dérives extraites par ces deux méthodes ne sont pas les mêmes (tableau III.7). En effet, les valeurs des paramètres  $f$  et  $E_a$  sont plus grandes lorsqu'elles sont extraites à partir de  $V_b$ , par rapport à celles issues de  $dV$ . Et dans la mesure où la caractérisation sur  $dV$  est mal adaptée, cela semble montrer que celle-ci n'est pas une méthode fiable pour étudier le mécanisme de chargement du diélectrique de ce composant. Ainsi, nous considérons que la valeur d'énergie d'activation extraite par cette méthode pour caractériser le piégeage de type Frenkel – Poole, est sous-estimée, et ne correspond pas à l'énergie d'activation réelle des pièges dans le diélectrique. En revanche, l'énergie d'activation extraite à partir de  $V_b$  est issue d'un modèle qui s'adapte à presque tous les points sur son évolution avec la température. Cela montre que cette seconde méthode de caractérisation est préférable pour étudier le mécanisme de chargement du diélectrique sur des mesures de dérive des tensions d'actionnement. Nous estimons donc que l'énergie d'activation extraite sur ce paramètre (0.621 eV) est proche de l'énergie d'activation réelle des pièges de type Frenkel – Poole, dans le diélectrique de ce composant.

Nous remarquons que les valeurs du paramètre  $f$  des équations (4) et (5), extraites de l'évolution de  $dV$  et  $V_b$  avec la température, sont différentes, de cinq ordres de grandeur supérieurs sur  $V_b$ . Suivant le même raisonnement que précédemment, nous pouvons estimer que la valeur issue de la mesure de  $dV$  ne correspond pas au mécanisme réel attribué au type de piège Frenkel – Poole qui existe dans le diélectrique. En effet, dans ce cas, il n'est pas possible de considérer l'effet Fowler – Nordheim qui existe également dans le diélectrique, ce qui induit une erreur sur les caractéristiques extraites. Nous considérons donc que la valeur de  $f=7.05 \times 10^9$  V, extraite à partir de  $V_b$ , est plus proche de la valeur réelle de  $f$  sur le mécanisme de piégeage Frenkel – Poole dans le diélectrique. Cependant, cette valeur ne permet pas de déduire la conductivité Frenkel – Poole  $\sigma_{FP}$  (cf. chapitre 1) qui caractérise ce type de mécanisme.

Enfin, nous avons vu que les constantes de temps qui correspondent au mode de conduction Fowler – Nordheim sont beaucoup plus petites que celles (croissantes) qui correspondent au mode de conduction Frenkel – Poole, d'au moins un ordre de grandeur. Cela montre que ces deux mécanismes d'injection et piégeage de charge dans le diélectrique n'interviennent pas en même temps, mais de façon successive.

Ainsi, nous pouvons conclure que le mécanisme de chargement du diélectrique, pendant une phase de polarisation (25% de rapport cyclique), est issu d'au moins deux modes de conduction qui agissent successivement. Dans les premières secondes, nous observons une

conduction Fowler – Nordheim (indépendante de la température), puis après, intervient une conduction Frenkel – Poole dont les constantes de temps varient de 17 s à 270 s avec l'accroissement de la température, avec une énergie d'activation de 0.621 eV.

Cas du MEMS-RF avec une couche de diélectrique en  $Al_2O_3$

La même étude a été réalisée sur le commutateur comportant une couche mince diélectrique en alumine. La figure III.25 montre l'évolution des dérives en tension du composant pendant une phase de polarisation de 50 V, à 25% de rapport cyclique, sur la même gamme de température (25,9 °C à 81,9 °C).

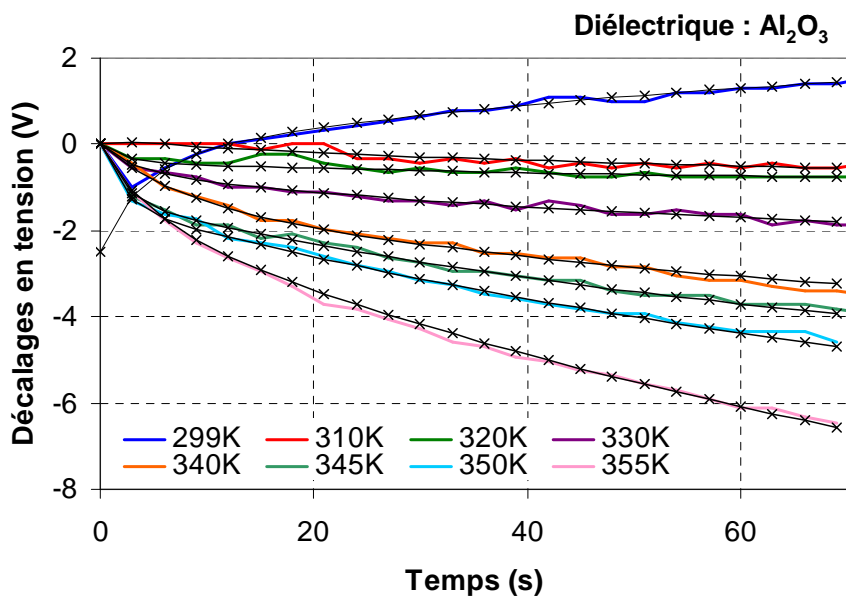


Figure III.25 : Mesures des dérives de la tension de relâchement du micro-commutateur avec alumine, pour une tension de polarisation positive de 50 V, avec un rapport cyclique de 25%, pour des températures allant de 299 K à 355 K. Le modèle de l'équation (1) est montré en noir.

A 299 K, l'effet du chargement décale la tension de relâchement du MEMS-RF d'abord négativement dans les premières secondes, puis positivement, jusqu'à 1.5 V de décalage en 70 s. Ce changement de la polarité du décalage en tension a déjà été observé sur les figures III.14 et III.20, et est récurrent sur toutes les mesures qui ont été effectuées à cette température.

Pour les températures plus élevées, nous observons une accélération de l'effet du chargement par un décalage négatif croissant avec la température, d'environ -0.5 V à 310 K (36.9 °C) jusqu'à -6.5 V à 355 K (81,9 °C), en 70 s. Nous observons donc un changement du sens des dérives avec un décalage positif pour la température de 299 K, et un décalage négatif pour toutes les températures supérieures, en passant à 310 K par un décalage très faible d'environ -0.5 V en 70 s. Ce phénomène peut s'expliquer par l'intervention de plusieurs mécanismes de défaillance qui

agissent sur ces dérives et dont l'un va devenir prédominant sur l'autre avec l'augmentation de la température. Un exemple de ce type est donné en chapitre 1 (partie V.3) pour lequel le mécanisme de chargement du diélectrique va avoir une influence sur la polarité des dérives, en fonction de l'électrode par lequel les charges sont injectées et piégées [77].

Le modèle de l'équation (1) est appliqué à chacune de ces mesures, et on observe une bonne concordance entre les deux sur chaque courbe, sauf pour la dérive à 299 K, avant 3 s, en raison du décalage initial négatif. Les valeurs des paramètres du modèle sont données en annexe (2), pour chaque température, et seront détaillées plus loin pour l'identification du ou des modes de conduction.

Puisque la température semble accélérer le décalage en tension, nous donnons la mesure isochrone (45 s) de la valeur absolue des dérives en tension en fonction de la température en figure III.26, sur une courbe d'Arrhenius.

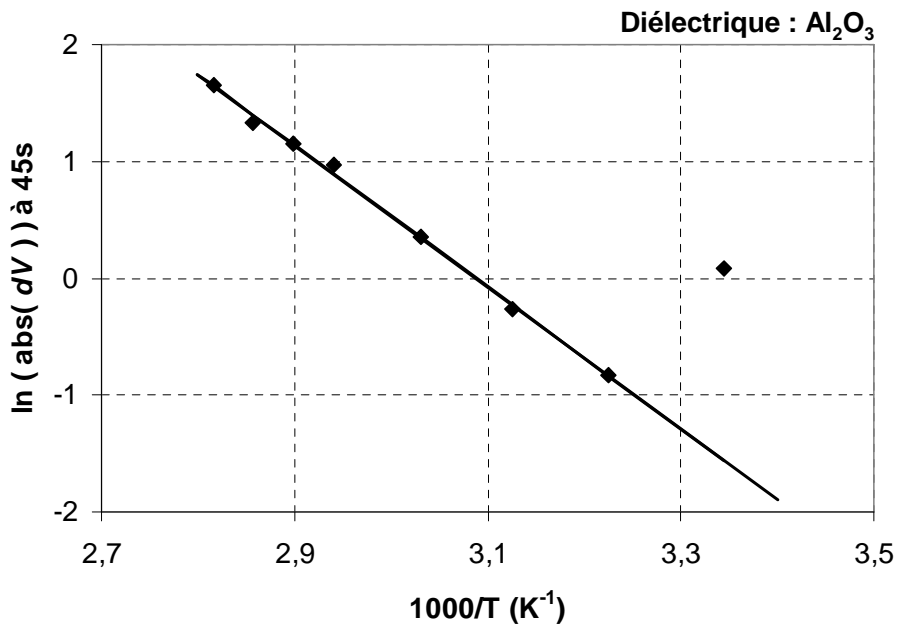


Figure III.26 : Mesure isochrone (45 s) sur un graphe d'Arrhenius, des dérives de la tension de relâchement du micro-commutateur (alumine), pour une tension de polarisation de 50 V, 25% de rapport cyclique. Le modèle correspond à l'équation (4).

Les dérives observées semblent suivre une loi exponentielle avec la température de 310 K à 355 K. Nous noterons que le point correspondant à une température de 299 K n'est pas significatif sur cette figure car la dérive mesurée est positive alors que toutes les autres sont des dérives négatives. La dépendance exponentielle des dérives avec la température est matérialisée sur cette mesure avec un modèle correspondant à l'équation (4), et nous observons une très bonne adaptation du modèle sur la mesure. Ainsi, nous considérons que les dérives ont bien une dépendance exponentielle avec la température, ce qui nous permet d'identifier un mécanisme de

conduction électronique de type Frenkel-Poole dans le diélectrique. Les paramètres du modèle présenté sur cette figure sont donnés dans le tableau III.8. L'énergie d'activation extraite avec ce modèle est de 0.524 eV.

$$dV = V_{ini} + V_a(1 - e^{-t/t_a}) + V_b(1 - e^{-t/t_b}) \quad (1)$$

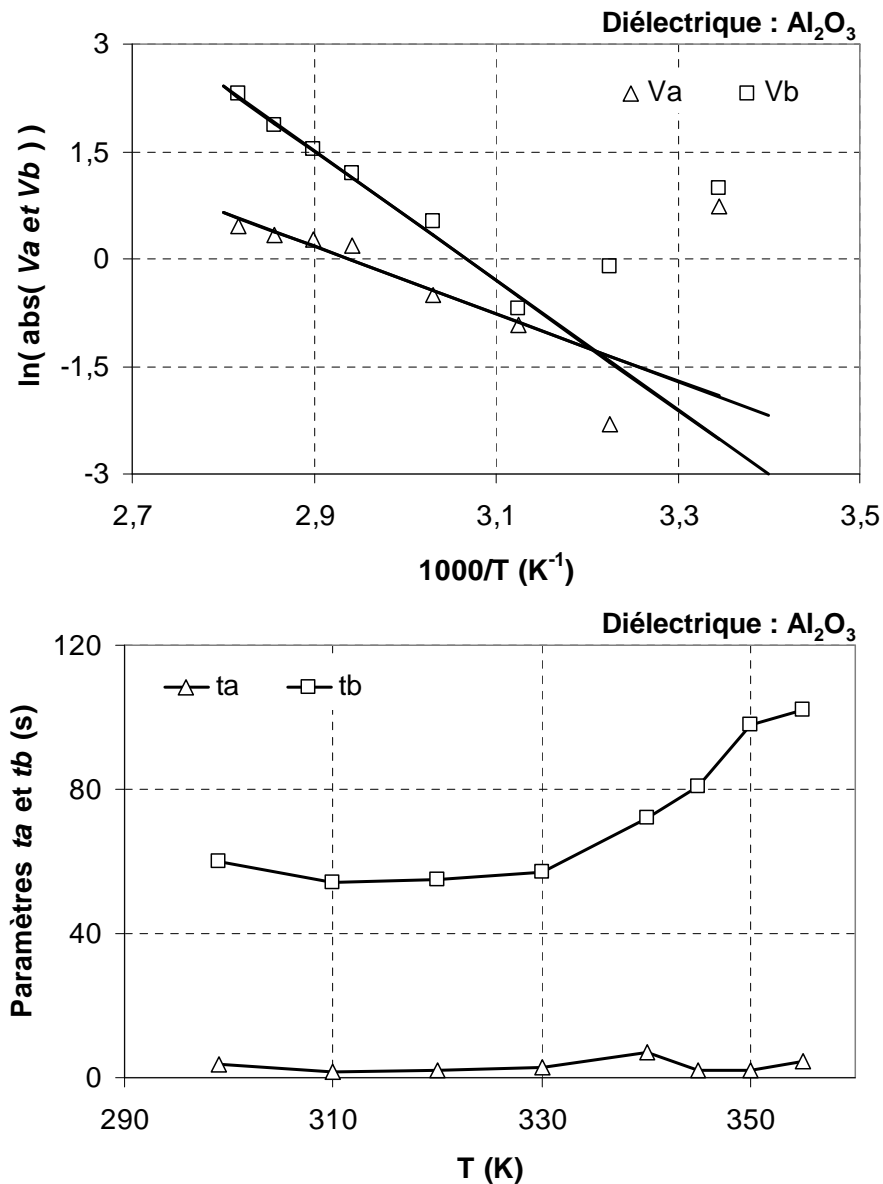


Figure III.27 : Courbe d'Arrhenius des paramètres du modèle temporel  $V_a$  et  $V_b$  (équation (1)) en haut, et l'évolution des constantes de temps  $t_a$  et  $t_b$  avec la température

Nous nous intéressons à présent à l'évolution de la modélisation temporelle des dérives en tension avec la température. Ces modèles montrés en figure III.25 sont issus de l'équation (1), et les valeurs de leurs paramètres sont données en annexe 2. Le paramètre  $V_{ini}$  est fixé à 0 V, sauf pour la température de 299 K où la dérive présente un changement de sens de dérive après

quelques secondes, pour lequel  $V_{in} = -2.5$  V. L'évolution des paramètres  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $t_a$  et  $t_b$  en fonction de la température est montrée en figure III.27, et notamment sur un graphe d'Arrhenius pour  $V_a$  et  $V_b$ . En considérant les températures supérieures ou égales à 310 K, les paramètres  $V_a$  et  $V_b$  augmentent (en valeur absolue) avec la température, de 0.1 V à 1.6 V sur  $V_a$ , et de 0.9 V à 10.1 V sur  $V_b$ . Les constantes de temps  $t_a$  sont comprises entre 1.5 s et 7 s, tandis que celles du second type de piège  $t_b$  sont d'un ordre de grandeur supérieur, entre 54 s et 102 s.

Pour analyser (modéliser) le comportement de  $V_a$  et  $V_b$  en fonction de la température, nous ne prenons pas en compte les points correspondant aux températures de 299 K et 310 K, car leur polarité n'est pas strictement négative sur la modélisation. En effet, comme nous souhaitons observer si une dépendance exponentielle avec la température existe sur ces paramètres, nous ne pouvons pas tenir compte de leurs signes, et c'est pourquoi nous ne tenons pas compte de ces points.

Ainsi, pour les températures allant de 320 K jusqu'à 355 K, nous observons une évolution en loi d'Arrhenius sur les paramètres  $V_a$  et  $V_b$ . Les modèles correspondant à l'équation (5) sont appliqués sur ces paramètres, et nous observons qu'ils s'adaptent bien à la fois sur  $V_a$  et  $V_b$ . Les paramètres de ces modèles sont donnés dans le tableau III.8. Le mécanisme de chargement du diélectrique semble donc être issu de la somme de deux mécanismes de conduction Frenkel – Poole. Nous remarquons également que les énergies d'activation correspondant à ces deux paramètres sont différents (0.406 eV sur  $V_a$  et 0.778 eV sur  $V_b$ ). Cela dénote qu'il existe (au moins) deux types de piège dans le diélectrique qui sont contrôlés par ce mode de conduction, et qui dans un cas vont s'activer plus aisément, avec une énergie d'activation plus forte.

Diélectrique : Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>						
Effet de la température	Sur $dV$		Sur $V_a$		Sur $V_b$	
Modèles	$dV = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}$		$V_x = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}$			
	$f$ (V)	$E_a$ (eV)	$f$ (V)	$E_a$ (eV)	$f$ (V)	$E_a$ (eV)
	$1.42 \times 10^8$	0.524	$1.05 \times 10^6$	0.406	$1.05 \times 10^{12}$	0.778

Tableau III.8 : Modèles appliqués sur les figures III.26 et III.27, de la mesure isochrone du décalage en tension  $dV$  et des paramètres  $V_a$  et  $V_b$  de l'équation (1), respectivement.

Nous avons pu voir que les deux méthodes utilisées (mesure isochrone et modélisation temporelle) permettent de caractériser correctement le décalage des tensions d'actionnement du

composant, en fonction de la température. En effet les modèles et loi d'Arrhenius appliqués aux mesures de  $dV$  et aux paramètres  $V_a$  et  $V_b$  montrent un bon accord, et nous ont permis d'identifier le mode de conduction (Frenkel – Poole) qui contrôle le phénomène de chargement du diélectrique. Cependant, la seconde méthode nous a également permis de constater que plusieurs type de pièges, contrôlés par ce mode de conduction, existent sur le mécanisme de chargement du diélectrique, et qu'ils s'activent différemment.

L'extraction des paramètres de ces modèles en température montre qu'en fonction de la méthode de caractérisation utilisée, l'énergie d'activation de la conduction Frenkel – Poole extraite n'est pas la même. En effet, sur  $dV$ , l'énergie d'activation estimée est de 0.524 eV, qui est une valeur comprise entre les énergies d'activation correspondant à  $V_a$  (0.406 eV) et  $V_b$  (0.778 eV). Cela semble montrer que l'exploitation d'une courbe isochrone permet d'extraire une valeur d'énergie d'activation qui correspond à une résultante de plusieurs mécanismes (ou types de piège) qui s'activent pour différentes énergies. Ainsi, sur ce composant également, nous privilégions la seconde méthode de caractérisation, puisqu'elle permet d'extraire les énergies d'activation de plusieurs types de pièges, et donc de mieux comprendre le mécanisme de conduction qui contrôle le phénomène de chargement du diélectrique. L'énergie d'activation de  $V_a$  étant presque deux fois plus faible que celle de  $V_b$ , ce premier type de piège sera donc moins tributaire de la température que le second.

Notre raisonnement concernant les valeurs du paramètre  $f$  est le même. La valeur extraite de la caractérisation de  $dV$  semble être issue d'un mécanisme de conduction Frenkel – Poole avec plusieurs types de piège. Nous privilégions donc la seconde méthode de caractérisation qui considère plusieurs types de piège, et peut caractériser chacun d'entre eux séparément. En outre, nous remarquons que  $f$  est six ordres de grandeur plus faible sur  $V_a$  par rapport à  $V_b$ , ce qui montre que le type de piège correspondant à  $V_a$  est beaucoup moins dépendant de la température que celui correspondant à  $V_b$ .

Enfin, les constantes de temps  $t_a$  sont d'un ordre de grandeur inférieur à  $t_b$ , quelle que soit la température. La constante  $t_b$  augmente d'ailleurs faiblement avec la température de 310 K (54 s) à 355 K (102 s). Cela montre que les deux types de piège considérés dans le diélectrique interviennent successivement.

Nous pouvons donc conclure que le mécanisme de chargement du diélectrique (pendant une phase de polarisation, 25% de rapport cyclique), est issu d'un mode de conduction Frenkel – Poole, avec au moins deux types d'injection et piégeage de charges, qui agissent successivement. Nous observons dans les premières secondes un mécanisme de chargement plus faible, avec une énergie d'activation de 0.406 eV ; puis intervient un second type de piège, au-delà de 50 s, avec une énergie d'activation de 0.778 eV.

## IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le chargement de deux micro-commutateurs MEMS-RF. En effet, nous avons présenté une même géométrie de composant développée avec différentes couches minces en diélectrique, dans l'objectif d'analyser l'influence de celles-ci sur les dérives des tensions de commande, l'un est constitué de nitrure de silicium et l'autre d'alumine.

En première conclusion, nous proposons dans ce chapitre un protocole d'étude qui permet d'identifier le mécanisme de conduction du phénomène d'injection et de piégeage de charges dans le diélectrique, principal mode de défaillance de ces micro-commutateurs. Ce protocole est notamment composé de séries de mesures sous amplitude du signal de commande et sous température variables. De plus, cette méthode permet également d'identifier l'existence de plusieurs modes ou mécanismes de conduction superposés ou successifs dans le diélectrique. Nous noterons que ce protocole n'utilise pas de mesure de courant, mais uniquement des mesures de dérives des tensions d'actionnement des MEMS-RF, sur la durée de l'actionnement.

Pour réaliser ce type d'identification, nous utilisons une équation en fonction du temps pour modéliser au mieux les mesures de dérives des tensions d'activation. Cette équation est composée de deux termes correspondant chacun à un type de piège qui peut-être attribué à différents mécanismes et modes de conduction, indépendamment.

Le tableau III.9 donne un résumé et une comparaison des différents résultats obtenus.

Ainsi, nous avons pu voir qu'il existe deux modes de conduction dans le composant réalisé avec une couche mince diélectrique en nitrure de silicium. L'effet Fowler-Nordheim est identifié dans les premières secondes de mesure ; puis l'effet Frenkel-Poole est identifié avec des constantes de temps à un ou deux ordres de grandeur supérieurs. Les deux modes de conduction semblent donc agir successivement dans ce diélectrique.

Pour le composant utilisant une couche mince diélectrique en alumine, nous avons identifié l'existence du mode de conduction correspondant à l'effet Frenkel-Poole. Ce mode est également identifié sur les deux types de pièges modélisés, ce qui signifie que plusieurs types de pièges contrôlés par ce type de conduction agissent dans ce diélectrique. Ces deux mécanismes interviennent successivement puisque les constantes de temps du second type de piège sont d'un ordre de grandeur supérieur à celles du premier.



	Diélectriques		Modèles	
	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>		
<b>Effet de l'amplitude du signal de commande</b>				
Modélisation du décalage en tension, à 45 s	<i>a</i>	0.571	0.572	Frenkel – Poole $dV = a \times V_{app} \times e^{b\sqrt{V_{app}}}$
	<i>b</i>	$3.71 \times 10^{-4} V^{-0.5}$	$4.23 \times 10^{-4} V^{-0.5}$	
	accord	Bon	Acceptable	
	<i>c</i>	$-81.7 V^{-1}$	$-80.0 V^{-1}$	Fowler – Nordheim $dV = c \times V_{app}^2 \times e^{\frac{d}{V_{app}}}$
	<i>d</i>	$2.05 \times 10^{-3} V$	$2.29 \times 10^{-3} V$	
	accord	Bon	Acceptable	
<b>Effet de la température</b>				
Modélisation du décalage en tension, à 45 s	<i>f</i>	$2.15 \times 10^4 V$	$1.42 \times 10^8 V$	$dV = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}$
	<i>E<sub>a</sub></i>	0.278 eV	0.524 eV	
	accord	Mauvais	Bon	
Modélisation des constantes <i>V<sub>a</sub></i> et <i>V<sub>b</sub></i> , du modèle temporel en équation (1)	<i>f</i> ( <i>V<sub>a</sub></i> )	X	$1.05 \times 10^6 V$	$V_a = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}$
	<i>E<sub>a</sub></i> ( <i>V<sub>a</sub></i> )	X	0.406 eV	
	accord	X	Bon	
	<i>f</i> ( <i>V<sub>b</sub></i> )	$7.05 \times 10^9 V$	$1.05 \times 10^{12} V$	$V_b = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}$
	<i>E<sub>a</sub></i> ( <i>V<sub>b</sub></i> )	0.621 eV	0.778 eV	
	accord	Bon	Bon	
<b>Mode de conduction identifié</b>				
Sur <i>dV</i>	Frenkel-Poole	Frenkel-Poole		
Sur <i>V<sub>a</sub></i>	Fowler-Nordheim	Frenkel-Poole		
Sur <i>V<sub>b</sub></i>	Frenkel-Poole	Frenkel-Poole		

Tableau III.9 : Tableau comparatif des valeurs des paramètres isochrones des différents modèles proposés, pour les deux composants étudiés, et des modes de conduction identifiés.

En outre, les deux composants montrent des dépendances à l'amplitude du signal de commande très similaires. Par contre, leur dépendance à la température est très différente.

D'abord, nous avons vu que la polarité des dérives des tensions d'actionnement n'est pas la même sur les deux composants, quand la température augmente. De plus, du fait que les modes de conduction sur le mécanisme de chargement ne sont pas les mêmes pour les deux diélectriques, le MEMS-RF réalisé avec alumine a une dépendance à la température beaucoup plus importante que celui réalisé sur nitrure de silicium. En effet, une partie du mécanisme de défaillance est indépendante de la température sur ce dernier composant, car il est contrôlé par un mode de conduction Fowler – Nordheim.

Finalement, les études présentées dans ce chapitre montrent que les caractérisations électromécaniques au cours du temps (dérives en tension), de composants MEMS-RF, permettent de connaître les mécanismes mis en jeu lors de leurs mesures. Cependant, un travail important reste à accomplir pour généraliser ce type de méthode. En effet, nous avons vu que l'identification des lois de conduction, par exemple, peut être compliqué, et que les résultats obtenus avec la variation de température sont difficiles à interpréter.

## **CHAPITRE 4 :**

# **ÉTUDE DE LA FIABILITE DES MICRO- COMMUTATEURS MEMS-RF AVEC ACTIONNEUR ELECTROSTATIQUE SANS DIELECTRIQUE**

« L'avenir ne bifurque que dans deux directions, dit-elle d'une voix très douce. La guerre, avec incertitude totale, ou bien la paix, avec annihilation totale certaine. »

Dan Simmons, La Chute d'Hyperion, 1990.



# I. Introduction

Dans cette étude, nous nous intéressons à une technologie d'actionneur électrostatique qui n'utilise pas de couche mince isolante. L'avantage principal qu'apporte ce type d'actionneur est que le phénomène de dérive par le chargement est fortement limité. En réalité, la dérive des tensions de commande n'est pas complètement éliminée sur les MEMS-RF qui utilisent cette technique. En effet, des études ont montré qu'un champ électrostatique résiduel existe dans le substrat, et provoque une dérive des tensions d'actionnement de ces commutateurs [90].

En comparaison des résultats obtenus en chapitre 3, les dérives en tension que nous allons observer sont beaucoup plus lentes, et les mesures sont effectuées sur des temps de polarisation beaucoup plus longs : une à plusieurs heures. Nous étudions donc dans ce chapitre le mécanisme de défaillance de composant MEMS-RF sur le long terme, en utilisant des formes d'onde du signal de commande équivalentes à une tension continue (100% de rapport cyclique).

De plus, notre étude est basée sur l'exploitation de deux composants MEMS-RF différents qui utilisent ce type d'actionneur sans diélectrique : un commutateur à contact ohmique, et un commutateur capacitif. Ces deux composants présentent des conceptions très différentes du point de vue de leurs géométries et leurs dimensions, des performances RF, ou encore des matériaux qui les composent.

Dans un premier temps, nous allons présenter le fonctionnement des actionneurs électrostatiques sans diélectrique, que nous utilisons. Ceux-ci sont conçus avec des plots d'arrêts mécaniques, qui arrêtent le mouvement de la poutre. Nous verrons également leurs implémentations sur les deux composants MEMS-RF de notre étude.

Ensuite, nous étudierons le mécanisme de défaillance de ces micro-commutateurs, notamment avec des caractérisations des dérives des tensions d'actionnement, en utilisant des modèles temporels qui s'appliquent sur plusieurs milliers de secondes de mesures. Un examen des paramètres qui influencent le mécanisme de défaillance sera donné, en étudiant les effets de l'amplitude du signal de commande et de la température de fonctionnement.

Dans une troisième partie, nous analyserons les effets des paramètres de la forme d'onde du signal de commande sur le mécanisme de défaillance de ces MEMS-RF. Nous prendrons en compte deux paramètres clé : le rapport cyclique, et la polarité unique ou bipolaire du signal de commande. Le rapport cyclique va définir le temps pendant lequel le commutateur sera à l'état actionné, et l'utilisation de signaux unipolaire ou bipolaire va présenter des contraintes électriques différentes à l'actionneur électrostatique du composant. Nous verrons que ces deux paramètres

vont avoir une influence directe sur la durée de vie potentielle de ces composants, car ils modifient grandement les dérives du composant.

Enfin, la dernière partie donnera les validations et limitations de cette étude. Nous verrons que les comportements que nous allons observer seront confirmés sur des durées de tests plus longues, et sur plusieurs MEMS-RF différents. Cependant, nous verrons également que des problèmes liés à la dispersion des paramètres électromécaniques, sur les composants étudiés, vont représenter une importante limitation en terme de fiabilité. Finalement, nous proposerons pour y remédier le développement d'un banc de test qui permettra de mesurer similairement et simultanément les mécanismes de défaillances des MEMS-RF sur plusieurs d'entre eux, au lieu d'un composant isolé.

