



**HAL**  
open science

**Analyse et modélisation des phénomènes de chargement  
de diélectriques dans les MEMS RF : application à la  
fiabilité prédictive de micro-commutateurs  
électromécaniques micro-ondes**

Samuel Melle

► **To cite this version:**

Samuel Melle. Analyse et modélisation des phénomènes de chargement de diélectriques dans les MEMS RF : application à la fiabilité prédictive de micro-commutateurs électromécaniques micro-ondes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2005. Français. NNT: . tel-00011359

**HAL Id: tel-00011359**

**<https://theses.hal.science/tel-00011359>**

Submitted on 12 Jan 2006

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

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

# THESE

Préparée

**Au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS**

En vue de l'obtention du

**Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse**

Spécialité : Electronique

par

**Samuel MELLE**

---

## **ANALYSE ET MODELISATION DES PHENOMENES DE CHARGEMENT DE DIELECTRIQUES DANS LES MEMS RF : APPLICATION A LA FIABILITE PREDICTIVE DE MICRO- COMMUTATEURS ELECTROMECHANIQUES MICRO-ONDES**

---

**Soutenue le 14 Décembre 2005 au LAAS, devant le jury :**

Président	<b>Pr. A.CAZARRE</b>
Rapporteurs	<b>Pr. S.VERDEYME</b> <b>Pr. C.PELLET</b>
Examineurs	<b>Dr. L.BUCHAILLOT</b> <b>Dr. K.GRENIER</b>
Directeurs de thèse	<b>Pr. R.PLANA</b> <b>Dr. D.DUBUC</b>
Membres invités	<b>Dr. L.MARCHAND</b> <b>Dr. I.DE WOLF</b> <b>Mr. F.COURTADE</b> <b>Dr. J-L.MURARO</b>

Thèse préparée au sein du Groupe Composants et Intégration de Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications au LAAS et en collaboration avec Alcatel Alenia Space



*Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du groupe Composants et Intégration des Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications au LAAS-CNRS et en collaboration avec la société Alcatel Alenia Space.*

*Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur David DUBUC, Maître de Conférences à l'IUT GEII de Toulouse, pour avoir encadré ma thèse. Je tiens à lui témoigner ma reconnaissance pour sa patience et pour tout le temps qu'il m'a accordé lors de longues réunions animées mais toujours constructives.*

*Je remercie également Monsieur Robert PLANA, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, qui, malgré des responsabilités de direction du STIC qui l'ont obligé à s'éloigner de l'encadrement scientifique de cette thèse, a toujours porté un vif intérêt à la réussite de mes travaux.*

*J'adresse mes remerciements à Mademoiselle Katia GRENIER, Chargée de recherche au LAAS, Monsieur Frédéric FLOURENS, doctorant au LAAS, Monsieur Laurent MAZENQ, assistant ingénieur au LAAS et Monsieur Ali BOUKABACHE, Chargé de recherche au LAAS, pour le temps qu'ils ont accordé à la réalisation des structures de tests, ainsi qu'à Monsieur Patrick PONS, Chargé de recherche au LAAS, pour sa contribution à la première partie de ma thèse et pour son agréable compagnie lors de la semaine passée à Maastricht.*

*Mes remerciements s'adressent également à Messieurs Jean-Louis CAZAUX, Olivier VENDIER et Jean-Luc MURARO, ingénieurs à Alcatel Alenia Space, pour m'avoir donné l'opportunité d'effectuer cette thèse. Leur soutien permanent m'a permis d'aborder certaines parties de ma thèse avec plus de sérénité.*

*David DE CONTO, ingénieur à Alcatel Alenia Space, a effectué son stage de fin d'étude CNAM au LAAS pendant un an. Il a grandement participé à la réussite d'une partie des travaux présentés dans ce manuscrit. Je l'en félicite et le remercie vivement car ce fut un plaisir de travailler avec lui.*

*J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Alain CAZARRE, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, pour avoir accepté de présider le jury de thèse.*

*Je tiens à remercier Monsieur Claude PELLET, Professeur à l'IXL de Bordeaux, et Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'IRCOM de Limoges, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en me faisant l'honneur d'accepter de les rapporter.*

*De même, je remercie les membres du jury, Monsieur Lionel Buchaillet, Chargé de recherche à l'IEMN de Lille, Monsieur Laurent Marchand, Ingénieur à l'ESTEC de Noordwijk, Madame Ingrid De Wolf, Chercheur à l'IMEC de Leuven et Monsieur Frédéric Courtade, Ingénieur au CNES de Toulouse, pour avoir consacré du temps à la lecture de ce manuscrit et pour avoir assisté à ma soutenance.*

*Mes remerciements vont également à tous les membres du groupe CISHT et particulièrement aux thésards avec qui j'ai passé d'agréables moments. Parmi eux, il existe une race bien particulière appelée « les cavistes », Fouad, Benoît, Stéphane, Jean-Pierre, Bertrand, Sébastien. Merci pour ces trois années passées en votre compagnie en salle S11. Les « pichet siouplé », « mouettes », « j'dis ça... », « ♪hou, hou♪ », « ça marchera jamais », « papa » etc... resteront à jamais gravés dans ma mémoire. Je n'oublie pas non plus « Mam' Brigitte » pour toutes les fois où elle est descendue nous amener les restes des apéros du LAAS.*

*Merci à mon « Fan Club Aligot » d'Alcatel : Chloé, Olivier, Patrice, Mathieu, Claude bien présents lors de la soutenance avec leurs panneaux et aux autres possibles adhérents de cette toute nouvelle association Philippe, Frantz, Jean-Brice, Frederic. J'ai énormément plaisir à tous vous revoir notamment lors du tournoi de foot annuel d'Alcatel.*

*Enfin, des remerciements plus personnels. Ce manuscrit est pour moi l'occasion d'exprimer tout mon bonheur de partager des moments très forts avec les personnes qui me sont proches. Je pense à toute ma famille et mes amis.*

*En vrac, merci à mes amis Bob, Séverine, Elian, Christine, Gillou, Ludo, Mathieu (mon binôme d'IUT et de fac), à ma future belle famille Francis, Jeannine, Isabelle, Arnaud et à mes grands parents Papi et Mamie d'en haut et Papi et Mamie d'en bas.*

*Et un merci particulier à mes meilleurs amis David et Aurélie pour tous les moments qu'on passe ensemble car à chaque fois qu'on se voit, c'est que du bonheur. Une grosse pensée également à ma sœur Magali, mon beau'f Nicolas, leur deux petiots Chloé et Loïc, mon frère Jérôme, ma belle soeur Sandrine et leur futur petiot (Roger ?, Germaine ? qui sait, rdv en juin...) pour tous les agréables moments que l'on partage.*

*Un grand merci à mes parents, Jean-Louis et Josiane MELLE, pour tout l'intérêt qu'ils ont porté à mon parcours scolaire et professionnel. Merci de m'avoir toujours conseillé mais sans jamais rien m'imposer, c'est très formateur. Merci pour toutes les valeurs que vous m'avez apprises et l'éducation que vous m'avez donnée. Votre « Piètre » et « Titou ».*

*Enfin, le meilleur pour la fin. Merci Marie-Laure, ma future épouse, pour ton soutien permanent durant ces trois années de thèse. Merci pour tout ce que tu m'apportes au quotidien et tout ce qu'on vit ensemble. Quel bonheur de penser à tout ce qu'on a construit ensemble depuis qu'on se connaît et tout ce qui nous reste encore à vivre.*



# TABLE DES MATIERES

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>13</b>
------------------------------------	-----------

<p style="text-align: center;"><b>CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART MONDIAL DES RECHERCHES SUR LA FIABILITE DES MICRO- COMMUTATEURS MEMS RF</b></p>
--

<b>Introduction .....</b>	<b>17</b>
<b>1. Situation actuelle Des micro-commutateurs MEMS RF .....</b>	<b>18</b>
1.1. Principe de fonctionnement.....	18
1.2. Etat de l'art des micro-commutateurs .....	21
1.3. La Problématique de la fiabilité des MEMS RF .....	23
<b>2. Différents bancs développés pour l'étude de la fiabilité des MEMS RF .</b>	<b>26</b>
2.1. Mesures du nombre de cycles avant défaillance : banc de tests développé par Raytheon.....	27
2.2. Mesures de l'évolution des états haut et bas des micro-commutateurs : banc de tests développé par l'IMEC .....	28
<b>3. Résultats importants sur la fiabilité des micro-commutateurs MEMS RF .</b>	<b>31</b>
<b>3.1. Evolution des paramètres électromécaniques et physiques des micro-commutateurs .....</b>	<b>31</b>
3.1.1. Evolution des tensions d'activations .....	31
3.1.2. Evolution des états mécaniques des micro-commutateurs .....	32
<b>3.2. Facteurs rendant compte de la durée de vie des micro-commutateurs.....</b>	<b>35</b>
3.2.1. Evaluation de la durée de vie par le nombre d'activations avant défaillance....	35
3.2.2. Evaluation de la durée de vie par le temps de contact entre le pont et le diélectrique .....	36
<b>3.3. Modélisation statique du chargement du diélectrique.....</b>	<b>38</b>
<b>Conclusion .....</b>	<b>44</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 1.....</b>	<b>45</b>



<p><b>CHAPITRE 2 : BANC DE CARACTERISATIONS SPECIFIQUE POUR L'ETUDE DE LA FIABILITE DES MICRO-COMMUTATEURS MEMS RF</b></p>
--

<b>Introduction .....</b>	<b>51</b>
<b>1. Banc de caractérisations des propriétés des MEMS RF.....</b>	<b>52</b>
<b>1.1. Logiciel .....</b>	<b>55</b>
1.1.1. Interface programmeur .....	55
1.1.2. Interface utilisateur .....	56
<b>1.2. Activation du micro-commutateur .....</b>	<b>56</b>
<b>1.3. Mesures micro-ondes du micro-commutateur .....</b>	<b>58</b>
<b>1.4. Mesures des propriétés dynamiques du micro-commutateur.....</b>	<b>61</b>
<b>1.5. Mesure des tensions de seuil des micro-commutateurs .....</b>	<b>64</b>
1.5.1. Mesure $S_{21}=f(V)$ au moyen de l'analyseur de réseau vectoriel.....	65
1.5.2. Mesure $S_{21}=f(V)$ au moyen de l'analyseur de réseau vectoriel, de la diode de déttection et de l'oscilloscope .....	68
1.5.2.1. Méthodologie de la mesure.....	68
1.5.2.2. Conversion de la tension détectée en paramètre de transmission (en dB) du MEMS.....	71
1.5.3. Comparaison des deux méthodes de mesure $S_{21}=f(V)$ .....	74
<b>2. Banc de caractérisations de la fiabilité des MEMS RF .....</b>	<b>75</b>
<b>2.1. Test de cyclage .....</b>	<b>75</b>
<b>2.2. Test de stress DC .....</b>	<b>77</b>
<b>3. Analyse et évolutions futures du banc de tests .....</b>	<b>79</b>
<b>Conclusion .....</b>	<b>82</b>

<b>CHAPITRE 3 : METHODOLOGIE DE L'ETUDE DE LA FIABILITE DES MICRO-COMMUTATEURS CAPACITIFS</b>
---

<b>Introduction .....</b>	<b>85</b>
<b>1. Mode de défaillance des MEMS RF capacitifs .....</b>	<b>87</b>
<b>1.1. Détection du mode de defaillance .....</b>	<b>87</b>
<b>1.2. Analyse du mode de défaillance .....</b>	<b>88</b>
1.2.1. Décalage des tensions de seuil du micro-commutateur.....	88
1.2.2. Caractérisation « $S_{21}(V)$ en mode pulsé » .....	89
1.2.3. Etude des « états de fonctionnement » du micro-commutateur.....	92
1.2.3.1. Méthodologie d'analyse des états de fonctionnement.....	92
1.2.3.2. Conversion des mesures $S_{21}=f(V)$ en $g/g_0=f(V)$ .....	95
1.2.3.3. Définition et mesure du temps $T_{off}^*$ et valeur de la pente limite du front descendant du signal de commande.....	97
<b>2. Mécanisme de défaillance des MEMS RF capacitifs .....</b>	<b>99</b>
<b>2.1. Méthodologie de caractérisation du chargement du diélectrique.....</b>	<b>99</b>
2.1.1. Impact de la fréquence de cyclage.....	99
2.1.2. Proposition d'un protocole de test efficace .....	101
<b>2.2. Etude de la cinétique du chargement du diélectrique.....</b>	<b>103</b>
2.2.1. Décalage non symétrique des tensions de seuil des micro-commutateurs .....	103
2.2.2. Mesure de la cinétique de chargement diélectrique.....	105
2.2.3. Dépendance du paramètre VDTA en fonction du champ électrique.....	106
<b>2.3. Paramètre électrique conditionnant le chargement du diélectrique .....</b>	<b>108</b>
2.3.1. Définition du stress réel dans le diélectrique.....	108
2.3.2. Calcul de la capacité à l'état bas à partir de la mesure des paramètres S.....	109
2.3.3. Influence de champ effectif sur le paramètre VDTA .....	111
<b>3. Modélisation du mécanisme de défaillance .....</b>	<b>113</b>
<b>3.1. Mécanismes de conduction dans les diélectriques.....</b>	<b>113</b>
3.1.1. Les mécanismes de génération des charges.....	113
3.1.2. Les mécanismes de conduction contrôlés par l'interface métal/isolant .....	114
3.1.2.1. Conduction Schottky .....	115
3.1.2.2. Conduction Fowler-Nordheim.....	116
3.1.3. Les mécanismes de conduction contrôlés par le volume du diélectrique.....	117
3.1.3.1. Conduction Frenkel-Poole.....	117
3.1.3.2. Conduction ionique.....	118
3.1.3.3. Conduction limitée par charge d'espace.....	120
<b>3.2. Identification du mécanisme de conduction dans le Nitrure de Silicium.....</b>	<b>122</b>

3.2.1. Identification du mécanisme de conduction .....	123
3.2.2. Identification des propriétés intrinsèques du diélectrique .....	126
<b>3.3. Modélisation de la cinétique de chargement du diélectrique .....</b>	<b>128</b>
<b>4. Extraction d'un facteur de mérite de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs.....</b>	<b>130</b>
4.1. Facteur d'intensité de stress et facteur de mérite.....	130
4.2. Comparaison du facteur de mérite de deux types de micro-commutateurs.....	132
<b>Conclusion .....</b>	<b>134</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 3.....</b>	<b>136</b>

<b>CHAPITRE 4 : AMELIORATION DE LA FIABILITE DES MICRO-COMMUTATEURS CAPACITIFS</b>
--

<b>Introduction .....</b>	<b>141</b>
<b>1. Optimisation technologique.....</b>	<b>142</b>
<b>2. Optimisation de la commande des MEMS.....</b>	<b>143</b>
<b>2.1. Signal de commande à front descendant optimisé .....</b>	<b>144</b>
<b>2.2. Signaux de commande bipolaires.....</b>	<b>148</b>
2.2.1. Signal alterné : $+V_a/0V/-V_a/0V$ .....	148
2.2.2. Signal haché : $+V_a/-V_a/0V$ .....	151
<b>2.3. Signal de commande à stress électrique réduit.....</b>	<b>153</b>
<b>3. Conception de micro-commutateurs optimisés pour la fiabilité.....</b>	<b>157</b>
<b>Conclusion .....</b>	<b>160</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 4.....</b>	<b>161</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>163</b>



## INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, les entreprises sont amenées à s'adapter continuellement et à sans cesse faire face à de fortes contraintes économiques et techniques. Ainsi, les trois aspects coûts, qualité, délais sont primordiaux pour rester compétitifs et le développement de nouveaux concepts issus de la recherche leur permet de proposer des produits toujours plus performants et innovateurs. Ceci est une réalité dans tous les domaines industriels et particulièrement dans les secteurs des hautes technologies et de la micro-électronique dont la croissance augmente de façon exponentielle.

C'est dans ce contexte que ces dernières années ont vu l'émergence de nouveaux composants pour applications micro-ondes, les micro-commutateurs électromécaniques hyperfréquences ou MEMS RF. Ces derniers possèdent des propriétés très attrayantes pour les domaines du spatial, de l'automobile, de la téléphonie mobile... Leurs performances hyperfréquences (faibles pertes d'insertion et forte isolation), leur coût de production et leur intégrabilité constituent de sérieux avantages en comparaison aux commutateurs à états solides. Cependant, certains problèmes, comme le packaging, des tensions de commande excessives, des temps de commutation trop lents, subsistent toujours et retardent leur industrialisation.

Mais la problématique majeure de la technologie MEMS RF concerne leur fiabilité. Il semble difficile d'intégrer dans des équipements un composant dont les modes et les mécanismes de défaillances ne sont pas totalement maîtrisés. C'est la raison pour laquelle de nombreuses études sont actuellement en cours afin d'appréhender tous les aspects de la fiabilité des MEMS RF.

Les travaux initiés il y a trois ans, dans le cadre d'une thèse au LAAS-CNRS en collaboration avec Alcatel Alenia Space, avaient pour but principal, non pas d'améliorer la durée de vie des micro-commutateurs, bien que ceci fit l'objet de la dernière partie de la thèse, mais de mettre en place une procédure d'investigation de la fiabilité des MEMS RF, comprenant le développement des outils matériels et méthodologiques, afin d'analyser au mieux les phénomènes régissant la fiabilité de ces composants, et ainsi d'en extraire les paramètres clefs. L'aboutissement de ces investigations est ce manuscrit qui s'organise en quatre parties.

Le premier chapitre présentera la problématique de la fiabilité des MEMS RF. Après un bref aperçu de l'état de l'art sur les MEMS RF, nous effectuerons une analyse critique des moyens de caractérisations développés dans les laboratoires internationaux et dédiés à l'étude de la fiabilité des MEMS RF. Enfin, une présentation détaillée des différents résultats publiés dans la littérature sur la fiabilité des micro-commutateurs sera proposée ainsi qu'une analyse critique qui dégagera les avancées et les manques de ces investigations.

Le second chapitre détaillera le banc de tests développé dans le cadre de nos travaux afin d'étudier la fiabilité des micro-commutateurs. Nous présenterons tout d'abord les trois parties le constituant ainsi que les mesures des propriétés des composants qu'elles permettent d'effectuer. Par la suite, l'orchestration de ces différentes parties sera présentée et nous décrirons ainsi l'automatisation du banc et les logiciels développés spécifiquement pour l'étude de la fiabilité des MEMS RF. Enfin, une analyse critique sera proposée dans le but d'introduire les perspectives d'évolution de ce banc de fiabilité.

Le troisième chapitre s'attachera à présenter la méthodologie mise en place en vue d'analyser et de modéliser la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs. Cette méthodologie est conjointement basée sur la détection et l'analyse du mode défaillance d'une part et du mécanisme de défaillance d'autre part. Nous analyserons ainsi séparément la défaillance par collage du pont, principal mode de défaillance détecté, et le chargement du diélectrique, principal mécanisme de dégradation détecté. Ces différentes études conduiront ainsi à l'introduction de paramètres adéquats de fiabilité ainsi qu'à la modélisation du phénomène de chargement du diélectrique pour enfin extraire un facteur de mérite de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs.

Le quatrième et dernier chapitre discutera de l'amélioration de la fiabilité des MEMS RF capacitifs. Ainsi, nous présenterons les trois axes de recherche sur lesquels des études préliminaires ont été effectuées : l'optimisation technologique (diminution de l'aptitude des diélectriques à stocker des charges), l'optimisation de la commande (utilisation de signaux bipolaires et à fronts descendants optimisés) et l'optimisation de la topologie des MEMS RF (nouvelle conception de commutateur évitant tout contact entre le pont et le diélectrique).

Nous concluons enfin par une synthèse globale de nos travaux et envisagerons les perspectives d'évolution des investigations sur la fiabilité des MEMS RF.

**Chapitre 1 :**  
**Etat de l'art mondial des**  
**recherches sur la fiabilité des**  
**micro-commutateurs MEMS RF**





## INTRODUCTION

La fiabilité peut être définie comme étant l'aptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise dans des conditions d'utilisation et pour une période de temps données. Si cette condition n'est pas respectée, il y a alors défaillance du dispositif. Les données de fiabilité d'un composant électronique sont des caractéristiques à part entière au même titre que ses propriétés électriques. Il est donc nécessaire d'effectuer des études de fiabilité dès les premières étapes de conception et de fabrication de composants électroniques.

C'est pour cette raison que l'étude de la fiabilité des MEMS RF est devenue un point déterminant depuis quelques années. Après quelques temps pendant lesquels les performances micro-ondes et mécaniques ont largement été mises en avant, les scientifiques se sont rapidement aperçus que des informations sur la fiabilité des micro-commutateurs étaient devenues indispensables. La première donnée de fiabilité alors disponible fut le nombre de cycles effectués avant défaillance par le micro-commutateur. Ce paramètre est encore très utilisé de nos jours. Il a cependant fallu attendre ces deux dernières années pour obtenir de plus amples résultats concernant la durée de vie de ces composants.

La première partie de ce chapitre rappelle le principe de fonctionnement d'un micro-commutateur, les différents modèles qui existent à ce jour et présente la problématique de la fiabilité.

Nous détaillerons dans une deuxième section les différents bancs de tests développés par les laboratoires internationaux permettant d'effectuer des études sur la durée de vie des MEMS RF. Nous proposerons une analyse critique de chaque banc expérimental en détaillant leurs avantages et leurs inconvénients.

Une troisième partie s'attachera à décrire les différents résultats mondiaux obtenus sur la fiabilité des micro-commutateurs. Chaque résultat sera analysé pour faire apparaître les points positifs de la démarche et du résultat lui-même mais également les manques et les interrogations qu'il peut susciter.

## 1. SITUATION ACTUELLE DES MICRO-COMMUTATEURS MEMS RF

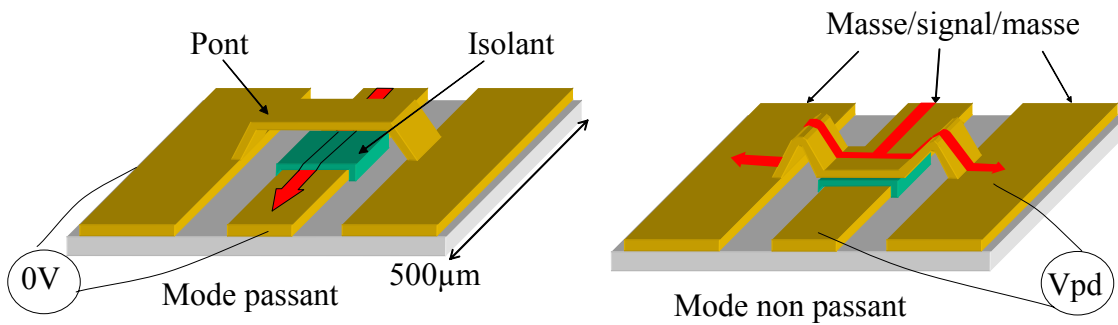
### 1.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un micro-commutateur est un composant électronique constitué d'une poutre ou d'un pont métallique mobile permettant d'exercer la fonction de commutateur pour des applications micro-ondes. Il existe deux types de micro-commutateurs : ceux à contact résistif et ceux à contact capacitif. Chacun de ces micro-commutateurs se décompose en deux autres types : ceux à configuration parallèle et ceux à configuration série. Dans tous les cas, il est nécessaire d'appliquer une force permettant d'abaisser la membrane mobile. Cette force peut être de nature électromagnétique, électrothermique ou électrostatique. Cette dernière est la plus utilisée car elle permet d'obtenir des temps de commutation plus rapides en comparaison des autres types d'activation. Les micro-commutateurs résistifs sont utilisés pour des applications allant jusqu'à 5GHz tandis que les micro-commutateurs capacitifs sont adaptés à des applications à plus hautes fréquences (jusqu'à 77GHz pour le domaine automobile).

Le LAAS-CNRS, ainsi que de nombreux laboratoires dans le monde, a focalisé ses travaux de recherche sur les micro-commutateurs capacitifs parallèles à activation électrostatique en raison de leurs potentialités aux hautes fréquences micro-ondes ( $f > 10\text{GHz}$ ) et de leur relative simplicité de réalisation.

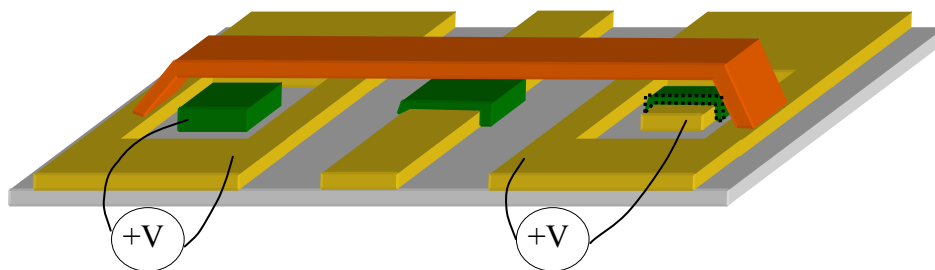
Le principe de fonctionnement de ce type de composant est décrit sur la Figure 1.1. Une membrane mobile, appelée pont, est ancrée sur les plans de masse d'une ligne coplanaire. En l'absence de polarisation sur la ligne centrale, le pont est en position haute ce qui permet de laisser transiter le signal micro-onde sur la ligne CPW. Lorsqu'une polarisation est appliquée, le pont se baisse par attraction électrostatique et vient en contact avec le diélectrique déposé sur la ligne centrale. Le diélectrique permet d'éviter un court-circuit DC et crée une forte capacité qui coupe le signal micro-onde.

Remarque : Dans ce manuscrit, nous décrirons la position haute d'un micro-commutateur capacitif parallèle par état passant, état haut ou état off. De même, nous parlerons d'état non passant, d'état bas ou d'état on, pour décrire un commutateur capacitif parallèle en position basse.



**Figure 1.1 : Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif parallèle**

D'autres types de commutateurs capacitifs permettent de séparer la partie polarisation DC de la partie RF. Un schéma explicatif est donné en Figure 1.2.