## II. L'actionneur électrostatique à « gap d'air », sans diélectrique

### II.1. Principe de l'actionneur

Comme son nom l'indique, l'actionneur électrostatique à « gap d'air » sans diélectrique, est un type d'actionneur pour les MEMS-RF qui n'utilise pas de couche mince en diélectrique sur l'une ou l'autre des deux électrodes, pour les empêcher d'entrer en contact lors de l'actionnement du commutateur. L'utilisation de plots d'arrêts mécaniques va maintenir un « gap d'air » entre celles-ci à l'état bas. Une technologie similaire (actionneur sans diélectrique, sans plot d'arrêt mais avec plots de contacts RF) est notamment utilisée sur le commutateur MEMS-RF commercialisé par Radant MEMS [50], dont la fiabilité a été démontrée avec 100 milliards de cycles d'actionnement sans observer de défaillance.

#### II.1.a. Des plots d'arrêts mécaniques pour utiliser « l'air » comme isolant

Le principe de fonctionnement de ce type d'actionneur correspond à l'utilisation de plots permettant d'arrêter la poutre avant tout contact avec l'électrode d'activation. Dans notre cas, ces plots sont positionnés sous la poutre mobile du MEMS-RF, sur les côtés, ou du moins dans une zone où il n'y a pas de métallisation en dessous (tel que celle de l'électrode d'actionnement), de façon à ce que ces plots se posent sur le substrat lorsque le commutateur est actionné. Ainsi, le diélectrique considéré entre les deux électrodes d'actionnement du MEMS-RF est l'air ou le vide [90], comme le montre la figure IV.1.

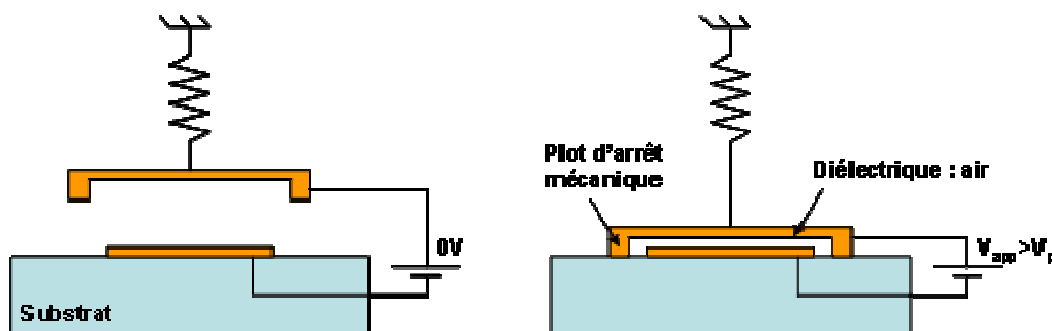


Figure IV.1 : Principe de fonctionnement de l'actionneur électrostatique sans diélectrique.

La réalisation de ce type d'actionneur peut se faire en utilisant deux couches sacrificiées au lieu d'une seule pour des composants « classiques », ce qui permet de réaliser des poutres avec deux niveaux de gap (distance entre les électrodes) tout en conservant une même épaisseur de métallisation.

Dans notre étude, nous utilisons des composants réalisés avec des épaisseurs de couches sacrificiées de 1  $\mu\text{m}$  et 0.5  $\mu\text{m}$ . Ainsi, lorsque la poutre est à l'état haut, le gap entre les électrodes est de 1.5  $\mu\text{m}$  et les plots sont 1  $\mu\text{m}$  au dessus du substrat. A l'état bas, le gap entre les électrodes est de 0.5  $\mu\text{m}$  et les plots sont en contact sur le substrat.

### II.1.b. Une technologie d'actionneurs avantageuse

Pour valider le principe de fonctionnement de cet actionneur, nous avons réalisé une simulation électrostatique 2D avec le logiciel ANSOFT Maxwell SV [91] (en figure IV.2).

Lorsque la poutre est à l'état bas, polarisée avec 60 V, et avec un gap d'air maintenu de 0.5  $\mu\text{m}$ , on observe que la majorité du champ électrique est bien concentrée dans le « gap d'air » entre les deux électrodes. Le substrat pris en compte a une permittivité relative de 3.8, correspondant à celle de la silice fondue.

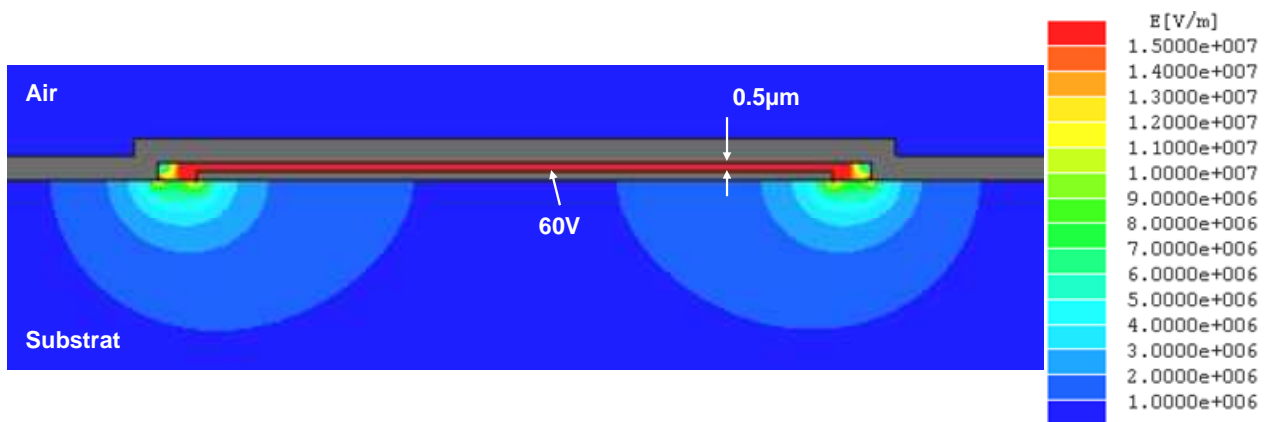


Figure IV.2 : Simulation électrostatique de l'actionneur électrostatique sans diélectrique pour un gap de 0.5  $\mu\text{m}$ , et une tension de polarisation DC de 60 V, le substrat est en silice fondue.

Cependant, comme nous pouvons le voir sur la figure IV.3, il existe des zones de forte amplitude du champ électrique, dans le substrat, à côté des métallisations des deux électrodes. Ces zones, en surface et dans le volume du substrat, subissent des champs électrostatiques supérieurs à 10 MV/m. Face à de tels champs électriques, nous pouvons supposer que le phénomène d'injection et de piégeage de charges peut exister dans celui-ci, et qu'il pourra être la source de dérives des paramètres électromécaniques de l'actionneur électrostatique. Cependant, à la différence des composants constitués d'actionneurs électrostatiques avec diélectrique, les surfaces et volumes soumis à fort champ électrique sont beaucoup moins importantes, puisque



dans notre cas, le champ est concentré principalement dans les gaps des électrode d'actionnement.

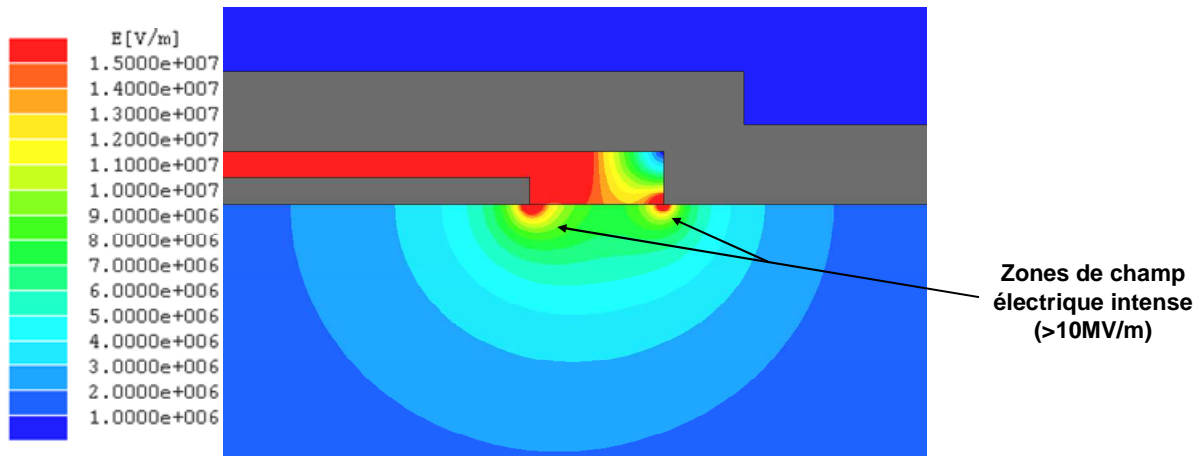


Figure IV.3 : Zoom de la figure IV.2 sur des zones de champ électrique de forte amplitude, dans le substrat.

## II.2. Exemple d'intégration sur composants MEMS-RF

### II.2.a. Actionneur électrostatique sans diélectrique implémenté sur un MEMS-RF à contact ohmique

Un commutateur à contact ohmique utilisant ce type d'actionneur sans diélectrique a été développé dans le cadre du projet européen SMARTIS (figure IV.4).

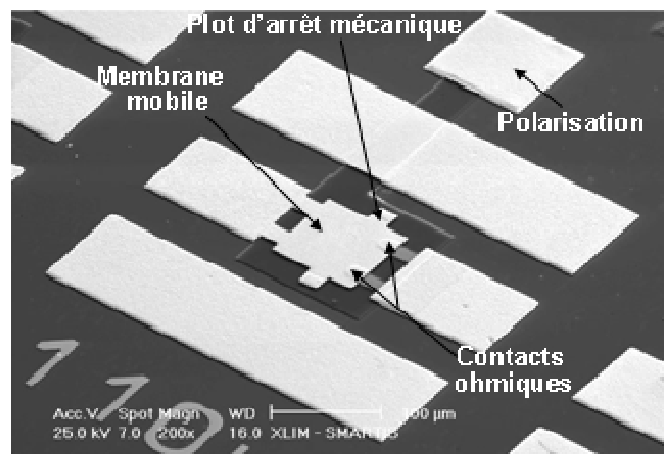


Figure IV.4 : Photographie sous microscopie électronique à balayage du MEMS-RF à contact ohmique.

Ce composant est un commutateur de type micro-relais pour application radiofréquence. Il utilise une électrode d'actionnement en film résistif (SiCr), qui présente une résistance carrée de 2 K $\Omega$ . Ce film mince est utilisé pour amener le signal de polarisation dans l'actionneur électrostatique, via une électrode d'actionnement découplée des électrodes radiofréquence. La

poutre est réalisée en or, au dessus de ce premier film mince, avec deux plots d'arrêts mécaniques sur les côtés pour maintenir le « gap d'air » à l'état bas, et avec les zones de contact ohmique situées en extrémité de poutre, dues à l'optimisation radiofréquence, effectuée en [92].

La géométrie du commutateur, et notamment de son électrode d'actionnement est présentée en figure IV.5.

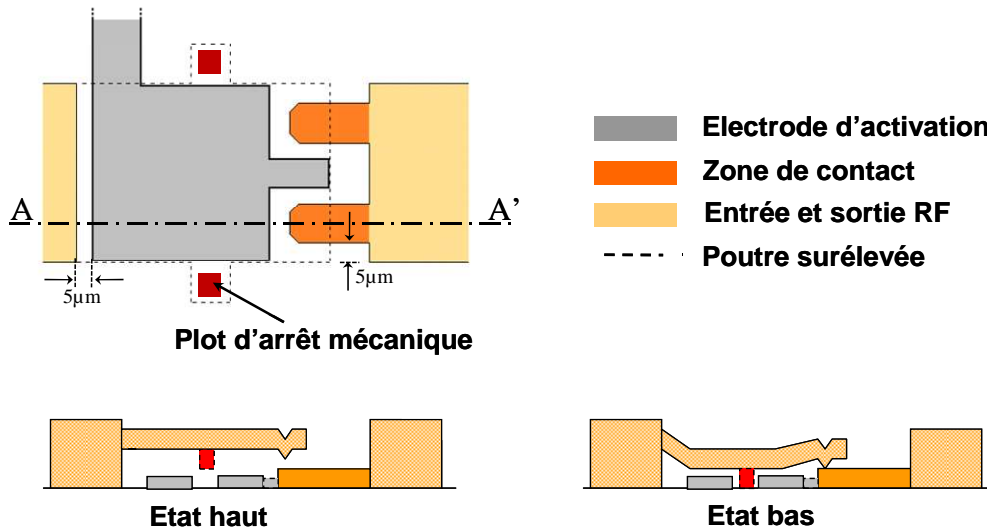


Figure IV.5 : Géométrie du composant, et son principe de fonctionnement dessous suivant le plan de coupe AA', pour les deux états du commutateur.

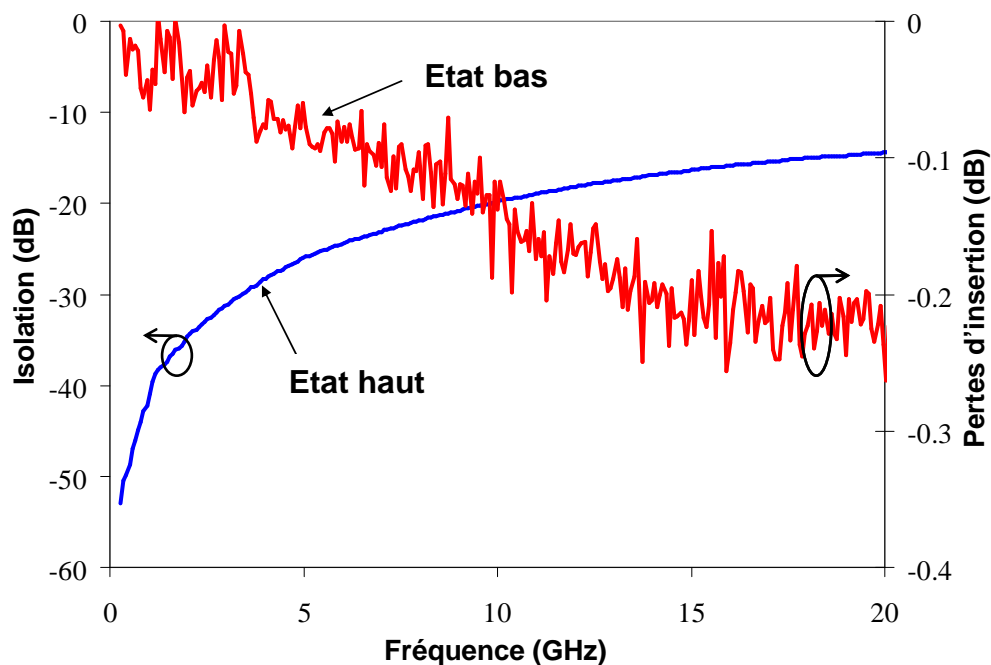


Figure IV.6 : Performances électromagnétiques du MEMS-RF à contact ohmique.

Ainsi, les distances entre les électrodes de polarisation et les pistes RF sur ce composant sont de 5  $\mu\text{m}$  en surface du substrat. Nous pouvons voir également qu'il existe deux points de contacts métal-métal à l'extrémité de la poutre pour faire passer les signaux RF lorsque la poutre est actionnée.

Les paramètres hyperfréquences du commutateur sont donnés en figure IV.6. A l'état haut, le commutateur présente une capacité de 16 fF avec une isolation supérieure à -15 dB jusqu'à 20 GHz. A l'état bas, le signal est transmis avec des pertes d'insertion inférieures à -0.25 dB jusqu'à 20 GHz, ce qui correspond à une résistance de contact série inférieure à 0.5  $\Omega$ . Le tableau IV.1 donne la liste des paramètres géométriques et électromagnétiques du composant développé. Ce composant s'actionne pour des tensions appliquées variant de 60 V à 70 V.

Paramètres	Valeurs	Unités
Longueur de la poutre	130	$\mu\text{m}$
Largeur de la poutre	90	$\mu\text{m}$
Epaisseur de la poutre	4	$\mu\text{m}$
Gap initial ( $g_0$ )	1.6 - 3	$\mu\text{m}$
Capacité à l'état haut	16	fF
Résistance série à l'état bas	0.2 à 1	$\Omega$
Substrat en saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) : $\epsilon_r$	9.6	

Tableau IV.1 : Liste des paramètres géométriques et électromagnétiques du MEMS-RF à contact ohmique.

### II.2.b. Actionneur électrostatique sans diélectrique implémenté sur un MEMS-RF capacitif

Nous utilisons également dans notre étude un composant MEMS-RF capacitif avec ce type d'actionneur sans diélectrique, dont le développement initial est donné en [90]. La photographie du composant est donnée en figure IV.7.

Le commutateur étudié est fabriqué sur un substrat de silice fondue. La poutre est fabriquée incurvée grâce à l'utilisation d'une structure multicouche : une composition des trois couches métalliques chrome-or-chrome, dont les épaisseurs sont optimisées pour produire le gradient de contrainte souhaité. Ainsi, la hauteur de poutre peut atteindre 15 à 20  $\mu\text{m}$  à l'extrémité non-ancrée du cantilever. Le schéma de principe et la géométrie du composant sont présentés en figure IV.8.

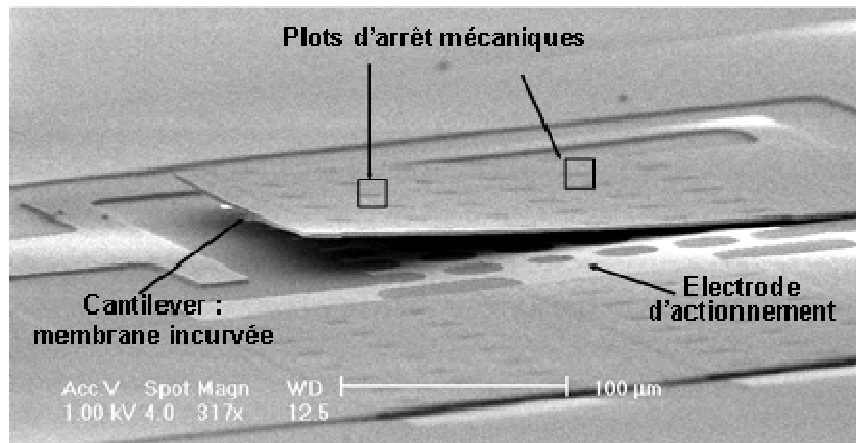


Figure IV.7 : Photographie MEB (microscopie électronique à balayage) du micro-commutateur MEMS-RF capacitif.

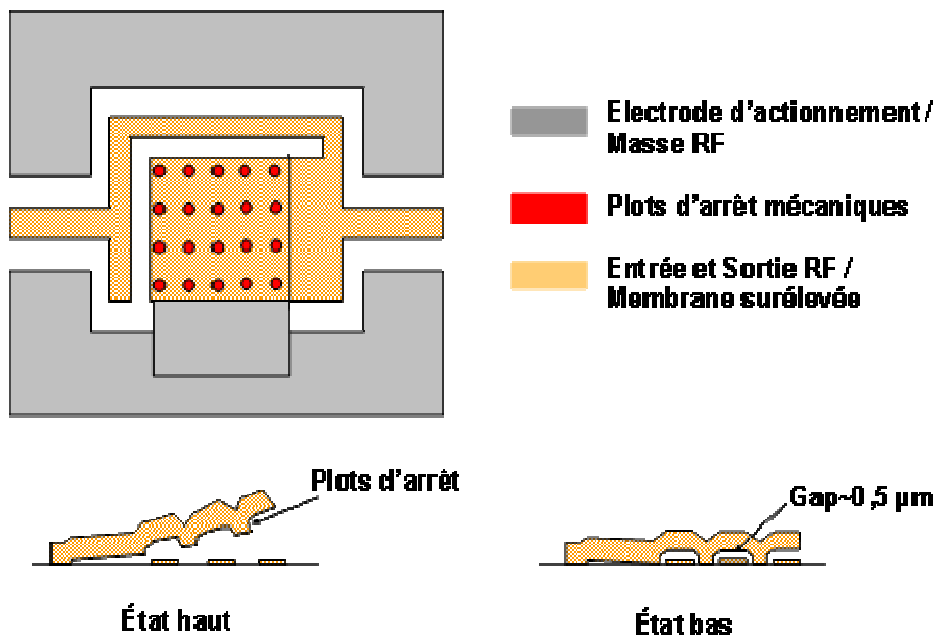


Figure IV.8 : Géométrie du composant, et son principe de fonctionnement en dessous, pour le micro-commutateur MEMS-RF capacitif sans diélectrique.

La distance entre les plots d'arrêts mécaniques et l'électrode du bas est de 5 µm. Ce commutateur est fabriqué en configuration parallèle, c'est-à-dire qu'il court-circuite le signal hyperfréquence à la masse lorsque le MEMS-RF est à l'état bas. La poutre s'abaisse pour des valeurs de tensions appliquées autour de 60 V à 80 V.

La figure IV.9 montre les mesures hyperfréquences du MEMS-RF capacitif sans diélectrique pour les deux états de fonctionnement. L'optimum de fonctionnement du composant se trouve à la fréquence de fonctionnement de 25 GHz, pour laquelle l'isolation présentée est d'environ -35 dB à l'état bas, et les pertes d'insertion sont d'environ -0.3 dB à l'état haut. Nous

trouverons dans le tableau IV.2 la liste des paramètres géométriques et électromagnétiques de ce commutateur capacitif.

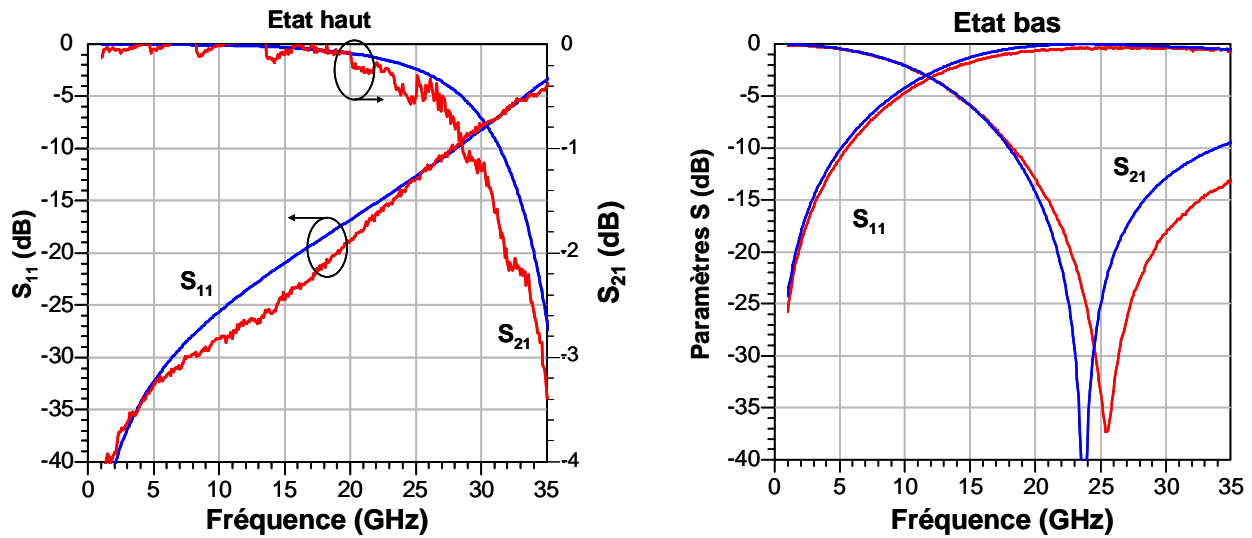


Figure IV.9 : Paramètres S du micro-commutateur capacitif sans diélectrique, en configuration parallèle, pour les deux états de fonctionnement. Les simulations sous le logiciel ADS-Momentum sont données en bleu.

Paramètres	Valeurs	Unités
Longueur de la poutre	250	$\mu\text{m}$
Largeur de la poutre	200	$\mu\text{m}$
Epaisseur de la poutre	1.5	$\mu\text{m}$
Gap initial ( $g_0$ ) au niveau de l'ancrage	0.5	$\mu\text{m}$
Gap initial ( $g_0$ ) à l'extrémité non ancrée	15 à 20	$\mu\text{m}$
Capacité à l'état haut	50	fF
Capacité à l'état bas	450	fF
Substrat en silice fondue ( $\text{SiO}_2$ ) : $\epsilon_r$	3.8	

Tableau IV.2 : Liste des paramètres géométriques et électromagnétiques du MEMS-RF capacitif, sans diélectrique.

### III. Etude du mécanisme de défaillance des MEMS-RF à actionneur électrostatique sans diélectrique

#### III.1. Méthodologie de l'étude, identification de la défaillance

Dans cette partie, le protocole de test utilisé est le même que celui présenté en partie III.1.a du chapitre précédent. Nous utilisons les procédures de mesure présentées dans le chapitre deux pour observer les dérives des tensions d'actionnement des MEMS-RF à actionnement électrostatique.

Les composants sont donc contraints avec différentes formes d'ondes de polarisation et différentes températures, dans l'objectif d'identifier, et de modéliser, le mécanisme de défaillance qui limite leur fiabilité. La différence majeure de ce protocole par rapport à celui présenté dans le chapitre trois, est que les composants sont mesurés sur le long terme (plusieurs milliers de secondes), avec des signaux de polarisation DC, qui maintiennent les commutateurs à l'état actionné, au lieu de signaux carrés positifs. Cela a pour conséquence de mesurer les MEMS-RF dans des conditions plus adaptées à leurs applications et utilisations futures, avec des contraintes d'utilisation plus sévères.

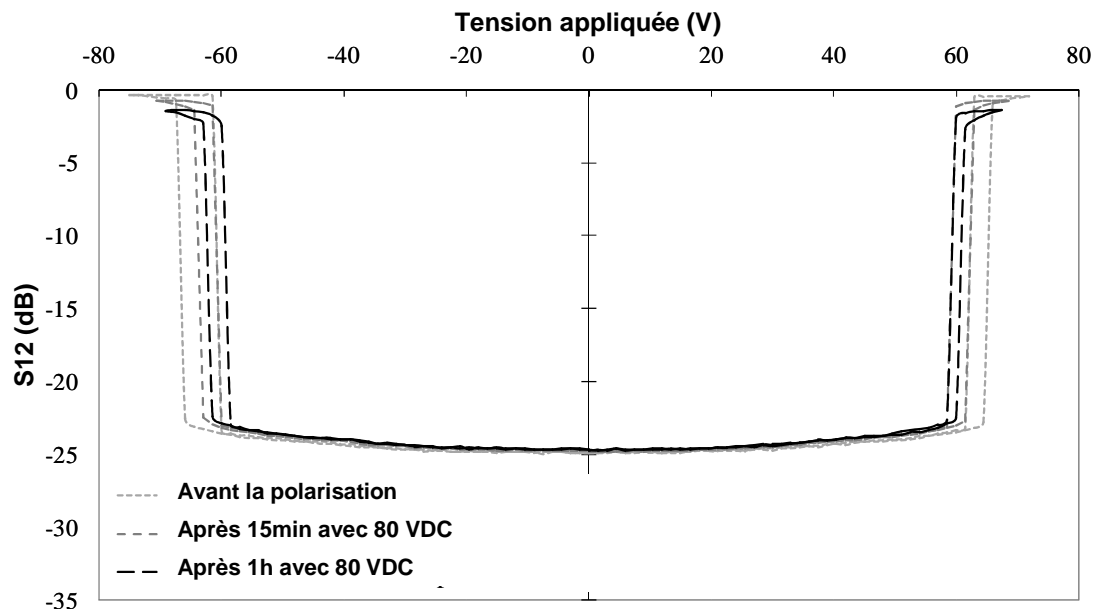


Figure IV.10 : Cycle d'hystérésis de polarisation du micro-commutateur MEMS-RF à contact ohmique, avant polarisation, et après une heure de polarisation sous 80 VDC appliqués.

Dans un premier temps, nous observons les dérives sur le cycle d'hystérésis de polarisation des MEMS-RF, pendant une phase d'activation avec un signal DC. Cette mesure est donnée pour le commutateur à contact ohmique, polarisé avec une tension DC de 80 V pendant une heure, en figure IV.10. Cette mesure a été effectuée par Thales Alenia Space, en collaboration sur cette étude.

Ainsi, avant la phase de polarisation, les tensions d'activation du commutateur sont similaires du côté positif et négatif du cycle, avec environ 64 V pour la tension d'abaissement, et 61 V pour celle de relâchement. Nous observons que pendant la phase de polarisation, le cycle d'hystérésis se « resserre », c'est-à-dire que toutes les tensions d'actionnement diminuent en valeur absolue. Notamment, les tensions d'abaissement se décalent d'environ 2 V en 15 min de polarisation, puis d'environ 1 V de plus au bout d'une heure. Ce décalage est également similaire des deux côtés de l'hystérésis, au signe près (décalages symétriques par rapport au centre de l'hystérésis, soit 0 V).

Une mesure de la dérive de la tension d'abaissement positive est donnée en figure IV.11, pour le même commutateur, pendant une phase de polarisation de 70 VDC avec la « waveform » 2 (annexe 1), puis une phase de relaxation avec la « waveform » 1.

Avec une tension d'abaissement initialement égale à 68.7 V, celle-ci diminue pendant la phase de polarisation, d'abord assez fortement dans les premières minutes, puis de plus en plus lentement au fur et à mesure que le temps augmente. Finalement, le décalage observé pendant cette phase est de 8 V en 24 h de polarisation. Puis, pendant la phase de relaxation, nous observons que les tensions de commandes reviennent vers leurs valeurs initiales, et que le décalage diminue. Cette relaxation évolue de façon similaire au cours du temps, mais en sens opposé. La tension d'abaissement revient donc à sa valeur initiale, mais avec des temps de relaxation plus longs que ceux de polarisation, puisqu'en 24 h de relaxation, la tension de relâchement revient de seulement 5 V, et il faudra plus de temps pour que celle-ci soit complète.