**Figure 1.2 : Micro-commutateur à électrodes d'activations séparées**

Ce type de composants offre des potentialités supplémentaires par rapport aux commutateurs à activation par la ligne centrale. Ainsi, les diélectriques déposés sur la ligne et sur les électrodes peuvent être différents et les dimensions du pont peuvent être ajustées afin d'obtenir une tension d'abaissement du pont la plus petite possible tout en maintenant un fort pouvoir de coupure du signal micro-onde.

Nous allons détailler ci-dessous le mode d'activation ainsi que le comportement fréquentiel des micro-commutateurs capacitifs parallèles.

### ➤ Activation d'un micro-commutateur

L'activation électrostatique d'un micro-commutateur décrit un cycle d'hystérésis comme le montre la Figure 1.3 qui représente la courbe  $g(V)$ , où  $g$  correspond à la hauteur du pont et  $V$  à la tension appliquée. Lorsqu'on augmente progressivement la tension, le pont se baisse progressivement jusqu'à atteindre une hauteur correspondant au tiers de la hauteur totale du pont. Au-delà, l'équilibre devient instable et le pont vient alors en contact avec le diélectrique, c'est la tension de pull-down notée  $V_{pd}$ . Il faut ensuite diminuer progressivement

la tension pour que le pont atteigne à nouveau un état instable qui permet de le relever, c'est la tension de pull-up notée  $V_{pu}$ . Les équations théoriques de ces tensions de seuil en fonction des dimensions et des propriétés du composant sont données en Figure 1.3.

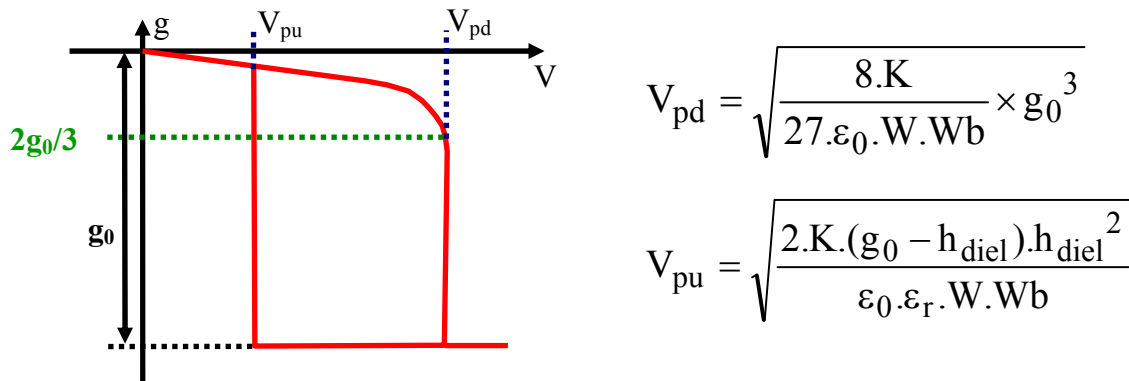


Figure 1.3 : Activation électrostatique d'un micro-commutateur

➤ **Comportement fréquentiel d'un micro-commutateur capacitif**

Un micro-commutateur capacitif peut être modélisé au moyen d'un simple circuit RLC comme le montre la Figure 1.4, où C décrit la capacité créée par le pont, le diélectrique et la ligne, L est l'inductance créée par le pont et  $R_s$  représente les pertes induites par le pont et les lignes.

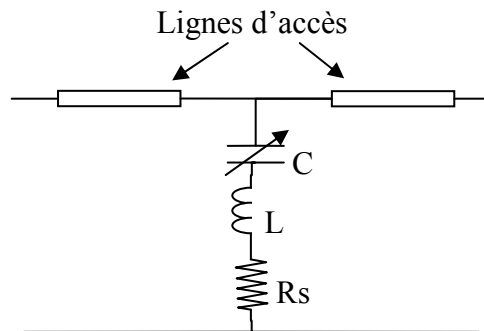


Figure 1.4 : Modèle RLC représentatif d'un micro-commutateur capacitif

La fréquence de résonance micro-onde du MEMS est alors :

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Un micro-commutateur capacitif parallèle aura alors un comportement fréquentiel décrit en Figure 1.5. En l'absence de polarisation, la capacité est faible et induit de faibles pertes d'insertion auxquelles s'ajoutent les pertes ohmiques modélisées par les lignes d'accès

et la résistance  $R_s$ . Notons que les pertes d'insertions se dégradent lorsque la fréquence micro-onde augmente car la réactance capacitive devient de moins en moins négligeable. En revanche, lorsque le pont est en position basse, la valeur de la capacité créée par la ligne, le diélectrique et le pont est suffisamment élevée pour couper le signal micro-onde d'autant plus que la fréquence est élevée. L'isolation maximum est atteinte à la résonance, puis au-delà de cette fréquence, l'isolation se dégrade du fait de la prédominance des effets inductifs.

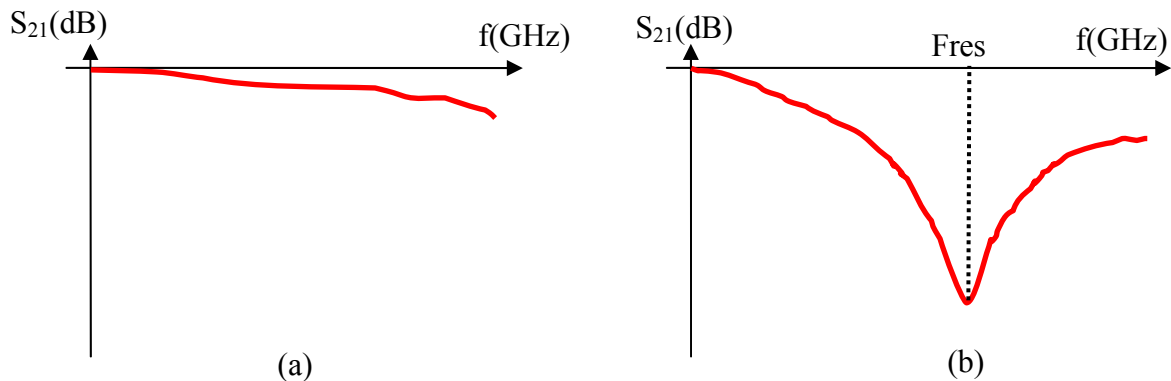


Figure 1.5 : Comportement fréquentiel d'un micro-commutateur capacitif à l'état haut (a) et à l'état bas (b)

## 1.2. ETAT DE L'ART DES MICRO-COMMUTATEURS

Le premier MEMS ayant des performances micro-ondes intéressantes a été développé par Texas Instruments en 1995 [1], [2]. Il se décline sous deux formes : un micro-commutateur capacitif série (Cf. Figure 1.6(a)) et un micro-commutateur capacitif parallèle (Cf. Figure 1.6(b)). Ce dernier possède une isolation de -20dB à 20GHz et des pertes d'insertions de 0.8dB à 20GHz.

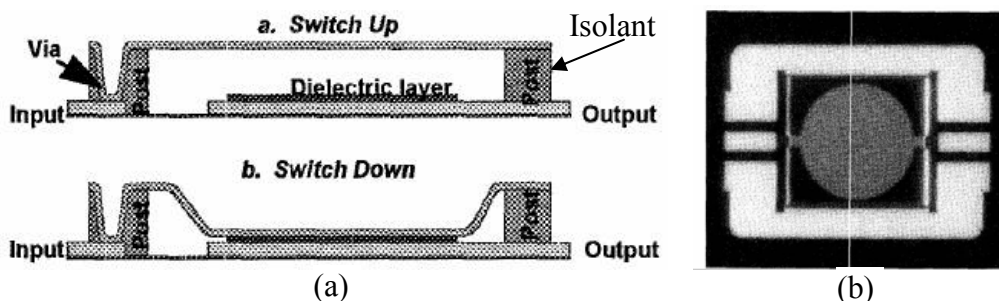
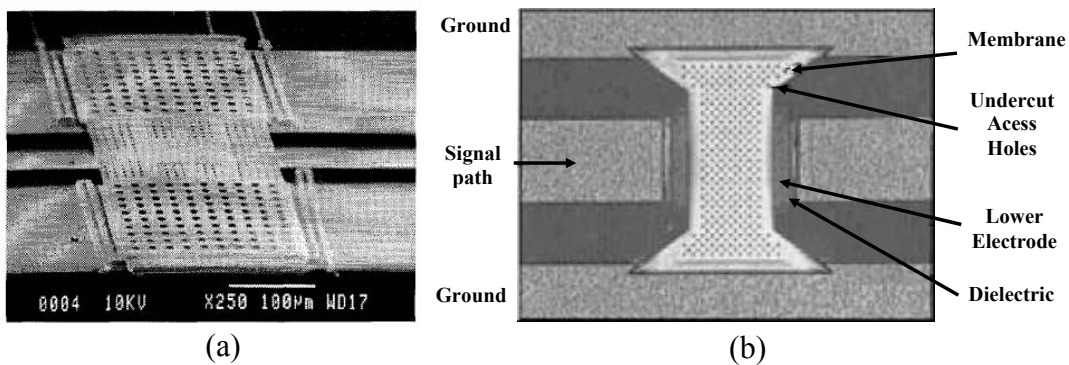


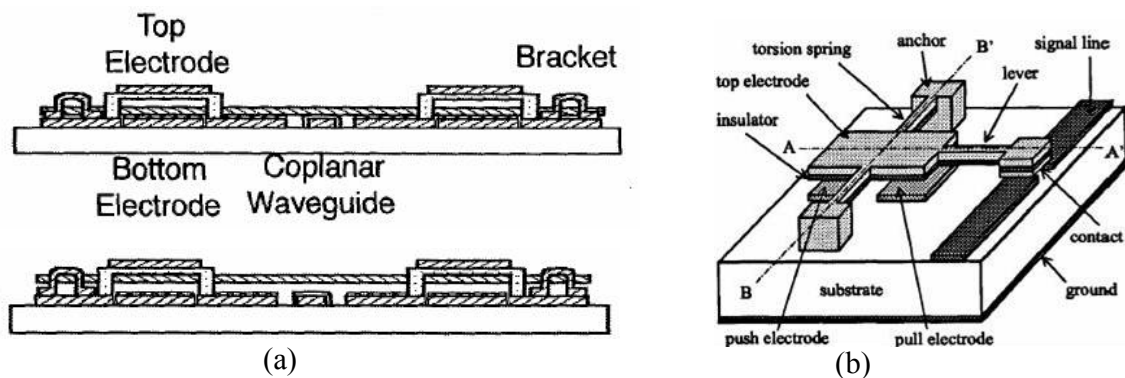
Figure 1.6 : Micro-commutateur capacitif série (a), micro-commutateur capacitif parallèle (b), développés par Texas Instruments

Par la suite, l'Université du Michigan a développé un micro-commutateur capacitif parallèle alliant excellentes performances micro-ondes (-30dB d'isolation à 20GHz) et une faible tension de pull-down (16V) [3]. L'utilisation d'ancrages à serpents a contribué à diminuer la constante de raideur du pont et donc à abaisser la tensions d'activation. Ce MEMS est présenté en Figure 1.7(a) tandis que la Figure 1.7(b) décrit le MEMS capacitif parallèle développé par Raytheon en 1998 [4]. Ce dernier offre une isolation de -25dB à 20GHz et des pertes d'insertion de 0.4dB à cette même fréquence.



**Figure 1.7 : Micro-commutateur développé par l'Université du Michigan (a), micro-commutateur développé par Raytheon (b)**

Deux autres commutateurs plus exotiques ont fait leur apparition entre 1999 et 2000. Il s'agit respectivement du MEMS à glissières développé par l'Université de Illinois [5] et du MEMS à bras de torsion développé par KAIST [6]. Ces deux micro-commutateurs ont été conçus pour obtenir de faibles tensions d'activation, entre 6 et 14V. Un schéma expliquant le principe de fonctionnement de chacun d'eux est présenté en Figure 1.8(a),(b).



**Figure 1.8 : Micro-commutateur développé par l'Université de Illinois (a), micro-commutateur développé par KAIST (b)**

Depuis 2000, de nombreux autres micro-commutateurs ont été publiés. Nous ne les présenterons pas dans ce manuscrit car ils reprennent tous les mêmes concepts que ceux décrits ci-dessus en proposant certaines améliorations.

### **1.3. LA PROBLEMATIQUE DE LA FIABILITE DES MEMS RF**

Malgré de constantes améliorations en terme de conceptions et de performances micro-ondes, divers aspects ne sont pas encore maîtrisés et sont en cours d'investigations. C'est notamment le cas de la fiabilité. Nous allons détailler dans cette partie les différents problèmes conditionnant la durée de vie des MEMS RF.

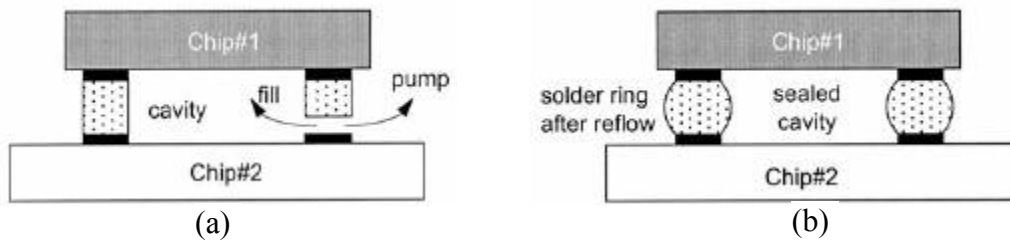
#### **➤ Défaillances dues aux conditions environnementales**

Un MEMS, comme tout composant électrique, doit pouvoir fonctionner dans des conditions environnementales très difficiles : températures, chocs, humidité. Ces différentes agressions ont un impact d'autant plus grand sur le fonctionnement du micro-commutateur que ce type de composant possède une partie mobile dont le comportement est susceptible d'être modifié par l'environnement dans lequel il est placé. Il est alors nécessaire de protéger le MEMS en le mettant en boîtier, évitant ainsi tout risque d'altération de sa fonctionnalité. Le packaging doit donc être hermétique et ne doit pas dégrader les propriétés avantageuses du micro-système en terme de poids, de volume, de coût et de performances hyperfréquences.

La mise en boîtier se décompose en 2 parties : l'anneau de scellement qui doit réaliser la cavité hermétique dans laquelle sera placée le MEMS et les interconnexions qui doivent amener le signal micro-onde.

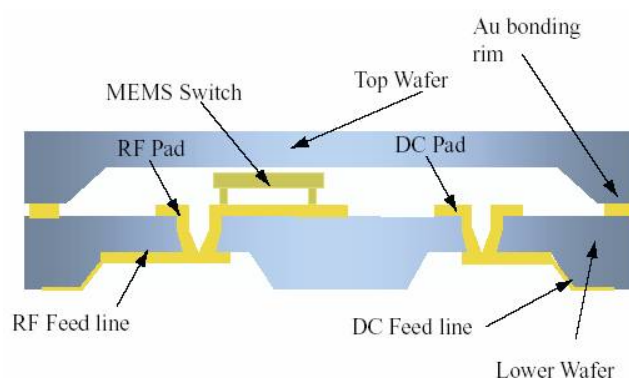
Un exemple de cavité réalisée grâce à un anneau de scellement est montré en Figure 1.9. Ce niveau de packaging est réalisé au moyen de la technique IRS (Indent Reflow Sealing) mise au point par l'IMEC [7]. Cette technique permet de réaliser le vide ou d'insuffler un gaz inerte à l'intérieur de la cavité pour optimiser le fonctionnement du MEMS dans une ambiance neutre. Cependant, il est difficile d'obtenir une cavité totalement hermétique. Des études sont actuellement en cours pour améliorer l'herméticité comme par exemple le dépôt d'un matériau par-dessus le boîtier évitant toute craquelure de l'anneau de scellement ou encore l'ajout de « getters », matériaux absorbeurs d'humidité.





**Figure 1.9 : Réalisation d'une cavité par Indent Reflow Sealing, gaz inerte ou vide à l'intérieur de la cavité (a), fermeture de l'anneau de scellement (b)**

Les interconnexions micro-ondes sont un point critique car elles doivent présenter le moins de pertes possibles. En faisant passer les lignes de signal sous la cavité, une capacité est créée ayant pour effet d'introduire une fréquence de résonance inférieure à 10GHz selon les dimensions de la transition. Il est donc nécessaire de mettre au point de nouveaux types d'interconnexions. L'université du Michigan a développé des interconnexions par trous métallisés traversant le substrat [8]. Le signal est amené par la face arrière du substrat, passe par les vias et arrive au niveau du MEMS (Cf. Figure 1.10). Ce type d'interconnexions représente cependant un challenge sur les plans technologique et micro-onde.



**Figure 1.10 : Type d'interconnexions : arrivée du signal par la face arrière du substrat et par trous métallisés**

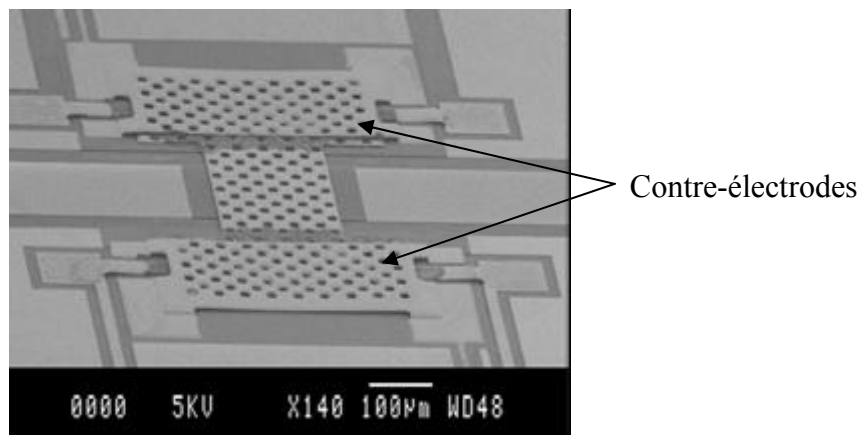
### ➤ Défaillances dues à la puissance micro-onde

Certaines applications nécessitent des micro-commutateurs optimisés pour la puissance. Le passage d'un fort signal micro-onde peut engendrer deux modes de défaillance : structurel et fonctionnel.

L'électromigration est un mécanisme de défaillance pouvant engendrer des modes de défaillances structurels. Ce phénomène se produit sous de fortes densités de courant pour lesquelles des atomes du matériau conducteur sont arrachés entraînant localement des circuits

ouverts. Des simulations à l'aide du logiciel HFSS permettent d'observer les densités de courant sur les lignes et sur le pont [9] et d'optimiser la conception des structures.

L'auto-activation est un mode de défaillance fonctionnel. Sous l'effet d'une forte puissance micro-onde, le pont peut s'abaisser sans l'application d'un signal DC. Pour éviter ce mode de défaillance spécifique aux fortes puissances, il est nécessaire d'optimiser la conception du micro-commutateur. Il est notamment possible de placer des contre-électrodes au dessus des électrodes d'activations (Cf. Figure 1.11) et d'y appliquer une polarisation DC pour maintenir le pont à l'état haut même lors du passage d'un fort signal hyperfréquence [10]. Comme dans le cas des interconnexions pour le packaging, ceci représente un développement technologique difficile à mettre en place.



**Figure 1.11 : Micro-commutateur optimisé pour la tenue en puissance micro-onde avec contre-électrodes**

### ➤ Défaillances dues à la fatigue mécanique

Le fluage est un lent mouvement d'atomes sous l'effet d'une contrainte mécanique. Ceci crée une fatigue mécanique du métal se traduisant par une modification des contraintes internes, une diminution de l'élasticité et de la dureté et pouvant aller jusqu'à l'apparition de fissures. Ces différentes étapes mécaniques sont présentées sur la Figure 1.12 sur laquelle sont tracées en ordonnée les contraintes appliquées à un matériau et en abscisse les déformations subies par ce dernier. On peut observer 3 zones :

- une zone élastique pour laquelle le matériau se déforme sous l'action des contraintes mais revient ensuite à son état initial.
- une zone plastique pour laquelle les déformations du matériau sont irréversibles, le pont ne revenant pas à son état initial après contraintes.
- une zone de rupture, c'est en ce point qu'intervient le fluage.

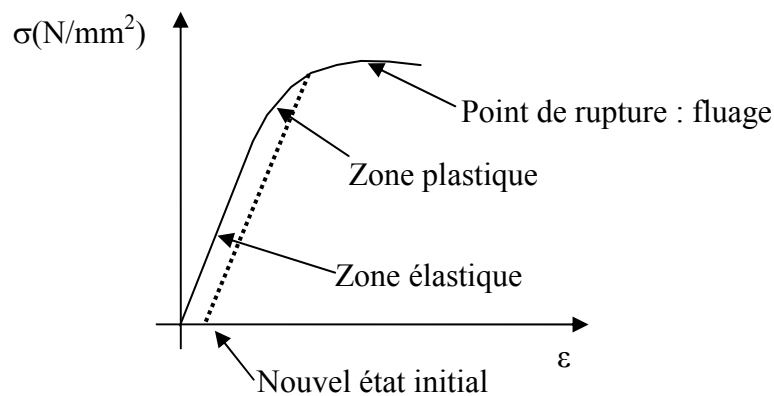


Figure 1.12 : Courbe des déformations d'un matériau

### ➤ Défaillances dues au chargement du diélectrique

Le chargement du diélectrique est le principal mécanisme de défaillance des MEMS RF capacitifs. Rappelons que pour abaisser le pont, il est nécessaire d'appliquer une polarisation DC d'au moins 20V. L'épaisseur du diélectrique placé sur la ligne afin d'éviter tout court-circuit étant de l'ordre de  $0.2\mu\text{m}$ , ce dernier est alors soumis à un champ électrique supérieur à  $100\text{MV/m}$  ce qui entraîne l'apparition de mécanismes de conduction engendrant une injection de charges et/ou un stockage de charges dans le diélectrique. Cette accumulation de charges se traduit par une perte de contrôle de la commande des MEMS RF et donc par une défaillance. Ce phénomène fait l'objet d'une description détaillée dans la partie 3.1 du Chapitre 3 de ce manuscrit.

Ainsi, différents phénomènes physiques doivent être étudiés afin de comprendre et d'améliorer la fiabilité des MEMS RF. De nouveaux outils d'analyse expérimentaux ont été développés et adaptés aux spécificités des composants à investiguer.

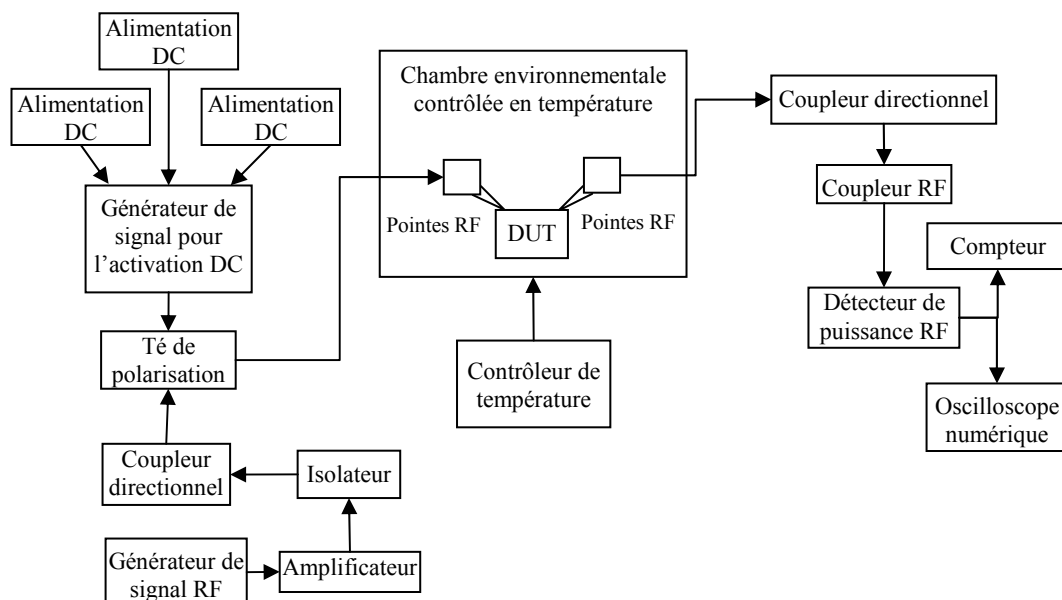
## 2. DIFFERENTS BANCS DEVELOPPES POUR L'ETUDE DE LA FIABILITE DES MEMS RF

Les bancs de tests développés pour l'étude de la fiabilité des micro-commutateurs ont chacun leurs spécificités. Nous allons détailler deux bancs de tests qui diffèrent dans leur approche de l'étude des phénomènes régissant la durée de vie des MEMS RF, un a été développé par Raytheon et l'autre par l'IMEC.

## 2.1. MESURES DU NOMBRE DE CYCLES AVANT DEFAILLANCE : BANC DE TESTS DEVELOPPE PAR RAYTHEON

### ➤ Banc de tests électriques

Ce banc de tests a été développé en 2001 par Raytheon [11], puis a évolué en 2002 pour pouvoir effectuer des tests sous puissance RF [12]. Au vu des derniers résultats publiés sur la fiabilité des MEMS RF dans le cadre d'une collaboration entre Raytheon, l'Université de Lehigh et MEMtronics, il semblerait que ce banc de tests ait été amélioré, cependant aucune publication n'a explicité les perfectionnements apportés. La Figure 1.13 présente donc le banc de mesures tel qu'il a été publié en 2002.



**Figure 1.13 : Banc de tests développé par Raytheon basé sur la mesure du nombre d'activations avant défaillance**

Ce banc de mesures comprend une partie génération de signal d'activation, une partie génération de signal micro-onde et une partie détection de signal. Le générateur de signal d'activation fournit différents types de signaux. Ces signaux sont multiplexés par un té de polarisation avec le signal micro-onde. Celui-ci est généré par une source micro-onde et peut être amplifié pour des tests en puissance. La troisième partie du banc permet la détection de défaillance des MEMS RF. Ceci est réalisé au moyen d'un détecteur de puissance RF détectant l'enveloppe du signal micro-onde en sortie du micro-commutateur et donnant ainsi l'image de l'état du pont. Le signal détecté peut ensuite être mesuré sur un oscilloscope numérique, permettant la mesure des temps de commutation des micro-commutateurs, et sur

un compteur permettant la mesure du nombre d'activations effectué par le micro-commutateur lors d'un test de cyclage.

➤ **Contrôle des conditions environnementales**

Les micro-commutateurs testés sont placés dans une chambre environnementale contrôlée en température et remplie d'azote pour s'affranchir de tous risques de défaillance dus à l'humidité. Ces mesures en ambiance neutre permettent ainsi d'étudier séparément les différents modes de défaillances, fonctionnels et environnementaux.

➤ **Analyse critique du banc de tests : avantages et inconvénients**

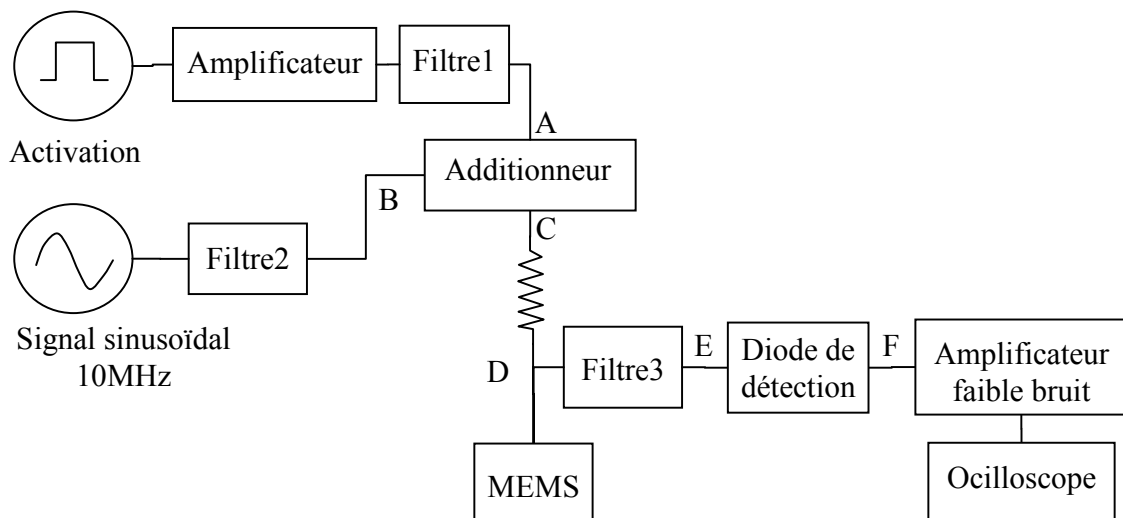
Ce banc de tests possède l'avantage de pouvoir générer différents signaux d'activation et d'évaluer la durée de vie des MEMS lorsque ceux-ci sont soumis à un signal micro-onde, ce qui représente l'environnement réel du MEMS. Cependant, aucune mesure des performances hyperfréquences des micro-commutateurs n'est possible étant donné l'absence d'analyseur de réseau vectoriel. L'inconvénient majeur de ce banc de tests est qu'il évalue la durée de vie des micro-commutateurs en mesurant le nombre de cycles effectués lors d'un test de cyclage. Or, comme nous le verrons par la suite, ce paramètre est inadapté à l'étude de la fiabilité de ce type de composants et offre des perspectives d'investigations très limitées. Cependant, comme précisé précédemment, ce banc de mesures semble avoir évolué et permet à présent l'évaluation de la fiabilité des MEMS au moyen du suivi des tensions de seuil des micro-commutateurs par la mesure de la caractéristique  $C=f(V)$ .

## **2.2. MESURES DE L'EVOLUTION DES ETATS HAUT ET BAS DES MICRO-COMMUTATEURS : BANC DE TESTS DEVELOPPE PAR L'IMEC**

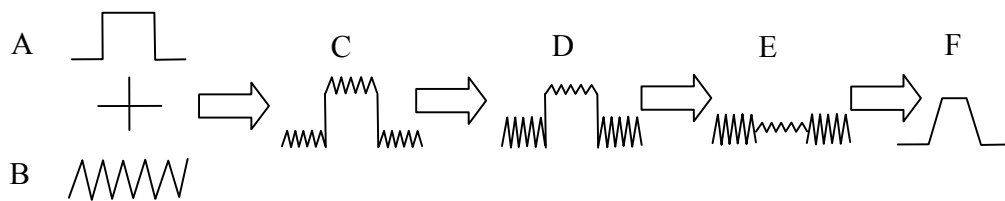
➤ **Banc de tests électriques**

Ce banc de tests (nommé ELT : Electrical Lifetime Test set-up) a été développé en 2003 par le laboratoire IMEC [13] et a fait l'objet d'un dépôt de brevet. Il est présenté en Figure 1.14. L'activation du micro-commutateur s'effectue grâce à un générateur de signaux carrés connecté à un amplificateur permettant d'obtenir des tensions d'activations de 50V. La détection de défaillance s'effectue de la manière suivante. Un signal sinusoïdal de 10MHz est mélangé au signal d'activation, puis appliqué au micro-commutateur. Les commutations du MEMS RF conduisent à une modulation d'amplitude du signal généré. Ce signal est ensuite démodulé au moyen d'une diode de détection, puis amplifié et enfin enregistré permettant

ainsi de connaître l'état du micro-commutateur. Le filtre 1 permet de bloquer le signal sinusoïdal de 10MHz et protège ainsi le générateur de signaux carrés et le filtre 2 permet de bloquer le signal d'activation protégeant ainsi le générateur de signaux sinusoïdaux. Un troisième filtre placé avant la diode de détection élimine le bruit et le signal d'activation et ne délivre à la diode que les informations contenues dans la modulation d'amplitude. Les signaux aux différents points du circuit d'activation et de détection sont présentés en Figure 1.15.



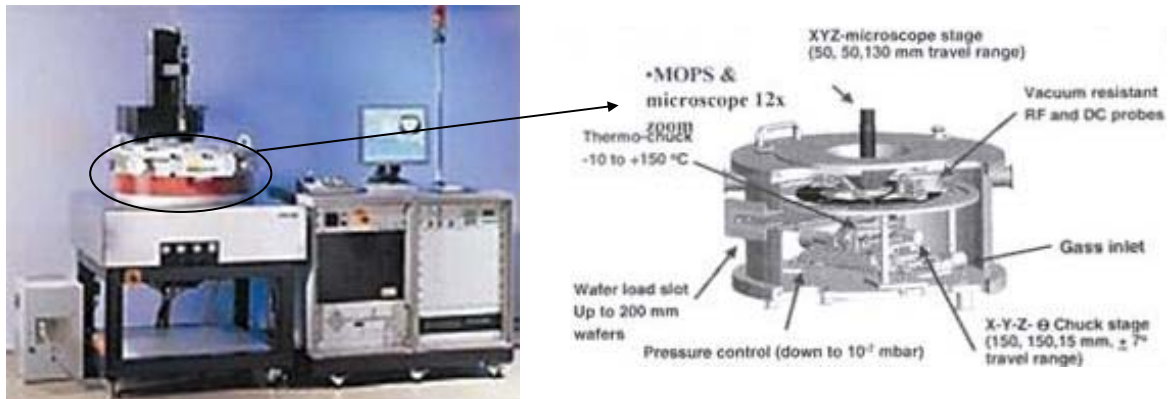
**Figure 1.14 : Banc de tests développé par l'IMEC basé sur la mesure de l'évolution des états hauts et bas des micro-commutateurs**



**Figure 1.15 : Signaux aux différents points du circuit d'activation et de détection du banc de tests**

➤ **Contrôle de conditions environnementales**

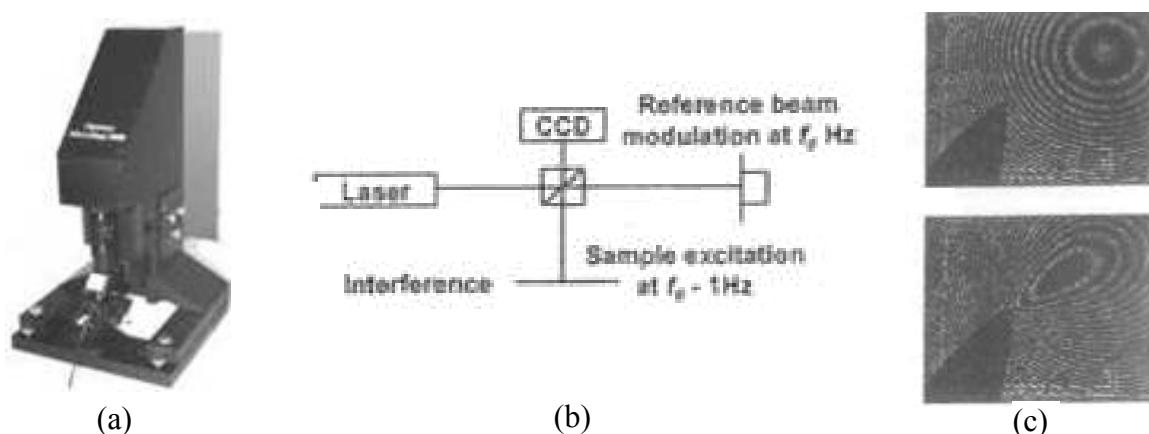
Les mesures sont effectuées dans la station sous pointes Suss-Microtec PAV150 présentée en Figure 1.16 [14]. Cette station de mesures permet d'effectuer des tests sous ambiance contrôlée, sous vide et possède un chuck contrôlé en température. Il est très intéressant d'étudier la fiabilité des MEMS dans une telle enceinte pour s'affranchir des problèmes dus à l'humidité et aux poussières et ainsi séparer les différents phénomènes pouvant être causes de défaillances.



**Figure 1.16 : Station sous pointes PAV150 permettant d'effectuer des tests sous ambiance contrôlée et sous vide**

➤ **Analyse optique de l'état mécanique des micro-commutateurs**

Les mesures électriques sont associées à des mesures optiques au moyen d'un système d'holographie laser (Micromap 5000 d'Optonor) présenté en Figure 1.17(a). Ceci permet d'observer le mouvement d'un MEMS et ainsi de détecter et d'analyser les modes de défaillances. Cet instrument est basé sur l'interférence d'un faisceau laser dirigé sur le MEMS et la réflexion de ce laser sur un miroir de référence. Ces lignes d'interférences sont ensuite détectées par un capteur CCD (Cf. Figure 1.17(b)). Des mouvements lents ( $<10\text{Hz}$ ) peuvent être étudiés sur quelques micromètres de déplacement avec une résolution de 10nm et des mouvements plus rapides jusqu'à 15MHz sur 80nm de déplacement peuvent être analysés avec une résolution de 3nm. Chaque mouvement du dispositif testé résulte en un changement des lignes d'interférence (Cf. Figure 1.17(c)).



**Figure 1.17 : Photographie du Micromap 5000 (a), Principe de fonctionnement (b), Lignes d'interférences d'une membrane fixe et mobile (c)**

➤ **Analyse critique du banc de tests : avantages et inconvénients**

Le principal avantage de ce banc de tests est qu'il est possible d'évaluer simultanément la durée de vie de plusieurs commutateurs. En effet, le signal mélangé peut être appliqué à plusieurs MEMS et un multiplexeur placé avant le filtre 3 permet de choisir quel commutateur sera mesuré. Un autre avantage par rapport au banc détaillé dans la section précédente est la possibilité de mesurer l'évolution des différents états mécaniques du commutateur. Ceci permet une meilleure compréhension des phénomènes de défaillance des micro-commutateurs capacitifs. En revanche, ce banc de tests ne permet pas d'effectuer des mesures micro-ondes et donc de placer les micro-commutateurs dans leur utilisation future. Un autre inconvénient de ce banc de tests est la valeur maximale de la tension qu'il est possible d'appliquer au MEMS, soit 50V, ce qui constitue une limite car la tension est un facteur accélérateur de défaillance et il peut être intéressant d'appliquer des tensions plus élevées.

### **3. RESULTATS IMPORTANTS SUR LA FIABILITE DES MICRO-COMMUTATEURS MEMS RF**

Le premier résultat de fiabilité pour un MEMS RF apparaît en 1999 [15]. Z.J.Yao donne le nombre de cycles effectué par un micro-commutateur comme paramètre de durée de vie. D'autres résultats de ce type suivront et ce paramètre est encore largement utilisé des nos jours [16], [17], [18]. Cependant, il est important d'effectuer des études plus détaillées sur le sujet pour détecter les modes de défaillances, analyser les mécanismes qui en sont la cause, les modéliser et enfin améliorer la durée de vie de ces composants. Nous allons résumer dans cette dernière partie les différents résultats qui ont contribué à une meilleure compréhension de la fiabilité des MEMS RF.

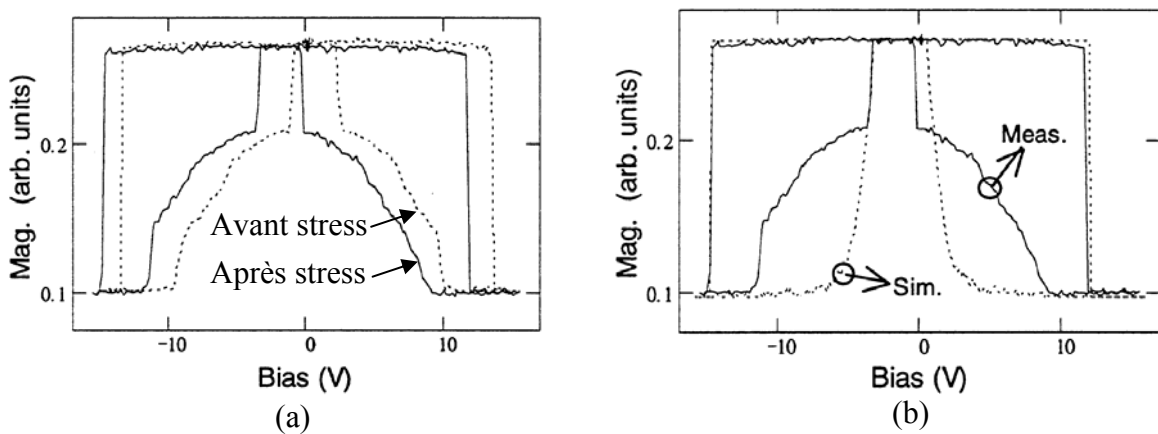
#### **3.1. EVOLUTION DES PARAMETRES ELECTROMECHANIQUES ET PHYSIQUES DES MICRO-COMMUTATEURS**

##### **3.1.1. Evolution des tensions d'activations**

Le chargement du diélectrique, qui est la principale cause de défaillance des micro-commutateurs capacitifs, entraîne un décalage des tensions d'activation du micro-commutateur. Cette signature du chargement du diélectrique a été démontré pour la première fois sur une poutre en polysilicium et grâce à des mesures C(V) réalisées au moyen d'un



capacimètre [19]. Ces résultats ont ensuite été retrouvés par J.R. Reid [20] qui a effectué des mesures  $C(V)$  sur un micro-commutateur capacitif parallèle en métal. La mesure de capacité est effectuée en mélangeant un signal micro-onde au signal d'activation. Le signal obtenu est ensuite modulé par le micro-commutateur, puis démodulé par un mixeur micro-onde. En sortie du mixeur, le signal obtenu correspond à l'état du pont pour différentes tensions appliquées. La Figure 1.18(a) montre le décalage des tensions d'activation grâce aux mesures  $C(V)$  avant et après stress et la Figure 1.18(b) prouve que ce décalage est la signature du phénomène de chargement du diélectrique car la mesure correspond à la simulation (modèle analytique) d'une feuille de charges placée au milieu du diélectrique.



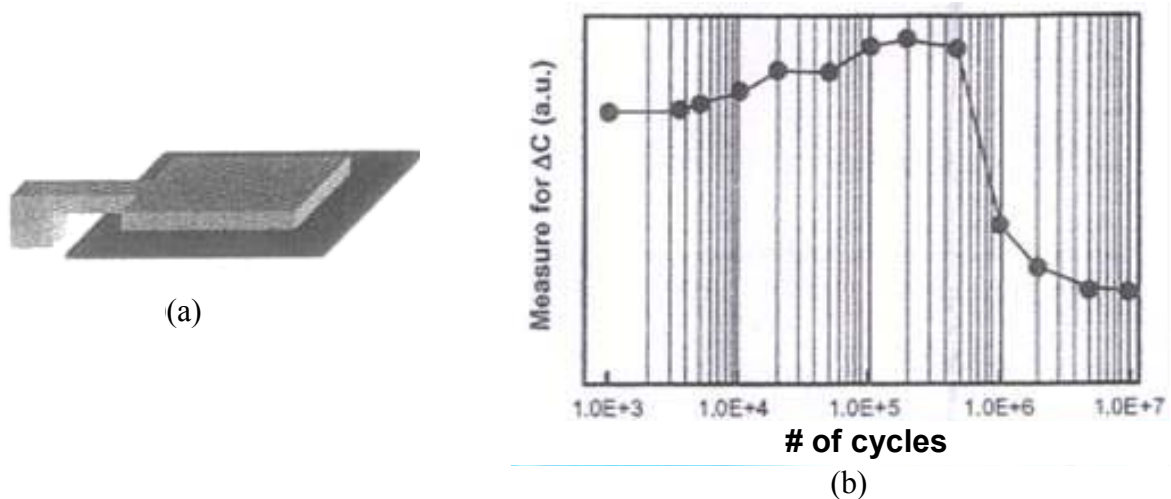
**Figure 1.18 : Mesure du décalage des tensions d'activation (a), Comparaison de ce décalage avec la simulation d'une feuille de charges placée au milieu du diélectrique (b)**

### 3.1.2. Evolution des états mécaniques des micro-commutateurs

#### ➤ Description de la mesure

Nous allons détailler dans cette section la détection de défaillance par la mesure de l'évolution des états haut et bas d'un micro-commutateur. Cette méthode de mesure est réalisée au laboratoire IMEC au moyen du banc de tests présenté dans la partie 2.2. Nous avons vu que le signal envoyé au micro-commutateur, une fois démodulé, permettait d'obtenir les informations sur l'état du MEMS. Ce signal est visualisé sur un oscilloscope et enregistré pour obtenir la tension en sortie de la diode de détection, chaque état du pont correspondant à une valeur différente de tension détectée.

La Figure 1.19(b) montre la différence  $\Delta C$  (en unité arbitraire) entre les deux tensions correspondant respectivement aux états bas et haut d'une poutre (Cf. Figure 1.19(a)) en fonction du nombre de cycles effectués par cette dernière [21].



**Figure 1.19 : Représentation schématique de la membrane testée (a), Evolution des états haut et bas de la membrane (b)**

Jusqu'à  $5 \times 10^6$  cycles, la différence entre les deux états augmente. Ceci peut provenir :

- soit d'une augmentation de la capacité à l'état bas, c'est-à-dire d'une amélioration du contact entre le pont et le diélectrique, lorsqu'on applique une polarisation.
- soit d'une diminution de la capacité à l'état haut, c'est-à-dire d'une augmentation de la hauteur du pont, en l'absence de polarisation.

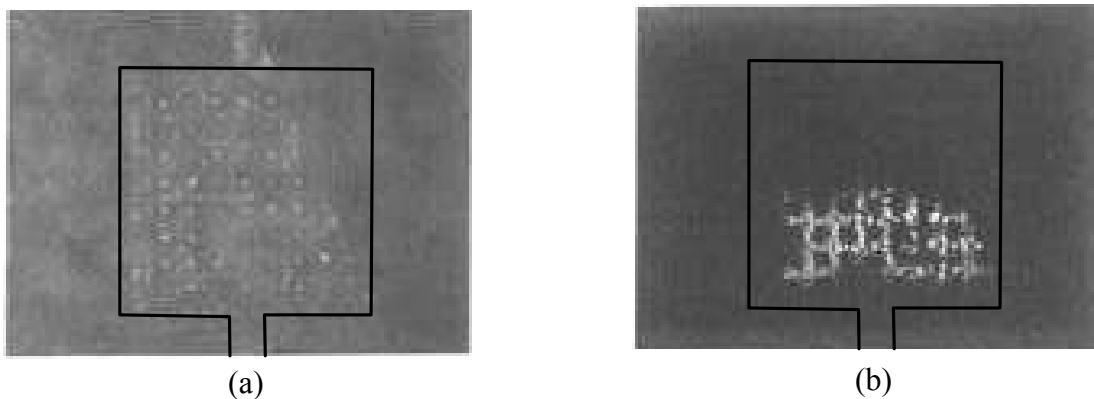
Cette dernière possibilité étant peu probable, nous retiendrons le fait que le contact entre le pont et le diélectrique peut s'améliorer lors du fonctionnement du MEMS.

Après  $5 \times 10^6$  cycles, la différence  $\Delta C$  diminue. Ce changement de comportement peut être la conséquence :

- d'une diminution de la capacité à l'état bas, c'est-à-dire d'une diminution de contact entre le pont et le diélectrique, lorsqu'on applique une polarisation.
- et/ou d'une augmentation de la capacité à l'état haut, c'est-à-dire d'une diminution de la hauteur du pont, en l'absence de polarisation.

Ces mesures électriques sont associées à la méthode d'analyse optique détaillée dans la partie 2.2. Cette analyse optique permet d'observer le mouvement de la membrane et ainsi de détecter et de comprendre les défaillances détectées par la mesure précédemment décrite [21]. La Figure 1.20(a) montre la mesure optique de la poutre décrite en Figure 1.19 (a) en position haute. Cette image est prise comme référence. Toutes les autres positions du dispositif sont soustraites à cette image de référence, en résulte une image où seuls les changements de position sont visibles. La Figure 1.20(b) montre la poutre après  $5 \times 10^6$  cycles,

c'est-à-dire après la diminution de la différence  $\Delta C$  entre l'état haut et l'état bas. Nous pouvons observer une zone claire, près de l'ancrage de la membrane, qui correspond à une zone encore en mouvement. En revanche, la zone sombre en haut de l'image correspond à une zone immobile du pont qui est donc collé à cet endroit. Ceci confirme donc la 2<sup>ème</sup> hypothèse émise, à savoir que la baisse de  $\Delta C$  correspond à une diminution de la hauteur du pont en l'absence de polarisation, c'est-à-dire une défaillance par collage partiel du pont.



**Figure 1.20 : Image de la membrane à l'état haut (a), Image de la membrane avec une zone claire encore en mouvement et une zone sombre collée**

#### ➤ Analyse critique de la méthode

La méthode d'analyse électrique de défaillance permet certes de contrôler régulièrement l'état du pont et ainsi de détecter une défaillance du MEMS, mais rend difficile la détermination du mode exact de défaillance. En effet, seule la différence de tensions en sortie du détecteur, représentant la différence de capacité entre l'état haut et l'état bas du pont, est accessible. Cette étude électrique doit donc être associée à une mesure optique pour déterminer le mode de défaillance et en comprendre les mécanismes. Ceci permet notamment en cas de collage du pont de connaître les zones de celui-ci encore en mouvement et celles collées. Cependant, cette analyse demande l'accessibilité de matériel optique performant et nécessite des tests complexes qui sont parfois difficile à interpréter.

L'intérêt de l'étude de la fiabilité des MEMS RF est de pouvoir identifier et analyser les modes de défaillances par des tests simples et une mise en œuvre de ces tests rapide et efficace comme nous le décrirons dans le Chapitre 2.

### 3.2. FACTEURS RENDANT COMPTE DE LA DUREE DE VIE DES MICRO-COMMUTATEURS

#### 3.2.1. Evaluation de la durée de vie par le nombre d'activations avant défaillance

##### ➤ Description de la mesure

Une technique de détection de défaillance très simple à mettre en œuvre consiste à mesurer le nombre de cycles effectués par le MEMS avant défaillance au moyen d'un compteur d'impulsions. Cette méthode est utilisée par Raytheon, l'Université de Lehigh et MEMtronics, au moyen du banc de tests décrit au paragraphe 2.1. Pour cela, il est nécessaire d'appliquer au MEMS un signal micro-onde, qui va être modulé par l'action du micro-commutateur, puis démodulé par la diode de détection. Le signal ainsi détecté représente les variations de l'état du pont et chaque variation est enregistrée par le compteur d'impulsions. Le nombre de cycles effectués par le MEMS devient alors le paramètre pour quantifier sa durée de vie. La Figure 1.21 donne le nombre de cycles effectués par des micro-commutateurs jusqu'à défaillance pour différentes tensions appliquées. Les résultats montrent une dépendance exponentielle du nombre de cycles par rapport à la tension appliquée. Plus la tension utilisée pour abaisser le pont est élevée, plus le nombre de cycles est faible et donc moins bonne est la durée de vie du composant. En effet, pour une augmentation de 5V à 7V de la tension, on observe une diminution d'une décade du nombre de cycles. Les concepteurs et les technologues auront donc un grand intérêt à concevoir et fabriquer des MEMS ayant une tension de pull-down la plus faible possible.