Nous noterons que nous définissons le décalage en tension comme le paramètre  $dV$ , qui est la différence entre la tension d'abaissement initiale et sa valeur au cours du temps. Nous considérerons toujours cette valeur comme positive car les dérives observées sur ce type d'actionneur sont toutes du même type, c'est-à-dire des décalages des tensions d'actionnement vers le centre du cycle d'hystérésis.

Ainsi, l'actionnement des micro-commutateurs MEMS-RF sans diélectrique provoque un phénomène de dérives des tensions d'activation vers le centre du cycle d'hystérésis de polarisation (vers la valeur de 0 V). La défaillance consécutive à cet effet sera observée lorsque les tensions de relâchement s'approcheront de cette valeur de 0 V. La poutre du commutateur ne pourra plus se relever sous l'effet de sa rigidité, lorsque le signal de commande sera annulé. Il s'agit donc d'une défaillance par « collage » de la poutre. Comme les dérives sont similaires, et

symétriques, des deux côtés de l'hystérésis, sous polarisation unipolaire, les tensions de relâchement positive et négative atteindront théoriquement au même moment cette valeur seuil.

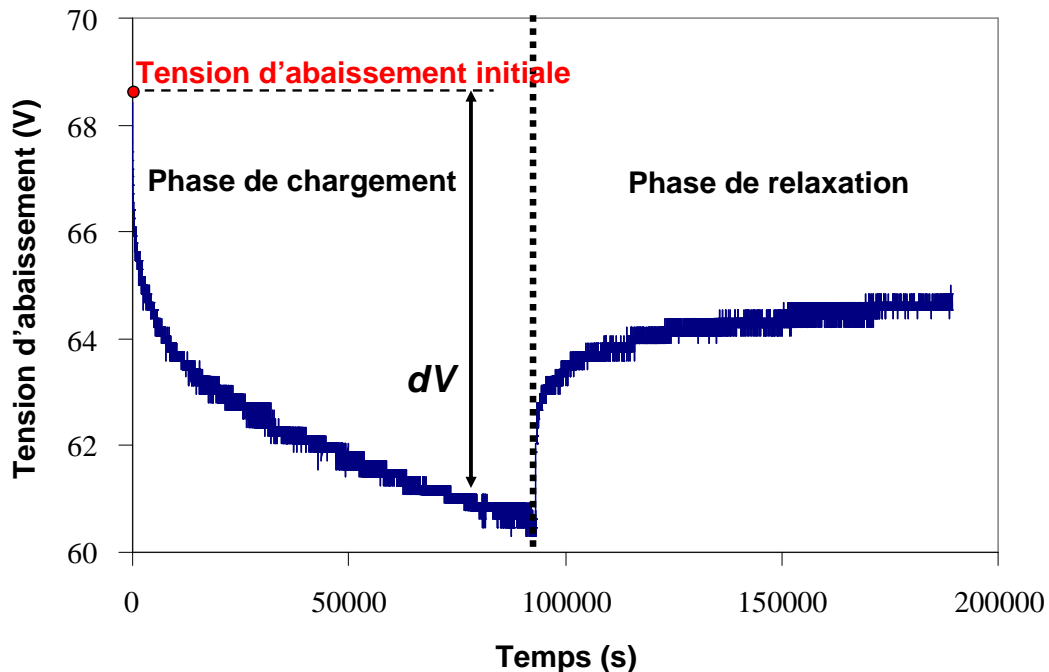


Figure IV.11 : Mesure de la dérive de la tension d'abaissement positive du commutateur MEMS-RF à contact ohmique, pendant une phase de polarisation de 70 VDC, puis une phase de relaxation.

Nous remarquerons que la récupération observée pendant la phase de relaxation est un élément important en ce qui concerne la fiabilité du composant, puisque l'effet de la polarisation n'étant pas un phénomène cumulatif, mais réversible, le commutateur peut revenir à son état initial, après utilisation.

### III.2. Caractérisation des dérives des tensions d'actionnement

#### III.2.a. Modélisation des dérives en tension observées

La figure IV.12 montre la mesure d'une dérive de la tension d'abaissement pendant une phase de polarisation de 60 VDC appliqués avec la forme d'onde 2 (annexe1), pendant une heure, pour un micro-commutateur MEMS-RF à contact ohmique. Cette mesure est similaire à celle que nous avons vue précédemment. Nous définissons à nouveau, et pour toute la suite de ce chapitre, le paramètre  $dV$  pour le décalage en tension. L'évolution de  $dV$ , soit le décalage en tension au cours du temps, est présentée en figure IV.13. Ainsi, l'effet de la polarisation sur l'actionneur électrostatique utilisé est directement visible. Comme précédemment, le décalage est d'abord



rapide, puis de plus en plus lent au fur et à mesure que le temps s'écoule. Sur ce composant, le décalage est de 8 V en une heure de polarisation.

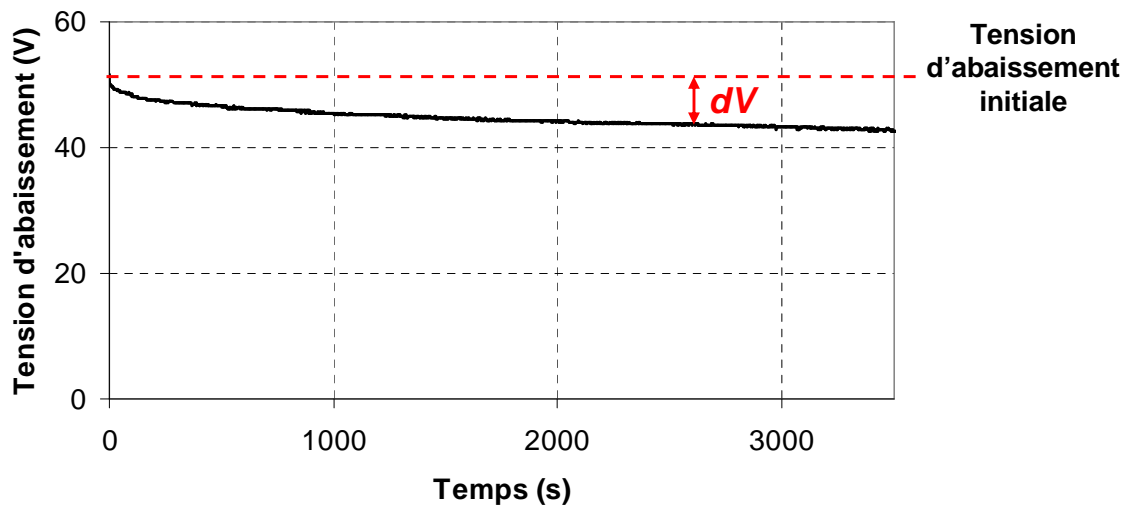


Figure IV.12 : Exemple de mesure de dérive de la tension d'abaissement pendant une phase de polarisation DC, on définit le paramètre  $dV$ .

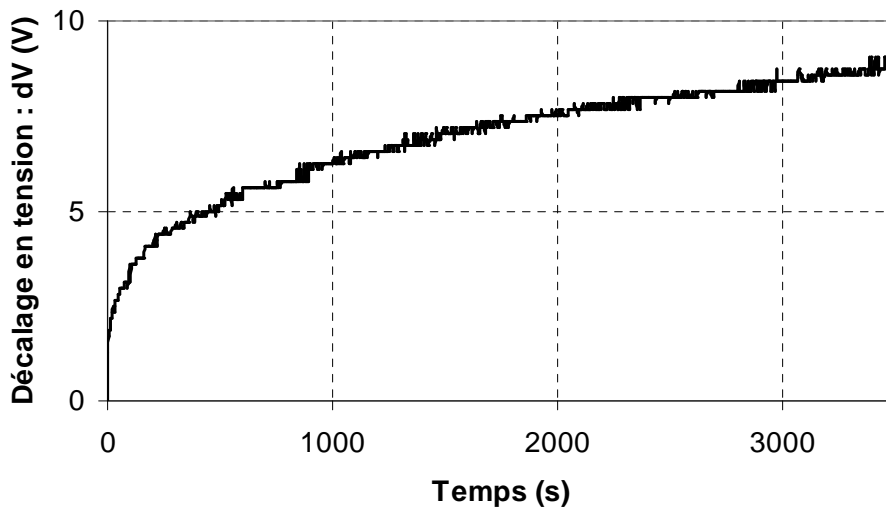


Figure IV.13 : Même mesure que la figure précédente, on affiche le paramètre  $dV$  au cours du temps.

Le graphe présenté en figure IV.14 est identique à celui de la figure IV.13, mais avec une échelle double logarithmique. Sur ce graphe, nous voyons que l'évolution du décalage en tension est linéaire. Cela signifie que les dérives observées semblent suivre une loi de puissance avec le temps, donnée en équation (1) :

$$dV = \alpha \times t^n \tag{1}$$

Avec  $dV$  le décalage en tension,  $t$  le temps,  $\alpha$  une constante correspondant à l'ordonnée à l'origine sur le graphe, et  $n$  le paramètre de puissance correspondant à la pente sur le graphe. Sur notre exemple,  $\alpha$  prend la valeur de 0.97, et  $n = 0.27$ .

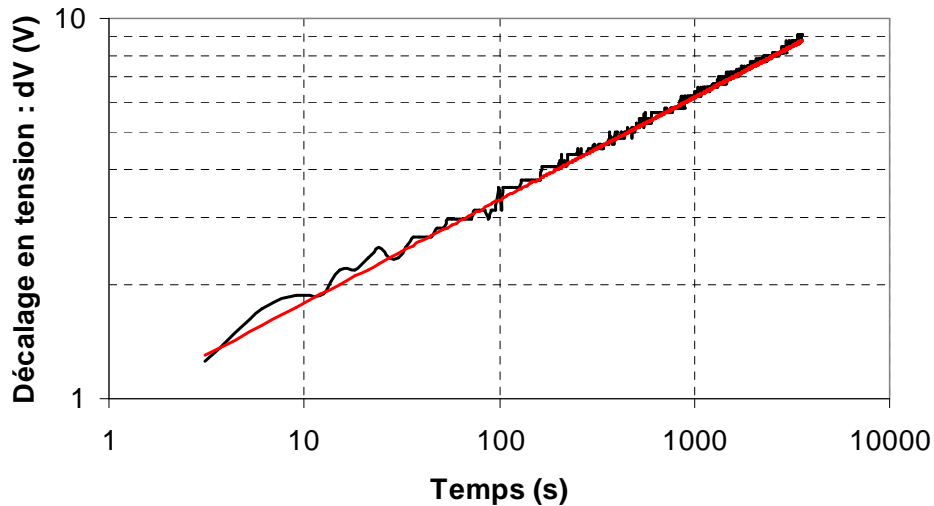


Figure IV.14 : Même courbe que la figure IV.13 en échelle double logarithmique.

Sur ce modèle, le paramètre prépondérant concernant la fiabilité des MEMS-RF est le paramètre de puissance  $n$ , puisque c'est lui qui indique la vitesse de la dérive. Ainsi, si ce paramètre est de faible valeur, la pente (en échelle double logarithmique) est également faible, et donc la fiabilité du composant sera meilleure. Du point de vue mathématique, le paramètre  $n$  correspond à une distribution de constantes de temps, c'est-à-dire une somme infinie de termes avec des constantes de temps différentes, qui prennent des valeurs allant de l'unité jusqu'à l'infini.

### III.3. Paramètres limitant la fiabilité

#### III.3.a. Influence de la polarité du signal de commande

Pour valider le mode de défaillance identifié et la méthode de caractérisation que nous utilisons, nous observons les décalages en tension pour différentes polarités du signal de commande. La figure IV.15 montre les décalages en tension mesurés pour des signaux appliqués de type tension continue positive, négative (« waveform » 2 en annexe 1), et signal carré bipolaire (« waveform » 5). Les dérives sous tension de polarisation continue (positive et négative) sont quasi identiques à environ un Volt près, sachant que dans chaque cas, toutes les tensions d'activation diminuent en valeur absolue. La dérive observée avec un signal de commande bipolaire est quant à elle plus faible de 3 à 4 V en une heure, mais suit le même type d'évolution.

Cette différence nous laisse penser que ces dérives sont dues principalement à un phénomène électrique lorsque la commande est unipolaire, plutôt que mécanique (mêmes contraintes mécaniques pour des contraintes électriques différentes). Cela confirme donc bien que les dérives que nous observons semblent être issues, du moins pour les commandes positives et négatives, du phénomène de chargement du diélectrique, dans le substrat. Nous pouvons considérer par ailleurs que les dérives observées sont probablement issues de phénomènes électriques et mécaniques couplés.

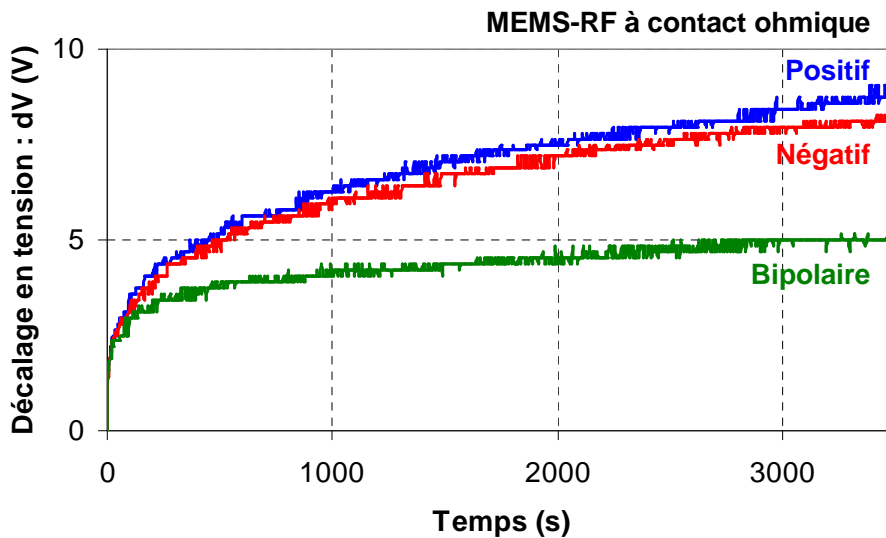


Figure IV.15 : Décalages en tension mesurés pour des signaux de commande appliqués positif, négatif, et bipolaire.

### III.3.b. Influence de l'amplitude du signal de polarisation

Pour évaluer l'effet de l'amplitude du signal de commande, nous utilisons la procédure de mesure donnée en chapitre 2, avec les formes d'onde de polarisation 1 et 2 (annexe 1). Les phases de polarisation définies sont pour la plupart d'une heure, afin de modéliser les mécanismes limitant la fiabilité sur le long terme.

La figure IV.16 présente cette procédure de mesure réalisée sur le commutateur à contact ohmique, pour des amplitudes du signal de commande variant de 80 V à 110 V. Le décalage en tension augmente avec l'amplitude du signal de commande appliqué, de 6,5 V en 3000 s de dérive, pour 80 V appliqués, jusqu'à 9 V de dérive pour 110 V appliqués. Les dérives mesurées sont modélisées dans chaque cas, avec la loi de puissance donnée en équation (1) ; les paramètres du modèle sont donnés dans le tableau IV.3.

Le modèle appliqué aux mesures décrit l'évolution des dérives sur une heure de mesure avec une bonne concordance. Le paramètre de puissance  $n$  ne varie pas, tandis que la constante proportionnelle  $\alpha$  augmente avec l'amplitude du signal de polarisation. Cela signifie que l'amplitude

du signal de commande agit sur les dérives en tension avec un effet proportionnel par rapport au temps. Ainsi, il n'y a pas de modification du paramètre  $n$ .

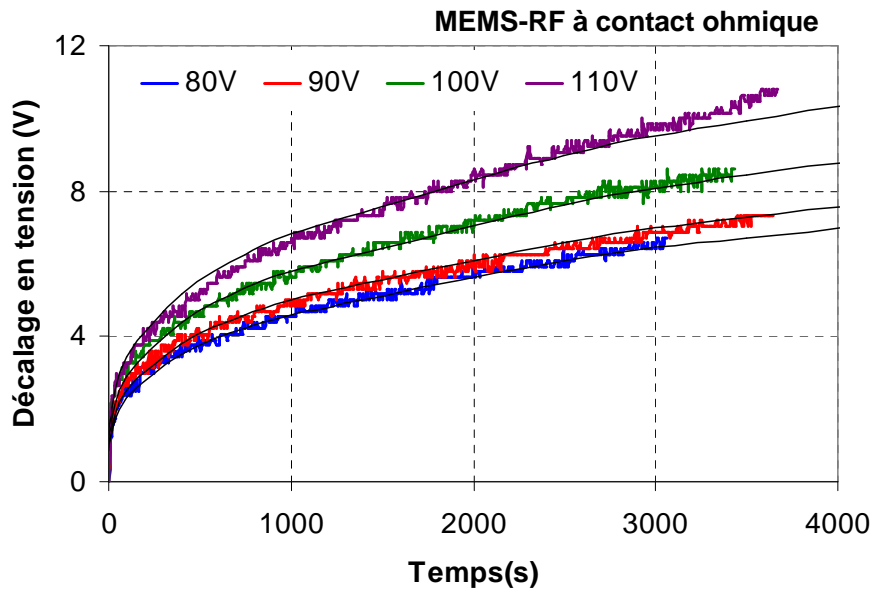


Figure IV.16 : Mesure des dérives en tension sur le micro-commutateur à contact ohmique pour des amplitudes du signal de commande variant de 80 V à 110 V. Le modèle de l'équation (1) est montré en noir.

<b>Modèle : <math>dV = \alpha \times t^n</math> (1)</b>		
<b>Tension appliquée</b>	$\alpha$	$n$
80 V	0.58	0.30
90 V	0.63	0.30
100 V	0.73	0.30
110 V	0.86	0.30

Tableau IV.3 : Modèles appliqués aux mesures de la figure IV.16.

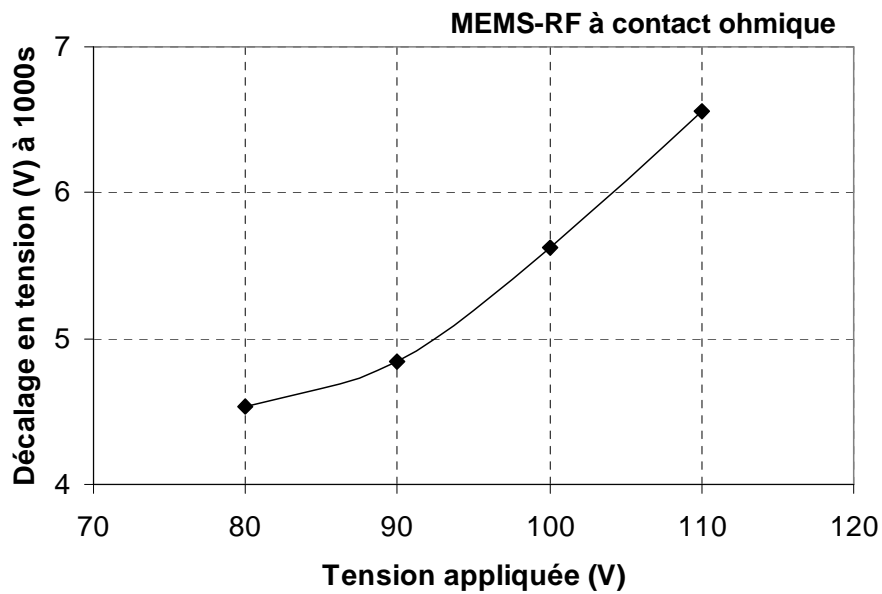


Figure IV.17 : Courbe isochrone des mesures de décalages en tension, à 1000 s, en fonction de l'amplitude du signal de commande, pour le MEMS-RF à contact ohmique.

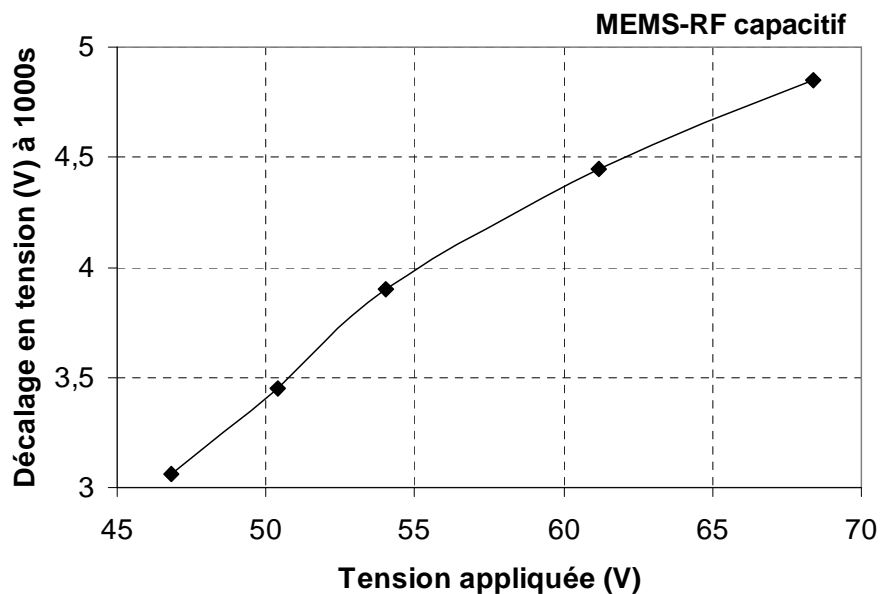


Figure IV.18 : Courbe isochrone des mesures de décalages en tension, à 1000 s, en fonction de l'amplitude du signal de commande, pour le MEMS-RF capacitif.

La figure IV.17 montre l'évolution isochrone, à 1000 s, des dérives en tension en fonction de la tension appliquée. Nous observons que les dérives augmentent avec l'amplitude de la polarisation. Cependant, cette évolution reste faible, d'environ 4.5 V à 6.5 V pour des tensions appliquées variant de 80 V à 110 V. Les mesures réalisées sur le micro-commutateur MEMS-RF capacitif sont données, également sous la forme d'une courbe isochrone, à 1000 s, dans la figure IV.18. Sur ce composant, l'évolution des dérives avec l'amplitude du signal de commande

observée semble être linéaire. En effet, nous observons que les dérives augmentent de 3.1 V à 4.8 V, pour des tensions appliquées de 47 V à 68 V.

### III.3.c. Influence de la température

L'influence de la température sur les dérives en tension a été étudiée en utilisant la procédure de mesure détaillée dans le chapitre 2, avec les « waveforms » 1 et 2 (annexe 1) pour le commutateur à contact ohmique, et les « waveforms » 1 et 3 pour le MEMS-RF capacitif.

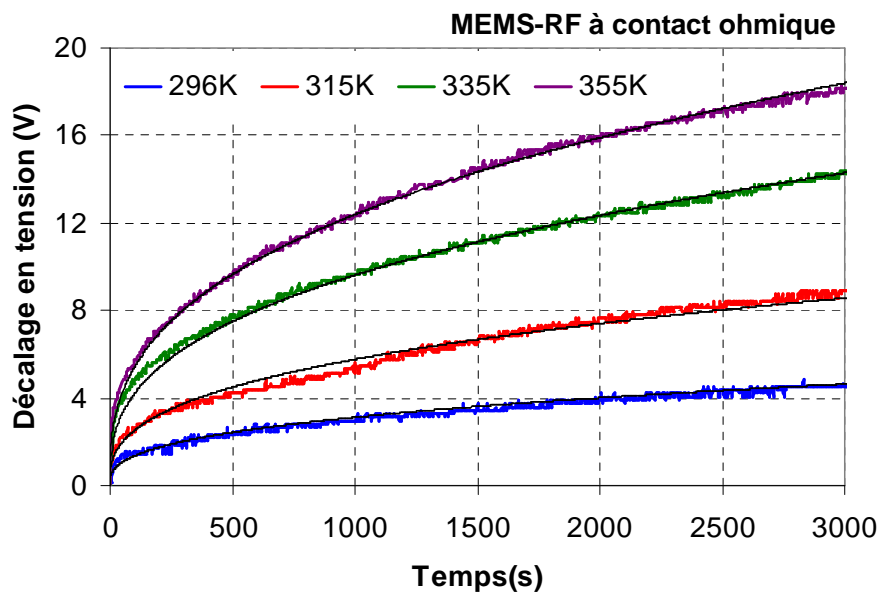


Figure IV.19 : Mesure des dérives en tension sur le micro-commutateur à contact ohmique pour des températures variant de 296 K à 355 K. Le modèle de l'équation (1) est montré en noir.

<b>Modèle : <math>dV = \alpha \times t^n</math> (1)</b>		
<b>Température</b>	$\alpha$	$n$
296 K	0.26	0.36
315 K	0.48	0.36
335 K	0.80	0.36
355 K	1.03	0.36

Tableau IV.4 : Modèles appliqués aux mesures de la figure IV.16.

Les mesures de dérives sur 3000 s sont présentées en figure IV.19 pour le MEMS-RF à contact ohmique, pour des températures variant de 296 K à 355 K (22.9 °C à 81.9 °C), avec 80 VDC appliqués. Les dérives augmentent avec la température, de 4.5 V en 3000 s pour 296 K, à 18 V pour 355 K. Chacune des dérives mesurées est modélisée avec une loi de puissance, donnée en équation (1), avec une bonne adaptation sur les mesures. Le tableau IV.4 présente les valeurs des paramètres du modèle pour chaque température.

Là aussi, on observe que la température n'a pas d'effet sur le paramètre  $n$ . L'influence de la température est donc proportionnelle vis-à-vis du temps, le paramètre  $\alpha$  augmente avec la température.

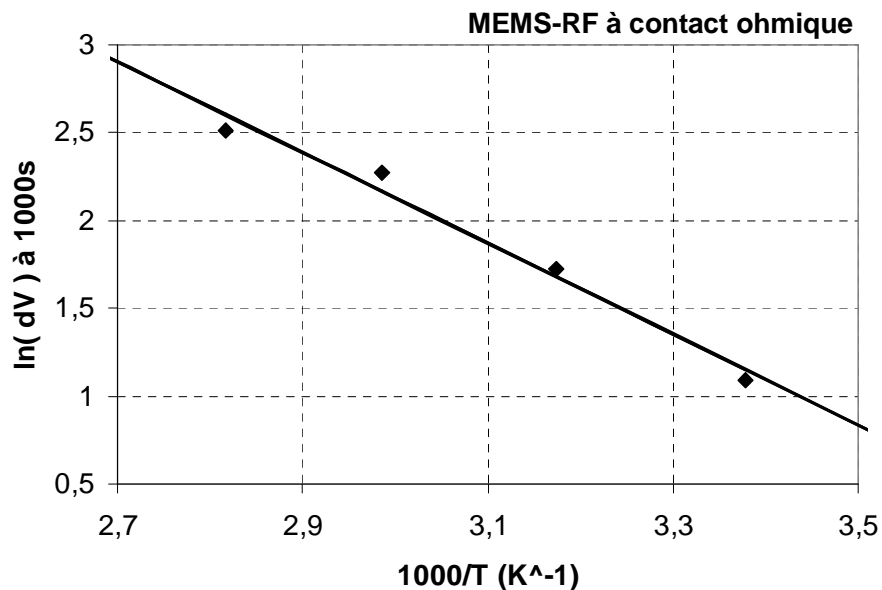


Figure IV.20 : Courbe d'Arrhenius des dérives en tension, à 1000 s du commutateur à contact ohmique.

Pour modéliser l'influence de la température sur les dérives en tension, nous présentons ces mesures sur un graphe isochrone à 1000 s (graphe d'Arrhenius). Cette courbe est donnée en figure IV.20. Nous pouvons voir que l'évolution des dérives avec la température est exponentielle. Ainsi, le comportement des dérives avec la température peut être modélisé avec la loi d'Arrhenius, donnée en équation (2), déjà discutée dans le chapitre précédent et en chapitre 1 :

$$dV = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}} \quad (2)$$

Avec  $q$  la charge d'un électron,  $k$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température,  $f$  une constante, et  $E_a$  l'énergie d'activation du mécanisme observé.

Comme l'influence de la température sur le modèle temporel est seulement proportionnelle, le paramètre  $E_a$  est le même à chaque instant, sur les dérives en tension, et se retrouve sur le

paramètre  $\alpha$  de l'équation (1). L'énergie d'activation représente la pente de la droite modélisée sur le graphe d'Arrhenius. Les paramètres du modèle isochrone, en température, sont donnés dans le tableau IV.5.

La même procédure de mesure a été réalisée sur le commutateur capacitif. Le composant utilisé est un MEMS-RF similaire que celui présenté en partie II.2.b de ce chapitre, disposé en configuration série. L'actionneur de ce composant a la même géométrie que celui présenté précédemment. La tension appliquée nécessaire à l'actionnement de ce composant est de 40 V. La photographie du composant est donnée en figure IV.21.

Cette procédure de mesure est appliquée en utilisant les « waveforms » 1 et 3 (annexe 1) avec un rapport cyclique de 50%. Ce choix de rapport cyclique (au lieu de 100%) a été décidé pour éviter d'observer des dérives trop importantes. En effet, nous avons pu voir en figure IV.19 que sous forte température, les dérives en tension peuvent atteindre 20 V ou plus, et nous souhaitons limiter ce décalage à des valeurs plus faibles pour éviter toutes défaillances du composant, sachant que celui-ci serait contraint ultérieurement sous de forte puissance RF.