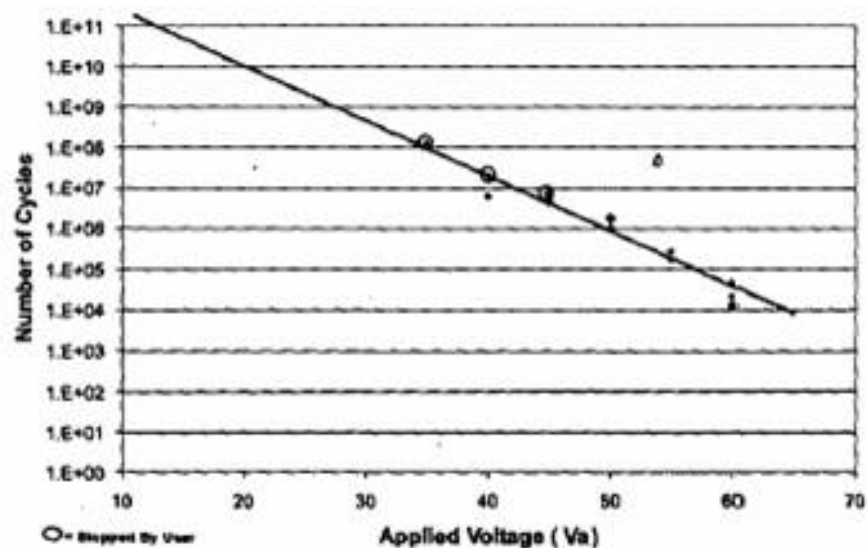


Figure 1.21 : Evolution du nombre de cycles effectués par des MEMS pour différentes tensions appliquées

➤ **Analyse critique de la méthode**

Cette méthode de détection donne d'importants renseignements sur la dépendance de la durée de vie des MEMS par rapport à la tension appliquée pour activer le pont. Cependant, nous allons expliquer dans la partie suivante que le nombre de cycles n'est pas le paramètre approprié pour rendre compte de la fiabilité des MEMS.

**3.2.2. Evaluation de la durée de vie par le temps de contact entre le pont et le diélectrique**

➤ **Description de la mesure**

Pour démontrer que le nombre de cycles est un paramètre inadapté pour l'étude de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs, l'IMEC a réalisé le test suivant [22]. Trois micro-commutateurs ont été cyclés avec la même polarisation mais avec des fréquences de cyclage et des rapports cycliques différents. La Figure 1.22 montre que plus la fréquence de cyclage est élevée et plus le nombre de cycles effectués par le micro-commutateur avant défaillance est élevé. De même, plus le rapport cyclique est faible pour une même fréquence de cyclage, plus le nombre de cycles effectués par le micro-commutateur avant défaillance est élevé. Ce résultat démontre que le nombre de cycles effectués par le composant avant défaillance ne dépend pas uniquement de la tension de commande mais aussi de la fréquence et du rapport cyclique du signal de polarisation.

Ces résultats ont ensuite été exploités, non plus en fonction du nombre de cycles, mais en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique. Par exemple, si le micro-commutateur, cyclé à une fréquence de 1kHz et avec un rapport cyclique de 50%, a effectué  $2 \times 10^6$  cycles, le temps de contact entre le pont et le diélectrique est alors égal à :

$\frac{2 \times 10^6}{2 \times 1000} = 10^3 \text{s}$ . Les résultats, regroupés en Figure 1.23, montrent que pour les trois micro-

commutateurs, la défaillance se produit pour un même temps de contact  $T_{\text{contact}} = 500 \text{s}$ . Ce résultat est physiquement interprétable de manière simple : le champ électrique qui stresse le diélectrique n'est intense que lorsque le pont est en contact avec l'isolant et une injection ou un déplacement de charges n'est possible que dans cette situation et conduit donc à la défaillance. A noter que les légères dispersions proviennent du fait qu'une erreur est introduite lors du calcul du temps de contact. En effet, ce calcul ne tient pas compte du temps de commutation des MEMS qui, pour des fréquences de cyclage élevées et des rapports cycliques faibles, n'est pas négligeable et diminue le temps réel de contact.

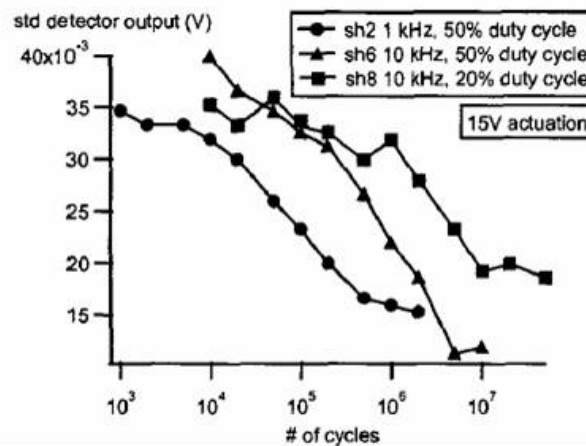


Figure 1.22 : Evolution des états haut et bas de la membrane pour différentes fréquences de cyclage et différents rapports cycliques

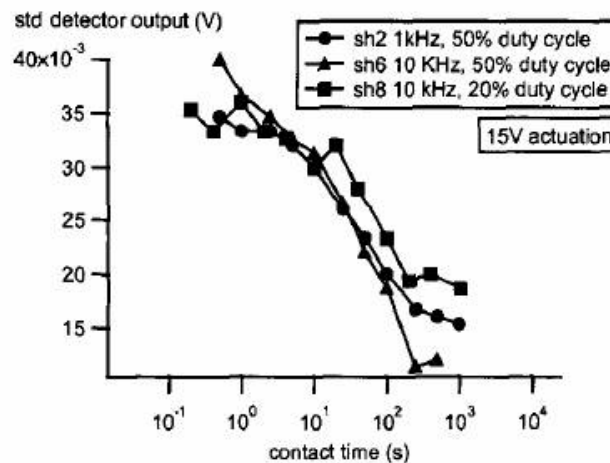


Figure 1.23 : Evolution des états haut et bas de la membrane en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique

### ➤ Analyse critique du résultat

Cette étude montre donc que le nombre de cycles effectués par un micro-commutateur avant défaillance n'est pas un paramètre de fiabilité adéquat. De nombreux laboratoires de recherches quantifient la durée de vie des MEMS capacitifs avec le paramètre nombre de cycles avant défaillance donnant ainsi des informations erronées ou incomplètes sur la durée de vie des composants. Il est alors impossible de comparer les différents MEMS puisque le nombre de cycles avant défaillance dépend de la fréquence de cyclage. Le temps de contact entre le pont et le diélectrique est par conséquent une donnée essentielle pour réellement rendre compte de la durée de vie des micro-commutateurs capacitifs. L'introduction d'un tel paramètre s'inscrit donc dans une démarche de comparaison de la durée de vie des MEMS et de compréhension des phénomènes liés à leur fiabilité en utilisant les paramètres adéquats.

Dans le même esprit, nous verrons dans la partie 2.3 du Chapitre 3 de ce manuscrit qu'il est nécessaire de prendre en compte d'autres facteurs tels que la tension appliquée, l'épaisseur du diélectrique et la qualité du contact entre le pont et le diélectrique.

### 3.3. MODELISATION STATIQUE DU CHARGEMENT DU DIELECTRIQUE

Nous avons démontré dans les parties précédentes l'influence du chargement du diélectrique sur la durée de vie des micro-commutateurs ainsi que sur leurs paramètres mécaniques. Nous avons ainsi observé dans la partie 3.1.1 que le chargement du diélectrique se traduisait par un décalage des tensions de pull-down et de pull-up des micro-commutateurs. Cette partie présente le modèle développé par l'IMEC [23], basé sur l'étude effectuée par l'Université de Chemnitz [24], qui permet d'appréhender de façon mathématique cette signature du chargement du diélectrique. Nous détaillerons toute la démarche analytique non présentée en [23] et que nous avons développée. Les variables et les signes seront différents mais le résultat restera identique.

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 (Cf. Figure 1.24). Lorsqu'on applique une polarisation entre les deux plaques, un champ électrique se crée et une force électrostatique fait s'abaisser la membrane mobile.

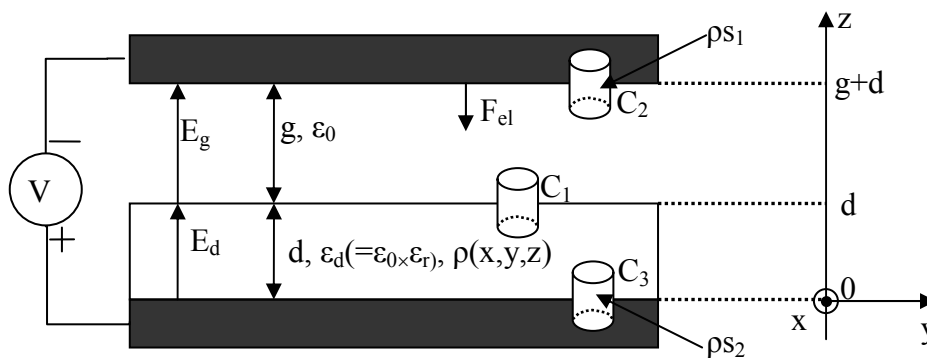


Figure 1.24 : Modélisation d'un MEMS et de la distribution de charges à l'intérieur du diélectrique

#### ➤ Calcul du champ électrique dans le diélectrique

En appliquant le théorème de Gauss au cylindre  $C_1$ , on obtient :

$$\int_z^d \rho(x, y, z) dz = E_g \epsilon_0 - \epsilon_d E_d(z)$$

Ce qui nous permet de calculer le champ électrique dans le diélectrique :

$$E_d(z) = \frac{E_g \epsilon_0}{\epsilon_d} - \frac{1}{\epsilon_d} \int_z^d \rho(x, y, z) dz \quad (2)$$

➤ **Calcul du champ électrique dans le gap d'air entre le pont et le diélectrique**

A partir de la relation champ électrique-potentiel, nous pouvons calculer la différence de potentiel appliquée entre les deux électrodes métalliques :

$$E(z) = -\text{grad}(V(z)) \Rightarrow V = \int_0^{d+g} E \cdot dz = E_g \cdot g + \int_0^d E_d(z) dz$$

$$\Rightarrow V = E_g \cdot g + E_g \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d} - \frac{1}{\epsilon_d} \int_{\alpha=0}^d \left( \int_{z=\alpha}^d \rho(x, y, z) dz \right) d\alpha$$

Le champ électrique dans le gap d'air entre le pont et le diélectrique est alors :

$$E_g = \frac{V + \frac{1}{\epsilon_d} \int_{\alpha=0}^d \left( \int_{z=\alpha}^d \rho(x, y, z) dz \right) d\alpha}{g + \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d}} \quad (3)$$

➤ **Calcul de la pression électrostatique appliquée au pont**

Nous pouvons ensuite calculer la pression électrostatique qui est appliquée en un point du pont :

$P_e = \frac{1}{2} \rho_{s1} E_g$ , avec  $\rho_{s1} = -\epsilon_0 E_g$  (théorème de Gauss appliqué à  $C_2$ ) où  $\rho_{s1}$  est la densité surfacique de charges sous le pont.

$$\Rightarrow P_e = -\frac{1}{2} \epsilon_0 \left[ \frac{V + \frac{1}{\epsilon_d} \int_{\alpha=0}^d \left( \int_{z=\alpha}^d \rho(x, y, z) dz \right) d\alpha}{g + \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d}} \right]^2 \quad (4)$$

➤ **Calcul de la force électrostatique appliquée au pont**

Pour calculer la force électrostatique qui est appliquée sur toute la surface du pont, il est nécessaire de considérer les charges stockées dans le volume du diélectrique comme étant une distribution de charges en surface équivalente et d'introduire la quantité  $V_Q(x,y)$  qui est homogène à une tension :

$$V_Q(x, y) = \frac{1}{\epsilon_d} \int_{\alpha=0}^d \left( \int_{z=\alpha}^d \rho(x, y, z) dz \right) d\alpha \quad (5)$$



La force électrostatique appliquée sur toute la surface du pont est alors l'intégrale sur la surface de la pression électrostatique appliquée au pont :

$$F_e = -\frac{\epsilon_0}{2\left(g + \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d}\right)^2} \int_x \int_y [V + V_Q(x, y)]^2 dx dy \Rightarrow F_e = \frac{-\epsilon_0}{2\left(g + \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d}\right)^2} \times S \times \left[ (V + \overline{V_Q})^2 + \sigma^2(V_Q) \right] \quad (6)$$

Deux termes apparaissent alors :

- $\overline{V_Q}$  est la valeur moyenne de la répartition des charges à l'intérieur du diélectrique.
- $\sigma^2(V_Q)$  est la variance de la répartition des charges à l'intérieur du diélectrique et rend compte de la non uniformité de cette répartition.

Nous allons voir l'influence de ces deux termes sur les tensions de pull-down et de pull-up du MEMS.

### ➤ Calcul de la tension de pull-down $V_{pd}$ et de pull-up $V_{pu}$

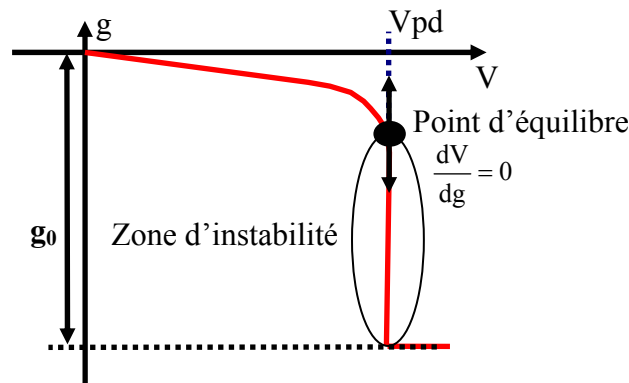
Lorsqu'on augmente la tension, le pont se baisse de telle manière qu'il y ait équilibre entre les forces électrostatique et mécanique. Cette situation d'équilibre est telle que :

$$F_e + k(g_0 - g) = 0 \Rightarrow \frac{\epsilon_0}{2\left(g + \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d}\right)^2} \times S \times \left[ (V + \overline{V_Q})^2 + \sigma^2(V_Q) \right] = k(g_0 - g)$$

$$\Rightarrow V = \pm \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 S} \left(g + \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d}\right)^2 (g_0 - g) - \sigma^2(V_Q) - \overline{V_Q}} \quad (7)$$

Lorsqu'on augmente la tension au-delà du point d'équilibre, le pont entre dans une zone instable. L'équilibre des forces n'est plus possible car la force électrostatique est prédominante et le pont se plaque sur le diélectrique. A la limite de la zone instable, la dérivée de la tension par rapport à la hauteur devient alors nulle,  $\frac{dV}{dg} = 0$ , comme le montre la

Figure 1.25.



**Figure 1.25 : Point d'équilibre et zone d'instabilité à la tension de pull-down**

Nous pouvons donc calculer la hauteur du pont à laquelle se situe ce point d'équilibre :

$$g = \frac{2}{3}g_0 - \frac{1}{3}\frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_d}$$

En injectant cette hauteur dans l'équation (7), nous pouvons calculer la tension de pull-down du MEMS :

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

Le même raisonnement peut être mené pour calculer la tension de pull-up. Il suffit pour cela de donner à la hauteur du pont  $g$  une valeur nulle. On obtient alors l'équation suivante :

$$V_{pu} = -\overline{V_Q} \pm \sqrt{\frac{2kg_0\epsilon_0 d^2}{S\epsilon_d^2} - \sigma^2(V_Q)} \quad (9)$$

➤ **Influence des charges stockées à l'intérieur du diélectrique sur les tensions de pull-down et de pull-up**

En observant les équations (8) et (9), nous comprenons aisément l'influence de la valeur moyenne et de la variance de la répartition des charges sur les tensions de pull-down et de pull-up. La Figure 1.26 montre la conséquence sur les courbes  $C(V)$ , lors de simulations, d'une répartition uniforme des charges, c'est-à-dire  $\overline{V_Q} \neq 0$  et  $\sigma^2(V_Q) = 0$ . On peut donc observer un décalage uniforme des tensions de pull-down et de pull-up. Si les charges sont positives, la courbe  $C(V)$  se décalera vers les tensions négatives et si les charges sont négatives, la courbe  $C(V)$  se décalera vers les tensions positives. La démarche analytique détaillée ci-dessus confirme donc les mesures présentées dans le paragraphe 3.1.1.

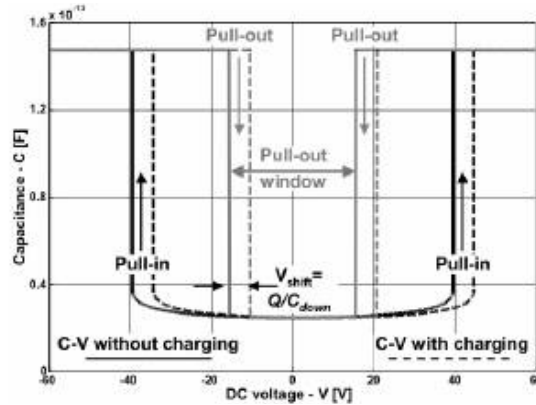


Figure 1.26 : Simulation de l'influence de la valeur moyenne de la répartition des charges sur les tensions de pull-down et de pull-up

En considérant à présent une répartition uniforme des charges nulle (cas théorique,  $\overline{V_Q} = 0$ ), X.Rottenberg a démontré l'influence de la variance seule sur les tensions de pull-down et de pull-up. La Figure 1.27(a) présente les résultats de simulation sur un graphe gap d'air en fonction de la tension tandis que la Figure 1.27(b) montre la variation théorique des courbes C(V). Sur les deux figures, nous pouvons observer que la répartition non uniforme des charges a un effet de « resserrement » des tensions de pull-down et de pull-up. L'écart entre les deux tensions de pull-up, positive et négative, se réduit jusqu'à disparaître pour une valeur limite de la variance  $\sigma^2_{no\_PU} = \frac{2kg_0\epsilon_0d^2}{S\epsilon_d^2}$ , ayant pour conséquence une défaillance par collage du pont. Cette situation est purement théorique. En réalité, le resserrement est toujours combiné au décalage dû à la valeur moyenne des charges et nous verrons dans la partie 2.2.1 du Chapitre 3 que ceci peut être la cause d'un décalage non symétrique des tensions de seuil du MEMS.

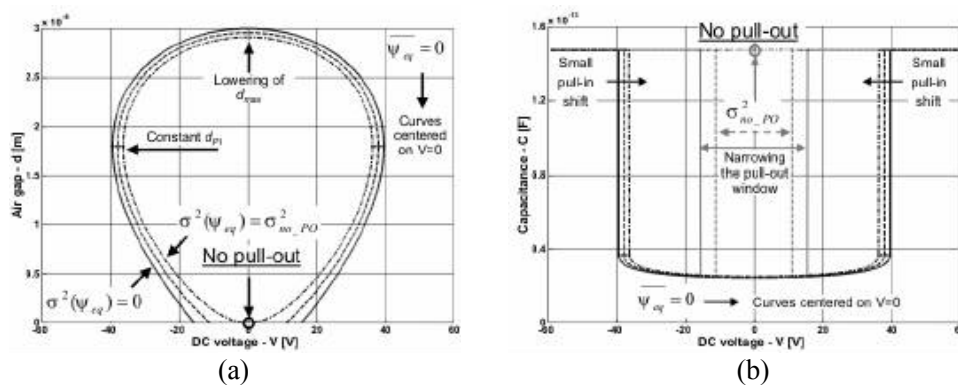


Figure 1.27 : Simulations de l'influence de la variance de la répartition des charges sur les tensions de pull-down et de pull-up ( $\sigma^2(V_Q) = \sigma^2_{no\_PU}$ )

➤ **Analyse critique du modèle**

Le modèle que nous venons de présenter permet d'appréhender le phénomène de chargement de diélectrique de manière analytique. Cette modélisation fait intervenir deux paramètres clés : la valeur moyenne de la répartition des charges à l'intérieur du diélectrique qui décale les tensions de seuil du micro-commutateur et la variance qui traduit la répartition non uniformes des charges et qui a un effet de resserrement sur les tensions de pull-down et de pull-up.

D'autres modèles, non présentés dans ce chapitre, ont également été reportés dans la littérature [25], [26], [27]. Ce sont des modèles dynamiques du chargement du diélectrique et font intervenir les constantes de temps de chargement et de déchargement du diélectrique.

Cependant, le point commun à ces modèles est qu'ils ne proposent pas d'étude détaillée sur le mécanisme de conduction présent dans le diélectrique. Or, ce point est primordial pour la compréhension et l'amélioration de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs car le mécanisme de conduction régit le chargement du diélectrique et peut être différent selon le diélectrique utilisé, voire même selon le procédé de dépôt utilisé. Le modèle que nous proposerons dans le Chapitre 3 permettra d'établir un lien entre le chargement du diélectrique et le mécanisme de conduction.

## CONCLUSION

Les premières années de recherche sur les MEMS RF ont largement été consacrées au perfectionnement des méthodologies de conception et du procédé de fabrication en vue d'améliorer leurs performances micro-ondes. Cependant, il est très vite apparu la nécessité de mener des études sur leur fiabilité pour permettre leur industrialisation future.

Ce premier chapitre a permis de synthétiser toutes les investigations menées dans ce but. Nous avons ainsi souligné l'importance de développer un banc de tests capable d'effectuer des mesures de tensions de seuil, par des courbes  $C(V)$  par exemple, ou encore de contrôler l'état du pont régulièrement. Ces différentes mesures permettent d'observer la signature du chargement du diélectrique qui est le principal mécanisme de défaillance des micro-commutateurs de type capacitif. Ce phénomène est fortement dépendant de la tension de stress appliquée pour activer le MEMS. Plus celle-ci sera faible, meilleure sera la durée de vie du micro-commutateur ce qui confirme que la fiabilité des MEMS RF doit être prise en compte dès les premiers stades de conception et de fabrication.

Ce chapitre a également fait part de différents manques ou de données inadéquates pour réellement rendre compte de la fiabilité des MEMS RF. Ainsi, le nombre de cycles avant défaillance, principale donnée de durée de vie reportée dans de nombreuses publications, s'avère être inadéquat pour qualifier la fiabilité de ce type de composant. Il en est de même pour les différents modèles de fiabilité proposés dans la littérature car, bien qu'ils établissent par exemple un lien entre le chargement du diélectrique et le décalage des tensions de seuil, aucun ne propose une étude détaillée sur le mécanisme de conduction et le stockage de charges dans le diélectrique. Enfin, aucune étude n'a associé la détection et l'analyse des modes de défaillance simultanément ce qui est un handicap pour l'étude de mécanismes de défaillance. Ce point sera largement développé dans la partie 1 du Chapitre 3.

Ces différents manques ont été comblés par nos travaux décrits dans le Chapitre 2 et le Chapitre 3 de ce manuscrit, dans lesquels nous présenterons respectivement le banc de tests que nous avons développé et les résultats de modélisation qui en ont découlés.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 1

- [1] C.Goldsmith, T.H.Lin, B.Powers, W.R.Wu, B.Norvell, "Micromechanical Membrane switches for microwave applications", 1995 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Orlando, USA, Mai 1995, pp.91-94.
- [2] C.Goldsmith, J.Randall, S.Eshelman, T.H.Lin, D. Denniston, S.Chen, B. Norvell "Characteristics of micro-machined switches at microwave frequencies", 1996 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, San Francisco, USA, Juin 1996, pp.1141-1144.
- [3] S.Pacheco, C.T.Nguyen, L.P.B.Katehi, "Micromechanical electrostatic K-band switches", 1998 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, USA, Juin 1998, pp.1569-1572.
- [4] C.L.Goldsmith, Z.Yao, S.Eshelman, D.Denniston, "Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches", *IEEE microwave and guided wave letters*, Août 2003, vol.8, n°8, pp.269-271
- [5] S-C.Shen, M.Feng, "Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25GHz to 40GHz", *International. Electron Devices Meeting*, Washington, USA, 1999, pp.689-692.
- [6] D.Hah, A.Yoon, S.Hong, "A low voltage actuated micromachined microwave switch using torsion springs and leverage", 2002 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Seattle, USA, Juin 2002, pp.157-160.
- [7] HA.C.Tilmans, M.D.J.Van de Peer, and E.Beyne, "The indent reflow sealing (IRS) technique a method for the fabrication of sealed cavities for MEMS devices", *Journal of microelectromechanical systems*, Juin 2000, vol.9, n°2, pp.206-217.
- [8] A.Margomenos, D.Peroulis, J.P.Becker, L.P.B.Katehi, "Silicon micromachined interconnects for on wafer packaging of MEMS devices", *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Sept. 2001, pp.33-36
- [9] B.Ducarouge, D.Dubuc, S.Mellé, K.Grenier, L.Bary, P.Pons, R.Plana, "Efficient design methodology of polymer based RF MEMS switches", *SiRf*, Atlanta, Sept. 2004
- [10] D.Peroulis, S.P.Pacheco, L.P.B.Katehi, Fellow, "RFMEMS switches with enhanced power handling capabilities", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Janvier 2004, vol. 52, n°1, pp.59-68
- [11] C.Goldsmith, J.Ehmke, A.Malczewski, B.Pillans, S.Eshelman, Z.Yao, L.Brank, M.Eberly, "Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches", 2001 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Phoenix, USA, Mai 2001, vol.1, pp.227-230.
- [12] B.Pillans, J.Kleber, C.Goldsmith, M.Eberly, "RF power handling of capacitive RF MEMS devices", 2002 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Seattle, USA, Juin 2002, pp.329-332.

- [13] 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*, Mai 2003, pp.604-612.
- [14] I. De Wolf, "Reliability investigation of RF MEMS", *MEMSWAVE 2003*, Toulouse, Juillet 2003, pp.A5-A6.
- [15] Z.J.Yao, S.Chen, S.Eshelman, D.Denniston, C.Goldsmith, "Micromachined low-loss microwave switches", *IEEE Journal of microelectromechanical systems*, vol.8, n°2, Juin 1999
- [16] G.M.Rebeiz, J.B.Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits", *IEEE Microwave magazine*, pp. 59-71, Dec. 2001
- [17] C.O'Mahony, R.Duane, M.Hill, K.Bhate, A.Mathewson, "A long lifetime, low voltage, capacitive RF microswitch",
- [18] C.O'Mahony, M.Hill, R.Duane, A-M.Kelleher, A.Mathewson, "Effects of dielectric charging on the reliability of capacitive microswitches", *MME*, Delft, Netherlands, 2003
- [19] E.K.Chan, K.Garikipati, R.W.Dutton, "Characterization of contact electromechanics through capacitance-voltage measurements and simulations", *Journal of microelectromechanical systems*, Juin 1999, vol.8, n°2, pp.208-217.
- [20] J.R.Reid, "Simulation and measurement of dielectric charging in capacitive microwave switches", *MSM 2002*, San Juan, Puerto Rico, USA, Avril 2002, vol1, pp.250-253.
- [21] I. De Wolf, W.M.Van Spengen, "Techniques to study the reliability of metal RF MEMS capacitive switches", *Microelectronics reliability*, 2002, pp.1789-1794.
- [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, 2002, pp.901-904.
- [23] 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, Oct. 2004, pp. 77-80.
- [24] J.Wibbeler, G.Pfeifer, M.Hietschold, "Parasitic charging of dielectric surfaces in capacitive microelectromechanical systems (MEMS)", *Sensors and Actuators*, Juin 1998, pp.74-80.
- [25] 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*, Janv. 2004, pp.514-521.
- [26] X.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", *2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, USA, Juin 2004, pp.1943-1946.

- [27] X.Yuan, S.Cherepko, J.Hwang, C.L.Goldsmith, C.Nordquist, C.Dyck, "Modeling and characterization of dielectric charging-effects in RF MEMS capacitive switches", 2005 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Long Beach, USA, Juin 2005.





**Chapitre 2 :**  
**Banc de caractérisations spécifique pour**  
**l'étude de la fiabilité des micro-**  
**commutateurs MEMS RF**



## INTRODUCTION

Ce chapitre présente le banc de tests développé dans le cadre de notre étude pour l'évaluation de la durée de vie des MEMS RF. Le chapitre précédent présentait deux bancs de tests développés par Raytheon et l'IMEC. Nous en avons détaillé les principales caractéristiques et nous avons souligné leurs majeures limitations. Cette analyse a permis d'extraire les principales propriétés d'un banc de fiabilité de MEMS RF.

Le banc de tests que nous avons développé a pour objectifs de combler l'ensemble des besoins identifiés. Il comprend un bloc appelé « activation du micro-commutateur » associé à deux autres entités : « mesures micro-ondes » et « mesures électromécaniques ». L'association du premier bloc à chacune des deux autres permet d'étudier les différentes propriétés des MEMS en fonction de la fréquence, du temps et de la tension appliquée. Le point commun entre ces trois mesures est l'utilisation d'un signal micro-onde comme élément de caractérisation de la fiabilité des MEMS. Ceci permet de tester ces composants dans les conditions de leur application future à savoir leur utilisation en tant que commutateur en vue de couper ou de laisser passer un signal micro-onde.

Nous présenterons dans une première partie le logiciel que nous avons spécifiquement développé pour l'automatisation de l'ensemble des caractérisations, puis nous détaillerons les trois entités constituant le banc de tests ainsi que les mesures qu'elles permettent d'effectuer.

Une deuxième partie sera dédiée aux deux tests de fiabilité mis en place afin d'étudier les modes et mécanismes de défaillance des micro-commutateurs : le test de cyclage et le test de stress DC.

Nous concluons ce chapitre par une analyse des avantages et des limitations du banc de fiabilité développé et nous décrirons les problèmes rencontrés lors de sa mise place.

## **1. BANC DE CARACTERISATIONS DES PROPRIETES DES MEMS RF**

Le banc de tests que nous avons développé est entièrement automatisé et se décompose en trois parties ayant chacune une fonction particulière. Un schéma bloc représentant l'architecture du banc est donné en Figure 2.1 et des photographies sont présentées en Figure 2.2.

Une première partie concerne l'activation des micro-commutateurs. Elle est composée d'un générateur de fonctions arbitraires et d'une carte électronique réalisant la soustraction des deux sorties du générateur ainsi que l'amplification du signal résultant de cette opération.

Une deuxième partie permet de mesurer les performances micro-ondes des MEMS et est composée d'un analyseur de réseau vectoriel ainsi que d'un ensemble de câbles, de transitions et de pointes spécifique aux mesures hyperfréquences et permettant d'effectuer des mesures sur wafer.

Enfin, la troisième partie comprend un détecteur de puissance RF et un oscilloscope afin de mesurer les paramètres dynamiques des dispositifs.

Ces trois entités peuvent fonctionner de façon quasi-indépendante apportant diverses informations sur les propriétés des micro-commutateurs. Nous allons dans un premier temps décrire le logiciel et le langage de programmation utilisé pour l'automatisation du banc de tests puis nous détaillerons chacune des entités ainsi que les mesures qu'elles permettent d'effectuer.

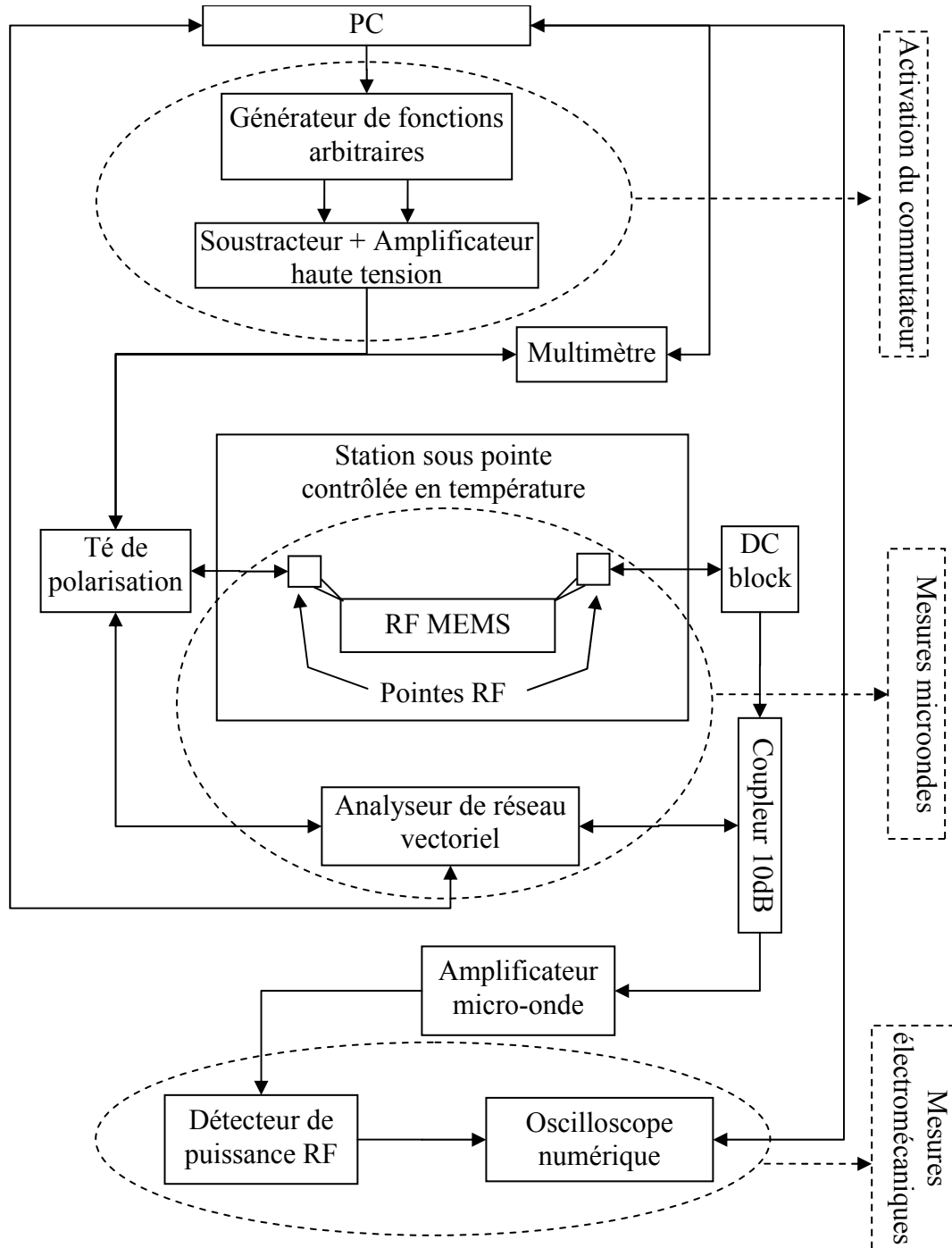


Figure 2.1 : Architecture du banc de fiabilité

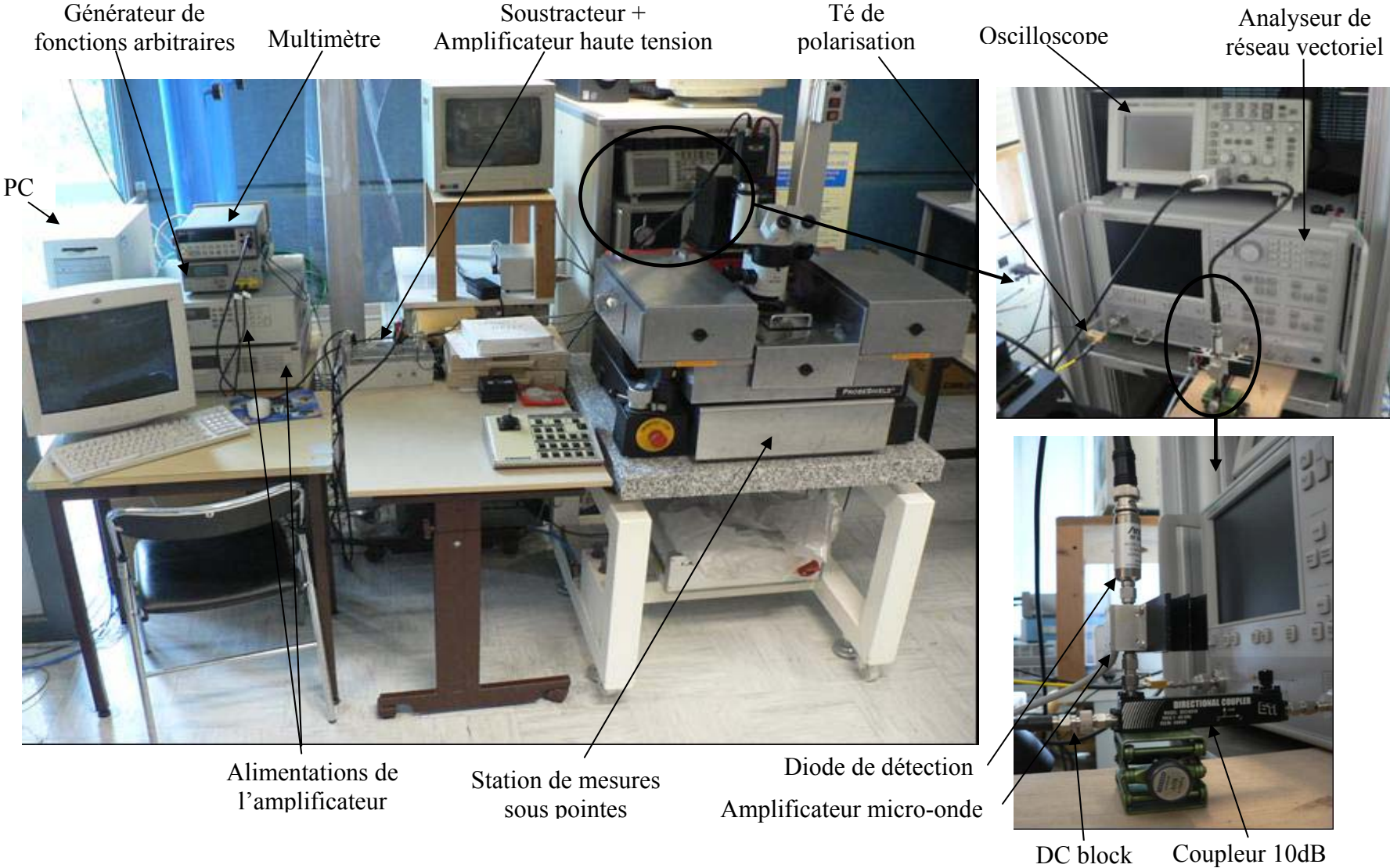


Figure 2.2 : Photographies du banc de fiabilité

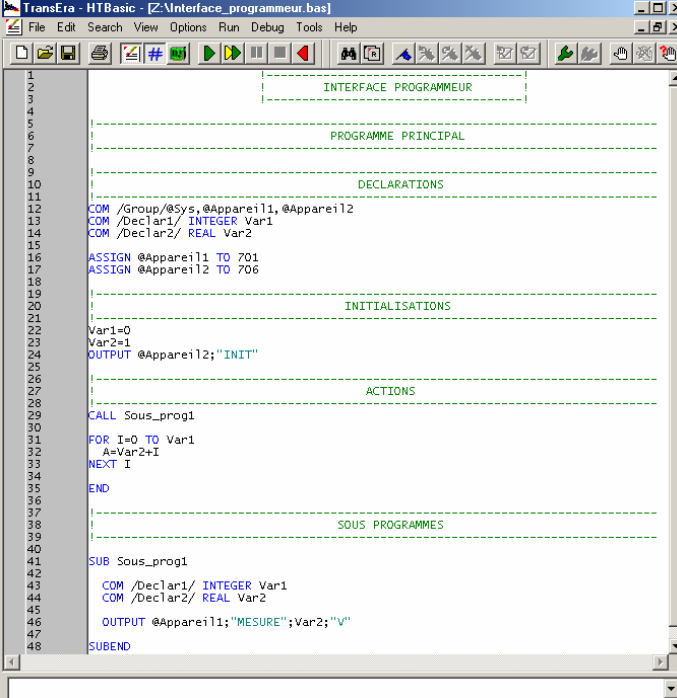
## 1.1. LOGICIEL

Tous les appareils sont connectés par bus GPIB au PC. L'automatisation des mesures et des tests de fiabilité a été effectuée par programmation en High Tech Basic (HTBasic 9.1). Nous allons détailler les deux interfaces développées : celle du programmeur et celle de l'utilisateur.

### 1.1.1. Interface programmeur

L'interface programmeur se présente sous la forme décrite en Figure 2.3. Le langage HTBasic est un langage textuel créé en 1990 par TransEra pour piloter des appareils de mesures. En 1995, il peut être utilisé sous Windows et devient en 2000 le langage de remplacement du HPBasic développé par Hewlett-Packard en proposant un environnement de développement entièrement graphique.

La programmation s'organise en deux parties : le programme principal et les sous-programmes. Le programme principal et les sous-programmes se décomposent en trois parties : les déclarations, les initialisations des variables et des appareils de mesures et les actions. Le langage en lui-même utilise les fonctions standards de la programmation : boucles, tableaux, fichiers...



```
TransEra - HTBasic - [Z:\Interface_programmeur.bas]
File Edit Search View Options Run Debug Tools Help

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48

      INTERFACE PROGRAMMEUR
      PROGRAMME PRINCIPAL
      DECLARATIONS
COM /Group/@Sys,@Appareil1,@Appareil2
COM /Declar1/ INTEGER Var1
COM /Declar2/ REAL Var2
ASSIGN @Appareil1 TO 701
ASSIGN @Appareil2 TO 706
      INITIALISATIONS
Var1=0
Var2=1
OUTPUT @Appareil2;"INIT"
      ACTIONS
CALL Sous_prog1
FOR I=0 TO Var1
  A=Var2+I
NEXT I
END
      SOUS PROGRAMMES
SUB Sous_prog1
  COM /Declar1/ INTEGER Var1
  COM /Declar2/ REAL Var2
  OUTPUT @Appareil1;"MESURE";Var2;"V"
```

Figure 2.3 : Interface programmeur



### 1.1.2. Interface utilisateur

La version 9 de HTBasic offre la possibilité de développer une interface utilisateur entièrement graphique permettant à l'utilisateur du logiciel d'entrer des valeurs numériques, d'effectuer un choix grâce à des menus déroulants, de lancer et d'arrêter le programme par des boutons poussoirs, de suivre l'évolution de la mesure au moyen d'une boîte de dialogue et de graphes, etc...

Un exemple d'interface opérateur est donné en Figure 2.4. On y retrouve les deux variables Var1 et Var2 de l'interface programmeur ci-dessus.

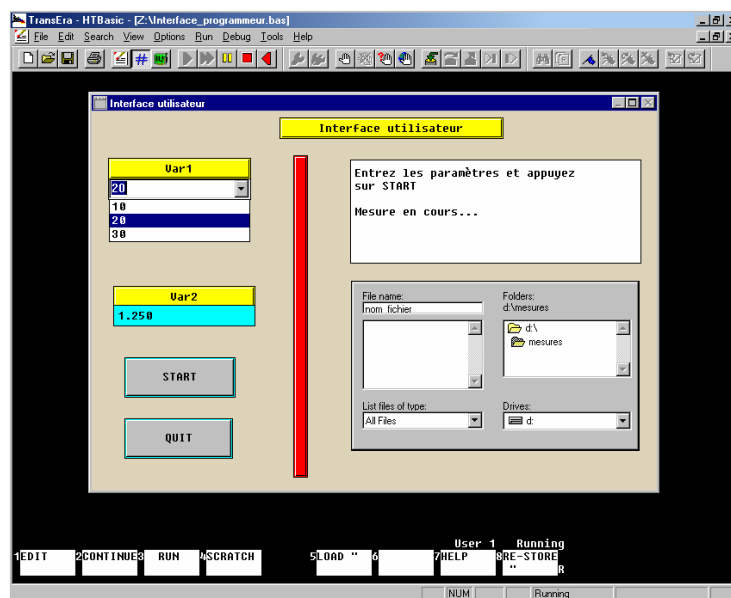


Figure 2.4 : Interface utilisateur

## 1.2. ACTIVATION DU MICRO-COMMUTATEUR

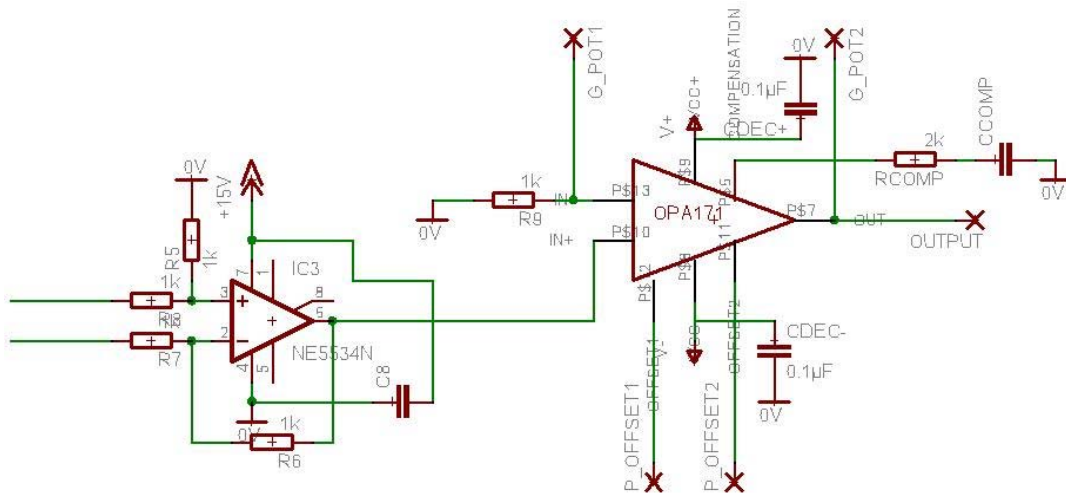
Comme pour tout interrupteur électronique, les MEMS RF nécessitent une commande en tension appropriée. Ce paragraphe est dédié aux modules de commande mis en œuvre s'adaptant à la spécificité des MEMS RF.

### ➤ Générateur de fonctions arbitraires

Le générateur de fonctions arbitraires utilisé possède deux sorties pouvant fournir divers signaux de type carré, triangle et sinusoïdal. D'autres formes de signaux peuvent également être créées par l'utilisateur au moyen d'un logiciel spécifique. La fréquence des signaux générés s'échelonne de 0.01Hz à 16 MHz et l'amplitude peut atteindre 10V crête à crête.

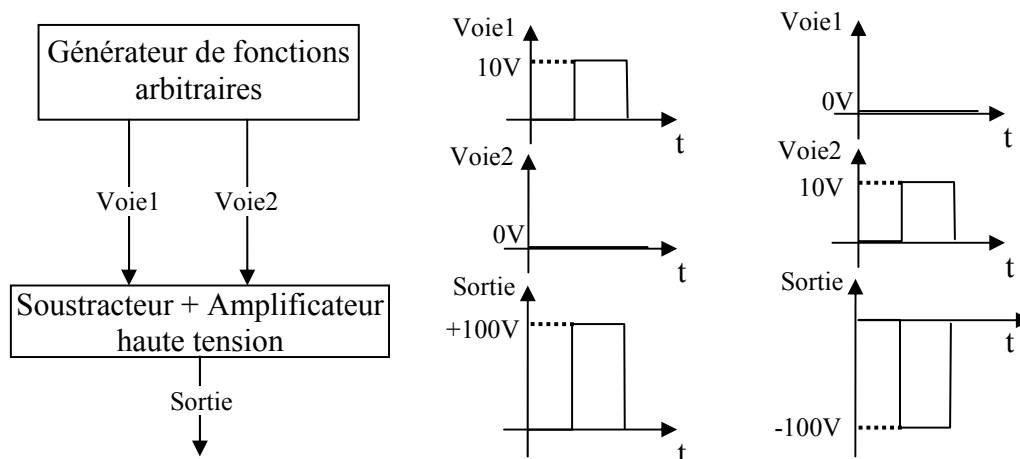
➤ **Carte électronique : soustracteur et amplificateur haute tension**

Dans notre cas, les deux sorties sont connectées à une carte électronique comprenant un soustracteur et un amplificateur haute tension permettant de générer des hautes tensions exigées par les MEMS à activation électrostatique. Le schéma électrique est présenté en Figure 2.5.



**Figure 2.5 : Schéma électrique de la carte électronique**

Le fonctionnement de l'association générateur de fonctions et carte électronique est expliqué en Figure 2.6. Les deux sorties du générateur fournissent un signal positif. La sortie n°1 et la sortie n°2 sont respectivement appliquées sur les entrées positive et négative du soustracteur en sortie duquel nous obtenons un signal positif ou négatif selon l'état de chaque sortie du générateur. Ce signal est ensuite appliqué à l'amplificateur haute tension qui l'amplifie d'un facteur 10.



**Figure 2.6 : Principe de fonctionnement de la carte électronique**

➤ **Différents signaux de commandes réalisables**

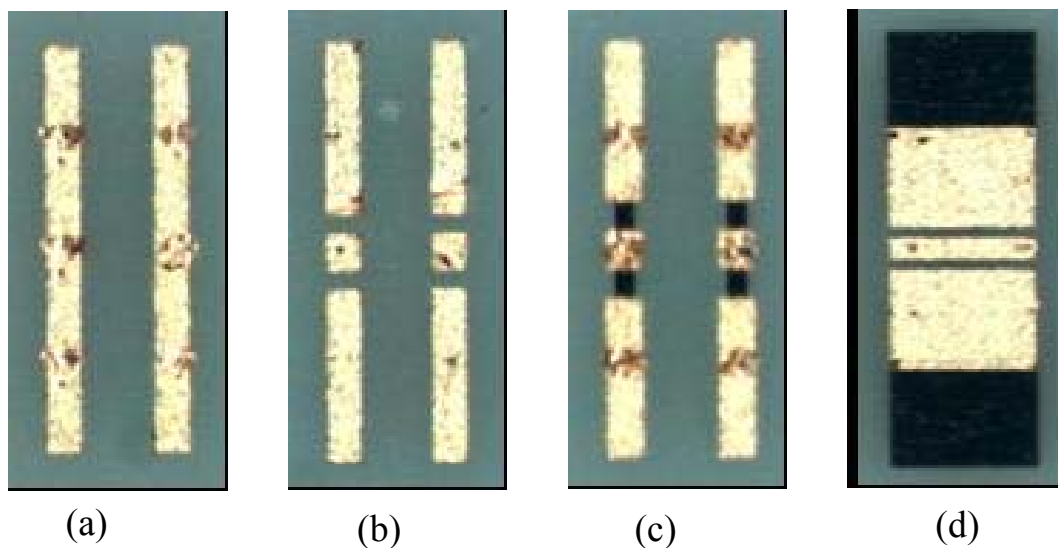
Les signaux obtenus en sortie de la carte peuvent donc être positifs, négatifs, de formes variées, de fréquence allant de 0.01Hz à 16MHz (en théorie car nous verrons à la fin de ce chapitre qu'il existe une limite en fréquence des signaux que l'on peut générer) et d'amplitude allant jusqu'à 100V, permettant de générer différents types d'activations des MEMS et d'en étudier leur impact sur la fiabilité.

**1.3. MESURES MICRO-ONDES DU MICRO-COMMUTATEUR**

Afin de suivre le comportement des micro-commutateurs MEMS RF dans leurs conditions de fonctionnement nominales, nous nous sommes attachés à effectuer les mesures micro-ondes de ces composants.

➤ **Analyseur de réseau et calibrage**

L'analyseur de réseau vectoriel (ARV) utilisé est un Anritsu 39397C. Cet appareil permet de mesurer les performances micro-ondes de dispositifs pour des fréquences allant jusqu'à 40GHz. L'ARV est connecté au micro-commutateur au moyen de câbles, de transitions et de pointes spécifiques aux mesures hyperfréquences. Ces connexions engendrent des pertes et des déphasages qu'il est nécessaire de prendre en compte lors de la mesure des performances propres au MEMS grâce à un calibrage SOLT (Short, Open, Load, Thru) dont les motifs sont présentés sur la Figure 2.7.



**Figure 2.7 : Motifs d'un calibrage SOLT, Short (a), Open (b), Load (c), Thru (d)**

➤ **Mesures micro-ondes**

Une fois l'étape de calibrage effectuée, il est alors possible de mesurer les paramètres S des dispositifs. Le principe de la mesure des performances micro-ondes d'un micro-commutateur est décrit en Figure 2.8. Au moyen du bloc « activation du micro-commutateur » présenté dans la partie précédente, nous appliquons une polarisation de manière à abaisser le pont puis nous mesurons les paramètres S, appelés  $[S]_{on}$ . Nous mesurons ensuite les paramètres S à l'état haut, appelés  $[S]_{off}$ , sans appliquer de polarisation. Le mélange du signal micro-onde et de la polarisation s'effectue au moyen d'un té de polarisation permettant des mesures hyperfréquences jusqu'à 40GHz pour des tensions DC allant jusqu'à 100V. Un DC block 40GHz/100V protège le deuxième port de l'analyseur de réseau vectoriel du signal DC.