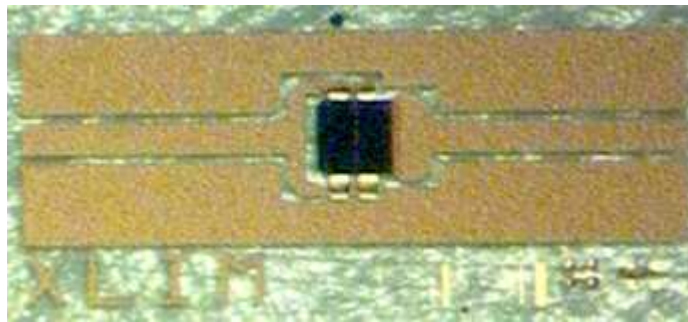


Figure IV.21 : Photographie du MEMS-RF capacitif sans diélectrique en configuration série.

Les mesures de dérives sur 1500 s sont présentées en figure IV.22 pour le MEMS-RF capacitif, pour des températures variant de 323 K à 353 K (49.9 °C à 79.9 °C). La courbe d'Arrhenius des dérives en tension de ce MEMS-RF, à 1000 s, est donnée en figure IV.23. Malheureusement, ces mesures ont été effectuées pour seulement trois températures différentes, à nouveau dans le but d'éviter toutes défaillances du composant.



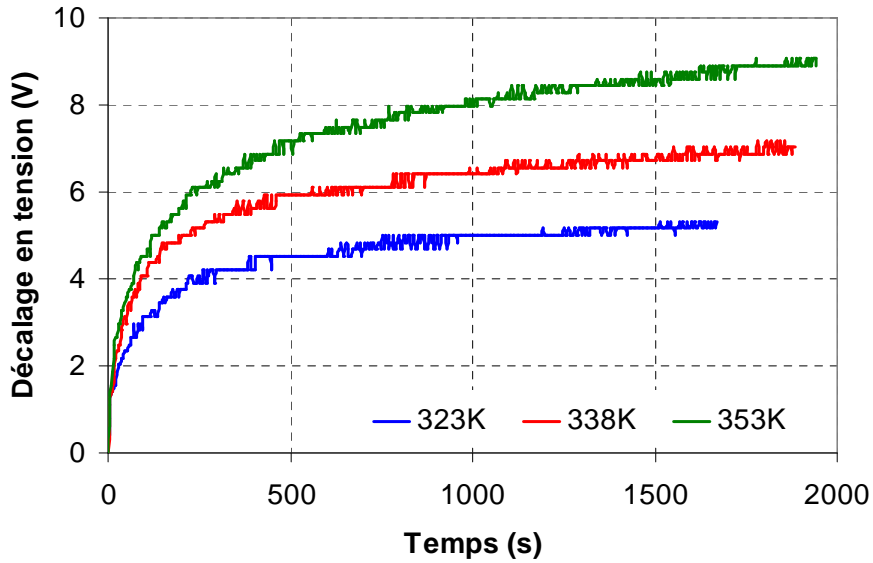


Figure IV.22 : Mesures des dérives en tension sur le micro-commutateur capacitif pour des températures variant de 323 K à 353 K, sous une puissance micro-onde de 0 dBm.

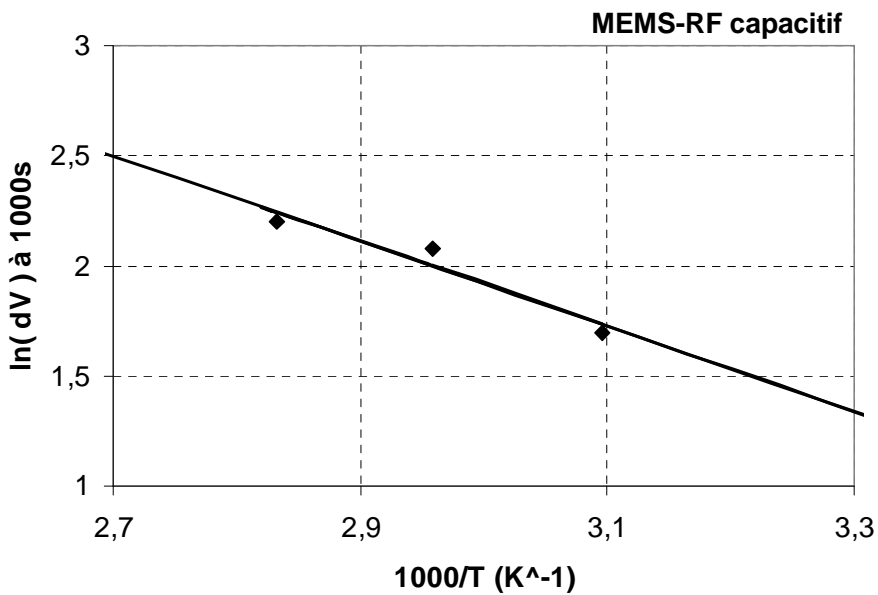


Figure IV.23 : Courbe d'Arrhenius des dérives en tension, à 1000 s, pour le micro-commutateur MEMS-RF capacitif sans diélectrique.

Nous pouvons voir que les dérives en tension mesurées augmentent avec la température. En effet, les dérives observées varient d'environ 5 V pour 323 K, à 8.5 V pour 353 K, à 1500 s. Pour ce composant également, la dépendance des dérives avec la température semble être exponentielle. Ainsi, cette évolution est modélisée avec l'équation (2). Les valeurs des paramètres du modèle isochrone, en température, sont données dans le tableau IV.5.

Ainsi, étant données les différences de tensions appliquées, et de rapport cyclique du signal de commande, sur les deux composants étudiés, nous ne pouvons comparer les valeurs prises par la constante  $f$  de l'équation (2). Cependant, nous pouvons comparer le paramètre d'énergie d'activation, puisque celui-ci ne dépend ni de la tension appliquée, ni du rapport cyclique (comme nous le verrons plus loin). Par conséquent, les énergies d'activation des dérives sont proches pour les deux composants, avec des valeurs autour 0.2 eV. Cette valeur est plus faible que celles typiquement observées sur des couches minces diélectriques en  $Al_2O_3$  ou  $SiO_2$  [64], en comparaison du substrat en saphir pour le commutateur à contact ohmique, et en silice fondue pour le commutateur capacitif.

<b>Modèle : <math>dV = f \times e^{-\frac{q \times E_a}{k \times T}}</math> (2)</b>		
	$f$	$E_a$
MEMS-RF à contact ohmique	$1.97 \cdot 10^4$ V	0.223 eV
MEMS-RF capacitif	$2.25 \cdot 10^3$ V	0.166 eV

Tableau IV.5 : Modèles appliqués aux mesures des figures IV.20 et IV.22.

Ce résultat est significatif du fait que le substrat, par sa nature, va finalement avoir un impact faible sur les dérives en tension de ces actionneurs électrostatiques à « gap d'air ». En effet, en considérant une proportion très petite de champ électrique intense dans le substrat, le phénomène d'injection et piégeage de charges dans ce dernier est fortement diminué, comparé à des composants « classiques ».

## IV. Influence de la forme d'onde du signal de polarisation sur la fiabilité de l'actionneur

### IV.1. Le rapport cyclique du signal de polarisation

#### IV.1.a. Accélération des dérives par le rapport cyclique

Dans cette partie, nous nous intéressons spécifiquement à l'influence du rapport cyclique du signal de commande sur les dérives en tension de l'actionneur électrostatique, et donc sur le mécanisme de défaillance de ces composants MEMS-RF. Cette étude suit la procédure de mesure donnée en chapitre 2, partie IV.3.b. Ainsi, le composant, pour un même temps de polarisation donné, va être maintenu à l'état bas à un pourcentage du temps correspondant au rapport cyclique du signal de polarisation (avec un signal carré unipolaire de 10 Hz).

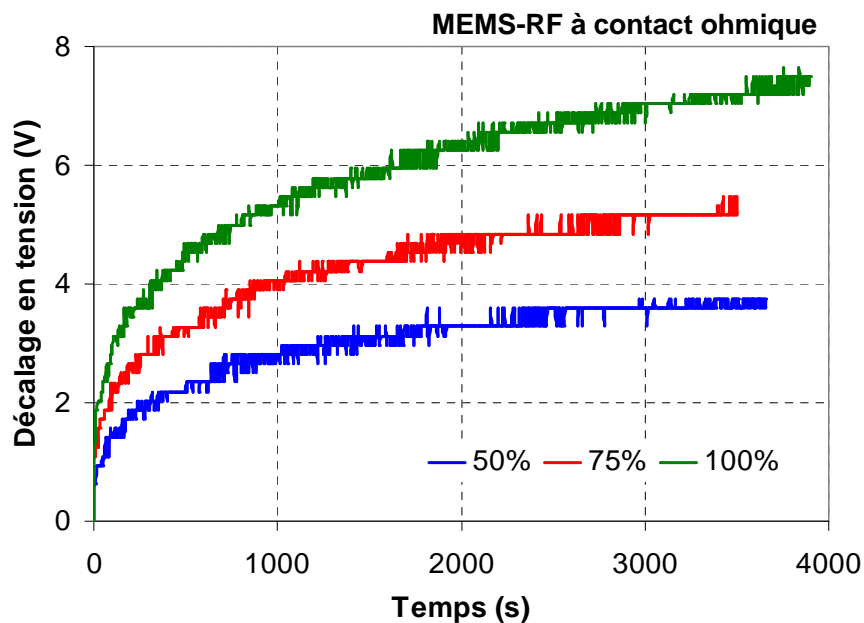


Figure IV.24 : Mesures des dérives pour différent rapports cycliques du signal de commande, pour le commutateur à contact ohmique.

La figure IV.24 montre les mesures des dérives sous rapport cyclique variable, pour le commutateur MEMS-RF à contact ohmique, polarisé avec 60 V pendant une heure. Ainsi, le décalage des tensions d'actionnement du MEMS-RF est accéléré par le rapport cyclique du signal de commande. En effet, nous observons que, sous 50% de rapport cyclique, le décalage en

tension atteint environ 3.7 V en 1h, tandis qu'avec 100% de rapport cyclique, ce décalage augmente jusqu'à 7.5 V sur la même période.

Par ailleurs, il est intéressant de remarquer que ce n'est pas le nombre de cycles réalisés par le commutateur qui va limiter sa fiabilité.

#### IV.1.b. Modélisation des dérives

Pour modéliser les dérives mesurées précédemment, nous observons celles-ci dans un graphe à échelle double logarithmique, comme nous l'avons vu en partie III.2 de ce chapitre. La figure IV.25 montre donc les mêmes mesures que celle de la figure précédente sur ce type de graphe, sur lequel nous avons ajouté le modèle de l'équation (3) ajusté à ces mesures.

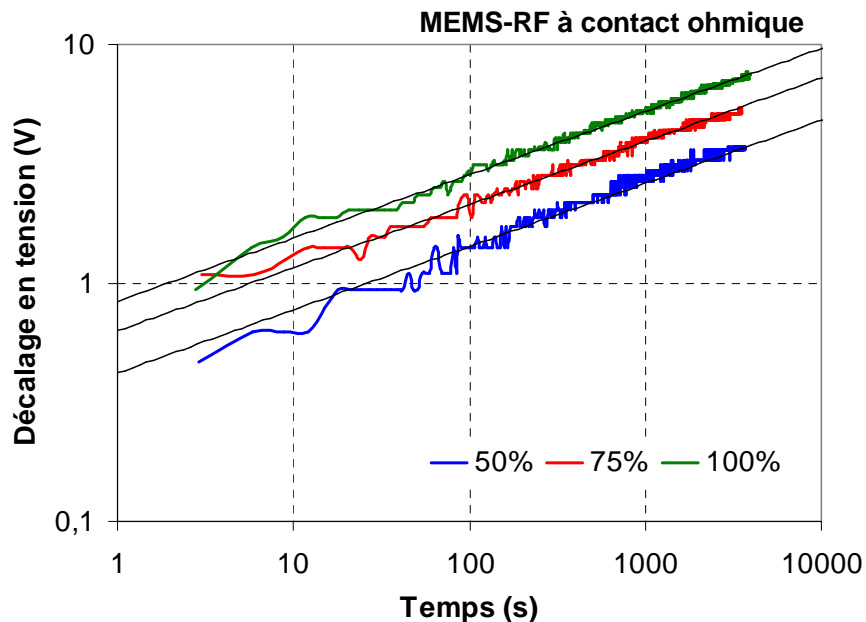


Figure IV.25 : Mesures de la figure IV.24 sur un graphe à échelle double logarithmique. Les droites noires correspondent au modèle de l'équation (3).

L'évolution des dérives avec le temps est donc linéaire sur ce graphe. Cela signifie que chaque dérive mesurée suit une loi de puissance selon le modèle de l'équation (1). De plus, nous remarquons que chaque dérive suit la même pente, tandis que l'ordonnée à l'origine augmente avec le rapport cyclique. Par conséquent, le rapport cyclique ne semble pas influencer sur le paramètre  $n$  du modèle.

En revanche, pour chaque point de mesure, la dérive sous 100% de rapport cyclique correspond environ au double de celle sous 50% de rapport cyclique : les dérives en tension de l'actionneur électrostatique croissent donc proportionnellement avec le rapport cyclique du signal de commande, selon l'équation (3).

$$dV = \alpha \times R_C \times t^n \quad (3)$$

Avec  $dV$  le décalage en tension,  $t$  le temps,  $R_C$  le rapport cyclique du signal de commande,  $\alpha$  et  $n$  les constantes du modèle.

Les paramètres du modèle des figures IV.25 et IV.26 sont listés dans le tableau IV.6.

La même procédure de mesure a été réalisée sur le commutateur capacitif, polarisé avec 50 V, pendant une heure, pour des rapports cycliques de 25%, 50% et 100%. Ces mesures sont présentées sur la figure IV.26, en graphe double logarithmique, avec leur modèle correspondant.

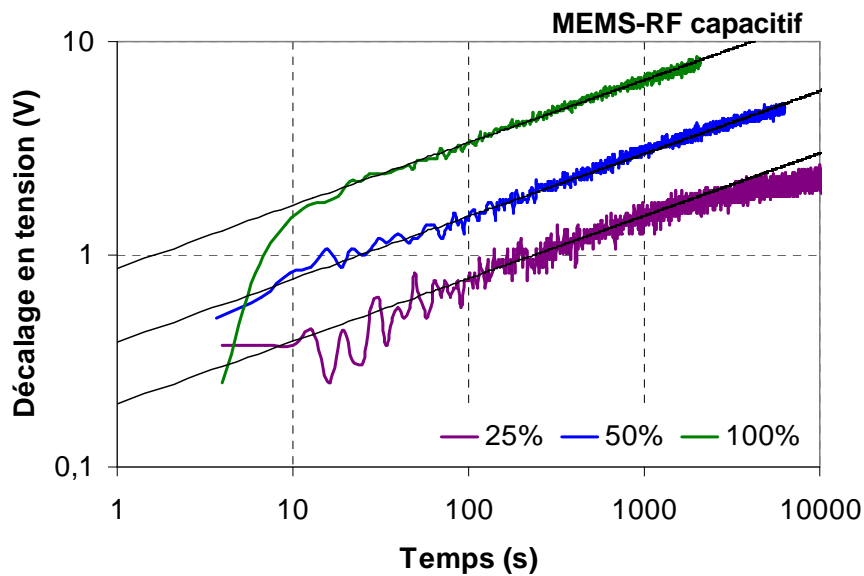


Figure IV.26 : Mesures des dérives pour différents rapports cycliques du signal de commande, pour le MEMS-RF capacitif, vu sur un graphe à échelle double logarithmique. Les droites noires correspondent au modèle de l'équation (3).

<b>Modèle : <math>dV = \alpha \times R_C \times t^n</math> (3)</b>		
	$\alpha$	$n$
MEMS-RF à contact ohmique	0.82	0.270
MEMS-RF capacitif	0.86	0.295

Tableau IV.6 : Modèles appliqués aux mesures des figures IV.25 et IV.26.

Le comportement des dérives observées sur ce commutateur est similaire à celles du MEMS-RF à contact ohmique. Une pente identique est observée pour chaque rapport cyclique, alors que l'ordonnée à l'origine augmente également avec le rapport cyclique du signal de commande. De plus, nous remarquons à nouveau que la dérive sous 100% de rapport cyclique

correspond au double de celle sous 50% de rapport cyclique, elle-même étant le double de la dérive sous 25% de rapport cyclique. Ainsi, nous pouvons à nouveau appliquer l'équation (3) pour modéliser les dérives en tension observées.

Nous pouvons voir que les paramètres des modèles sont proches voire similaires pour les deux composants, bien que les tensions appliquées soient différentes, et les surfaces d'actionnement plus grandes sur le MEMS-RF capacitif.

#### IV.1.c. Impact sur la durée de vie

A partir du modèle (équations (1) et (3)), nous pouvons estimer le temps de polarisation pour lequel on observera la défaillance du commutateur, à priori cette défaillance intervenant au plus tard quand la ou les tensions de relâchement atteindront la valeur de 0 V. Ainsi, selon notre critère, le décalage en tension maximal correspond à la valeur de la tension de relâchement initiale. Nous pouvons alors normaliser les dérives en tension car leur rapport prendra la valeur de l'unité. Cependant, il est probable qu'une défaillance se produise avant que cette valeur seuil soit atteinte, qui peut être différente que celles induites par le phénomène de chargement. Cette estimation nous permet donc d'avoir un ordre de grandeur de la durée de vie maximale de l'actionneur électrostatique.

L'équation (4) est l'équation normalisée de l'équation (1) par rapport à la tension de relâchement initiale du micro-commutateur. Ainsi, pour un rapport cyclique du signal de commande de 100%, ce rapport nous donnera la valeur de l'instant  $t = \Delta t_{R_c=100\%}$ , pour lequel il est égal à 1. La valeur de la durée de vie peut donc être estimée en fonction des paramètres de modélisation et de la tension de relâchement initiale, grâce à l'équation (5).  $dV$  est le décalage en tension,  $V_{r\_initiale}$  est la tension de relâchement initiale,  $t$  est le temps, et  $\alpha$  et  $n$  sont les paramètres du modèle.

$$\frac{dV}{V_{r\_initiale}} = \frac{\alpha \times t^n}{V_{r\_initiale}} \quad (4)$$

$$\text{Avec } \frac{dV}{V_{r\_initiale}} = 1 \quad \text{pour } t = \Delta t_{R_c=100\%}$$

$$\Delta t_{R_c=100\%} = \left( \frac{V_{r\_initiale}}{\alpha} \right)^{1/n} \quad (5)$$

Cette équation est par ailleurs généralisable au calcul de durée de vie en fonction du rapport cyclique du signal de commande. Effectivement, ce rapport cyclique va intervenir de façon

proportionnel sur le paramètre  $\alpha$ . Ainsi, l'équation (6) présente le calcul de la durée de vie estimée  $\Delta t_{R_c}$  du composant, pour un rapport cyclique du signal de polarisation donné  $R_c$ .

$$\Delta t_{R_c} = \left( \frac{V_{r\_initiale}}{\alpha \times R_c} \right)^{1/n} \quad (6)$$

Par comparaison des équations (5) et (6), nous pouvons déduire le facteur correspondant au gain temporel sur la durée de vie estimée du composant, lorsqu'on va polariser le MEMS-RF avec un rapport cyclique donné, par rapport à un rapport cyclique de 100% (polarisation DC), sachant que ce dernier provoque les dérives les plus importantes. Ce facteur temporel est identifié dans l'équation (7), et est uniquement dépendant du rapport cyclique du signal de commande et du paramètre de modélisation  $n$  (qui correspond à la pente des dérives). Ce facteur est donc  $R_c^{-1/n}$ .

$$\Delta t_{R_c} = \Delta t_{R_c=100\%} \times \frac{1}{(R_c)^{1/n}} \quad (7)$$

Ainsi, quelque soit le niveau de décalage considéré, le gain temporel issu de l'utilisation d'un signal de commande avec un rapport cyclique inférieur à 100%, par rapport à une tension de polarisation DC, restera le même. De plus, ce gain sera d'autant plus grand si on polarise le commutateur avec un rapport cyclique plus faible, mais surtout si le composant présente des pentes (paramètre  $n$ ) sur ses dérives les plus faibles possibles.

Un autre paramètre important à rappeler est que les dérives considérées sur ces composants sont réversibles. Ainsi, si on programme l'arrêt du signal de commande, avant la défaillance, pendant un temps suffisant, les tensions d'actionnement du commutateur reviennent à leurs valeurs de départ, et il sera alors possible de recommencer à polariser le commutateur avec les mêmes conditions initiales.

Les figures IV.27 et IV.28 montrent les mesures des commutateurs à contact ohmique et capacitif, respectivement, sur un graphe normalisé ainsi que les modèles correspondant (au format de l'équation (4)), permettant d'estimer la durée de vie des composants avec les équations (5) et (6).

Ainsi, les dérives observées suivent la même tendance, avec des durées de vie estimées (par extrapolation) meilleures dans le cas d'une tension de polarisation avec 50% de rapport cyclique, d'un facteur 13 sur le MEMS-RF à contact ohmique, et 10 sur le MEMS-RF capacitif. Cette propriété peut-être utilisée pour réaliser des tests de vieillissement, en considérant ce facteur comme constante d'accélération temporelle (ou ralentissement) sur le mécanisme de défaillance de ce type de micro-commutateur MEMS-RF.

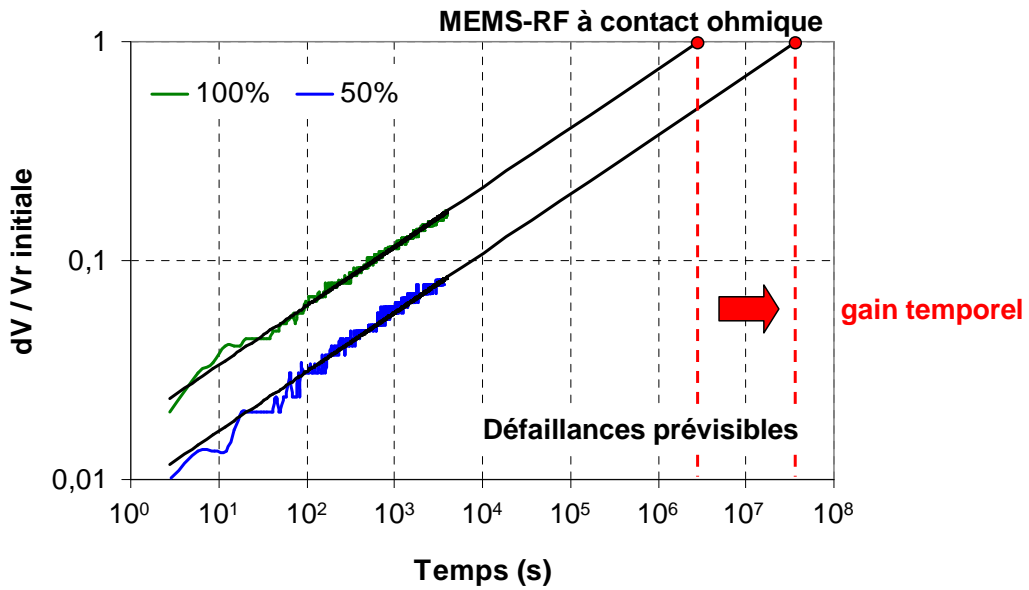


Figure IV.27 : Mesures des dérives pour des rapports cycliques du signal de commande de 100% et 50%, pour le MEMS-RF à contact ohmique, vu sur un graphe à échelle double logarithmique normalisé par rapport à la tension de relâchement initiale. Les droites noires correspondent au modèle des équations (5) et (6), extrapolés jusqu'à la défaillance prévisible.

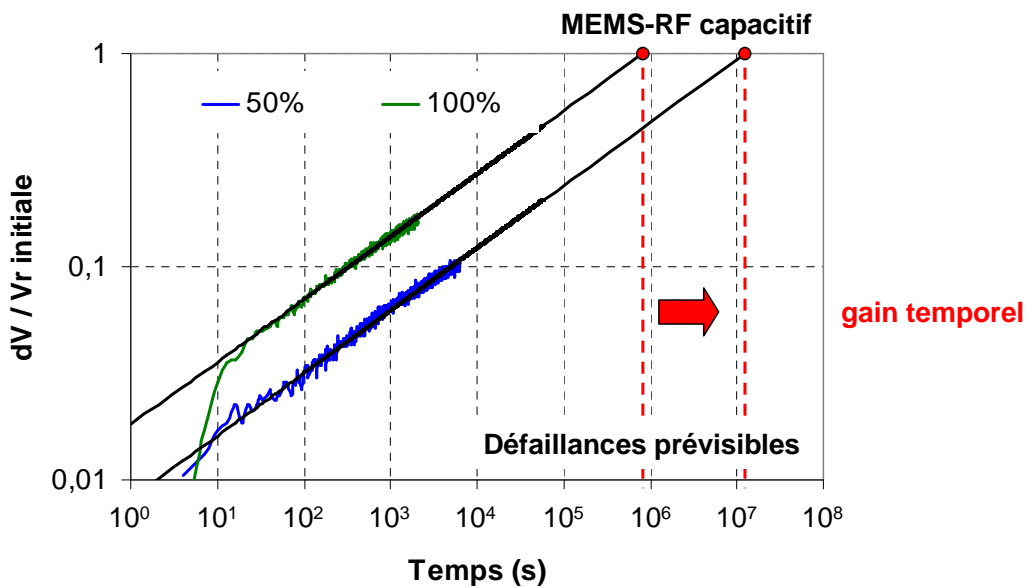


Figure IV.28 : Même graphe pour les mesures et modèles correspondant au commutateur MEMS-RF capacitif.

Le tableau IV.6 répertorie les calculs de durée de vie potentielle, avec les paramètres du modèle.



<b>Durée de vie estimée : <math>\Delta t_{R_C} = \left( \frac{V_{r\_initiale}}{\alpha \times R_C} \right)^{1/n}</math> (6)</b>					
	$V_{r\_initiale}$	$\alpha$	$n$	$R_C$	$\Delta t_{R_C}$
MEMS-RF à contact ohmique	45.8 V	0.82	0.270	100%	2.96 10 <sup>6</sup> s (34 jours)
				50%	3.85 10 <sup>7</sup> s (445 jours)
MEMS-RF capacitif	47.6 V	0.86	0.295	100%	8.11 10 <sup>5</sup> s (10 jours)
				50%	8.50 10 <sup>6</sup> s (98 jours)

Tableau IV.6 : Calcul de l'estimation des durées de vie des composants, pour des polarisations de type DC et avec un rapport cyclique de 50%, où les composants sont actionnés avec la forme d'onde sans phase de repos (en fonctionnement continu).

Ainsi, lorsque les commutateurs sont maintenus à l'état bas, la défaillance n'interviendra potentiellement qu'au bout de quelques jours de polarisation, et quelques mois dans le cas d'un commutateur maintenu à l'état bas 50% du temps. La fiabilité des actionneurs électrostatiques que nous présentons, avec ce type d'utilisation, ne semble donc pas suffisante, pour des applications de redondance par exemple, puisque dans le pire cas d'utilisation du composant (actionnement DC), la durée de vie de celui-ci sera d'environ 1 mois ou moins, en fonctionnement continu.

## IV.2. Actionnement bipolaire

### IV.2.a. Observation des dérives

L'actionnement des commutateurs MEMS-RF avec des signaux de commande bipolaire est souvent suggéré pour les polariser, car les dérives en tension observées dans ce cas sont généralement plus faibles. Ainsi, la durée de vie du composant peut être allongée car la défaillance en fonctionnement continu, due au phénomène de chargement du diélectrique, interviendra plus tardivement [93].

Pour observer et analyser l'effet de l'actionnement bipolaire, nous réalisons dans cette partie la même étude que dans la partie précédente avec des « waveforms » de polarisation bipolaire (« waveforms » 4 et 5 en annexe 1). Ainsi, nous pouvons comparer les dérives des tensions d'activation des deux composants considérés, avec des contraintes mécaniques identiques, tout en changeant le type de polarisation.

La figure IV.29 présente les mesures de dérives réalisées sur le commutateur à contact ohmique, avec les « waveforms » de polarisation 2 (unipolaire) et 5 (bipolaire), avec 60 V crête, sur une heure de test. Le commutateur est maintenu 98% et 96% du temps à l'état bas dans les deux cas respectifs, en considérant les temps de mesures (cf. chapitre 2).