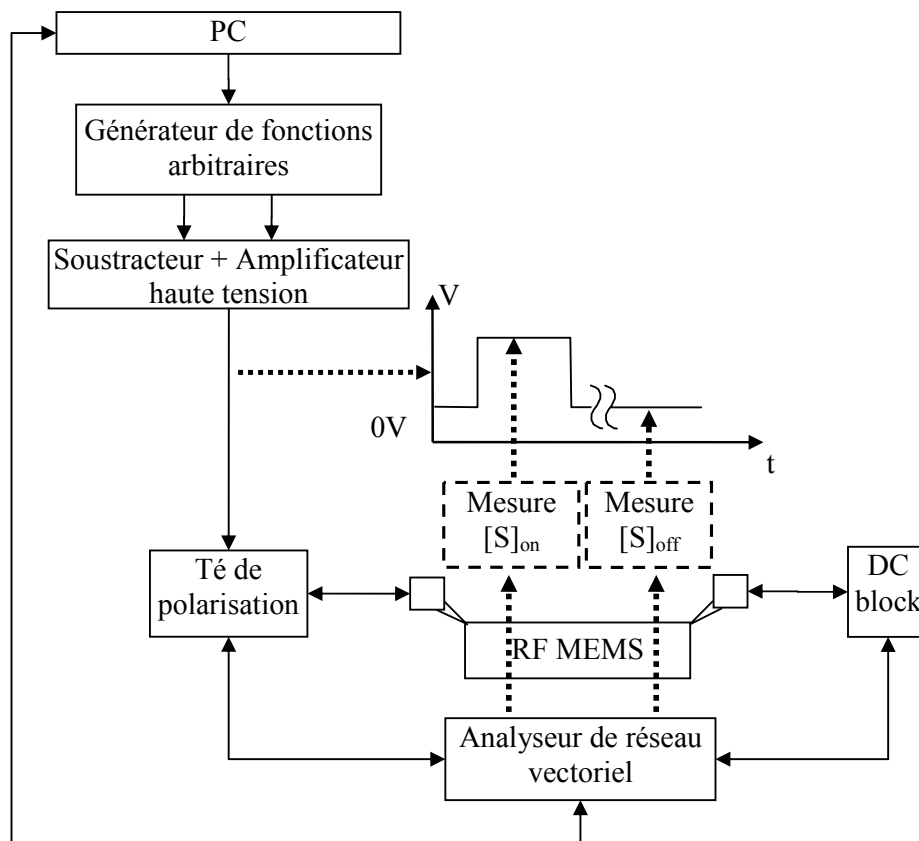


Figure 2.8 : Principe de mesures micro-ondes des micro-commutateurs

L'interface utilisateur associée à la mesure des performances micro-ondes des MEMS est présentée en Figure 2.9. L'opérateur peut alors choisir le type (1) et l'amplitude (2) du signal de commande, les paramètres  $[S]$  à mesurer (3) et la gamme de fréquences des mesures (4).

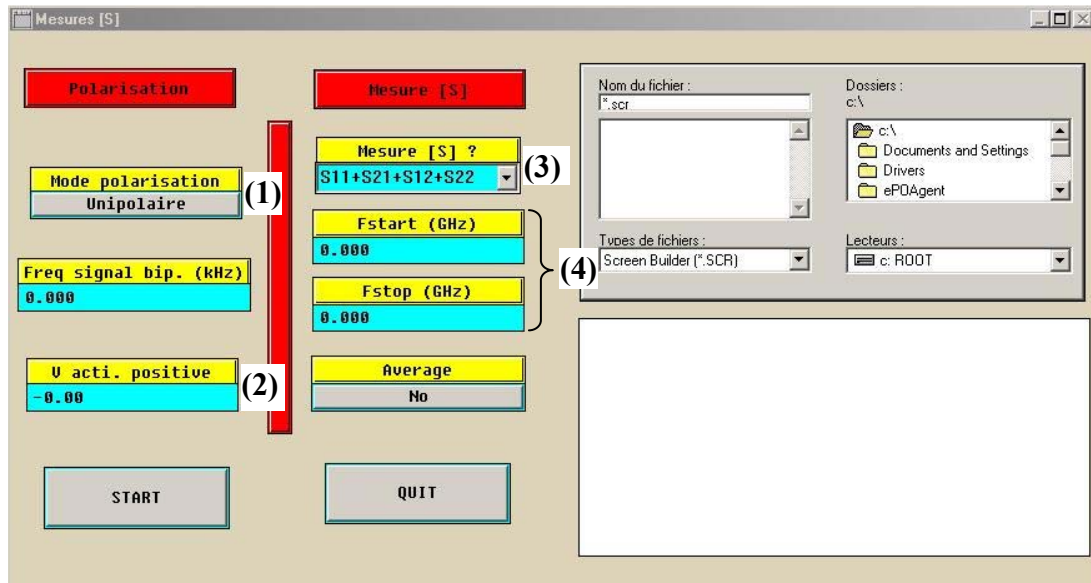


Figure 2.9 : Interface utilisateur associée à la mesure des performances micro-ondes des MEMS

La Figure 2.10 présente la mesure des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  en module (dB) et phase ( $^{\circ}$ ), pour un micro-commutateur à l'état haut et à l'état bas. Ces mesures permettent ainsi un suivi des performances micro-ondes de MEMS sur une large gamme de fréquence tout au long de leur durée de vie.

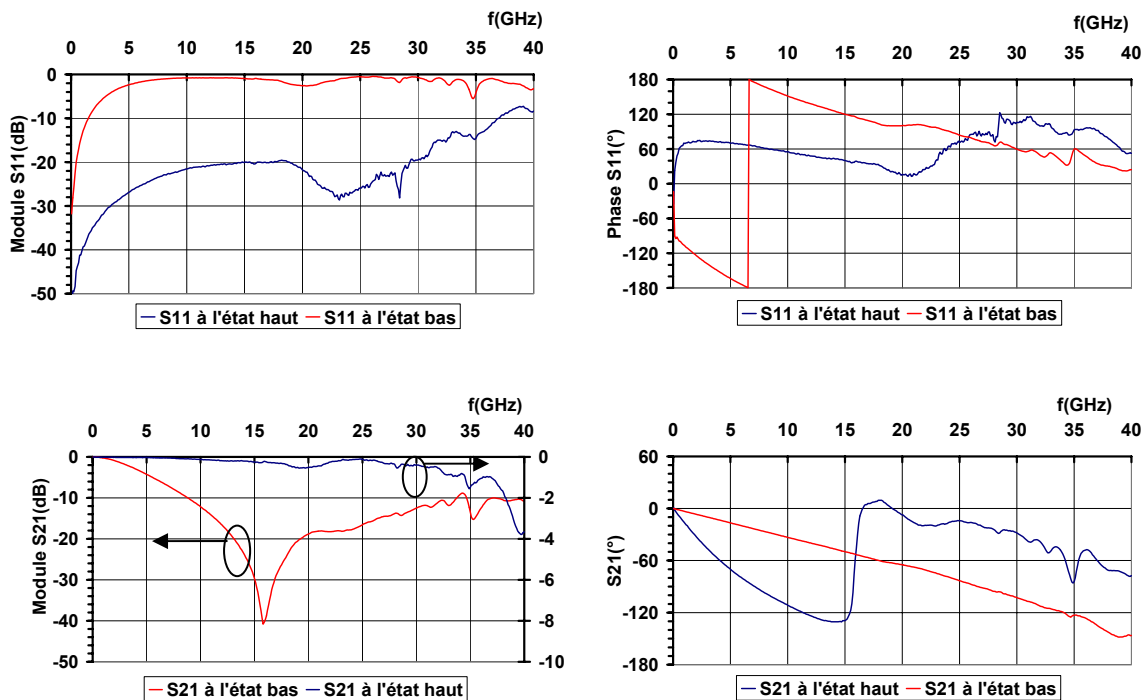


Figure 2.10 : Mesures micro-ondes d'un micro-commutateur

## 1.4. MESURES DES PROPRIETES DYNAMIQUES DU MICRO-COMMUTATEUR

### ➤ Méthodologie

Pour évaluer les propriétés dynamiques d'un micro-commutateur, il est nécessaire de mesurer la réponse temporelle de ce dernier. Pour cela, nous utilisons l'association de trois appareils : l'analyseur de réseau présenté dans la partie précédente, un détecteur de puissance RF et un oscilloscope numérique (Cf. Figure 2.11).

L'ARV est configuré en source de puissance, option généralement utilisée pour mesurer le point de compression d'un amplificateur micro-onde. Dans notre cas, elle sert à appliquer au micro-commutateur un signal de faible puissance, typiquement 0dBm, à une fréquence fixe. Le signal passe ensuite au travers du MEMS et d'un coupleur 10dB.

Ce coupleur 10dB peut fonctionner jusqu'à 40GHz et nous permet d'effectuer des mesures micro-ondes et électromécaniques sans déconnecter les différents éléments. La plus grande partie du signal est dirigée vers l'analyseur de réseau pour les mesures micro-ondes expliquées dans le paragraphe précédent, tandis qu'un dixième de la puissance est prélevée pour le circuit de détection.

Cette portion de signal est ensuite amplifiée par un amplificateur micro-onde ayant 20dB de gain jusqu'à 30GHz. L'amplification du signal est nécessaire à cause des atténuations engendrées par le coupleur, les transitions, les câbles et les pointes et pour que le signal puisse être détecté par la diode de détection. Cette dernière transmet l'enveloppe du signal micro-onde modulé par le micro-commutateur. Nous obtenons ainsi en sortie de la diode une tension représentant l'état du pont que nous visualisons sur un oscilloscope numérique Tektronix TDS1002 et sommes ainsi capables d'extraire les propriétés dynamiques des MEMS RF.

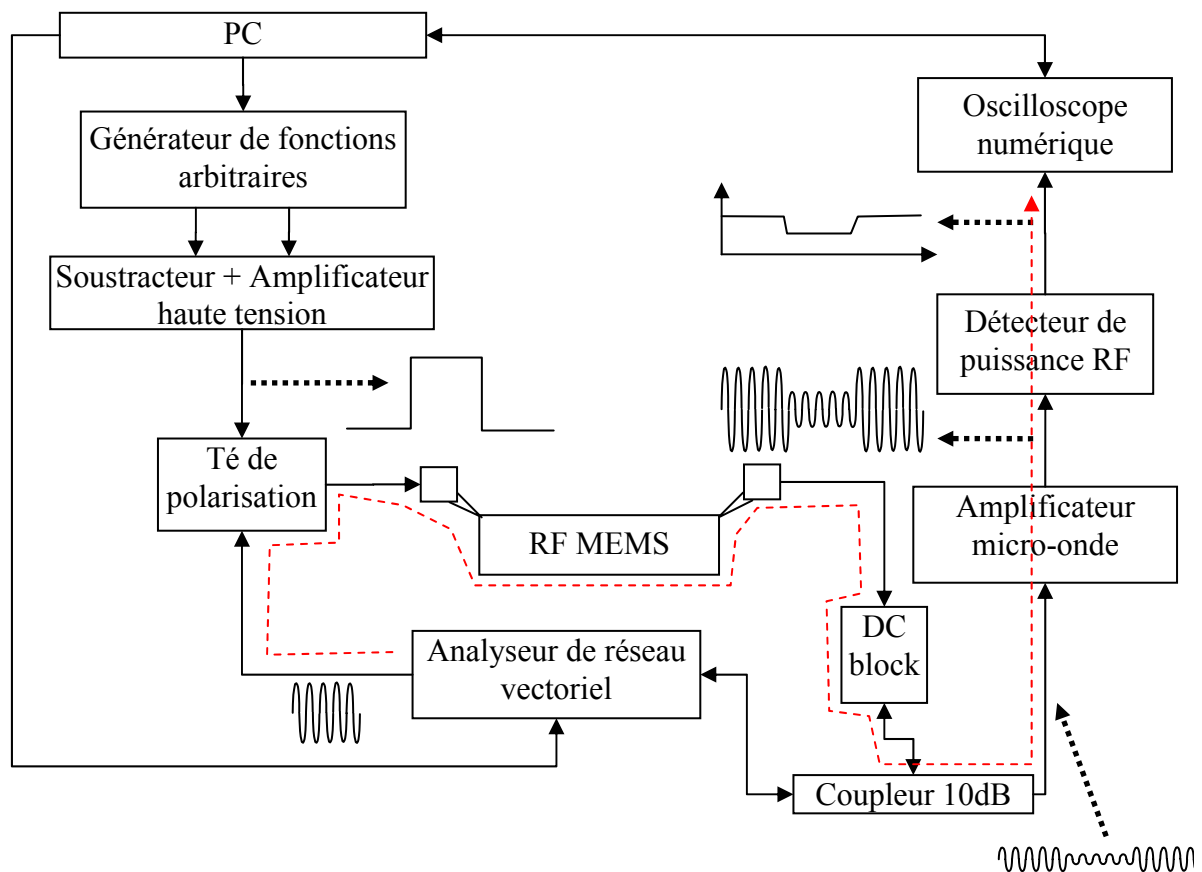
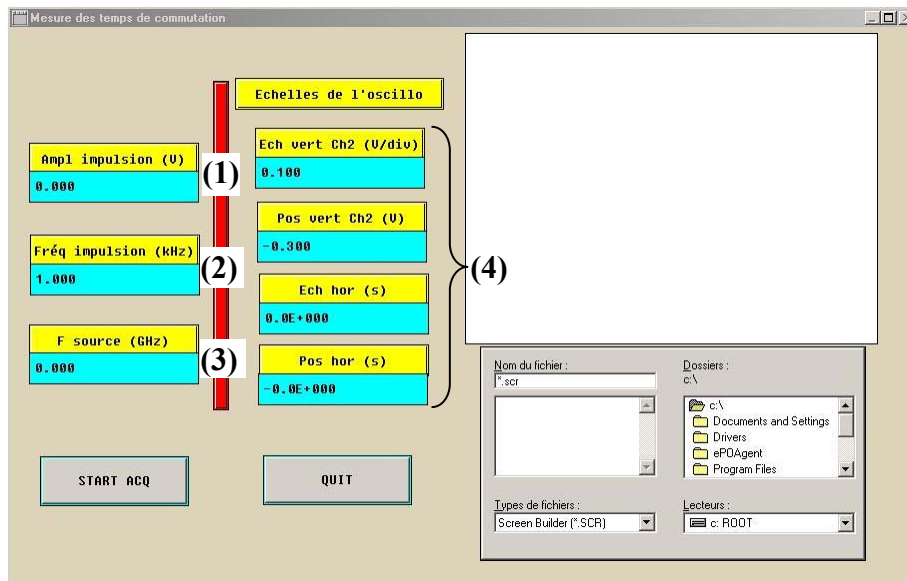


Figure 2.11 : Méthodologie des mesures électromécaniques

➤ **Application : mesure des temps de commutation d'un micro-commutateur**

Pour mesurer les temps de commutation d'un micro-commutateur, nous appliquons à ce dernier un signal carré d'amplitude suffisante pour abaisser le pont et de fréquence suffisamment élevée pour obtenir un échantillonnage correct du signal détecté, typiquement entre 500Hz et 1kHz.

L'interface utilisateur associée à la mesure des temps de commutation des micro-commutateurs est présentée en Figure 2.12. L'opérateur peut alors choisir l'amplitude (1) et la fréquence (2) du signal de commande, la fréquence de source de l'ARV (3) et la valeur des échelles de l'oscilloscope (4).



**Figure 2.12 : Interface utilisateur associée à la mesure des temps de commutation des micro-commutateurs**

Un exemple de mesures est montré en Figure 2.13. La mesure a été effectuée à une fréquence de source de 15GHz sur le même micro-commutateur dont nous avons mesuré les paramètres S. Le temps de descente du pont est donc égal à  $T_{on}=20\mu s$  et le temps de montée du pont est égal à  $T_{off}=91\mu s$ . Nous pouvons également observer que le pont réagit avec un temps de retard de  $T_{retard}=30\mu s$ . Nous expliquerons cette propriété dans la partie 1.2.3 du Chapitre 3. A noter également que les temps de montée et de descente du signal de commande sont relativement lents, ceci constitue le principal inconvénient de ce banc de mesures que nous détaillerons dans la dernière partie de ce chapitre.



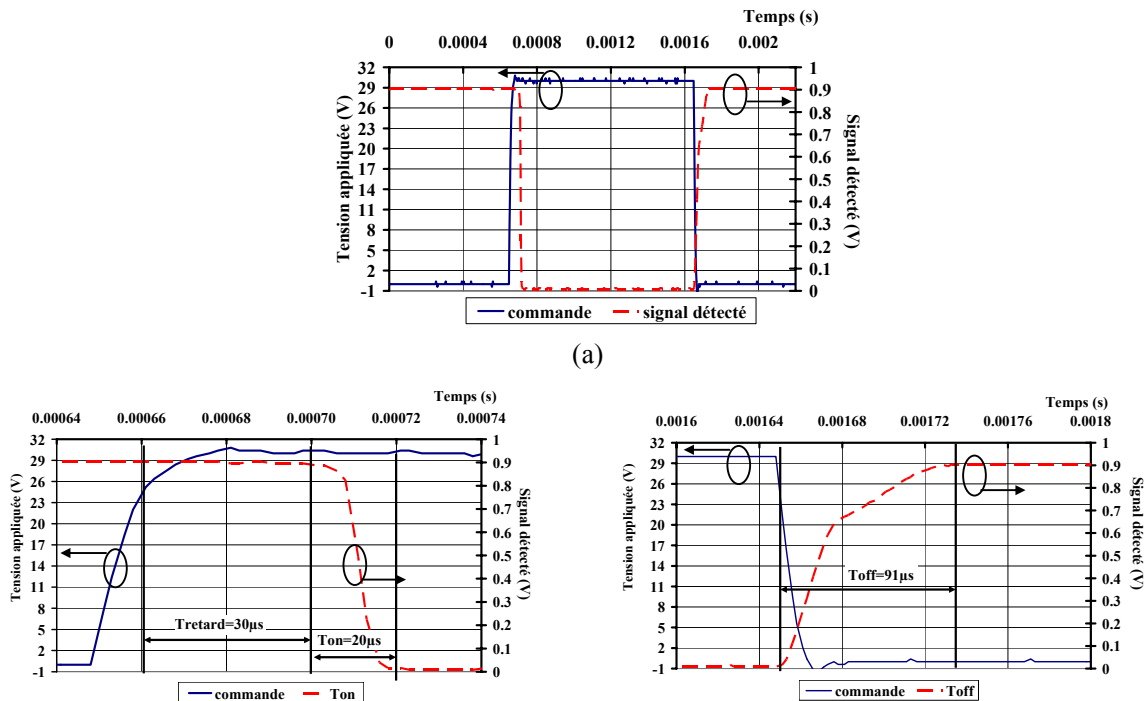


Figure 2.13 : Temps de commutation d'un micro-commutateur, signal appliqué et signal détecté (a), mesure du Ton (b), mesure du Toff (c)

### 1.5. MESURE DES TENSIONS DE SEUIL DES MICRO-COMMUTATEURS

Comme nous l'avons vu dans le Chapitre 1 de ce manuscrit, la signature du chargement du diélectrique est le décalage des tensions de pull-down et de pull-up du micro-commutateur. Il est donc indispensable de mettre au point une technique de mesure de ces propriétés électromécaniques. Nous avons développé deux techniques pour cela, toutes deux s'appuyant sur la mesure directe ou indirecte du paramètre  $S_{21}$  pour connaître l'état du pont. Une première méthode utilise l'analyseur de réseau vectoriel comme appareil de mesure de façon conventionnelle (nommée  $S_{21}(V)$  à l'ARV) et la deuxième l'utilise comme une source de puissance associée à la diode de détection et à l'oscilloscope (nommée  $S_{21}(V)$  à l'oscilloscope). Nous allons à présent détailler chacune des deux méthodes pour en apprécier les avantages et les inconvénients.

### 1.5.1. Mesure $S_{21}=f(V)$ au moyen de l'analyseur de réseau vectoriel

#### ➤ Méthodologie de la mesure

Cette méthode de mesure consiste à appliquer au micro-commutateur des paliers de tensions (ou rampe de tensions) montants et descendants et de mesurer à chaque palier le module du paramètre  $S_{21}$  à une fréquence fixe (mode CW de l'ARV). Lorsque le pont est à l'état haut, le paramètre  $S_{21}$  représente les pertes à l'état passant (pertes résistives, radiatives...). Lorsque le pont se baisse, la capacité créée par le pont, le diélectrique et la ligne coupe le signal micro-onde. Le paramètre  $S_{21}$  diminue alors fortement prouvant ainsi que le pont s'est baissé. La méthodologie de mesure est présentée en Figure 2.14.

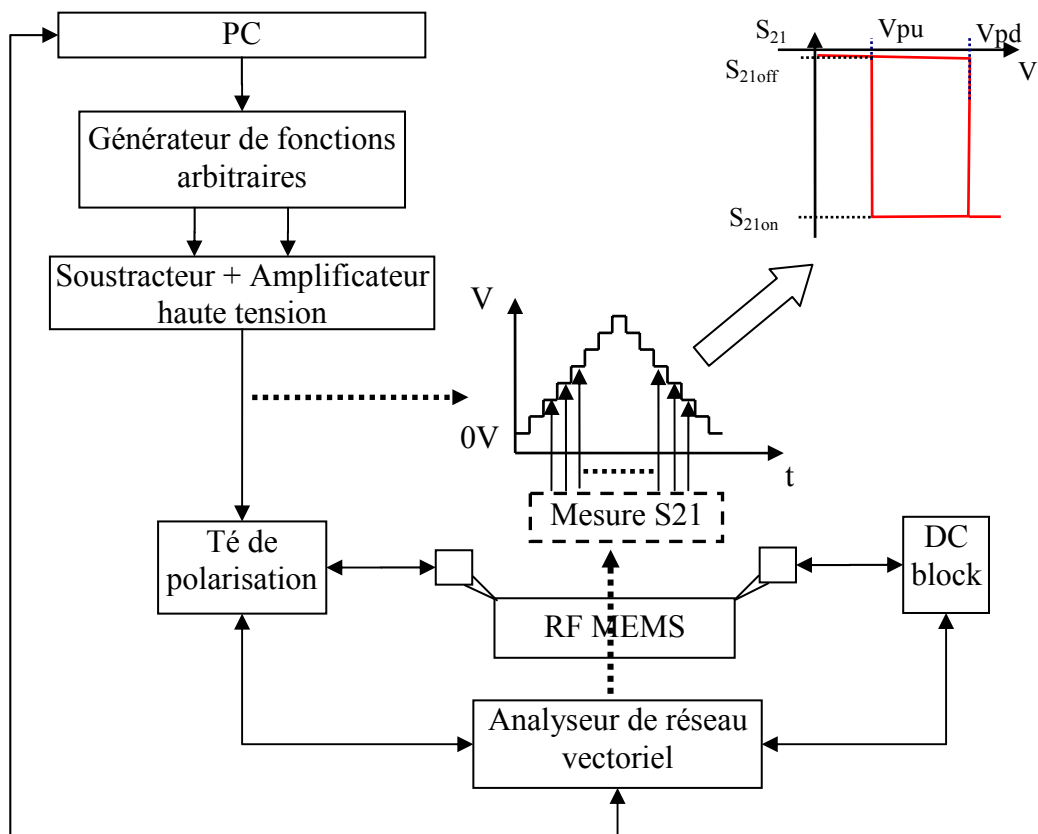


Figure 2.14 : Méthodologie de mesure  $S_{21}(V)$  au moyen de l'analyseur de réseau vectoriel

#### ➤ Automatisation de la mesure

Cette mesure est entièrement automatisée (Cf. Figure 2.15). Il est alors possible pour l'utilisateur de choisir entre différents modes de mesures. La première étape consiste à définir le type de  $S_{21}(V)$  que l'on désire effectuer parmi cinq possibilités (1) :

- rampe positive.
- rampe négative.
- rampe positive puis négative.
- rampe négative puis positive.
- rampe personnalisée.

Dans tous les cas, l'utilisateur fixe la valeur de la fréquence de mesure micro-onde (2). Si l'on choisit une des quatre premières possibilités, le premier palier de tension commence à 0V et la rampe est symétrique. On peut alors choisir :

- de stopper la phase montante de la rampe à une tension prédéfinie (3), (4).
- de stopper la phase montante de la rampe une fois le pont baissé (3). Pour cela, le module du paramètre  $S_{21}$  est à chaque palier comparé à une valeur de référence fixée par l'utilisateur (5). Lorsque la valeur mesurée est inférieure à celle de référence, cela signifie que le pont a atteint sa tension de pull-down, la rampe commence alors sa phase descendante. Une option permet également de dépasser la tension de pull-down d'un pourcentage fixé par l'utilisateur (6).

La rampe personnalisée (7) permet quant à elle d'effectuer des mesures  $S_{21}(V)$  non symétriques. Ainsi, les valeurs de tensions de commande initiale et finale peuvent être définies avant la mesure et le premier palier ne commence pas obligatoirement à 0V (8).

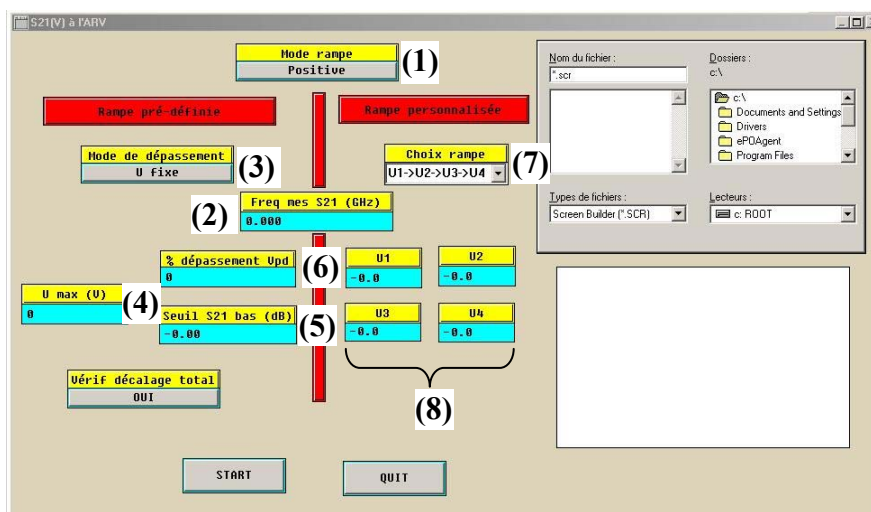


Figure 2.15 : Interface utilisateur associée à la mesure des tensions de seuil des micro-commutateurs à l'ARV

Un exemple de mesure des tensions de seuil est donné en Figure 2.16. La mesure a été effectuée à une fréquence de 15GHz sur le même micro-commutateur dont nous avons mesuré les paramètres S et les temps de commutation. La tension de pull-down est donc égale à  $V_{pd}=25V$  et la tension de pull-up est égale à  $V_{pu}=11V$ .

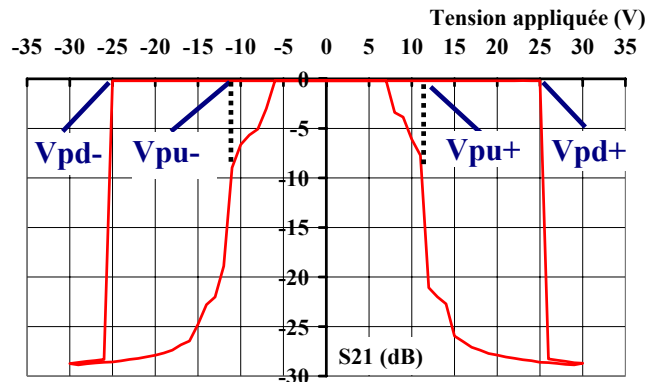


Figure 2.16 : Mesure des tensions de seuil d'un micro-commutateur à l'ARV

Pour effectuer la mesure des tensions de seuil d'un micro-commutateur, il est nécessaire de se placer avant la fréquence de résonance micro-onde. Si la mesure est effectuée au-delà de cette fréquence, nous obtenons le cycle d'hystérésis montré en Figure 2.17 (mesure effectuée à 20GHz). On aperçoit un pic du  $S_{21}$  de -25dB correspondant au passage de la fréquence de résonance à 20GHz. Elle se situe à 16GHz lorsque le pont est à l'état bas (Cf. Figure 2.10) et augmente au fur et à mesure que le pont se relève.

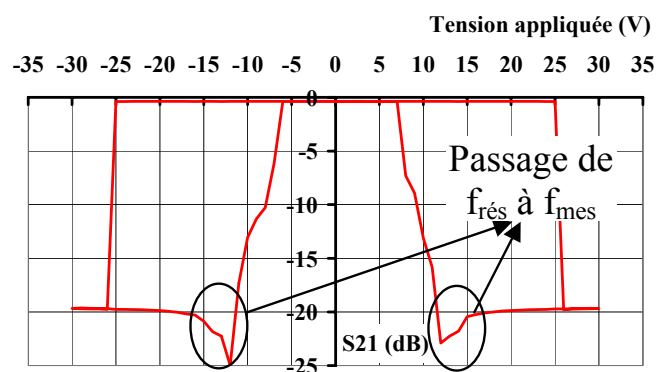
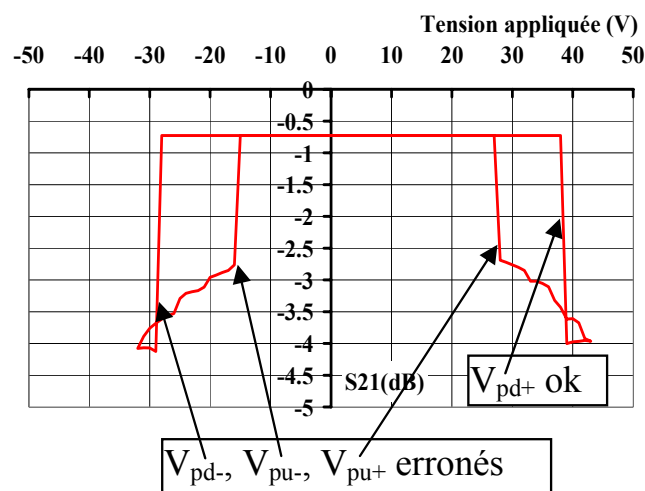


Figure 2.17 : Mesure des tensions de seuil d'un micro-commutateur à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance micro-onde

➤ **Analyse critique de la méthode de mesure**

Le principal inconvénient de cette méthode de mesure est sa « lenteur ». En effet, la vitesse de la mesure est limitée à 10V/s par la récupération des données à chaque palier de tension. Si les tensions de pull-down et de pull-up sont respectivement de 30V et 10V, le pont est en contact avec le diélectrique pendant 2s ce qui pour certains MEMS est suffisant pour charger le diélectrique. La signature de ce phénomène étant le décalage des tensions de seuil, la mesure de ces tensions est ainsi faussée par la mesure elle-même.

La Figure 2.18 montre l'exemple d'un tel cas. On peut mesurer une tension de pull-down positive de 39V et une tension de pull-down négative de 29V. Le diélectrique s'est donc chargé lorsque le pont était à l'état bas (pour  $V > 0$ ) et la tension de pull-down négative s'est alors décalée de 10V pendant ce temps.

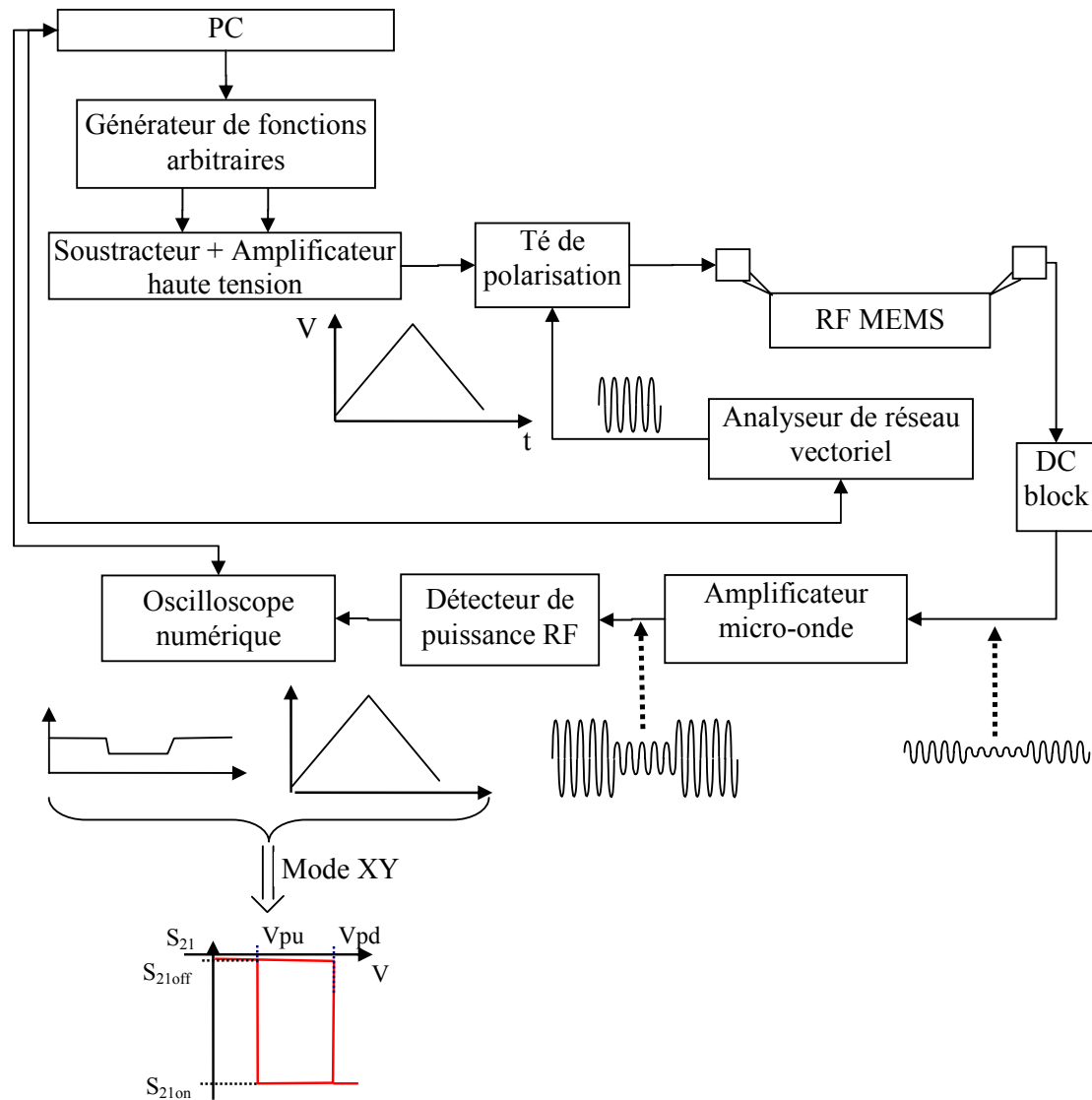


**Figure 2.18 : Influence du chargement du diélectrique sur les tensions de seuil lors de la mesure  $S_{21}(V)$**

**1.5.2. Mesure  $S_{21}=f(V)$  au moyen de l'analyseur de réseau vectoriel, de la diode de détection et de l'oscilloscope**

**1.5.2.1. Méthodologie de la mesure**

Cette méthode de mesure est décrite dans la partie 1.4 de ce chapitre. Cependant, la forme de la tension appliquée est dans ce cas un signal triangulaire. La méthodologie de mesure est présentée en Figure 2.19.



**Figure 2.19 : Méthodologie de mesure  $S_{21}(V)$  au moyen de l'analyseur de réseau vectoriel, de la diode de détection et de l'oscilloscope numérique**

Cette méthode de mesure est également automatisée (Cf. Figure 2.20). Il est possible de choisir parmi les différents modes de rampe cités dans la méthode de mesure précédente (1). Dans tous les cas, il est nécessaire de donner une valeur de fréquence (2) et d'amplitude (3) du signal de commande ainsi qu'une valeur de fréquence micro-onde pour paramétrer la source de l'analyseur de réseau vectoriel (4). Cette fréquence doit être inférieure à la fréquence de résonance micro-onde du micro-commutateur pour les raisons explicitées précédemment. Le mode « rampe personnalisée » nécessite de paramétrer l'offset, la phase et le niveau de déclenchement (5) du signal délivré par le générateur de fonctions arbitraires pour obtenir des signaux non symétriques et dont la valeur de tension de départ est différente de 0V.

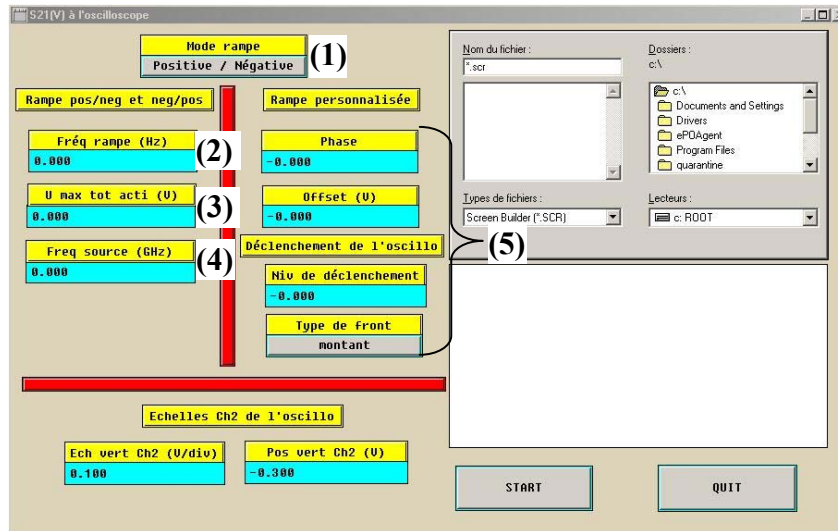


Figure 2.20 : Interface utilisateur associée à la mesure des tensions de seuil des micro-commutateurs à l'oscilloscope

Un exemple de mesure des tensions de seuil à l'aide de cette technique est donné en Figure 2.21. La mesure a été effectuée à une fréquence de 15GHz sur le même micro-commutateur que précédemment. La tension de pull-down est donc égale à  $V_{pd}=25V$  et la tension de pull-up est égale à  $V_{pu}=11V$  comme lors de la mesure précédente.

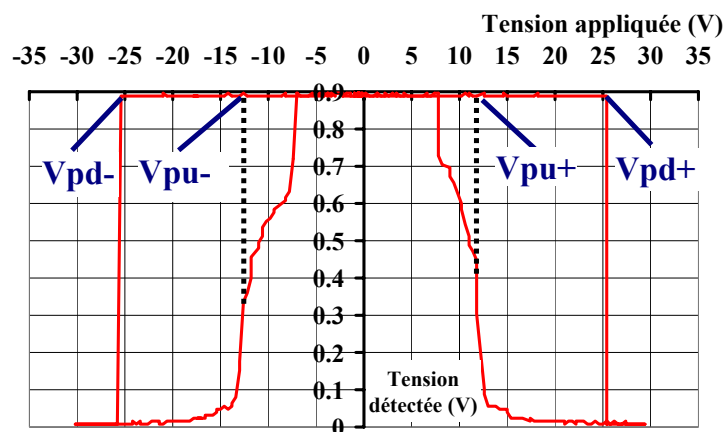


Figure 2.21 : Mesure des tensions de seuil d'un micro-commutateur à l'ARV, diode de détection et oscilloscope

### ➤ Analyse critique de la mesure

Le principal avantage de cette méthode de mesure est la possibilité de paramétrer la fréquence du signal de commande. Ainsi, pour une fréquence de 10Hz, la mesure s'effectue en 100ms quelque soit l'excursion en tension. Nous verrons cependant dans la partie 1.2.3 du

Chapitre 3 que la fréquence ne doit pas être trop importante au risque de déformer l'hystérésis et donc de fausser la mesure des tensions de seuil.

En revanche, il est impossible avec cette méthode de détecter en temps réel lorsque le pont se baisse. Il est donc nécessaire de fixer une tension maximale avant d'effectuer la mesure. Ceci peut entraîner un stress supplémentaire sur le MEMS car la tension appliquée risque d'être largement supérieure à la tension de pull-down. Cependant, le temps pendant lequel le pont est en contact avec le diélectrique est relativement court étant donné la rapidité de la rampe.

L'inconvénient majeur de cette méthode de mesure est que l'information sur l'état du pont correspond à une tension détectée ne donnant pas directement les performances du micro-commutateur. Nous avons donc mis au point une méthode de conversion de cette tension en paramètre de transmission (en dB) du MEMS.

### 1.5.2.2. Conversion de la tension détectée en paramètre de transmission (en dB) du MEMS.

#### ➤ Méthodologie

Pour convertir la tension détectée en dB, nous avons dans un premier temps tracé la caractéristique de la diode : Tension détectée en fonction de la Puissance appliquée en entrée. Nous avons pour cela appliqué à la diode de détection un signal à une fréquence de 20GHz auquel nous avons fait varier la puissance. A chaque puissance, nous avons mesuré la tension détectée en sortie de la diode. Les résultats sont présentés en Figure 2.22 et montrent une non linéarité du détecteur de puissance dans la zone de puissance que l'on va exploiter.

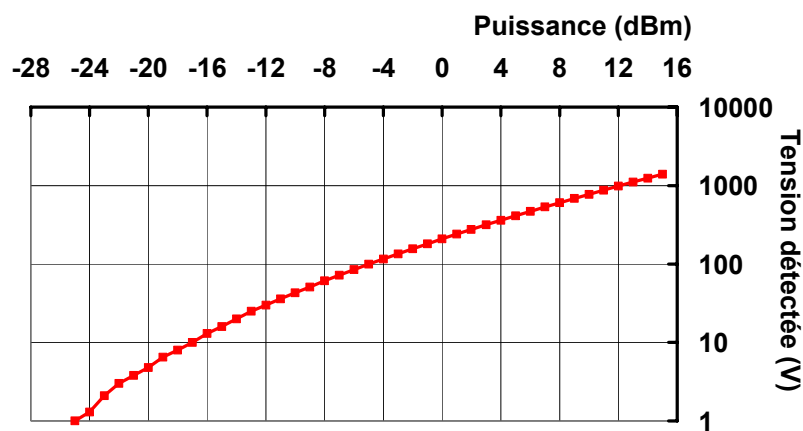
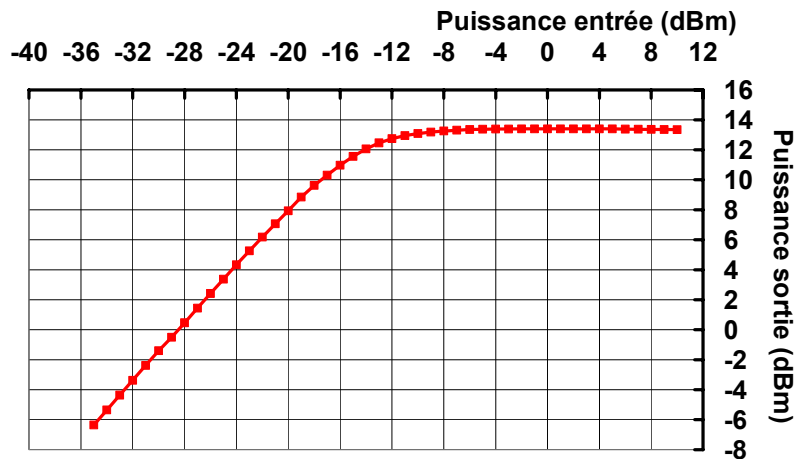


Figure 2.22 : Caractéristique de la diode de détection : tension détectée en fonction de la puissance d'entrée

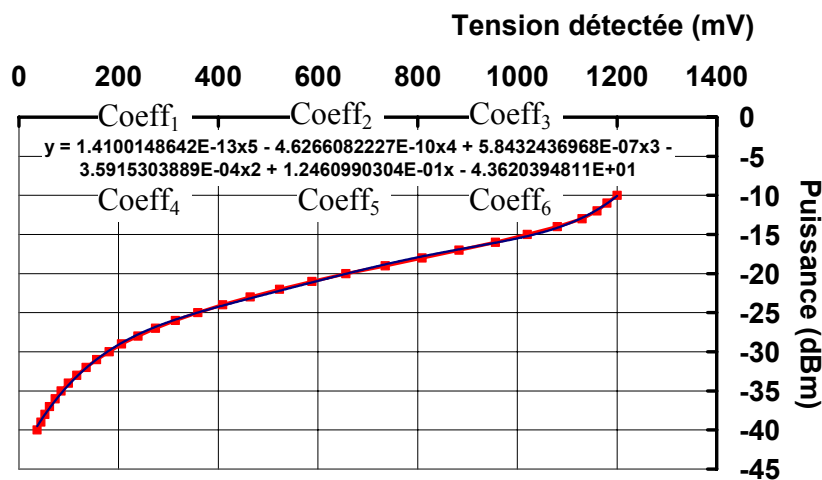


Nous avons par la suite mesuré la caractéristique puissance en sortie en fonction de la puissance en entrée de l'amplificateur micro-onde pour un signal de fréquence 20GHz (Cf. Figure 2.23). Les résultats montrent également une non linéarité car les puissances en entrée de l'amplificateur dans le cadre de nos études peuvent se situer au niveau de la zone de compression.



**Figure 2.23 : Caractéristique de l'amplificateur micro-onde : puissance en sortie en fonction de la puissance en entrée**

Pour tenir compte des non linéarités de la diode et de l'amplificateur, nous les avons caractérisés connectés ensemble pour des fréquences de 5GHz, 10GHz, 15GHz, 20GHz, 25GHz et 30GHz. La Figure 2.24 montre les résultats de la mesure à 20GHz. Nous avons alors approximé la courbe obtenue par une équation polynomiale d'ordre 5.



**Figure 2.24 : Caractéristique de l'amplificateur micro-onde et de la diode de détection : tension détectée en fonction de la puissance en entrée**

L'approximation par équation polynomiale a alors été effectuée pour chacune des fréquences de tests afin d'extraire les coefficients propres à chaque fréquence. Le calcul de la puissance en entrée de l'amplificateur s'effectue alors de la façon suivante :

$$P_{\text{entrée\_calculée}} = \text{Coeff}_1(f) \times V_{\text{détectée}}^5 + \text{Coeff}_2(f) \times V_{\text{détectée}}^4 + \text{Coeff}_3(f) \times V_{\text{détectée}}^3 + \text{Coeff}_4(f) \times V_{\text{détectée}}^2 + \text{Coeff}_5(f) \times V_{\text{détectée}} + \text{Coeff}_6(f) \quad (1)$$

Nous obtenons alors une puissance pour chaque état du pont non normalisée et donc difficile à exploiter et ne correspondant pas aux performances micro-ondes du micro-commutateur. Nous calculons alors la valeur du paramètre  $S_{21}$  en soustrayant à la puissance calculée les valeurs de la puissance calculée et la valeur mesurée du paramètre  $S_{21}$  lorsque le pont est à l'état haut comme le montre l'équation (2).

$$S_{21} = P_{\text{calculée}} - P_{\text{calculée\_pont\_état\_haut}} - S_{21\_pont\_état\_haut} \quad (2)$$

### ➤ Validation

Nous avons appliqué cette méthode à la mesure  $S_{21}(V)$  décrite en Figure 2.21. Le résultat de la conversion est présenté en Figure 2.25. En la comparant avec la Figure 2.16, nous pouvons observer un léger écart entre la conversion et la mesure à l'analyseur de réseau. Nous avons donc mené une étude sur deux micro-commutateurs et pour des fréquences différentes afin de mieux comprendre les différences qu'il pouvait y avoir entre les deux méthodes.

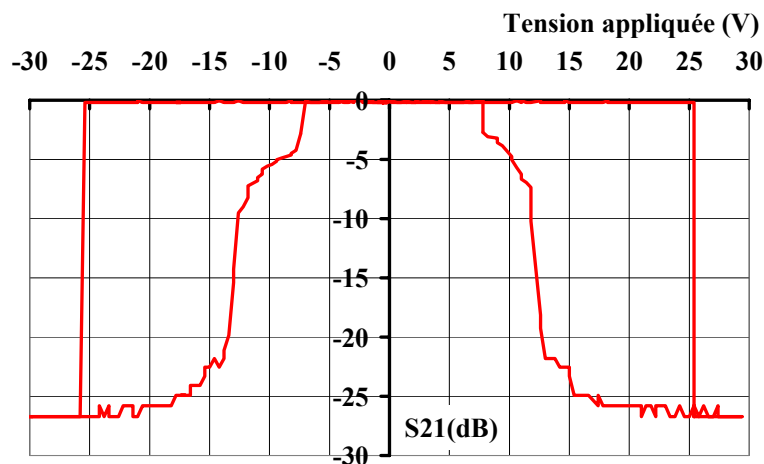


Figure 2.25 : Conversion de la tension détectée en dB

### 1.5.3. Comparaison des deux méthodes de mesure $S_{21}=f(V)$

Nous avons effectué des mesures  $S_{21}(V)$  à l'analyseur de réseau et à l'oscilloscope pour des fréquences de 5GHz, 10GHz, 15GHz et 20GHz sur deux types de micro-commutateurs. Les résultats sont montrés sur la Figure 2.26(a) et sur la Figure 2.27(a).