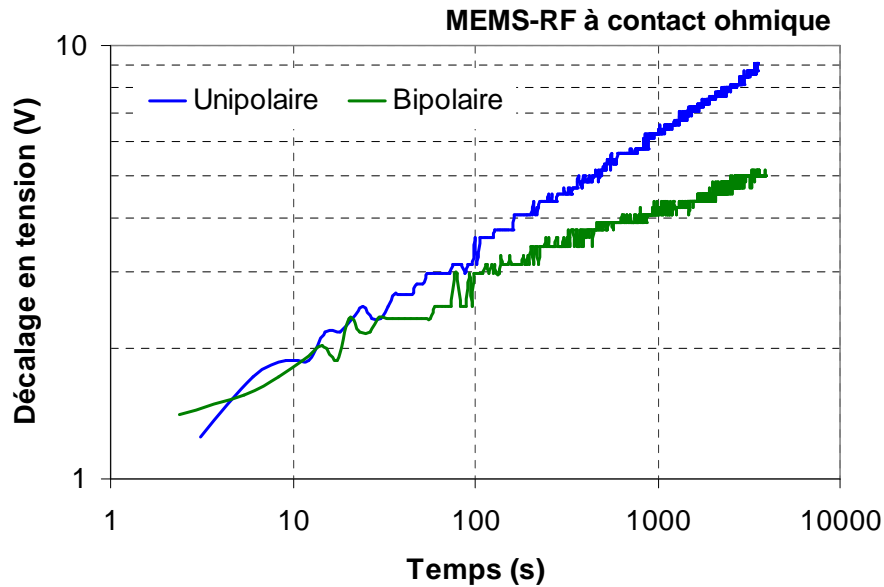


Figure IV.29 : Mesures des dérives de la tension de relâchement du MEMS-RF à contact ohmique, sous actionnement unipolaire et bipolaire.

Nous observons dans les deux cas, que les dérives semblent suivre une loi de puissance selon l'équation (1), avec une pente plus faible dans le cas de l'actionnement bipolaire. Effectivement, la dérive de la tension de relâchement sous polarisation bipolaire est plus faible, et ainsi, la défaillance par collage de l'actionneur électrostatique est sensée intervenir plus tard. Finalement, le comportement du mécanisme de défaillance est le même sous polarisation unipolaire et bipolaire, avec simplement une diminution significative de la pente (sur le graphe), soit le paramètre  $n$ , et une ordonnée à l'origine similaire (paramètre  $a$ ).

#### IV.2.b. Modélisation des dérives, amélioration de la fiabilité

Nous présentons les estimations de durées de vie dans les deux cas de polarisation, sur les deux composants. La figure IV.30 montre donc le graphe normalisé au format de l'équation (4), de la mesure des dérives déjà vues en figure IV.29 (dans le cas du MEMS-RF à contact ohmique). Et la figure IV.31 présente le même graphe, pour les mesures réalisées sur le commutateur capacitif.

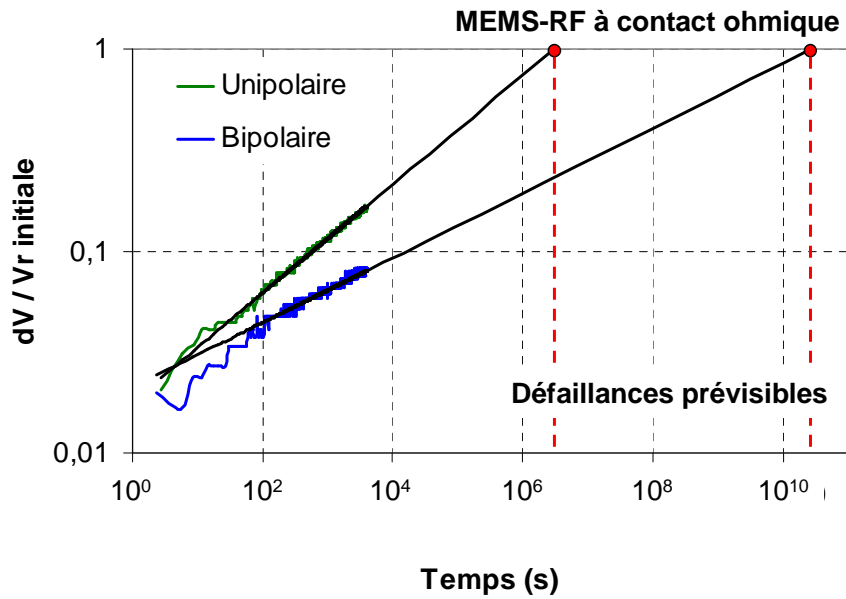


Figure IV.30 : Graphe normalisé de la mesure des dérives du commutateur à contact ohmique pour l'estimation de la défaillance, comparaison des polarisations unipolaire et bipolaire.

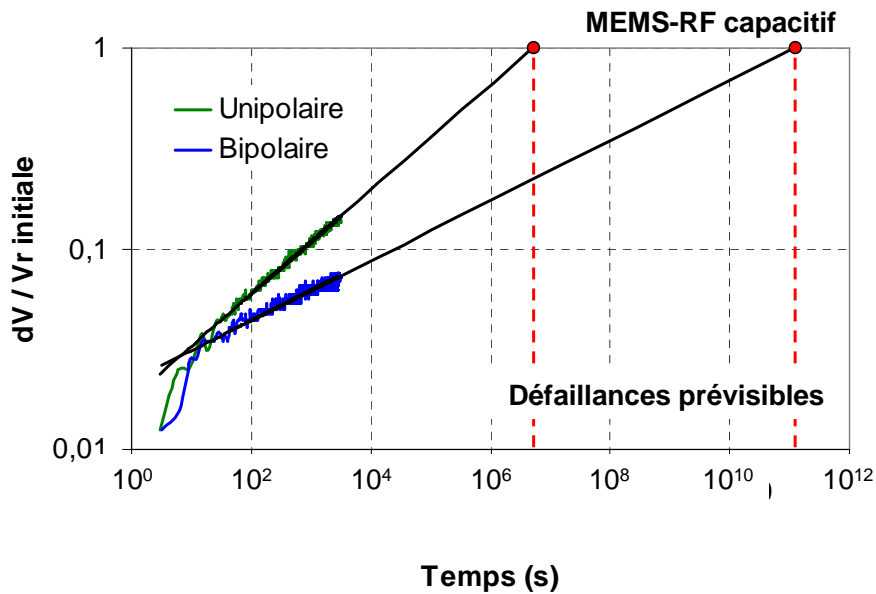


Figure IV.31 : Graphe normalisé de la mesure des dérives du commutateur capacitif pour l'estimation de la défaillance, comparaison des polarisations unipolaire et bipolaire.

Sur les deux composants, on retrouve le comportement présenté précédemment, c'est-à-dire que les dérives sous polarisation bipolaire sont beaucoup plus faibles, ou plutôt beaucoup plus lentes, avec des durées de vie extrapolées atteignant des valeurs supérieures à  $10^{10}$  secondes.

Les paramètres de modélisation sont donnés dans le tableau V.7, pour le calcul des durées de vie estimées sous polarisation unipolaire et bipolaire, pour les deux composants. Nous pouvons voir que la constante  $\alpha$  du modèle est assez peu dépendante du type de polarisation utilisé, elle

augmente d'environ 10 à 15% dans le cas d'une tension de polarisation bipolaire. Cependant le paramètre de puissance  $n$  diminue fortement (environ divisé par 2) en polarisation bipolaire. Cette diminution de la pente des dérives permet donc de gagner plusieurs décades temporelles sur la durée de vie, et donc d'estimer des défaillances dues aux phénomènes de dérives observées très supérieures à 100 ans.

Ainsi, le mécanisme de défaillance de ces composants issu des dérives des tensions d'activation de l'actionneur électrostatique sans diélectrique ne semble plus être une limitation concernant la fiabilité des commutateurs MEMS-RF sans diélectrique, lorsqu'ils sont polarisés avec des signaux de commande bipolaire.

<b>Durée de vie estimée : <math>\Delta t_{R_c=100\%} = \left( \frac{V_{r\_initiale}}{\alpha} \right)^{1/n}</math> (5)</b>					
		$V_{r\_initiale}$	$\alpha$	$n$	$\Delta t_{R_c=100\%}$
MEMS-RF à contact ohmique	Unipolaire	45.8 V	0.82	0.27	2.96 10 <sup>6</sup> s (34 jours)
	Bipolaire		0.97	0.16	2.90 10 <sup>10</sup> s (920 ans)
MEMS-RF capacitif	Unipolaire	20.1 V	0.36	0.26	5.23 10 <sup>6</sup> s (61 jours)
	Bipolaire		0.44	0.15	1.16 10 <sup>11</sup> s (3670 ans)

Tableau IV.7 : Estimation des durées de vie des MEMS-RF à contact ohmique et capacitif, maintenue à l'état bas, sous polarisation unipolaire et bipolaire.

#### IV.2.c. Influence du rapport cyclique en polarisation bipolaire

Pour l'étude du rapport cyclique du signal de commande en polarisation bipolaire, nous utilisons la procédure de mesure donnée en chapitre deux avec les formes d'onde de polarisation 4 et 5 (annexe 1). Les figures IV.32 et IV.33 montrent l'évolution des dérives de la tension de relâchement des commutateurs à contact ohmique, puis capacitif, polarisés avec différents rapports cycliques du signal de commande.

On retrouve la même influence du rapport cyclique du signal de commande sur les dérives des tensions d'actionnement de l'actionneur électrostatique sans diélectrique, en polarisation bipolaire. En effet, les dérives semblent suivre une loi de puissance en fonction du temps selon l'équation (3), avec un effet proportionnel du rapport cyclique sur les dérives en tension.

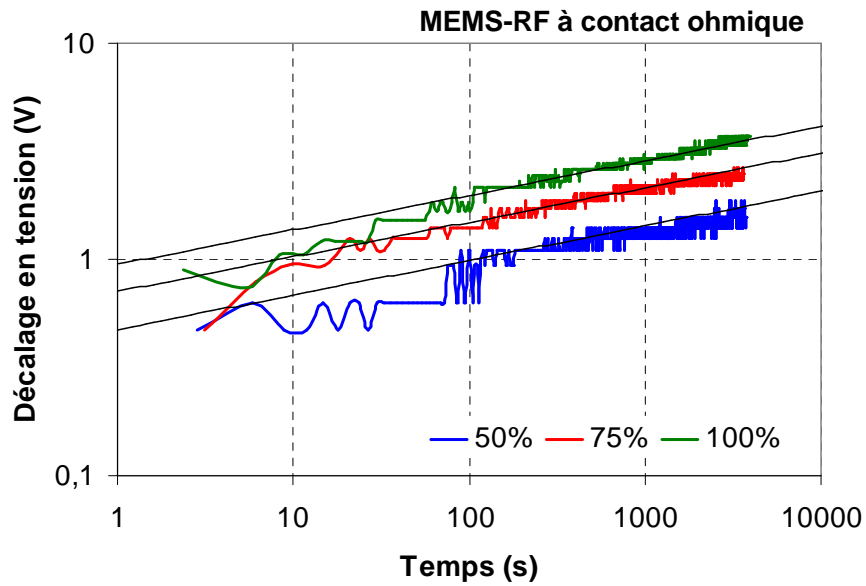


Figure IV.32 : Mesures des dérives pour différents rapports cycliques du signal de commande, pour le MEMS-RF à contact ohmique, en polarisation bipolaire, avec le modèle de l'équation (3).

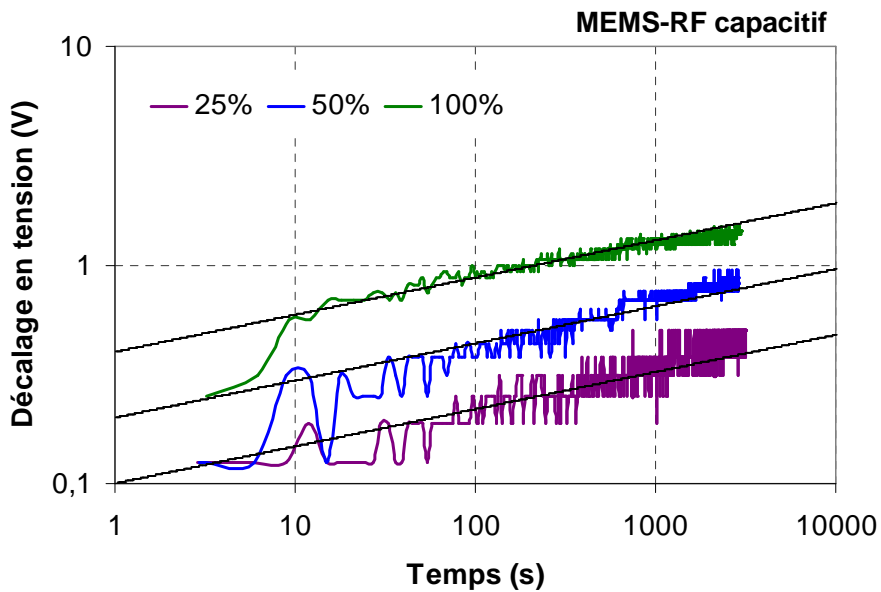


Figure IV.33 : Mesures des dérives pour différents rapports cycliques du signal de commande, pour le MEMS-RF capacitif, en polarisation bipolaire, avec le modèle de l'équation (3).

Le modèle appliqué aux mesures est donc également le même, et correspond à l'équation (3). Les paramètres du modèle  $\alpha$  et  $n$  sont donnés précédemment dans le tableau IV.7 dans le cas des polarisations bipolaires.

Comme nous l'avons vu, bien que les deux composants soient réalisés sur des substrats différents, les dérives que nous mesurons sont très similaires dans cette partie également. En effet, la pente  $n$  identifiée est très faible (0.15) et presque la même sur les deux MEMS-RF, alors

que le paramètre  $\alpha$  est quant à lui plus important sur le commutateur à contact ohmique avec une valeur d'environ 1 au lieu d'environ 0.5 sur le commutateur capacitif.

Ainsi, après une heure de polarisation bipolaire, nous observons que le décalage de la tension de relâchement est de 3.5 V et 1.5 V sur les commutateurs à contact ohmique et capacitif, sous signal de commande avec 100% de rapport cyclique, et 1.7 V et 0.8 V sous un rapport cyclique de 50%. De plus, dans le cas de polarisation bipolaire, le facteur de gain temporel pour atteindre un même niveau de dérive,  $R_c^{-1/n}$ , est meilleur que pour le cas de polarisation unipolaire, avec 76 et 102 pour les deux MEMS-RF, pour un rapport cyclique de 50% par rapport à 100%.

Avec des temps avant défaillance très supérieurs à la centaine d'années, en polarisation bipolaire, nous pouvons considérer que les mécanismes observés ne seront pas un mode de défaillance qui va limiter la fiabilité des MEMS-RF. Ainsi, du point de vue de la polarisation de l'actionneur électrostatique sans diélectrique, le commutateur MEMS-RF est fiable. Ce sont donc d'autres modes de défaillances qui vont limiter la fiabilité des composants MEMS-RF qui utilisent ce type d'actionneur sans diélectrique, comme les problèmes de qualité et durée de vie des contacts sur les commutateurs à contact ohmique.

## V. Validations et limitations de l'étude

### V.1. Validations de l'étude

#### V.1.a. Mesures de dérives sur plusieurs décades temporelles

Nous avons réalisé une mesure de dérives des tensions d'activation sur une durée plus longue, dans l'objectif de valider le type de comportement observé, et le modèle que nous utilisons, sur plusieurs décades temporelles. Cette mesure est effectuée sur un commutateur capacitif à actionneur électrostatique sans diélectrique, qui est maintenu à l'état bas avec un signal de commande appliqué de type DC (« waveform » 2 en annexe 1) de 60 V, pendant une durée totale d'un mois (environ  $2.6 \cdot 10^6$  secondes), donnée en figure IV.34. Nous remarquons que la mesure à été arrêtée pendant la phase de test, mais le composant était toujours en fonctionnement.

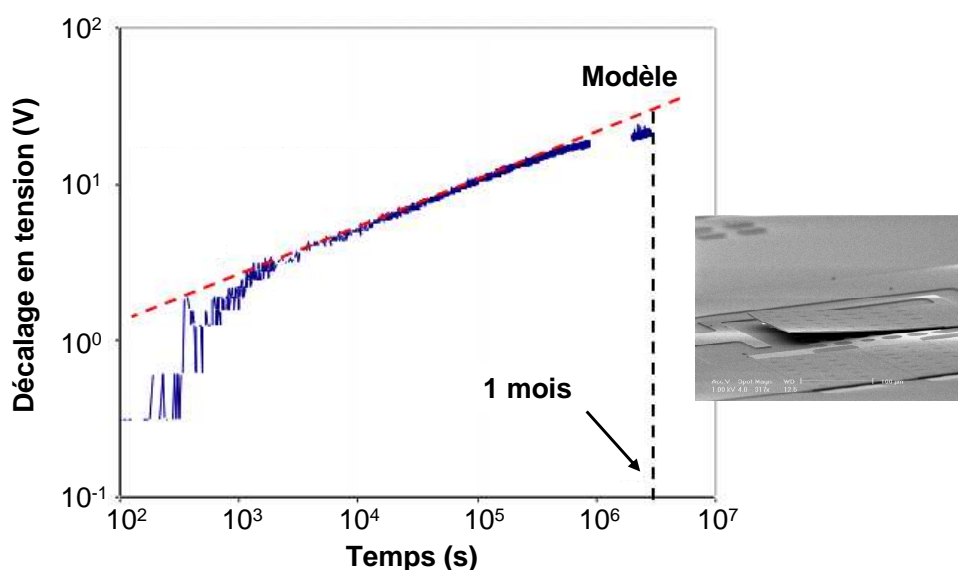


Figure IV.34 : Mesures de la dérive de la tension d'abaissement d'un MEMS-RF capacitif sans diélectrique, maintenue à l'état bas pendant un mois. Le modèle appliqué (en rouge) est :  $dV = 1.4 t^{0.30}$ .

La mesure et le modèle correspondent bien de  $10^3$  à  $10^6$  secondes, avec un éloignement faible au-delà. De plus, nous pouvons voir que sur la durée d'un mois, le décalage de la tension d'abaissement du commutateur est de 20 V pour ce test, qui correspond au pire cas de dérive possible du point de vue de la forme d'onde appliquée.

Ainsi, nous pouvons considérer que les travaux que nous présentons dans ce chapitre semblent bien être validés sur le long terme, avec un modèle temporel utilisable jusqu'à  $10^6$  à  $10^7$  secondes, pour extrapoler le comportement du MEMS-RF en terme de dérives de ses tensions d'activation.

### V.1.b. Mesure de dérives sur plusieurs composants utilisant des actionneurs sans diélectrique

Une autre validation de nos travaux est réalisée en observant le comportement des dérives en tensions de différents actionneurs électrostatiques sans diélectrique. Pour cela, nous présentons les mesures de dérive des tensions de relâchement de deux MEMS-RF à contact ohmique avec actionneur électrostatique sans diélectrique. D'abord le MEMS-RF que nous avons présenté en début de chapitre puis étudié jusqu'ici, et en plus, un commutateur commercialisé par la société Radant MEMS, dont le descriptif des performances est donné sur le site internet [50].

Comme précédemment, ces deux commutateurs sont maintenus à l'état bas avec un signal de commande DC (« waveform » 2, annexe 1), de 65 V et 80 V respectivement. Les mesures des dérives en tensions sont données en figures IV.35 et IV.36.

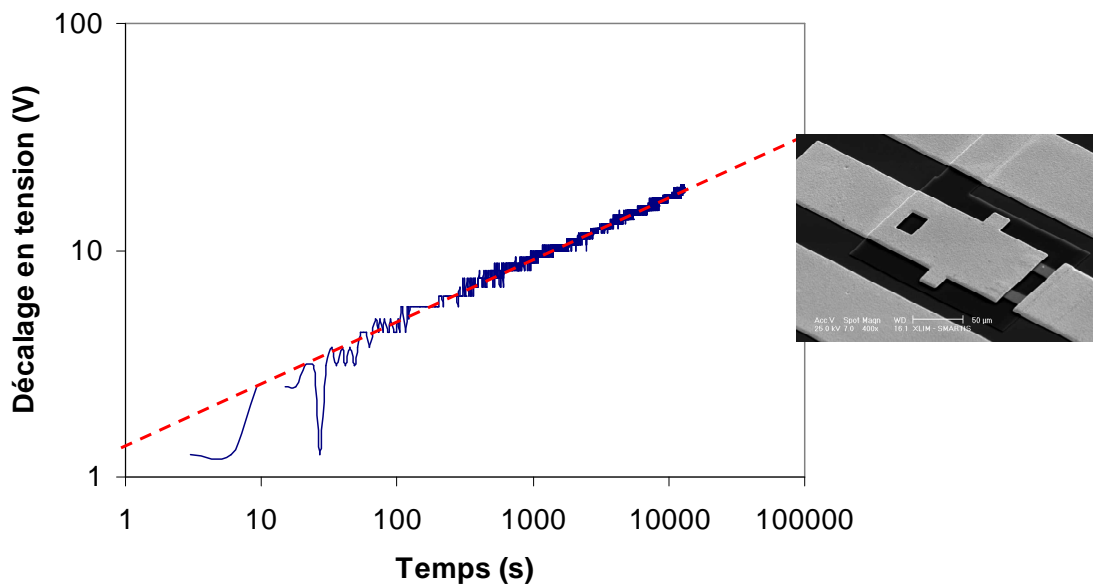


Figure IV.35 : Dérive de la tension d'abaissement du MEMS-RF à contact ohmique sans diélectrique, maintenue à l'état bas. Le modèle appliqué (en rouge) est :  $dV = 1.2 t^{0.29}$ .



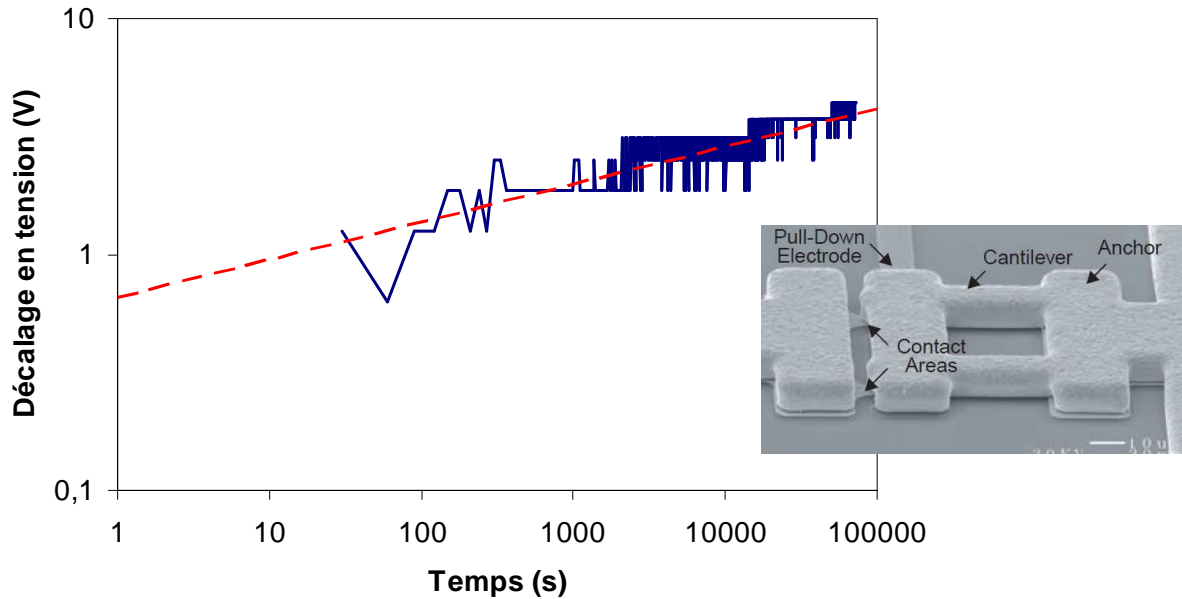


Figure IV.36 : Dérive de la tension d'abaissement du MEMS-RF Radant, maintenu à l'état bas. Le modèle appliqué (en rouge) est :  $dV = 0.66 t^{0.16}$ .

Ainsi, nous observons que les dérives des tensions d'activation montrent un comportement de type loi de puissance en fonction du temps, pour les trois composants de type « sans diélectrique » que nous avons testés.

Nous remarquons par ailleurs que le commutateur de Radant MEMS présente des dérives beaucoup plus faibles que les deux autres au-delà de 1000 s, et que la pente (paramètre  $n$ ) est également plus faible. Cela montre que la durée de vie de ce MEMS-RF sera meilleure, en actionnement DC, avec  $2.9 \cdot 10^{11}$  secondes de durée de vie estimée (à partir de l'équation (6), avec une tension de relâchement initiale de 45 V), donc très supérieur à une centaine d'année.

### V.1.c. Test de cyclage

Pour savoir si les mécanismes de dégradation mécanique ont un effet négligeable comparé aux effets des mécanismes d'injection et piégeage de charges, nous réalisons un test de cyclage sur le commutateur MEMS-RF capacitif. Ce test va faire commuter le composant un très grand nombre de fois, en utilisant un signal de commande qui va le contraindre électriquement le moins possible. Ainsi, la poutre du MEMS-RF sera fortement sollicitée mécaniquement tout en limitant au mieux les phénomènes de chargement du substrat au niveau de l'actionneur électrostatique sans diélectrique.

Nous utilisons pour cela la procédure de test donnée en partie IV.2.a du chapitre 2, avec une forme d'onde de cyclage appliquée avec une amplitude de 110 V et une fréquence de 15 KHz,

qui va maintenir la poutre à l'état bas moins de 10% du temps (la fréquence de résonance mécanique du composant est supérieure à 20 KHz). Cette mesure est donnée en figure IV.37, sur laquelle on retrouve l'évolution des tensions d'activation du composant en fonction du temps pendant le cyclage, pour une durée d'environ trois semaines, soit plus de 30 milliards de cycles réalisés.

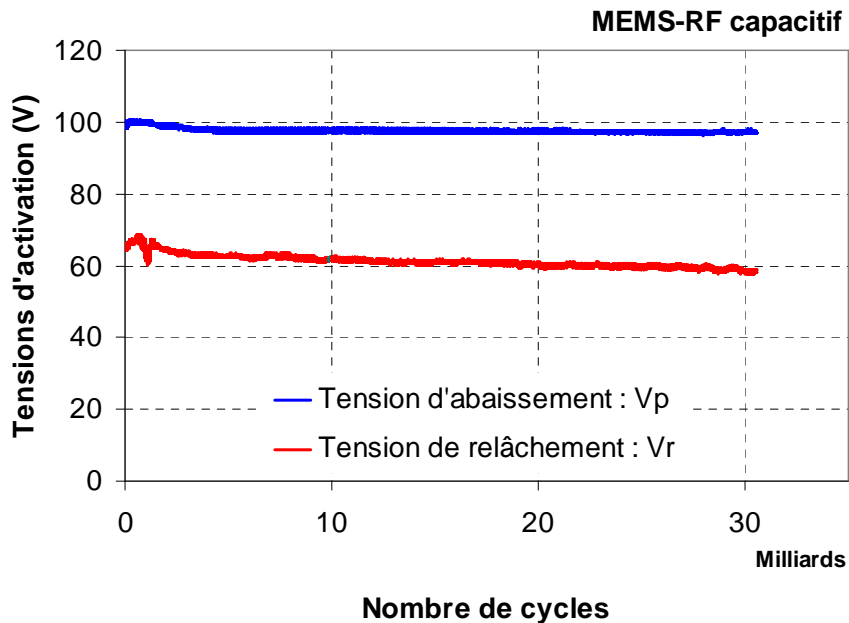


Figure IV.37 : Mesures des tensions d'actionnement du commutateur MEMS-RF capacitif pendant un test de cyclage de 110 V à 15 KHz, le MEMS-RF est maintenu moins de 10% du temps à l'état bas.

Le commutateur réalise donc plus de 30 milliards de cycles sans observer de défaillance notable, avec des dérives sur les tensions d'actionnement du MEMS-RF faibles pendant les trois semaines de mesure (inférieures à 5 V entre le début et la fin de test).

Ainsi, nous pouvons considérer que les dégradations mécaniques que va subir la poutre, dues au nombre de commutations qu'elle effectue, ne semblent pas être le mécanisme qui va être prépondérant sur la fiabilité de ce commutateur MEMS-RF.

## V.2. Limitations de l'étude

Malgré de bonnes performances mesurées et modélisées, il existe des restrictions sur notre étude qui vont limiter non seulement la fiabilité des composants MEMS-RF à actionneur électrostatique sans diélectrique, mais aussi l'étude que nous menons sur ceux-ci, sur l'analyse des mécanismes de défaillances.

En effet, comme nous l'avons vu, les phénomènes d'injection et de piégeage de charges dans le substrat sont fortement dépendants de la géométrie de l'actionneur électrostatique conçu,

en plus des propriétés du substrat sur lequel les MEMS-RF sont fabriqués. Il serait donc intéressant d'étudier plus précisément l'influence de ces deux paramètres sur les mécanismes limitant la fiabilité de ces MEMS-RF.

Cependant, cette étude n'a pu être menée en raison d'autres limitations sur la fiabilité, concernant cette fois-ci des problèmes de reproductibilité des propriétés électromécaniques et des mécanismes de défaillances mesurés. En effet, il sera difficile de comparer l'effet d'une modification de la géométrie sur les mécanismes de défaillances si on observe avant cela des phénomènes de dispersion sur des composants similaires, liés au procédé de fabrication utilisé, qui reste académique. C'est ce que nous montrons dans cette partie, avec une courte étude de la dispersion sur les propriétés électromécaniques des MEMS-RF capacitifs sans diélectrique, puis sur le mécanisme de défaillance avec le MEMS-RF à contact ohmique.

#### V.2.a. Reproductibilité des paramètres électromécaniques

Dans un premier temps, nous nous intéressons à la reproductibilité des paramètres électromécaniques. Pour cela, nous mesurons les cycles d'hystérésis de polarisation de quatre commutateurs MEMS-RF capacitifs « identiques », du point de vue de la conception, réalisés sur le même « wafer », au cours du même processus de fabrication. Ces mesures sont données en figure IV.38.

Les cycles d'hystérésis de ces composants sont proches et similaires, avec des tensions d'actionnement qui varient assez peu d'un commutateur à l'autre. Toutefois, nous noterons que ces variations sur ces tensions d'activation peuvent atteindre jusqu'à 10 V (tension de relâchement positive). Cela implique donc que les propriétés électromécaniques vont finalement varier en fonction du composant sélectionné sur le wafer, et cela sur une même géométrie de composant, au cours du même processus de fabrication.

La dispersion sur les tensions d'activation de ces commutateurs est évaluée dans le tableau IV.8, avec le calcul des valeurs moyennes et des écarts types.

Ainsi, la dispersion sur les paramètres électromécaniques peut atteindre des valeurs supérieures à 13%, ce qui est finalement considérable si on tient compte du fait que le mécanisme de défaillance est lié aux valeurs initiales des tensions d'activation (équation (6)), en plus du fait que l'amplitude du signal de commande va également être choisie en fonction de ces paramètres.

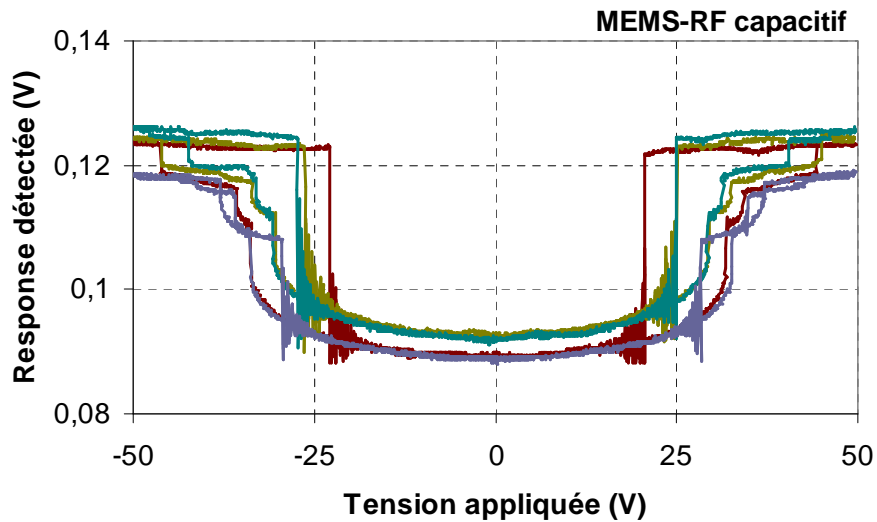


Figure IV.38 : Mesures des cycles d'hystérésis de polarisation de quatre commutateurs MEMS-RF capacitifs similaires, réalisés sur le même wafer.

	Moyenne	Ecart type	Dispersion (écart type / moyenne)
Tension d'abaissement positive : $V_{p+}$	41.5 V	3.6 V	8.7%
Tension d'abaissement négative : $V_{p-}$	43.2 V	3.9 V	9.1%
Tension de relâchement positive : $V_{r+}$	24.8 V	2.2 V	13.1%
Tension de relâchement négative : $V_{r-}$	26.6 V	2.6 V	9.6%

Tableau IV.8 : Evaluation de la dispersion sur les tensions d'activation du commutateur MEMS-RF capacitif.

### V.2.b. Reproductibilité du mécanisme de défaillance

Nous avons évalué la dispersion sur le mécanisme de défaillance des MEMS-RF à actionneur électrostatique sans diélectrique. Pour cela, nous mesurons les dérives de la tension de relâchement de cinq commutateurs MEMS-RF à contact ohmique géométriquement identiques et réalisés sur le même substrat, polarisés avec 60 V, avec la forme d'onde de polarisation 2 en annexe1. Les mesures de ces dérives sont données en figure IV.39.

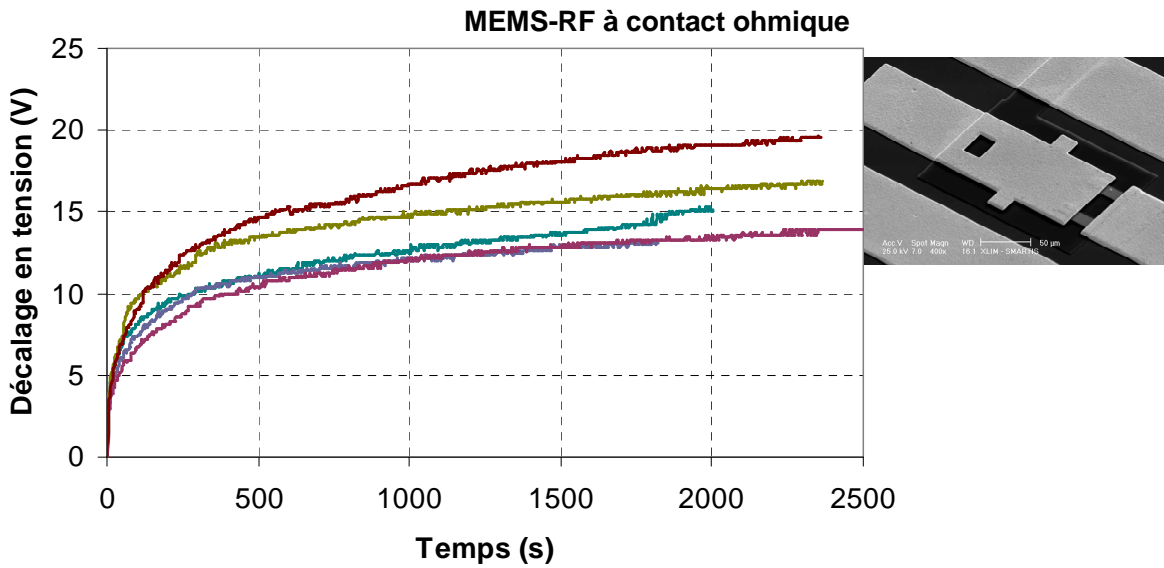


Figure IV.39 : Mesures des dérives de la tension de relâchement, sous signal de commande DC de 60 V, de cinq commutateurs MEMS-RF à contact ohmique similaires, réalisés sur le même wafer.

	Moyenne	Ecart type	Dispersion (écart type / moyenne)
$V_p$	45.9 V	3.7 V	8.1%
$V_r$	32.3 V	2.1 V	6.7%
$dV$ mesuré à 1000 s	13.7 V	2.0 V	14.7%
$dV$ mesuré à 2000 s	15.4 V	2.4 V	15.5%
Modèle : $dV = \alpha \times t^n$ (1)			
$\alpha$	3.56	0.48	13.6%
$n$	0.194	0.023	11.9%

Tableau IV.9 : Evaluation de la dispersion sur le mécanisme de défaillance du commutateur MEMS-RF à contact ohmique.

Le comportement des dérives est le même sur chaque composant, avec une évolution temporelle en loi de puissance, suivant l'équation (1) vue précédemment. Cependant, nous observons que les dérives ne sont pas strictement identiques puisqu'après 1000 s de polarisation, il existe un écart de plus de 5 V sur celles-ci, en fonction du composant considéré.

Le tableau IV.9 donne l'évaluation de la dispersion sur les dérives à 1000 s et 2000 s, ainsi que sur les paramètres du modèle de l'équation (1) appliqués à ces mesures.

Ainsi, les dérives dispersent d'environ 15% entre 1000 s et 2000 s, et les paramètres du modèle de plus de 10%. On peut considérer que ces dispersions sont importantes, et qu'elles vont être influente sur la durée de vie du composant.

### V.2.c. Une possibilité de solutions : développement d'un banc de mesure de reproductibilité

La solution retenue pour poursuivre l'étude de la défaillance, et notamment concernant sa dépendance à la géométrie et au substrat, correspond au développement d'un banc de caractérisation en fiabilité de commutateurs MEMS-RF, basé sur le même principe que précédemment, mais qui permettra de mesurer automatiquement et de façon similaire et simultanée la fiabilité de plusieurs composants. Cela implique la conception d'une carte dédiée à ce type de mesure, sur laquelle on implémentera les commutateurs MEMS-RF, de sorte que chacun d'eux supportera la même puissance appliquée et la même tension de commande appliquée.

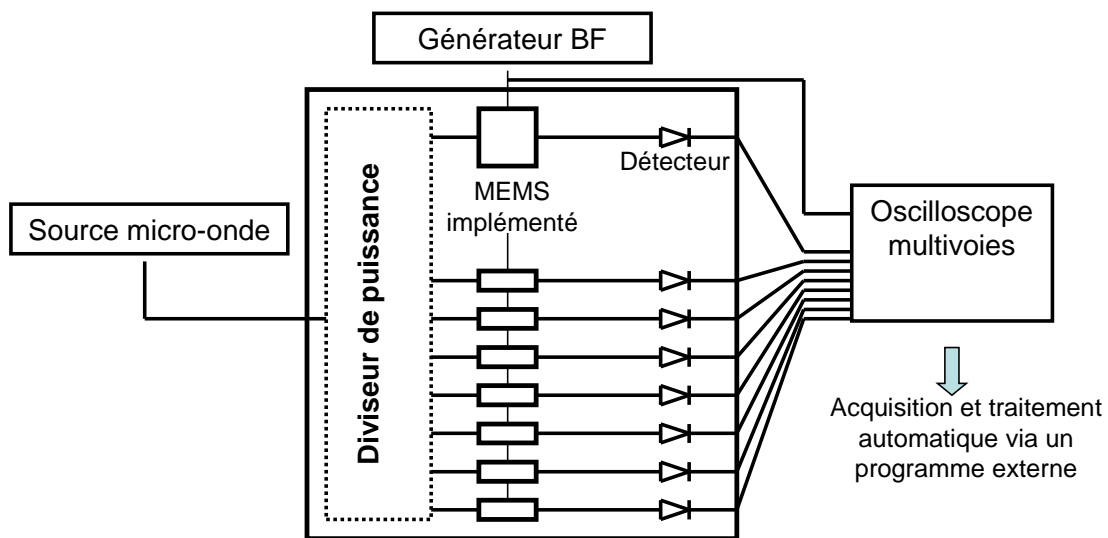


Figure IV.40 : Schéma de principe du fonctionnement de la carte hyperfréquence sur laquelle sont implémentés les micro-commutateurs MEMS-RF, pour la mesure similaire et simultanée de leur fiabilité sur chacun d'eux.



Figure IV.41 : Photographie de l'oscilloscope multivoies.

Le schéma en figure IV.40 nous montre le fonctionnement de celle-ci, et la photographie de l'oscilloscope multivoies est donnée en figure IV.41. Une première conception de cette carte (figure IV.42) est composée d'un diviseur de puissance et de quatre lignes de détection avec quatre MEMS-RF implémentés dessus. Elle est fabriquée sur un substrat « FR4-époxy » micro-usiné (5\*7 cm<sup>2</sup>), et fonctionne à 2,4 GHz ce qui correspond à un bon compromis entre la taille et les pertes hyperfréquences. Ainsi, la puissance d'entrée RF et la polarisation sont identiques sur chaque composant. De plus, on utilise des diodes de détection faible puissance (-40 dBm) de sorte que l'on détecte simplement et avec une bonne précision l'état des commutateurs. Enfin, nous noterons que sur une telle conception, la défaillance d'un commutateur ne perturbera pas le fonctionnement et la mesure des autres.

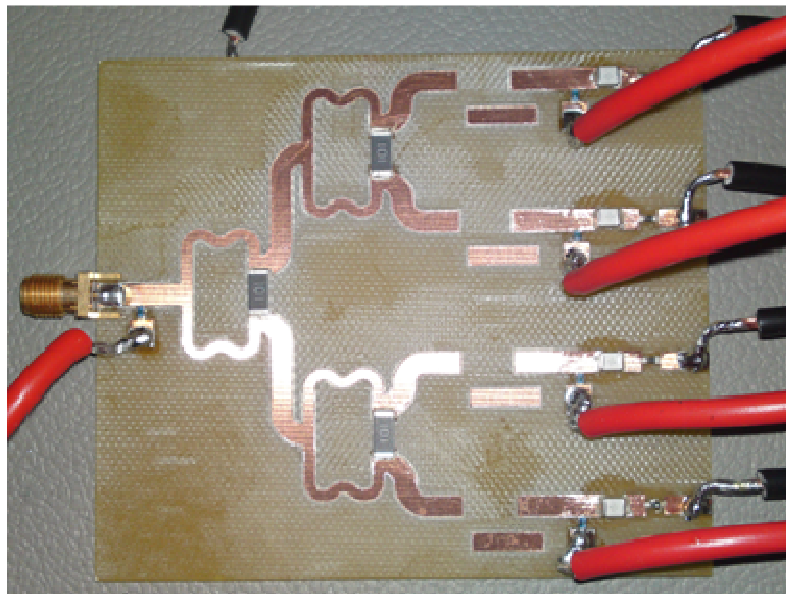


Figure IV.42 : Photographie de la carte développée pour la mesure en parallèle de la fiabilité de quatre MEMS-RF.

De façon générale, l'objectif de l'utilisation de ce banc de mesure est de valider la fiabilité d'une technologie ou d'une conception de commutateur MEMS-RF, c'est-à-dire de réaliser une

étude générale, et non plus d'un commutateur isolé. De plus, nous pourrions également réaliser une étude statistique de la fiabilité (type loi de Weibull) des commutateurs MEMS-RF, sur quatre composants, voire beaucoup plus avec différentes conceptions de carte d'implémentation. Il sera donc possible d'évaluer la dispersion sur une même tranche d'une part, et d'une tranche à l'autre, d'autre part.

Une autre application est l'évaluation prévisionnelle de la fiabilité à partir des lois statistiques déduites des mesures. Il sera alors possible d'identifier et de déduire des équations et paramètres physiques, sur le fonctionnement général des MEMS-RF. A terme, ce type de banc permettra de « certifier » la fiabilité des MEMS-RF.



## VI. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons étudié le mécanisme de défaillance de deux commutateurs MEMS-RF composés d'actionneurs électrostatiques sans diélectrique : un MEMS-RF à contact ohmique, et un MEMS-RF capacitif. Tout au long de cette étude, nous avons vu que les performances en terme de fiabilité sont similaires sur ces deux composants, avec les mêmes tendances de leurs comportements.

En premier lieu, nous avons décrit le principe de fonctionnement et les spécificités de ces actionneurs sans diélectrique, et nous avons vu qu'ils peuvent être implémentés sur des composants MEMS-RF, sans dégrader leurs performances micro-ondes. Après une étude préliminaire, nous avons identifié le mode de défaillance principal de ces composants : le « collage de la poutre », celle-ci ne revient pas à son état initial alors que le signal de commande est annulé. Par ailleurs, cette défaillance est issue d'un mécanisme qui fait dériver les tensions d'actionnement des micro-commutateurs, et ce mécanisme est réversible, c'est-à-dire qu'après une phase de repos suffisante, ces tensions d'actionnement reviennent à leurs valeurs initiales. De plus, ces dérives observées ont pu être modélisées avec une expression sous forme de loi de puissance en fonction du temps, montrant un bon accord avec les différentes mesures effectuées sur plus de 10000 s.

Ensuite, nous avons présenté l'effet de différents paramètres de fonctionnement (amplitude du signal de commande et température) sur le mécanisme de défaillance des ces deux MEMS-RF. Il a été montré que chacune de ces variables provoque l'accélération de ce mécanisme de défaillance (accélération des dérives en tension).

Dans une troisième partie, nous avons exposé une étude de l'influence de la forme d'onde du signal de commande sur le mécanisme de défaillance, notamment sur deux paramètres : le rapport cyclique, et la polarité. Le rapport cyclique du signal de commande a une action directement proportionnelle sur les dérives en tensions. En modélisant ce facteur, nous avons vu que celui-ci, lorsqu'il est diminué, apporte un gain temporel constant sur le niveau de décalage des tensions d'actionnement, et donc finalement sur la durée de vie potentielle de l'actionneur et du composant. Les mesures de dérives en tension indiquent que le mécanisme de défaillance est fortement ralenti avec l'utilisation de signaux de commande bipolaire. En effet, une comparaison de dérives sous polarisation unipolaire et bipolaire a montré que la dépendance temporelle des dérives dans ce second cas est beaucoup plus faible. Les estimations de durées de vie qui en découlent sont alors fortement augmentées. Le tableau IV.10 présente les durées vie potentielles

typiques des deux commutateurs utilisés, en fonction de la forme d'onde du signal de commande, à température ambiante.

Forme d'onde du signal de commande		Durée de vie estimée
<i>Polarité</i>	<i>Rapport cyclique</i>	
Unipolaire	100%	Quelques semaines
	50%	Quelques mois
Bipolaire	100%	> 100 ans
	50%	>> 100 ans

Tableau IV.10 : Estimations typiques des durées de vie des commutateurs à actionnement électrostatique sans diélectrique utilisés dans cette étude, en fonction de la forme d'onde du signal de commande, et à température ambiante.

Le comportement du mécanisme de défaillance a été observé sur trois composants MEMS-RF à actionnement électrostatique sans diélectrique, sur plus de 10000 s, montrant une forte similitude entre elles avec des tendances semblables, sur lesquelles s'adapte correctement le modèle en loi de puissance que nous avons proposé.

Finalement, nous avons examiné les problèmes de dispersion sur les paramètres électromécaniques et le mécanisme de défaillance des ces composants MEMS-RF. Il en a résulté que ces dispersions sont souvent supérieures à 10% sur les tensions d'actionnement, et peuvent atteindre des valeurs au-delà de 15% sur le décalage des tensions d'actionnement après 2000 s de test. Il est probable que ces phénomènes soient issus des difficultés liées à la qualité des procédés de fabrication (académique) dans notre cas. Nous avons ainsi proposé, pour compléter ce manuscrit, une possibilité de développement d'un banc de test pour réaliser des études plus « objectives » de la fiabilité des MEMS-RF, avec des mesures similaires sur plusieurs composants, simultanément.

## CONCLUSION GENERALE

Les travaux exposés dans ce manuscrit ont mis en valeur le développement technologique important effectué ces dernières années sur les micro-commutateurs MEMS-RF pour des applications de télécommunication. L'industrialisation de ces dispositifs est actuellement freinée par des difficultés liées à leur fiabilité. Cette thématique a donc été le sujet de cette thèse, centré sur l'étude des mécanismes de défaillance des composants MEMS-RF, plus spécifiquement sur le phénomène d'injection et piégeage de charges dans les films isolants qui les composent

Cette synthèse a été exposée en quatre chapitres, traitant des mécanismes mis en jeu dans la fiabilité des MEMS-RF : une bibliographie sur les modes de défaillance et avancées récentes de ces composants sur ce sujet, le développement instrumental et les procédures de mesures mises en place au cours de nos travaux, une analyse méthodique du phénomène de chargement du diélectrique sur deux composants « typiques », et une étude portant sur une possibilité de solution à ce phénomène en utilisant une technologie de MEMS particulière dite à « gap d'air ».

Au cours du premier chapitre, nous avons exposé les principales recherches menées sur la fiabilité des MEMS-RF. Celles-ci ont montré qu'actuellement, plusieurs composants développés dans les laboratoires internationaux et industriels indiquent une bonne fiabilité. Ces MEMS-RF ont été répertoriés dans un état de l'art. Cependant, les recherches conduites sur l'étude des mécanismes de défaillance se sont avérées encore insuffisantes pour avoir une bonne compréhension des dysfonctionnements de ces composants. Pour cela, la communauté a mis en œuvre des développements instrumentaux, qui permettent la caractérisation simultanée des paramètres électriques et mécaniques des micro-commutateurs. Ainsi, la modélisation des mécanismes de défaillance des MEMS-RF est devenue possible. Par ailleurs, nous avons pu constater que l'information majeure qui est utilisée sur ces investigations correspond aux dérives des tensions de commande des micro-commutateurs au cours du temps.

Le second chapitre présente les développements instrumentaux et procédures de mesures optimisées mis en place à XLIM, pour caractériser l'évolution des paramètres électromécaniques des MEMS au cours du temps. Les commutateurs sont ainsi activés avec des formes d'onde optimisées sur le signal de commande, et nous avons distingué un type de forme d'onde et une procédure particulière, pour chaque paramètre d'influence possible. Il a alors été possible de déterminer les propriétés des MEMS-RF en terme de fiabilité, grâce à des mesures de dérives des tensions de commande des micro-commutateurs au cours du temps. Par ailleurs, ce travail d'instrumentation a été le point de départ de l'ensemble des travaux de recherche réalisés durant cette thèse, comme un outil pour la mesure et la modélisation de la fiabilité de MEMS-RF.

Cela a été l'objet du troisième chapitre, qui expose une méthodologie d'identification des modes de défaillance et des modes de conduction qui les contrôlent. Un protocole d'étude basé sur deux méthodes de caractérisation a été introduit, afin de comprendre le mécanisme qui régit le phénomène de chargement du diélectrique. Ce protocole a été mis en œuvre sur deux commutateurs MEMS-RF qui présentent une même géométrie, mais qui sont composés d'une couche isolante différente ( $\text{Si}_3\text{N}_4$  et  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). Par ailleurs l'une des deux méthodes peut servir à l'identification de plusieurs mécanismes de conduction (du diélectrique) superposés ou successifs. En effet, celle-ci utilise la modélisation temporelle des dérives avec une équation qui décrit la somme de plusieurs types d'injection et piégeage de charges. En outre, le mode de défaillance identifié sur les MEMS-RF mesurés est le « collage » de la poutre. Les dérives des tensions d'actionnement ont été mesurées et modélisées en fonction du temps, pour des amplitudes du signal de commande et des températures variables. Ensuite, nous avons caractérisé les mécanismes de conduction sur ces composants, et nous avons vu que ceux-ci sont composés d'au moins deux types de pièges qui se succèdent. Pour le commutateur réalisé avec  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , les modes de conduction sont successivement Fowler – Nordheim et Frenkel – Poole, tandis que pour

celui réalisé avec  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , nous avons observé l'intervention successive de deux types de pièges Frenkel – Poole.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous avons présenté l'étude de la fiabilité de micro-commutateurs MEMS-RF sans couche diélectrique. En utilisant une technologie dite « gap d'air », on maintient un espace vide entre la poutre et l'électrode d'activation lorsque le MEMS est à l'état actionné. Cette technologie est une des solutions utilisées pour fortement diminuer l'effet du chargement du diélectrique. Cependant, ce phénomène d'injection et piégeage de charges peut quand même exister dans le substrat, et conduire à des dérives sur les tensions de commande de ces composants. Ce type d'actionneur à « gap d'air » a été étudié sur deux MEMS-RF dans nos travaux : un commutateur capacitif, et un autre à contact ohmique. Sur ces deux composants, nous n'avons pas observé de dégradations significatives des performances micro-ondes. Le mode de défaillance par « collage » de la poutre a été identifié. De plus, nous avons vu que le mécanisme de défaillance est réversible. En effet, nous avons observé que les tensions de commande se décalent pendant une phase de polarisation, et reviennent à l'état initial après une période de repos suffisante. Ces dérives ont été modélisées en fonction du temps (sur 1000 s à 10000 s) avec de bons accords, ce qui indique la possibilité de prédire la défaillance, ou bien d'estimer la durée de vie maximale du composant. La variation de température a permis de déterminer les énergies d'activation des dérives, d'environ 0.2 eV. De plus, il a été montré que lorsque le composant est maintenu à l'état bas et chauffé, le mécanisme de défaillance est fortement accéléré. En outre, nous avons vu que la forme d'onde du signal de commande a une influence considérable sur la fiabilité de ce type de MEMS-RF : les estimations de durées de vie varient de quelques semaines sous polarisation continue, à plusieurs centaines d'années avec une commande électrique bipolaire à faible rapport cyclique.

L'ensemble de notre travail durant cette thèse a permis d'établir de nouvelles connaissances sur la fiabilité des micro-commutateurs MEMS-RF. Cependant, ces travaux peuvent être complétés pour faciliter l'industrialisation de ces composants. En effet, nous avons pu constater, que la reproductibilité ou la dispersion des performances électromécaniques et micro-ondes des MEMS-RF peuvent être une limitation importante à leur intégration et implémentation industrielle. Il serait donc nécessaire de développer davantage les bancs de tests en fiabilité, pour permettre l'étude statistique des performances et mécanismes de défaillance. Par ailleurs, nous avons vu que le phénomène d'injection et piégeage de charges dans les MEMS-RF a pour effet de provoquer la dérive des tensions de commande. Cependant, ce n'est pas le seul phénomène à prendre en compte qui peut conduire à cette réaction. Les déformations mécaniques par fluage (variables au cours du temps) de la poutre peuvent produire des mécanismes très similaires, notamment sur de longues durées. La difficulté première pour étudier ce phénomène réside dans le fait que les dérives électriques et mécaniques sont couplées sur ce type de composant. Ainsi, il

sera compliqué d'identifier un mécanisme de défaillance sans mesurer les paramètres électromécaniques, car le développement instrumental actuel reste limité. Une possibilité de solution peut être exploitée avec des caractérisations des courants dans les couches diélectriques dans l'actionneur, couplée à des caractérisations sous contraintes mécaniques (par exemple : la nano-indentation). Cela permettra d'observer séparément les dérives électriques et mécaniques.

Finalement, ces conclusions et perspectives nous permettent de proposer trois axes d'études possibles pour s'affranchir du frein majeur au développement des MEMS-RF qu'est la fiabilité : le développement des matériaux isolants et technologies d'actionnement électrostatique (recherche du diélectrique idéal, technologie « gap d'air », etc.), l'étude de structures mécaniques (moins sensibles à la dispersion, optimisation électromécanique, etc.), et l'optimisation du système de commande avec des signaux à formes d'onde spécifiques (bipolaire, phase de repos, etc.).

**ANNEXE 1 :**  
**FORMES D'ONDE ELECTRIQUES DE POLARISATION**

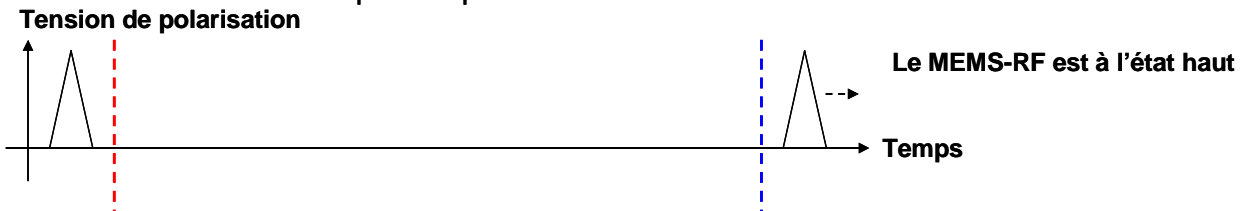




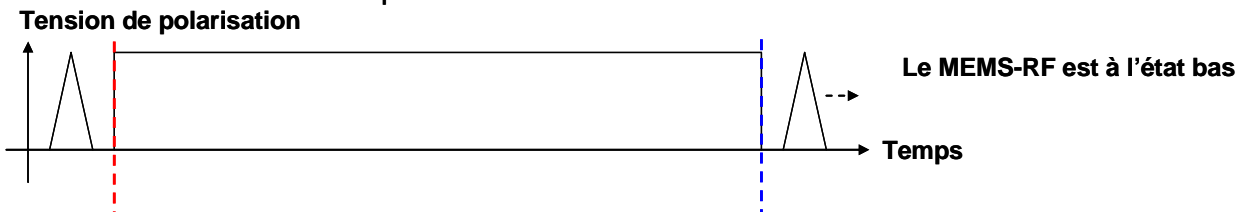
Ces formes d'onde de commande ont été décrites dans le chapitre 2 de ce manuscrit.

## I. Polarisation unipolaire

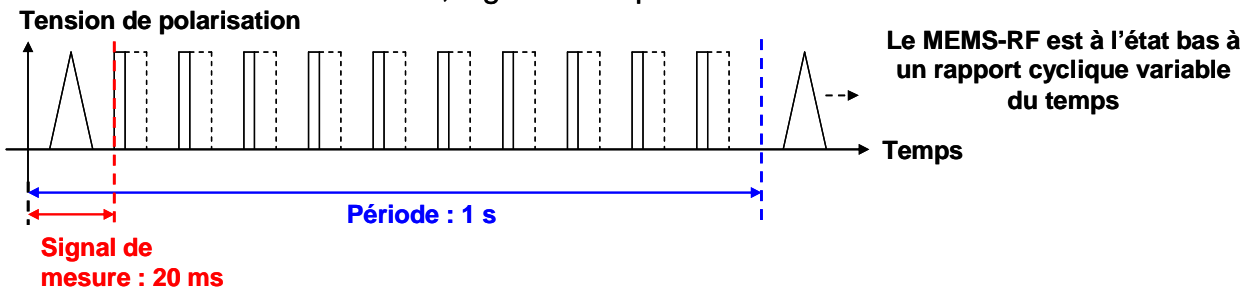
**Waveform 1 :**  
pas de polarisation



**Waveform 2 :**  
polarisation DC



**Waveform 3 :**  
10 créneaux, signal carré positif

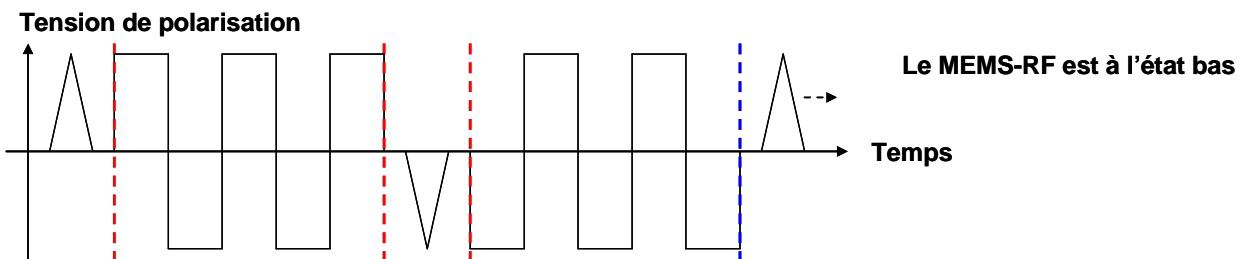


## II. Polarisation bipolaire

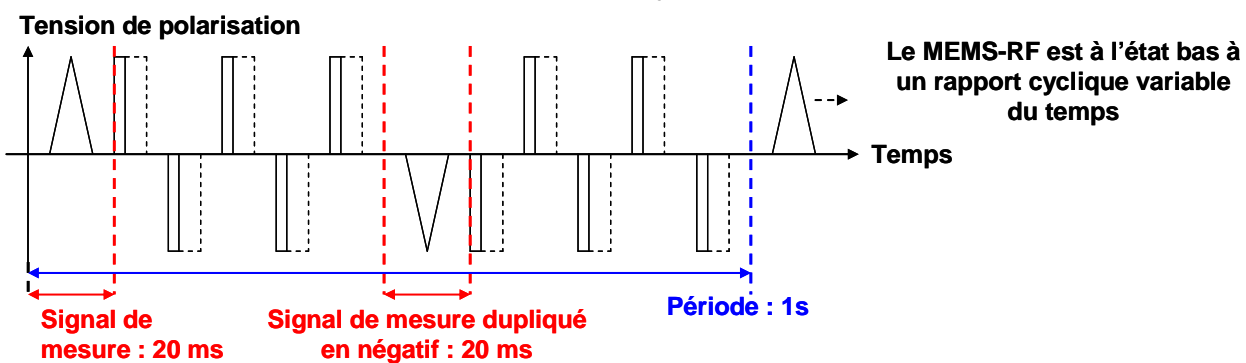
**Waveform 4 :**  
pas de polarisation



**Waveform 5 :**  
5 cycles, signal carré bipolaire



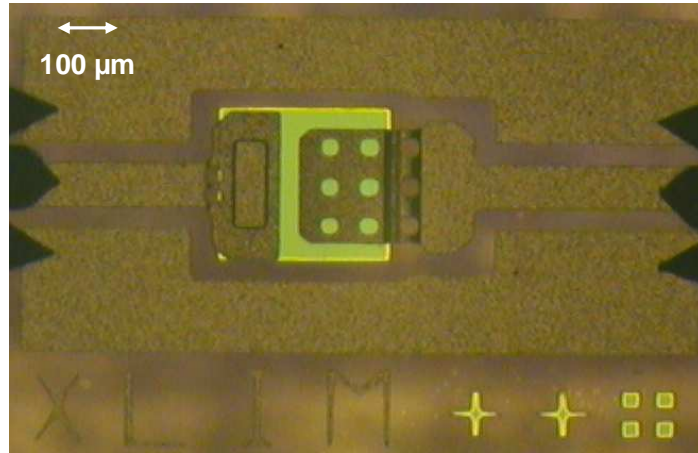
**Waveform 6 :**  
5 créneaux positifs et 5 créneaux négatifs alternés



**ANNEXE 2 :**

**MODELISATION TEMPORELLE DES DERIVES EN  
TENSION SOUS AMPLITUDE DU SIGNAL DE  
COMMANDE ET TEMPERATURE VARIABLES**

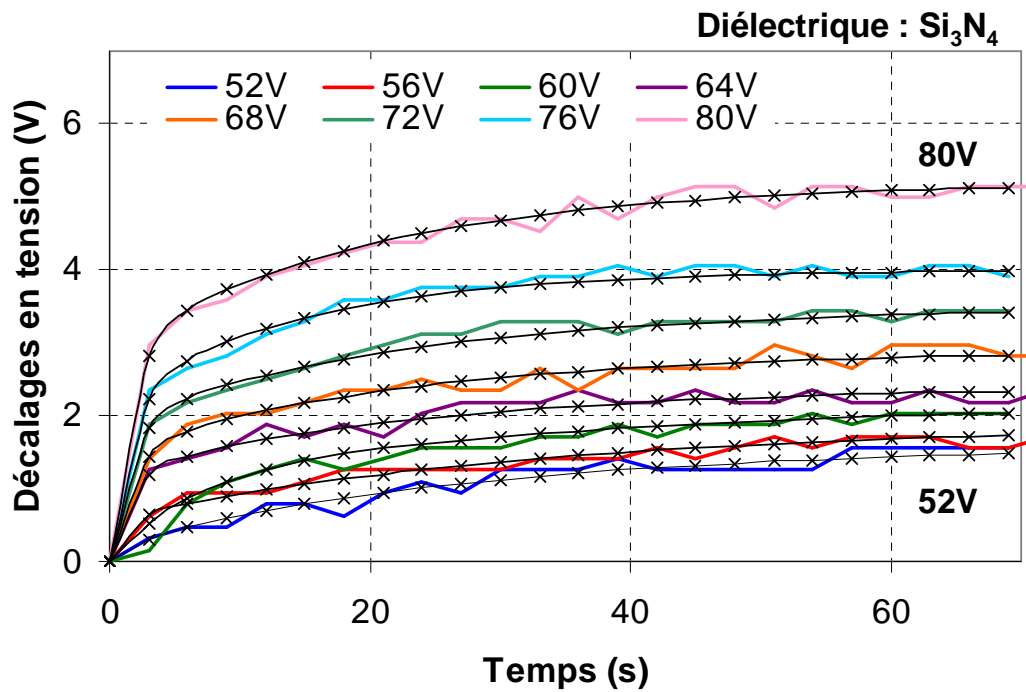




Cette annexe traite de l'étude du mécanisme de chargement du diélectrique, correspondant au chapitre 3 de ce manuscrit.

## I. Effet de l'amplitude du signal de commande

*Commutateur réalisé avec une couche mince diélectrique en  $Si_3N_4$*

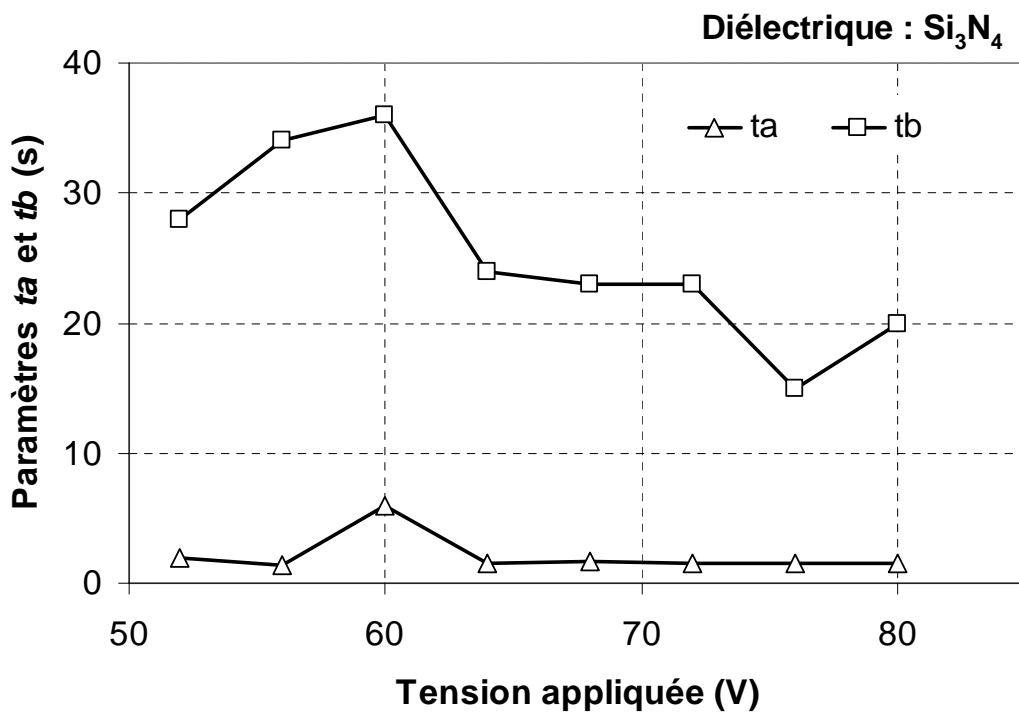
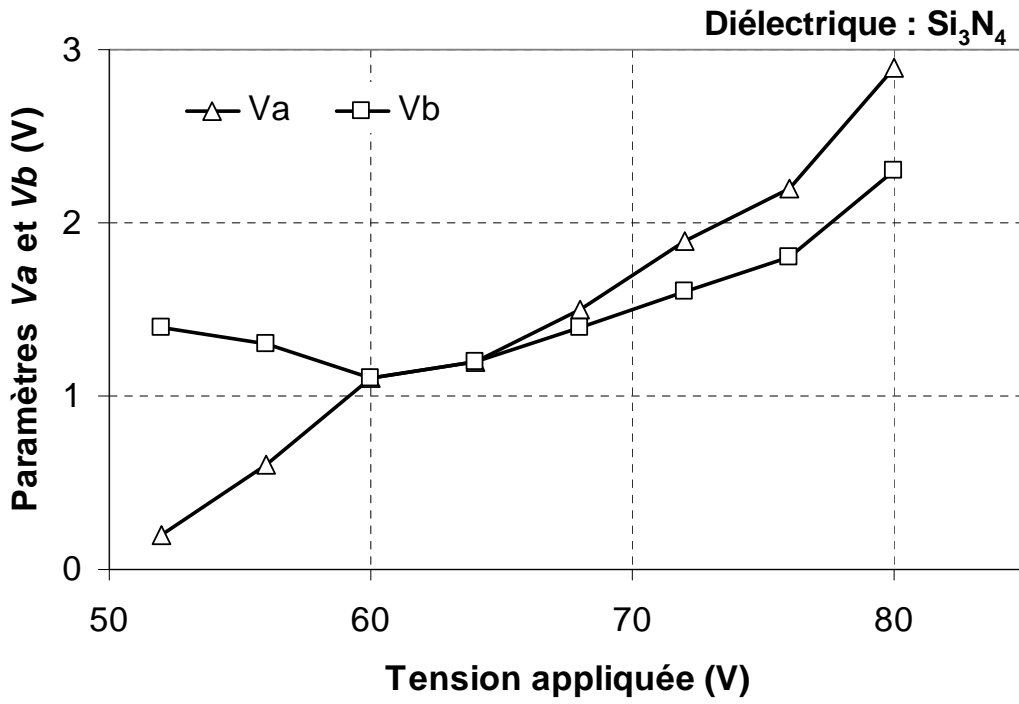


Diélectrique : Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>					
Modèle : $dV = V_{ini} + V_a(1 - e^{-t/t_a}) + V_b(1 - e^{-t/t_b})$					
Tension appliquée (V)	$V_{ini}$ (V)	$V_a$ (V)	$V_b$ (V)	$t_a$ (s)	$t_b$ (s)
52	0	0.2	1.4	2.0	28
56	0	0.6	1.3	1.4	34
60	0	1.1	1.1	6.0	36
64	0	1.2	1.2	1.5	24
68	0	1.5	1.4	1.6	23
72	0	1.9	1.6	1.5	23
76	0	2.2	1.8	1.5	15
80	0	2.9	2.3	1.5	20

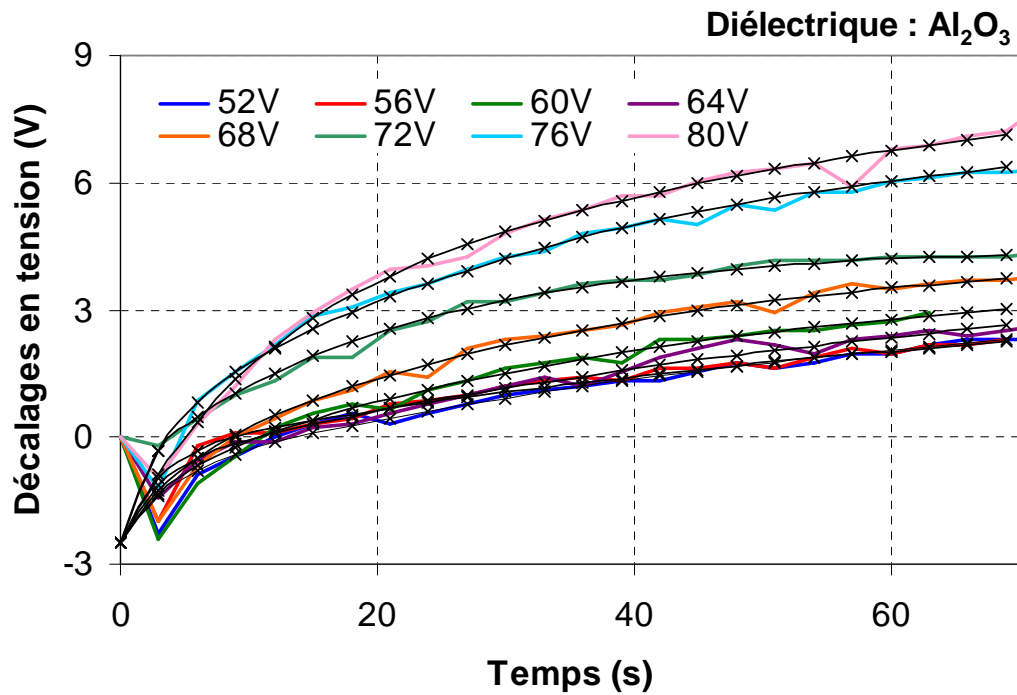
$dV$  est le décalage en tension.

$t$  est le temps.

$V_{ini}$ ,  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $t_a$ , et  $t_b$  sont les paramètres de modélisation.

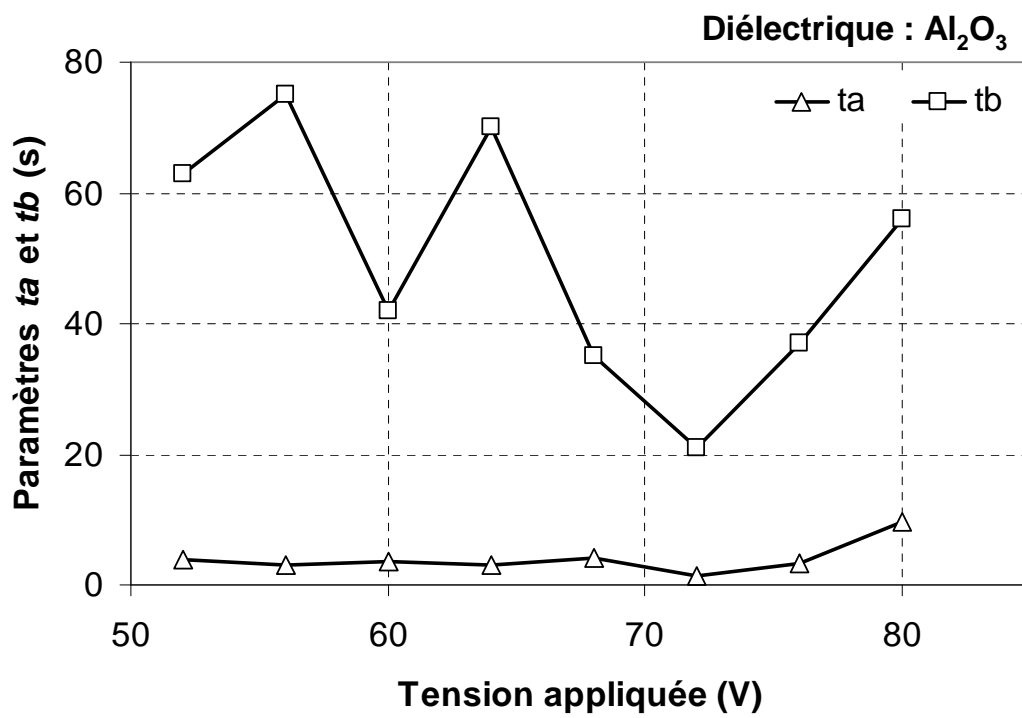
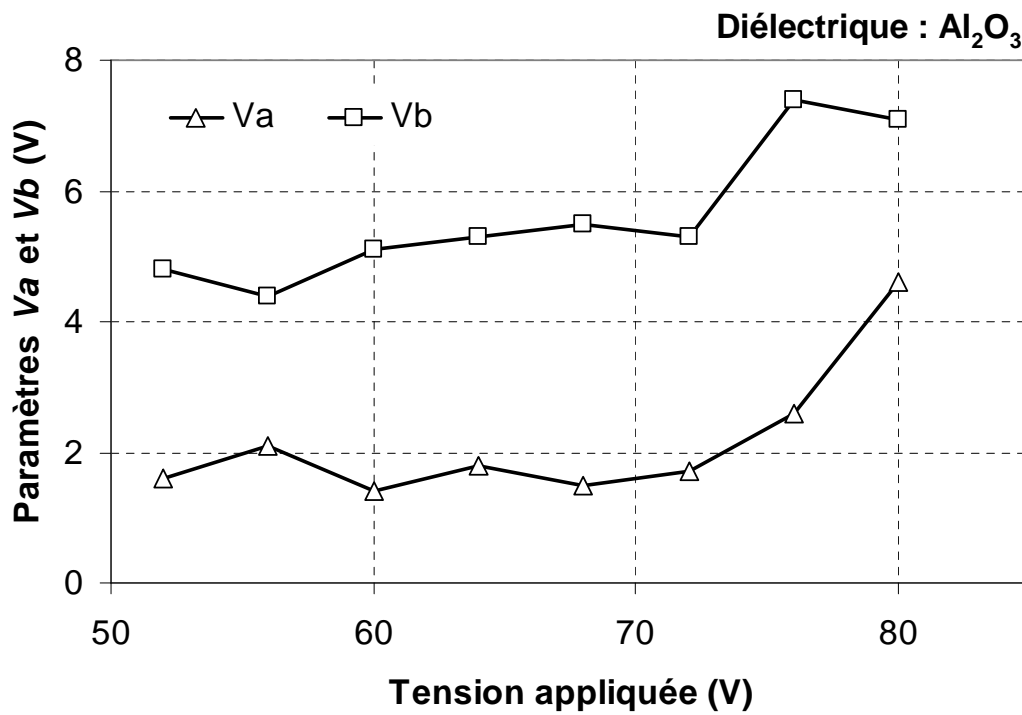


Commutateur réalisé avec une couche mince diélectrique en  $Al_2O_3$



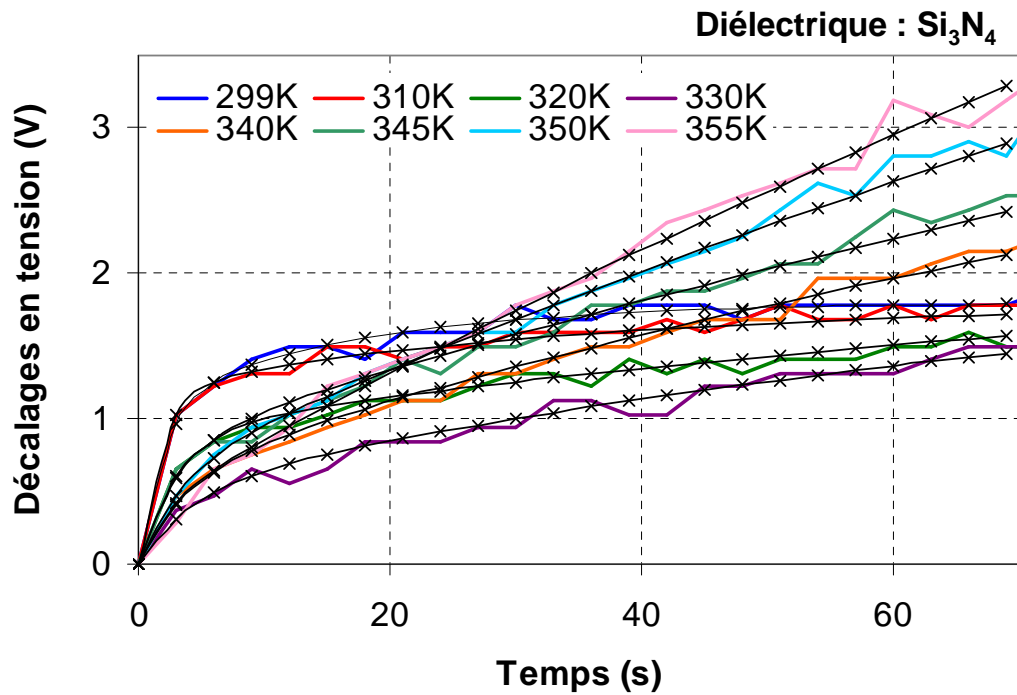
Diélectrique : $Al_2O_3$					
Modèle : $dV = V_{ini} + V_a(1 - e^{-t/t_a}) + V_b(1 - e^{-t/t_b})$					
Tension appliquée (V)	$V_{ini}$ (V)	$V_a$ (V)	$V_b$ (V)	$t_a$ (s)	$t_b$ (s)
52	-2.5	1.6	4.8	3.8	63
56	-2.5	2.1	4.4	2.9	75
60	-2.5	1.4	5.1	3.5	42
64	-2.5	1.8	5.3	3.0	70
68	-2.5	1.5	5.5	4.2	35
72	-2.5	1.7	5.3	1.5	21
76	-2.5	2.6	7.4	3.2	37
80	-2.5	4.6	7.1	9.6	56



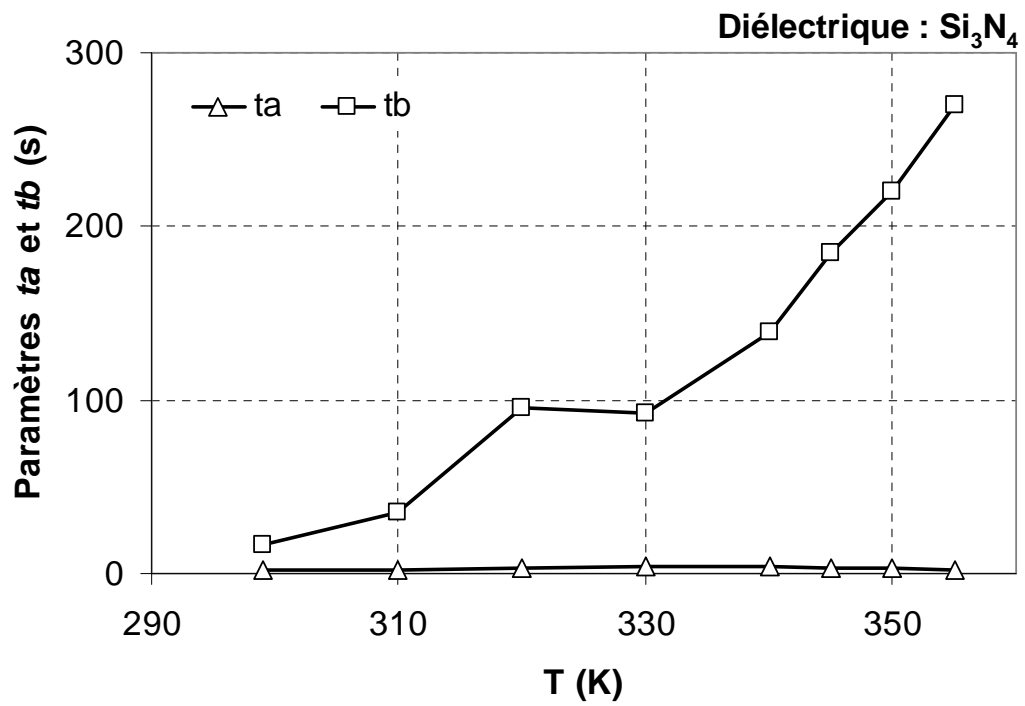
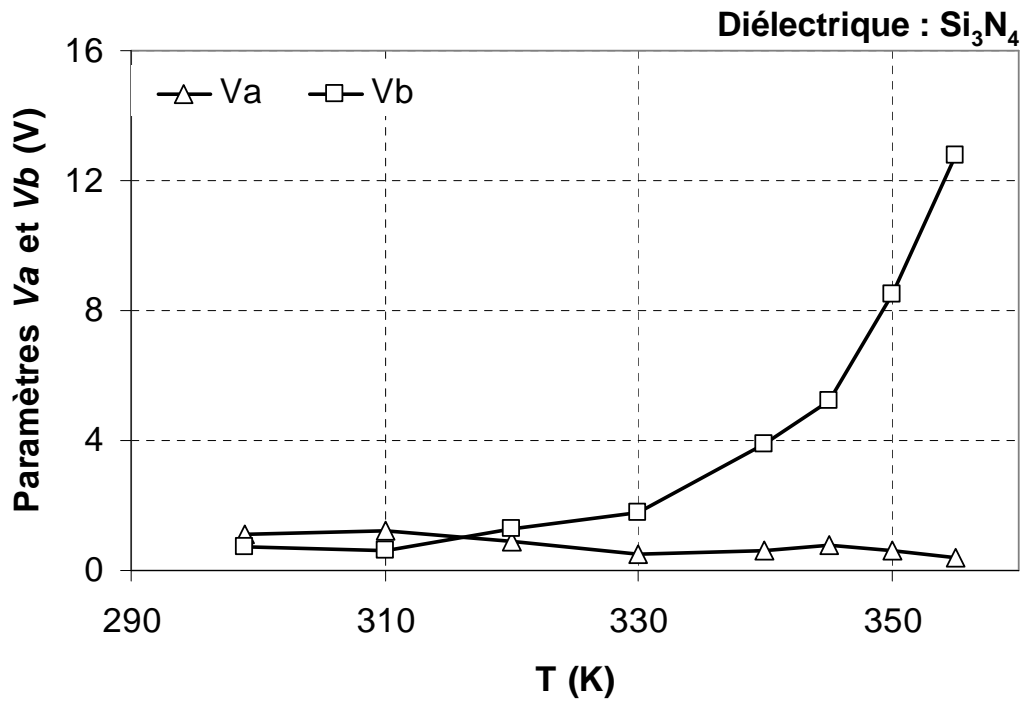


## II. Effet de la température

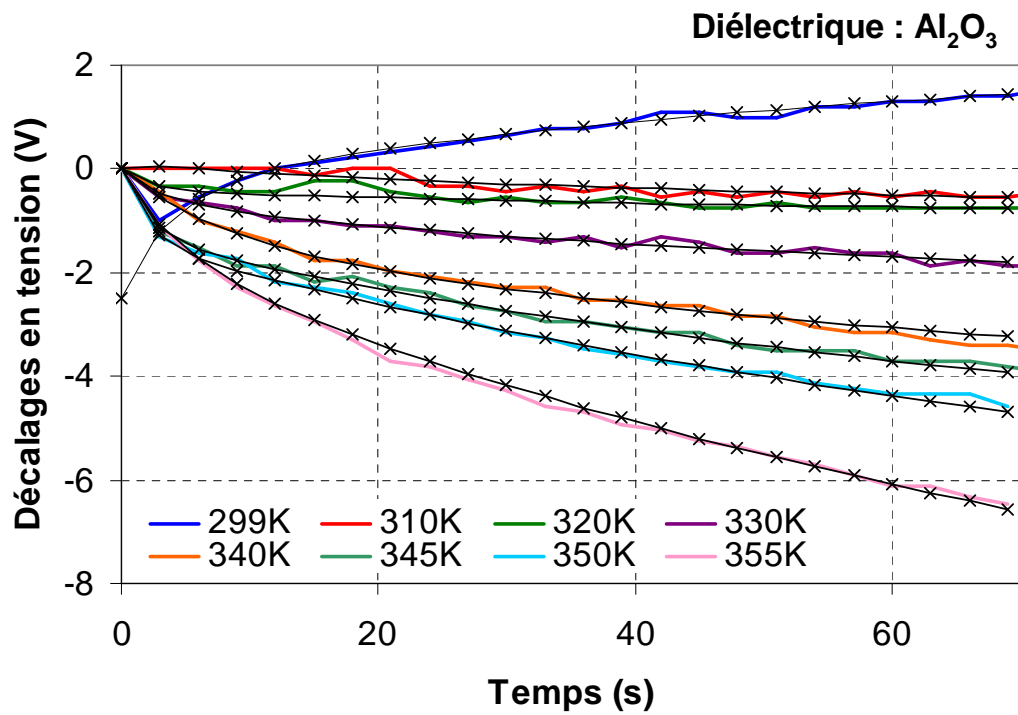
*Commutateur réalisé avec une couche mince diélectrique en  $\text{Si}_3\text{N}_4$*



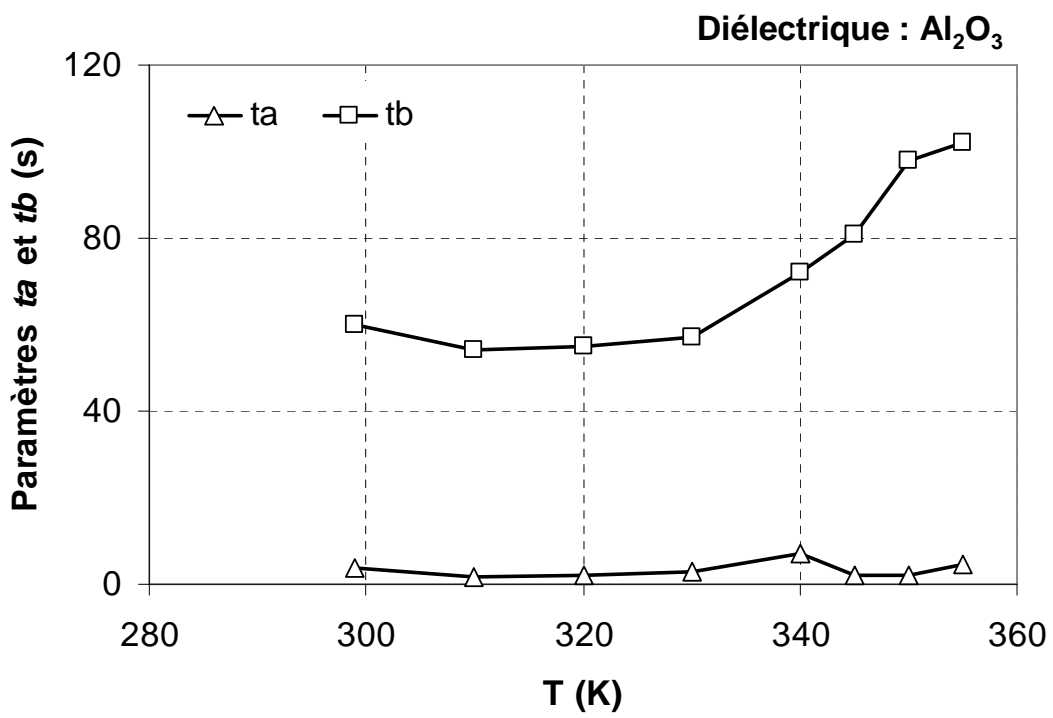
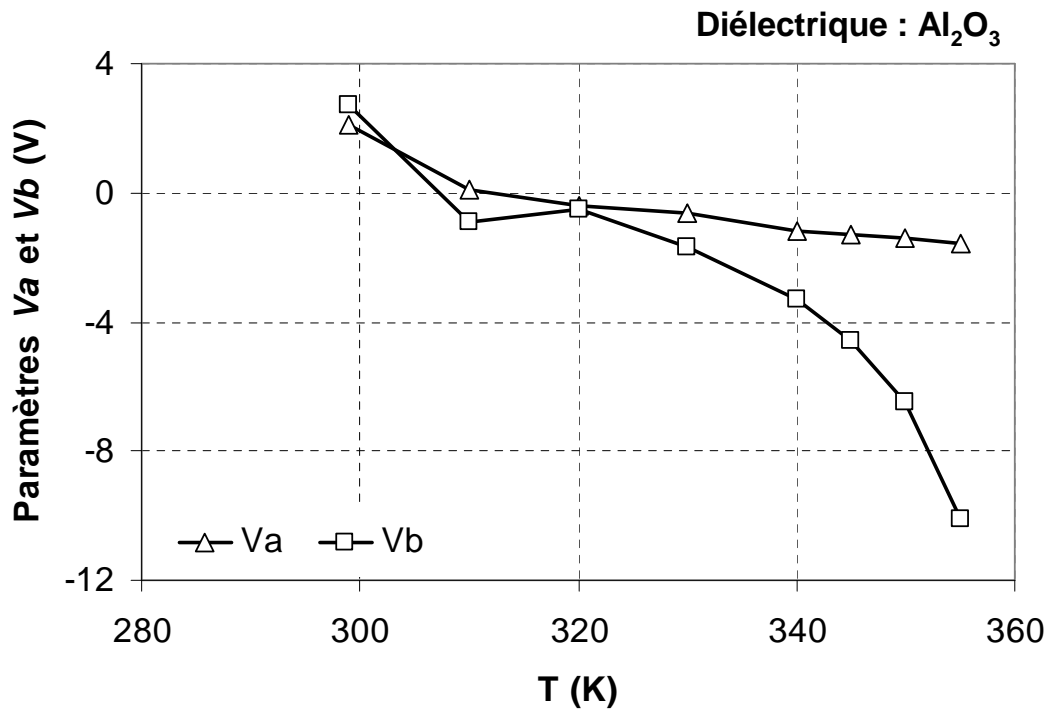
Diélectrique : $\text{Si}_3\text{N}_4$					
Modèle : $dV = V_{ini} + V_a(1 - e^{-t/t_a}) + V_b(1 - e^{-t/t_b})$					
Température (K)	$V_{ini}$ (V)	$V_a$ (V)	$V_b$ (V)	$t_a$ (s)	$t_b$ (s)
299	0	1.1	0.7	2.0	17
310	0	1.2	0.6	1.8	35
320	0	0.9	1.3	3.0	95
330	0	0.5	1.8	4.2	92
340	0	0.6	3.9	3.9	139
345	0	0.8	5.2	3.0	185
350	0	0.6	8.5	3.4	220
355	0	0.4	12.8	2.5	270



Commutateur réalisé avec une couche mince diélectrique en  $Al_2O_3$



Diélectrique : $Al_2O_3$					
Modèle : $dV = V_{ini} + V_a(1 - e^{-t/t_a}) + V_b(1 - e^{-t/t_b})$					
Température (K)	$V_{ini}$ (V)	$V_a$ (V)	$V_b$ (V)	$t_a$ (s)	$t_b$ (s)
299	-2.5	2.1	2.7	3.8	60
310	0	0.1	-0.9	1.5	54
320	0	-0.4	-0.5	2.2	55
330	0	-0.6	-1.7	2.8	57
340	0	-1.2	-3.3	7.0	72
345	0	-1.3	-4.6	2.2	81
350	0	-1.4	-6.5	2.0	98
355	0	-1.6	-10.1	4.6	102





## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] H.C. Nathanson, W.E. Newell, R.A. Wickstrom, J.R. Davis, « The resonant gate transistor », IEEE Trans. Electron Devices, vol. 14, n° 3, pp. 117-133, Mars 1967.
- [2] K.E. Petersen, « Micromechanical membrane switches on silicon », JBM Journal of Research and Development, vol. 23, pp. 376-385, Juillet 1979.
- [3] L.E. Larson, R.H. Hackett, M.A. Melendes, R.F. Lohr, « Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology-a new tuning approach for microwave integrated circuits », IEEE 1991 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, pp.27-30, Juin 1991.
- [4] C. Goldsmith, T.H. Lin, B. Powers, R. Wen, B. Norvell, « Micromechanical membrane switches for microwave applications », IEEE Microwave Theory Tech. Symp., vol. 1, pp. 91-94, Mai 1995.
- [5] G.M. Rebeiz, RF MEMS Theory, Design, and Technology. J. Wiley & Sons, 2003.
- [6] G.M. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S. Park, M. El-tanani, A. Grichener, A. Brown, « Tuning in to RF MEMS », IEEE Microwave Magazine, vol.10, no.6, pp.55-72, Oct. 2009.
- [7] H.S. Newman, J.L. Ebel, D. Judy, J. Maciel, “Lifetime measurements on a high- reliability RF-MEMS contact switch,” IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., vol. 18, no. 2, pp. 100– 102, Feb. 2008.
- [8] J. Muldavin, C. Bozler, S. Rabe, P. Wyatt, C. Keast, « Wafer-scale packaged radio frequency microelectromechanical switches », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 56, no. 2, pp. 522–529, Feb. 2008.
- [9] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, M. Eberly, « RF power handling of capacitive RF MEMS devices », IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Seattle, pp. 329–332, June 2002.
- [10] J. Costa, T. Ivanov, J. Hammond, J. Gering, E. Glass, J. Jorgenson, D. Denning, D. Kerr, J. Reed, S. Crist, T. Mercier, S. Kim, P. Gorisse, « An Integrated MEMS switch technology on SOI-CMOS », Proc. Solid State Sensors, Actuators, and Microsystems Workshop, pp. 18–21, June 2008.
- [11] M. Fujii, I. Kimura, T. Satoh, K. Imanaka, « RF MEMS switch with wafer level package utilizing frit glass bonding », Proc. European Microwave Conf., pp. 1–3, Oct. 2002.
- [12] C.L. Goldsmith, D.I. Forehand, Z. Peng, J.C. M. Hwang, J.L. Ebel, « High-cycle life testing of RF MEMS switches », IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1805–1808, June 2007.
- [13] D. Mardivirin, D. Bouyge, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Blondy, « Study of residual charging in dielectric less capacitive MEMS switches », IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Atlanta, pp. 33–36, June 2008.

- [14] J.J. Ruan, « Analyse et modélisation de l'impact des décharges électrostatiques et des agressions électromagnétiques sur les microcommutateurs microondes (MEMS RF) », Thèse de doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2010.
- [15] J.A. Walraven, J.M. Soden, D.M. Tanner, P. Tangyonyong, E.I. Cole, R.E. Anderson, L.W. Irwin., « Electrostatic discharge/electrical overstress susceptibility in MEMS: a new failure mode », SPIE 2000, vol. 4180, pp 30–39, 2000.
- [16] J.A. Walraven, E.I. Cole, L.R. Sloan, S. Hietala, C.P. Tigges, C.W. Dyck, « Failure analysis of radio frequency RF microelectromechanical systems MEMS », Proc. of SPIE vol. 4558, pp 254–259, 2001.
- [17] C. Laurent, « Diélectriques Solides et Charge d'Espace ». Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 2 305.
- [18] R. Coelho et B. Aladenize, Les diélectriques. Hermès, 1993.
- [19] J.R. Reid, « Simulation and measurement of dielectric charging in capacitive microwave Switches », Modeling and Simulation of Microsystems 2002, vol. 1, pp. 250-253, Avril 2002.
- [20] J. Wibbeler, G. Pfeifer, M. Hietschold, « Parasitic charging of dielectric surfaces in capacitive microelectromechanical systems (MEMS) », Sensors and Actuators, A: Physical, pp.74-80, 1998.
- [21] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, B. Pillans, S. Eshelman, Z. Yao, L. Brank, M. Eberly, « Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches », IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, USA, vol.1, pp.227-230, Mai 2001.
- [22] W.M. Van Spengen, R. Puers, R. Mertens, I. De Wolf, « Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS », International. Electron Devices Meeting, San Francisco, USA, pp. 901-904, 2002.
- [23] P. Krawczak, Essai mécaniques des plastiques, Techniques de l'Ingénieur, traité Plastiques et Composites, AM 3 511.
- [24] T.E. Buchheit, B.L. Boyce, G.W. Wellman, « The role of microstructure in MEMS deformation and failure », Proc. IMECE, pp. 559–566, 2002.
- [25] T.S. Slack, F. Sadeghi, D. Peroulis, « A Phenomenological Discrete Brittle Damage-Mechanics Model for Fatigue of MEMS Devices With Application to LIGA Ni », Journal of Microelectromechanical Systems, vol. 18, no. 1, 2009.
- [26] M. Gils, J. Bielen, G. McDonald, « Evaluation of Creep in RF MEMS Devices », Int. Conf. on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation Experiments in Microelectronics and Micro-Systems, EuroSime 2007, pp.1-6, 2007.
- [27] K. Gall, N. West, K. Spark, M.L. Dunn, D.S. Finch, « Creep of thin film Au on bimaterial Au/Si microcantilevers », Acta Materialia, vol. 52, pp. 2133–2146, 2004.



- [28] R. Modlinski, A. Witvrouw, P. Ratchev, A. Jourdain, V. Simons, H.A.C. Tilmans, J.M.J. den Toonder, R. Puers, I. De Wolf, « Creep as a reliability problem in MEMS », *Microelectronics Reliability* 44 (2004), pp. 1733-1738, 2004.
- [29] R. Modlinski, A. Witvrouw, P. Ratchev, R. Puers, J.M.J. den Toonder, I. De Wolf, « Creep characterization of Al alloy thin films for use in MEMS applications », *Microelectronic Engineering* 76 (2004), pp. 272–278, 2004.
- [30] C. Malhaire, C. Seguineau, M. Ignat, C. Josserond, L. Debove, S. Brida, J.M. Desmarres, X. Lafontan, « Experimental setup and realization of thin film specimens for microtensile tests », *Review of Scientific Instruments*, Vol. 80, Iss. 2, 2009.
- [31] H. Hsu, D. Peroulis, « An Experimental Investigation on Viscoelastic Behavior in Tunable Planar RF-MEMS Resonators », *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1150-1154, 2010.
- [32] D. Hyman, M. Mehregany, « Contact physics of gold microcontacts for MEMS Switches », *IEEE Trans. On components and packaging technology*, 22, n°3, pp. 357-364,
- [33] G. Gregori, D.R. Clarke, « The interrelation between adhesion, contact creep, and roughness on the life of gold contacts in radio - frequency microswitches », *J. Appl. Phys.* 100, 094904, 2006.
- [34] S. Majumder, N.E. McGruer, G.G. Adams, « Adhesion and contact resistance in an electrostatic MEMS microswitch », *18th Proc. IEEE MEMS*, pp. 215-218, 2005.
- [35] B.D. Jensen, K. Huang, L.L.W. Chow, K. Kurabayashi, “Adhesion effects on contact opening dynamics in micromachined switches”, *J. Appl. Phys.* 97, 103535, 2005.
- [36] B.D. Jensen, K. Huang, L.L. Chow, K. Saitou, J.L. Volakis, K. Kurabayashi, « Asperity heating for repair of metal contact RF MEMS switches », *IEEE MTT - S international Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1939-1942, 2004.
- [37] N.E. McGruer, G.G. Adams, L. Chen, Z.J. Guao, Y. Du, « Mechanical, thermal, and material influences on ohmic contact type MEMS switch operation », *proc. 19th IEEE MEMS*, pp. 230-233, 2006.
- [38] J. Oberhammer, G. Stemme, « Active Opening force and passive contact force electrostatic switches for soft metal contact materials », *IEEE J. microelectromech. Syst.* 15, pp. 1235-1242, 2006.
- [39] X. Rottenberg, S. Brebels, B. Nauwelaers, R. P. Mertens, W. De Raedt, H. A. C. Tilmans, « Modelling of the RF self-actuation of electrostatic RF-MEMS devices », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp. 245-248, 2004.
- [40] B. Ducarouge, « Conception et caractérisation de micro-commutateurs électromécaniques hyperfréquences de puissance : application à un circuit de commutation émission/réception large bande », *Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse*, 2005.

- [41] X. Rottenberg, S. Brebels, W. De Raedt, B. Nauwelaers, H. A. C. Tilmans, « RF-power : driver for electrostatic RF-MEMS devices », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, pp. 43-48, 2004.
- [42] C. Bordas, « Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF capacitifs à tenue en puissance améliorée – Application à l’élaboration d’un synthétiseur d’impédances MEMS en bande K », Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2008.
- [43] X. Rottenberg, K. Vaesen, S. Brebels, B. Nauwelaers, R.P. Mertens, W. De Raedt, H.A.C. Tilmans, « MEMS capacitive series switches: optimal test vehicles for the RF self-biasing phenomenon », *IEEE Int. Conf. on MEMS*, pp. 147-150, 2005.
- [44] M. Sakata, Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, S. Horiike, « Micromachined relay which utilizes single crystal silicon electrostatic actuator », *IEEE Int. Conf. on MEMS*, pp. 21-24, 1999.
- [45] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, M. Gouker, “MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n° 3, pp. 106-108, 2001.
- [46] J.B. Rizk, E. Chaiban, G.M. Rebeiz, « Steady State Thermal Analysis and High-power Reliability Consideration of RF-MEMS Capacitive Switches », *IEEE MTT-S international Microwave Symposium Digest*, pp. 239-242, 2002.
- [47] K. Persson, K. Boustedt, « Fundamental requirements on MEMS packaging and reliability », 8th Proceedings. International Symposium on Advanced Packaging Materials, pp.1-7, 2002.
- [48] P. Blondy, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Tristant, A. Catherinot, C. Champeaux, « Effects of atmosphere on the reliability of RF-MEMS capacitive switches », *European Microwave Conference*, pp.1346-1348, 2007.
- [49] F. Barriere, « Mise au point d'une encapsulation hermétique et individuelle pour les micro-commutateurs MEMS », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [50] [http://www.radantmems.com/radantmems.data/Library/MTT\\_2003summary022403.pdf](http://www.radantmems.com/radantmems.data/Library/MTT_2003summary022403.pdf)
- [51] [http://www.memtronics.com/page.aspx?page\\_id=36](http://www.memtronics.com/page.aspx?page_id=36)
- [52] R.Fournié, R.Coelho, « Diélectriques - Bases théoriques », *Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique*, D2300, 2000.
- [53] Y. Segui, « Diélectriques - Courants de conduction », *Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique*, D2301, 2000.
- [54] S.M.Sze, « *Physics of semiconductor devices* 2nd edition », Wiley Interscience, 1981.
- [55] A.K. Jonscher, « Dielectric relaxation in solids », *Journal of Physics, D: Applied Physics* 32, 1999.

- [56] S. Melle, « Analyse et modélisation des phénomènes de chargement de diélectriques dans les MEMS RF : application à la fiabilité prédictive de microcommutateurs électromécaniques micro-ondes », Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2005.
- [57] C.M. Fang, R.A. de Groot, « The nature of electron states in AlN and  $\alpha$ -Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> », J. Phys.: Condens. Matter, vol. 19, n° 386223 1-6, 2007.
- [58] E. Papandreou, A. Crunteanu, G. Papaioannou, P. Blondy, F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, « Investigation of dielectric charging mechanisms in Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> RF mems capacitive switches », Int. Conf. MEMSWAVE, 2008
- [59] J.A. Ruffner, P.G. Clem, , B.A. Tuttle, D. Dimos D.M. Gonzales, « Effect of substrate composition on the piezoelectric response of reactively sputtered AlN thin films », Thin Solid Films, vol. 354, pp. 256-261, 1999.
- [60] E. Papandreou, G. Papaioannou T. Lisec, « A correlation of capacitive RF-MEMS reliability to AlN dielectric film spontaneous polarization », International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 1, n° 1, pp. 43-47, 2009.
- [61] B. Lacroix, « Conception de capacités commutées MEMS RF miniatures et application à la reconfiguration rapide de déphaseurs », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2008.
- [62] F. Maury, « Conception, réalisation et test de déphaseurs micro-ondes intégrant une technologie MEMS », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2009.
- [63] M. Carrada, A. Zerga, M. Amann, J.J. Grob, J.P. Stoquert, A. Slaoui, C. Bonafos, S. Scham, « Structural and optical properties of high density Si-ncs synthesized in SiN<sub>x</sub>:H by remote PECVD and annealing », Materials Science and Engineering B, vol. 147, pp. 218–221, 2008.
- [64] G. Papaioannou, R. Plana, « Physics of Charging in Dielectrics and Reliability of Capacitive RF-MEMS Switches », Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies: Semiconductor Devices, Circuits and Systems, Book edited by: Moumita Mukherjee, ISBN: 978-953-307-031-5, Publisher: INTECH, pp.275-302, 2010.
- [65] X. Rottenberg, B. Nauwelaers, W. De Raedt, H.A.C. Tilmans, « Distributed dielectric charging and its impact on RF MEMS devices », Proc. 34th European Microwave Conf., Amsterdam, Pays-Bas, pp. 77-80, 2004.
- [66] W.M. Van Spengen, « MEMS Reliability : Stiction, charging, and RF MEMS », Thèse de doctorat, Université de Leuven, 2004.
- [67] W.M. Van Spengen, R. Puers, R. Mertens, I. De Wolf, « A low frequency electrical test set-up for reliability assessment of capacitive RF MEMS switches », Journal of Micromechanics and Microengineering, pp. 604-612, Mai 2003.
- [68] W.M. Van Spengen, R. Puers, R. Mertens, I. De Wolf, « A comprehensive model to predict the charging and reliability of capacitive RF MEMS switches », Journal of Micromechanics and Microengineering, pp. 514-521, Janv. 2004.

- [69] I. De Wolf, W.M. Van Spengen, « Techniques to study the reliability of metal RF MEMS capacitive switches », *Microelectronics reliability*, pp. 1789-1794, 2002.
- [70] Xiaobin Yuan, S. Cherepko, J. Hwang, C.L. Goldsmith, C. Nordquist, C. Dyck, « Initial observation and Analysis of Dielectric-Charging Effects on RF MEMS Capacitive Switches », *IEEE MTT-S international Microwave Symposium Digest*, pp. 1943- 1946, 2004.
- [71] S. Mellé, F. Flourens, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, J.L. Muraro, Y. Segui, R. Plana, « Investigation of dielectric degradation of microwave capacitive microswitches », *IEEE proc. of MEMS 2004, Maastricht*, pp. 141-144, Janv. 2004.
- [72] Y. Xiaobin, J.C.M. Hwang, D. Forehand, C.L. Goldsmith, « Modeling and Characterization of Dielectric-Charging Effects in RF MEMS Capacitive Switches », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 753-756, June 2005.
- [73] S. Mellé, D. De Conto, L. Mazonq, D. Dubuc, K. Grenier, L. Bary, O. Vendier, J.L. Muraro, J.L. Cazaux, R. Plana, « Modeling of the dielectric charging kinetic for capacitive RFMEMS », *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Long Beach, USA*, Juin 2005.
- [74] G. Papaioannou, F. Coccetti, R. Plana, « On the modeling of dielectric charging in RF-MEMS capacitive switches », *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF) 2010*, pp. 108-111, 11-13, Janvier 2010.
- [75] Y. Xiaobin, P. Zhen, J.C.M. Hwang, D. Forehand, C.L. Goldsmith, « A transient SPICE model for dielectric-charging effects in RF MEMS capacitive switches », *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol.53, n° 10, pp. 2640-2648, Octobre 2006.
- [76] Y. Xiaobin, P. Zhen, J.C.M. Hwang, D. Forehand, C.L. Goldsmith, « Acceleration of Dielectric Charging in RF MEMS Capacitive Switches », *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 6, n° 4, pp. 556-563, 2006.
- [77] Z. Peng, Y. Xiaobin, J.C.M. Hwang, D. Forehand, C.L. Goldsmith, « Top vs. bottom charging of the dielectric in RF MEMS capacitive switches », *APMC Asia-Pacific Microwave Conference 2006*, pp. 1535-1538, 2006.
- [78] R.W. Herfst, P.G. Steeneken, J. Schmitz, « Time and voltage dependence of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches », *45th annual. IEEE international proceedings Reliability physics symposium*, pp. 417-421, 2007.
- [79] [http://www2.rohde-schwarz.com/en/products/test\\_and\\_measurement/network\\_analysis/ZVA24\\_%284-Port%29.html](http://www2.rohde-schwarz.com/en/products/test_and_measurement/network_analysis/ZVA24_%284-Port%29.html)
- [80] <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?cc=US&lc=eng&nid=-536900739.536880163&pageMode=OV>
- [81] <http://www.cmicro.com/products/engineering-probes/rf-microwave/acp-probe/air-coplanar-probe-series>

- [82] <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?cc=US&lc=eng&nid=-536902257.536883183>
- [83] <http://www.lakeshore.com/temp/cn/331po.html>
- [84] <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?cc=US&lc=eng&ckey=1000001920:epsg:pro&nid=-536900742.536879138.00&id=1000001920:epsg:pro&pselect=SR.General>
- [85] N. Scott Barker, « Distributed MEMS Transmission Lines », Thèse de doctorat, University of Michigan, 1999.
- [86] R.F. Bunshah, « Handbook of Deposition Technologies for Films and Coatings, Science, technology and application », 2ème édition, Noyes Publications, 1994.
- [87] <http://www.laas.fr/>
- [88] <http://www.unilim.fr/spcts/>
- [89] N.A. D'Souza, W. Brostow, A. Collyer, « Thermally stimulated depolarization current », International journal of polymeric materials, vol. 45, n° 3-4, pp. 277-306, 2000.
- [90] P. Blondy, A. Crunteanu, C. Champeaux, A. Catherinot, P. Tristant, O. Vendier, J.L. Cazaux, L. Marchand, « Dielectric less capacitive MEMS switches, », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, pp. 573- 576, 2004.
- [91] <http://www.ansoft.com/products/em/maxwell/>
- [92] A. Pothier, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, « Low Loss Ohmic Switches For RF Frequency Applications », 32nd European Microwave Conference, Milan, pp.1-4, 2002.
- [93] P. Zhen, Y. Xiaobin, J.C.M. Hwang, D.I. Forehand, C.L. Goldsmith, « Superposition Model for Dielectric Charging of RF MEMS Capacitive Switches Under Bipolar Control-Voltage Waveforms », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, n° 12, pp. 2911-2918, 2007.

# PUBLICATIONS PERSONNELLES

## Revue internationale avec comité de lecture

- [1] D. Mardivirin, A. Pothier, A. Crunteanu, B. Vialle, P. Blondy, « Charging in Dielectricless Capacitive RF-MEMS Switches » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.57, n° 1, pp. 231-236, 2009.
- [2] A. Crunteanu, J. Givernaud, J. Leroy, D. Mardivirin, C. Champeaux, J.C. Orlianges, A. Catherinot, P. Blondy, « Voltage- and current-activated metal-insulator transition in VO<sub>2</sub>-based electrical switches: a lifetime operation analysis », IOP Science and Technology of Advanced Materials, publication prochaine.

## Congrès internationaux

- [3] D. Mardivirin, D. Bouyge, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Blondy, « Reliability Study of Dielectric Less Electrostatic Actuators: Application to MEMS Switches », Caneus MNT Reliability Workshop 2008, Toulouse.
- [4] D. Mardivirin, A. Pothier, A. Crunteanu, P. Blondy, « Charging in Dielectric Less Electrostatic Actuator RF MEMS Switches », 9th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, MEMSWAVE 2008, Crête, Grèce.  
**Communiqué par le doctorant.**
- [5] D. Mardivirin, A. Pothier, M. El Khatib, A. Crunteanu, O. Vendier, P. Blondy, « Reliability of Dielectric Less Electrostatic Actuators in RF-MEMS Ohmic Switches », 38th European Microwave Conference, EuMC 2008, Amsterdam.  
**Communiqué par le doctorant.**
- [6] D. Mardivirin, D. Bouyge, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Blondy, « Study of Residual Charging in Dielectric Less Capacitive RF MEMS Switches », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2008, Atlanta, Georgia, USA.
- [7] D. Mardivirin, A. Pothier, J.C. Orlianges, A. Crunteanu, P. Blondy, « Charging Acceleration in Dielectric Less RF MEMS Switched Varactors under CW Microwave Power », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2009, Boston, USA.
- [8] D. Mardivirin, S. Courrèges, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Blondy, F. Coccetti, R. Plana, « Evidence of Successive Fowler-Nordheim and Frenkel-Poole Conductions in Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> Based RF-MEMS Capacitive Switches », 40th European Microwave Conference, EuMC 2010, Paris.  
**Communiqué par le doctorant.**
- [9] D. Mardivirin, S. Courrèges, P. Blondy, F. Coccetti, R. Plana, « Successive Conductions Modes in Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> Capacitive RF-MEMS », 11th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, MEMSWAVE 2010, Otranto, Italie.

- [10] F. Maury, A. Pothier, J.C. Orlianges, D. Mardivirin, T. Reveyrand, F. Conseil, P. Blondy, « Ku Band DMTL Medium Power Phase Shifters », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2009, Boston, USA.
- [11] F. Barriere, A. Crunteanu, A. Bessaudou, A. Pothier, F. Cosset, D. Mardivirin, P. Blondy, « Zero level metal thin film package for RF MEMS », Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems ,SiRF 2010, New Orlean, Louisiane, USA.

### Congrès nationaux

- [12] D. Mardivirin, A. Pothier, J.C. Orlianges, A. Crunteanu, P. Blondy, « Etude du Chargement Résiduel d'Actionneurs Electrostatiques Sans Diélectrique de Commutateurs MEMS RF », 16ème Journées Nationales Microondes, Mai 2009, Grenoble.  
**Communiqué par le doctorant.**
- [13] F. Maury, A. Pothier, J.C. Orlianges, D. Mardivirin, T. Reveyrand, F. Conseil, P. Blondy, « Performances et fiabilité de capacités commutables MEMS pour les déphaseurs DMTL de puissance », 16ème Journées Nationales Microondes, Mai 2009, Grenoble.







## RESUME FRANÇAIS/ANGLAIS

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont axés sur la caractérisation et l'analyse des mécanismes de défaillances qui apparaissent dans une nouvelle famille de composants micro-ondes : les MEMS-RF (Systèmes Micro-Electro-Mécanique RadioFréquence). Si ces composants ont rapidement suscité beaucoup d'espoirs pour résoudre un grand nombre de verrous concernant les nouvelles architectures de communication, il est apparu que la fiabilité de ces composants a énormément ralenti leur développement industriel. De plus, ces micro-commutateurs résultent d'un couplage multi-physique qui a ajouté une forte complexité et une difficulté de compréhension de leur fonctionnement et donc leur fiabilité. Actuellement, de nombreux et intenses efforts sont réalisés par la communauté scientifique (universitaire et industrielle), car ce sujet reste ouvert à de nombreuses questions et problèmes non résolus. Ce document se propose d'apporter une contribution sur ce sujet à la fois sur le plan expérimental, théorique et technologique.

The work presented in this manuscript focus on the characterization and analysis of failure mechanisms that appear in a new family of microwave components and RF MEMS (RadioFrequency Micro-Electro-Mechanical Systems). If these components have quickly attracted a lot of hopes to solve a large number of locks on new communication architectures, it appeared that the reliability of these components has greatly slowed their industrial development. Moreover, these micro-switches result from a multi-physics coupling which added a high complexity and difficulty of understanding how they work and thus their reliability. Currently, numerous and intense efforts are made by the scientific community (university and industry), as this issue was left open many questions and unresolved problems. This thesis aims to contribute on this area, both on experimental, theoretical and technological plans.