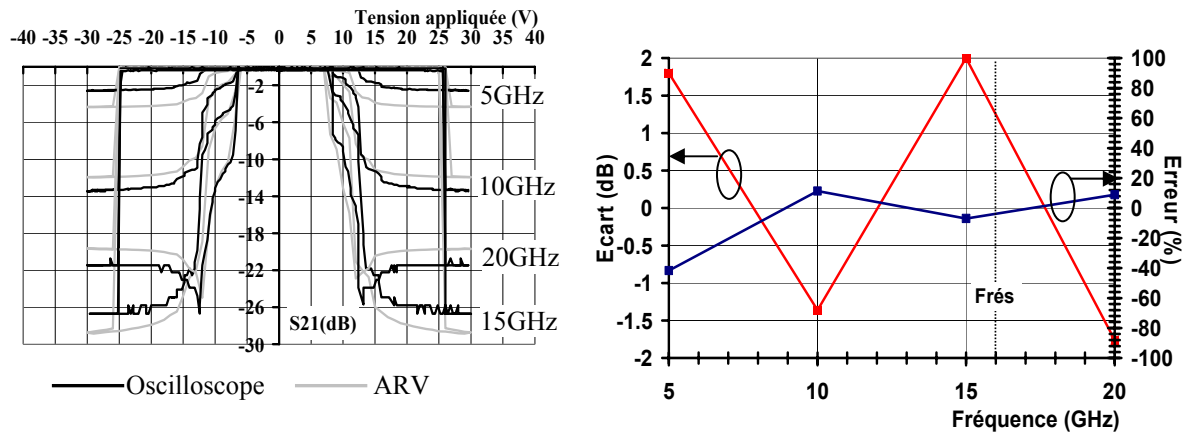


Figure 2.26 : Comparaison des deux méthodes de mesures  $S_{21}(V)$  (a), Ecart en dB entre les deux méthodes et pourcentage d'erreur commise (b)

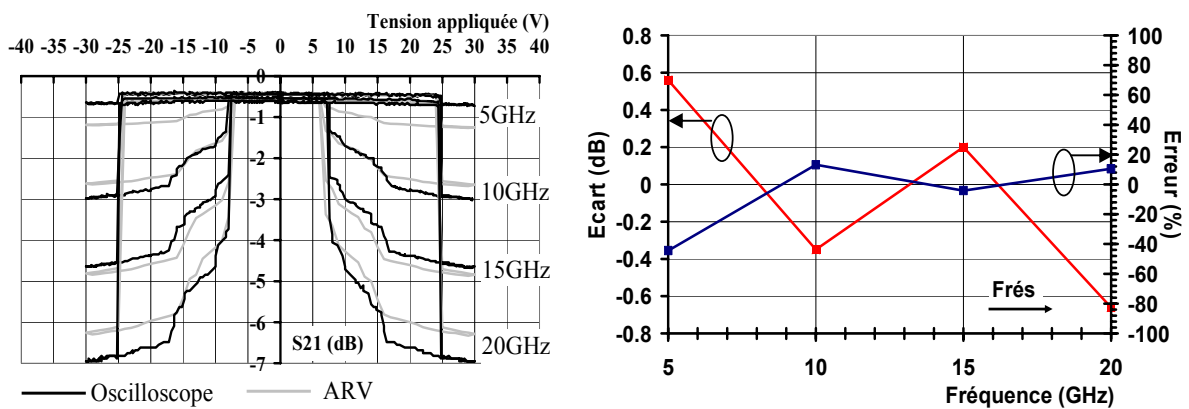


Figure 2.27 : Comparaison des deux méthodes de mesures  $S_{21}(V)$  (a), Ecart en dB entre les deux méthodes et pourcentage d'erreur commise (b)

Si l'on observe les mesures  $S_{21}(V)$ , il est difficile de conclure sur l'erreur commise lors de la conversion en dB des mesures à l'oscilloscope. Nous avons alors tracé pour chaque commutateur l'écart en dB entre les deux méthodes de mesure en fonction de la fréquence d'utilisation (Cf. Figure 2.26(b) et Figure 2.27(b)). Là encore, nous ne pouvons pas déduire de cette courbe un résultat précis concernant la méthode de conversion car l'écart varie selon les fréquences et le micro-commutateur. En effet, nous obtenons pour le 1<sup>er</sup> composant -1.4dB et +2dB d'écart à 10GHz et 15GHz tandis que la différence mesurée pour le 2<sup>ème</sup> MEMS est de

-0.4dB et +0.2dB aux mêmes fréquences. Les signes positif et négatif signifient que les valeurs calculées peuvent être supérieures et inférieures aux valeurs réelles mesurées à l'ARV. Nous pouvons donc juste observer une tendance en dent de scie alternant des valeurs d'écart positives et négatives pour les différentes fréquences. La véritable information peut être obtenue si l'on trace l'erreur en pourcentage de l'écart ( $\text{écart/valeur\_ARV} \times 100$ ) (Cf. Figure 2.26(b) et Figure 2.27(b)). On s'aperçoit alors que l'erreur est la même quelque soit le micro-commutateur et qu'elle est inférieure à 10% pour des fréquences de 10GHz, 15GHz et 20GHz alors qu'elle est relativement importante (40%) à 5GHz.

Pour des fréquences supérieures à 5GHz, nous pourrions donc effectuer la mesure des tensions de seuil des micro-commutateurs à partir des deux méthodes. Le choix sera fait selon la rapidité désirée pour ne pas charger le diélectrique lors de la mesure.

## **2. BANC DE CARACTERISATIONS DE LA FIABILITE DES MEMS RF**

Nous venons de détailler de façon quasi-indépendante chacune des parties constituant le banc de mesures et les différentes mesures qu'il était possible d'effectuer. Nous allons à présent montrer qu'en les connectant et en les rendant totalement dépendantes les unes des autres, le banc que nous venons de présenter comme un banc de mesures devient un banc de fiabilité. Ce lien s'effectue par l'intermédiaire de programmes permettant d'automatiser et d'associer les différentes fonctions offertes par les trois constituants du banc.

Nous avons développé deux programmes de fiabilité permettant de gérer deux types de tests : le test de « cyclage » et le test de « stress DC ». Chacun de ces programmes coordonne les routines créées pour piloter les trois entités du banc de mesures afin d'évaluer la fiabilité des composants. Cette évaluation s'effectue en trois temps :

- Création d'un stress sur le micro-commutateur
- Détection de la défaillance
- Analyse de la défaillance

Nous allons à présent détailler les spécificités de chacun des deux tests de fiabilité.

### **2.1. TEST DE CYCLAGE**

Le premier test de fiabilité développé fut le test de « cyclage » dont la méthodologie est présentée en Figure 2.28. Ce test permet de faire commuter le MEMS de façon périodique tout en contrôlant les propriétés du composant à savoir ses performances micro-ondes et ses

tensions de seuil. L'activation du micro-commutateur peut se faire avec les différents signaux présentés dans la partie 1.2 de ce chapitre. La détection de défaillance s'effectue en mesurant régulièrement les performances micro-ondes du MEMS à travers la mesure du paramètre  $S_{21}$  à fréquence fixe. L'analyse de la défaillance s'effectue grâce à des mesures  $S_{21}(V)$  réalisées soit à l'analyseur de réseau soit à l'oscilloscope. A noter également que lors de chaque mesure du  $S_{21on}$ , nous mesurons la valeur de la tension appliquée grâce à un multimètre. Si la valeur mesurée est nulle, le programme s'arrête immédiatement car cela indique un claquage du diélectrique et donc une défaillance irréversible.

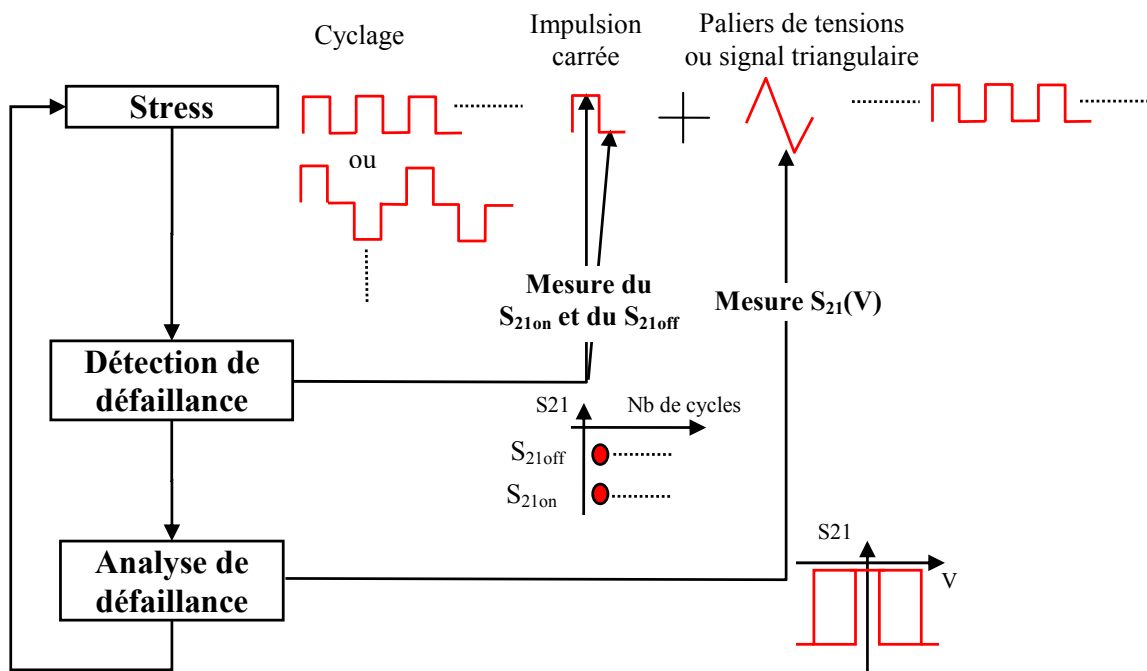


Figure 2.28 : Méthodologie du test de cyclage

L'interface utilisateur associée à la mesure des performances micro-ondes des MEMS est présentée en Figure 2.29. L'opérateur choisit le nombre d'activations que doit réaliser le commutateur (1) et le type d'activation désiré parmi quatre possibilités (2) : activation unipolaire positive, activation unipolaire négative, activation bipolaire alternée et activation personnalisée. Cette dernière est générée grâce à un logiciel permettant de créer des signaux point par point. Il est possible d'intervenir sur l'amplitude (3), la fréquence (4) et le rapport cyclique (5) de ces signaux. L'utilisateur définit également la fréquence des mesures de détection (6) et d'analyse (7) de défaillance, c'est-à-dire le nombre de cycles séparant les mesures de  $S_{21}$  et celui séparant les mesures  $S_{21}(V)$ . Tous les paramètres que nous avons

décrits dans les parties précédentes pour les mesures de paramètres [S] et de tensions de seuil peuvent également être ajustés.

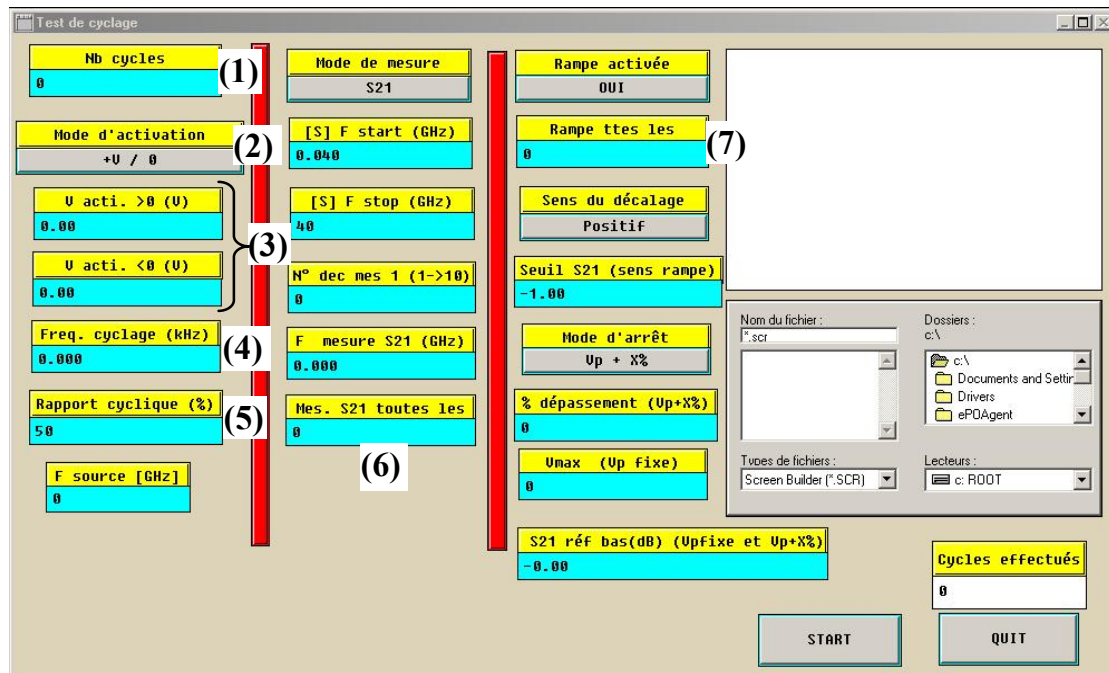


Figure 2.29 : Interface utilisateur associée au test de cyclage

## 2.2. TEST DE STRESS DC

Nous avons également développé un test de fiabilité nommé « stress DC » et dont la méthodologie est décrite en Figure 2.30. Il consiste à appliquer pendant une durée déterminée une polarisation afin de maintenir le pont à l'état bas. La détection de défaillance s'effectue en deux temps par la mesure du paramètre  $S_{21}$  à fréquence fixe : une première mesure est réalisée régulièrement pendant la polarisation et à chaque fin de polarisation et correspond au  $S_{21on}$  et la deuxième correspondant au  $S_{21off}$  est le premier point de la mesure  $S_{21}(V)$  (pour une tension appliquée nulle). La mesure  $S_{21}(V)$  peut être effectuée à l'ARV ou à l'oscilloscope et permet d'analyser le mode de défaillance ainsi que le mécanisme de dégradation.

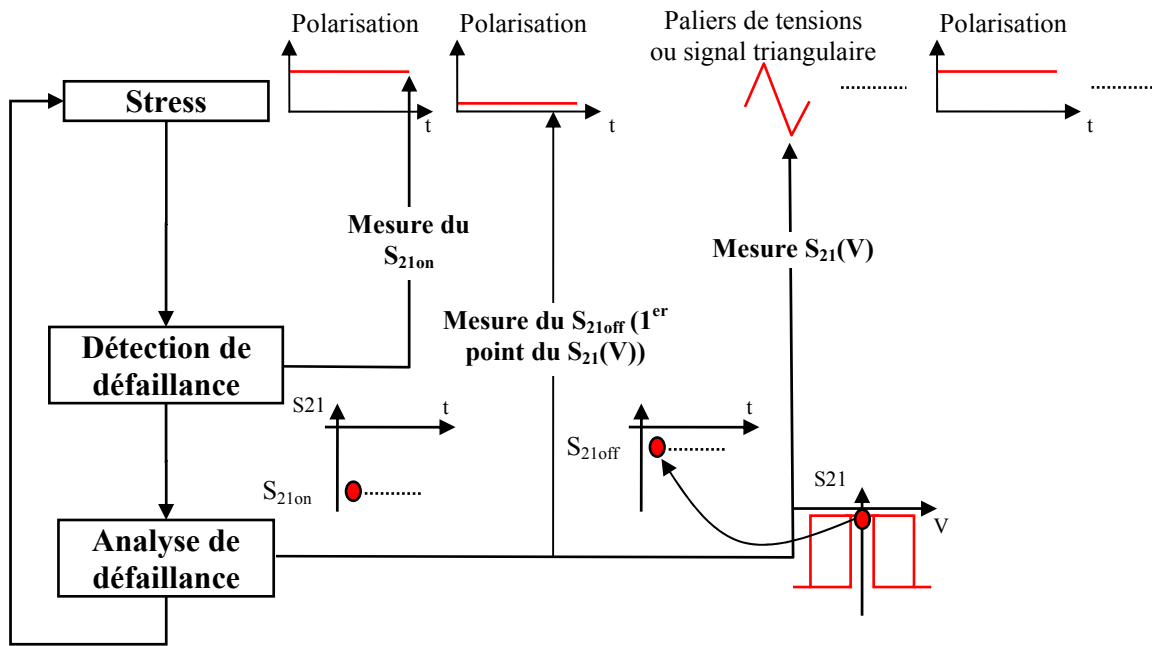


Figure 2.30 : Méthodologie du test de stress DC

L'interface utilisateur associée à la mesure des performances micro-ondes des MEMS est présentée en Figure 2.31. L'opérateur choisit le type de polarisation parmi quatre possibilités (1) : positive, négative, positive puis négative et négative puis positive. Il paramètre également le temps de polarisation (2) ainsi que le temps entre chaque mesure  $S_{21}(V)$  (3) et entre chaque mesure  $S_{21on}$  (4). Tous les autres choix disponibles pour l'utilisateur ont été expliqués précédemment.

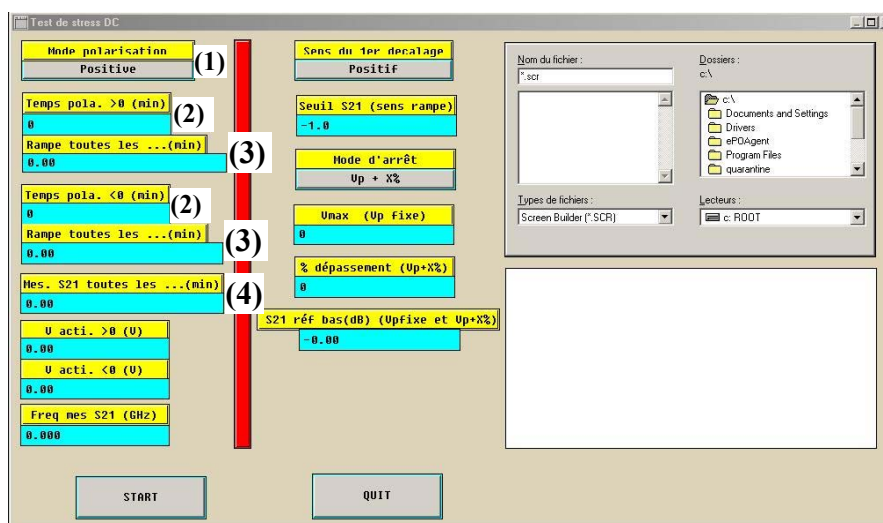


Figure 2.31 : Interface utilisateur associée au test de stress DC

### 3. ANALYSE ET EVOLUTIONS FUTURES DU BANC DE TESTS

Cette partie décrit l'analyse critique du banc de tests que nous avons développé et propose des voies d'améliorations possibles de ce dernier.

#### ➤ **Automatisation**

Le banc de tests permet d'effectuer des mesures et des tests de fiabilité de manière entièrement automatisée. Nous avons présenté les principaux programmes développés, cependant, nous verrons dans le troisième chapitre de ce manuscrit qu'il en existe d'autres et que la partie logicielle du banc de test évolue selon les modes de défaillance rencontrés.

Une évolution future pourrait être l'adaptation de tous les programmes dans un autre langage de programmation. En effet, des langages objets comme Labview seraient plus adaptés au pilotage d'appareils de mesures et plus ergonomiques tant pour l'utilisateur que pour le programmeur.

#### ➤ **Modularité**

Toute l'étude de la fiabilité s'effectue au moyen de mesures micro-ondes. Ceci permet de tester le MEMS dans son utilisation future et ajoute des degrés de liberté supplémentaires par rapport à d'autres types de mesures. En effet, certaines fonctions propres aux mesures hyperfréquences offrent des potentialités de modularité pour une utilisation simple et efficace du banc de mesure. C'est le cas du coupleur 10dB qui aiguille une partie de la puissance vers la diode de détection permettant l'évaluation des propriétés électromécaniques des MEMS, tandis que l'autre partie du signal permet, sans intervention de l'opérateur, de mesurer leurs performances micro-ondes.

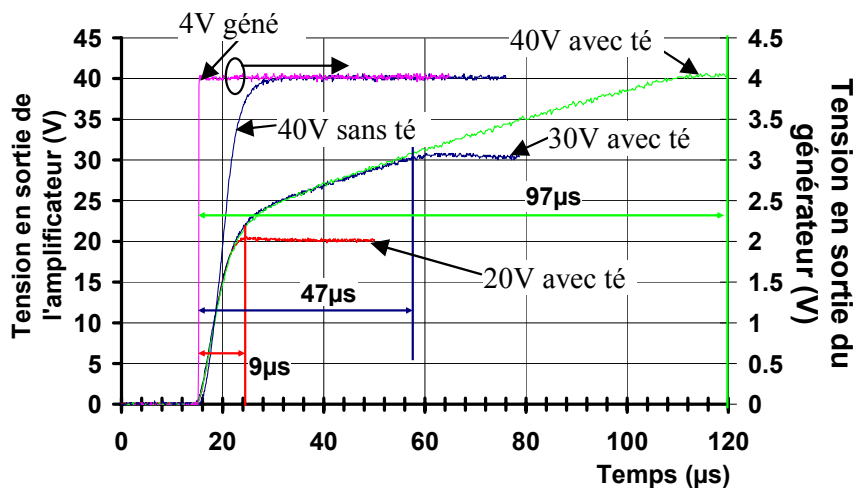
#### ➤ **Méthodologie**

Le banc de tests se décompose en trois entités distinctes couvrant ainsi l'investigation des principales propriétés des MEMS RF que sont les performances micro-ondes, les tensions de seuil et les temps de commutation. Ces différentes mesures, lorsqu'elles sont associées, permettent de définir une méthodologie de tests de fiabilité basée sur la détection de la défaillance à travers la mesure des performances micro-ondes des micro-commutateurs et sur l'analyse de la défaillance à travers l'évolution de leurs propriétés électromécaniques.



➤ **Activation des micro-commutateurs**

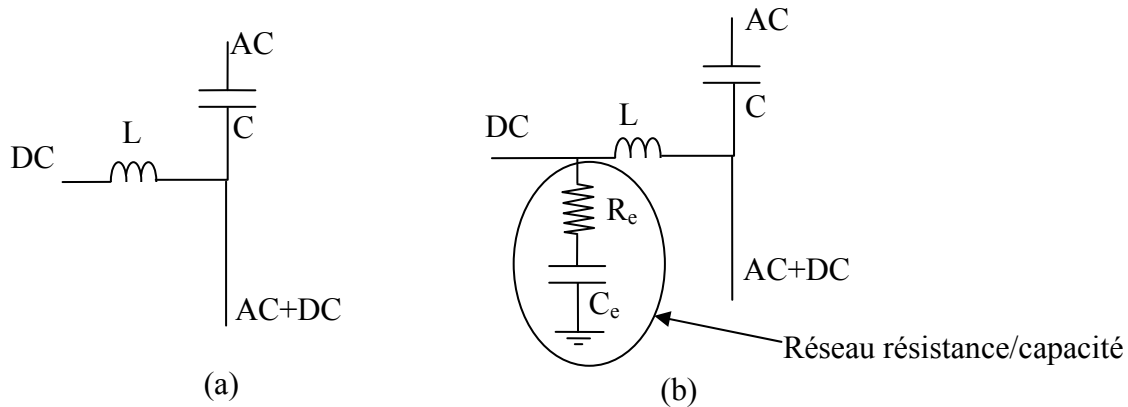
Le générateur de fonctions délivre des signaux de différentes formes ce qui permet d'évaluer l'influence de la tension appliquée sur la durée de vie des micro-commutateurs. En sortie du générateur, la fréquence des signaux obtenus peut atteindre 16MHz. Cependant, cette fréquence ne sera jamais atteinte pour un signal d'activation de MEMS car les temps de montée et de descente des fronts du signal appliqué au MEMS sont limités par le slew rate de l'amplificateur haute tension et par la charge capacitive du té de polarisation. Nous pouvons observer cela sur la Figure 2.32 qui montre les formes du signal de commande pour une fréquence de 1kHz et pour des amplitudes de 20V, 30V et 40V, avec et sans té de polarisation, en sortie du générateur de fonctions et en sortie de l'amplificateur haute tension.



**Figure 2.32 : Temps de montée du signal de commande pour une fréquence de 1kHz et pour des amplitudes de 20V, 30V et 40V, avec et sans té de polarisation, en sortie du générateur de fonctions et en sortie de l'amplificateur haute tension**

Le temps de montée du signal en sortie du générateur est négligeable alors qu'en sortie de l'amplificateur haute tension, ce temps a considérablement augmenté puisqu'il est de 15µs pour une tension de 40V sans té de polarisation connecté en sortie. Cette valeur correspond au slew rate de l'amplificateur haute tension de 2.7V/µs. Cependant, l'effet le plus important est lorsqu'on connecte le té de polarisation. En effet, nous mesurons un temps de montée de 9µs en dessous de 24V (slew rate de l'amplificateur : 2.7V/µs) et allant jusqu'à 100µs pour une tension de 40V ce qui correspond à l'effet de charge capacitive du té de polarisation sur l'amplificateur. Le schéma électrique du té de polarisation utilisé montre la présence d'un réseau résistance/capacité de forte valeur qui engendre un courant d'appel que ne peut fournir

l'amplificateur (Cf. Figure 2.33). La solution serait donc de remplacer l'amplificateur utilisé actuellement par un amplificateur pouvant délivrer un courant plus important.



**Figure 2.33 : Schéma électrique simplifié d'un té de polarisation (a), Schéma électrique réel du té de polarisation utilisé (b)**

### ➤ Mesures optiques et environnementales

La principale évolution du banc de tests sera de mettre en place des mesures optiques des déformations du pont sous différentes conditions environnementales.

Des mesures optiques ont déjà été effectuées sur des micro-commutateurs en fonctionnement au moyen d'un profilomètre optique. Cependant, ces mesures avaient pour but d'analyser la qualité du contact entre le pont et le diélectrique et non la fiabilité, et n'étant pas intégrées dans le banc de fiabilité, nécessitaient du temps et une mise en place difficile.

Pour les mesures environnementales, la première étape serait de disposer les composants dans une enceinte hermétique dans laquelle on aurait fait le vide ou insufflé un gaz inerte comme de l'azote. La station sous pointe que nous possédons actuellement n'est pas prévue pour une telle utilisation. Nous pouvons uniquement faire transiter un flux d'air asséché dont nous ne connaissons pas l'influence sur des composants électromécaniques. L'acquisition d'une chambre environnementale donnerait également de précieuses informations sur l'influence de l'humidité sur le chargement du diélectrique et sur le collage du pont par capillarité.

L'intérêt serait donc d'intégrer le matériel nécessaire aux mesures optiques et environnementales au banc de fiabilité et d'effectuer ces mesures régulièrement lors des tests de fiabilité.

## CONCLUSION

L'étude de la fiabilité de tous composants électroniques doit s'effectuer dans un premier temps par des caractérisations de durée de vie afin de proposer des modélisations. C'est la raison pour laquelle il est nécessaire de développer des outils adéquats pour mettre en évidence les modes de défaillance et analyser les mécanismes de dégradation.

Nous avons, dans cette optique, développé un banc de tests spécialement adapté à notre étude sur la fiabilité des MEMS RF.

Celui-ci permet d'activer le micro-commutateur avec différentes formes de tensions de commande paramétrables en amplitude et en fréquence.

Il permet également de mesurer les différentes propriétés des commutateurs et leur évolution lors de tests de durée de vie. Nous utilisons la mesure des performances micro-ondes des commutateurs comme élément de détection de défaillance ce qui constitue la particularité majeure de notre banc par rapport à ceux développés dans les autres laboratoires internationaux. Nous avons opté pour cette solution car il nous a paru important d'une part d'évaluer la fiabilité des MEMS dans leur condition de fonctionnement future et d'autre part de mesurer l'évolution de la caractéristique principale d'un tel composant à savoir ses performances hyperfréquences.

Ce banc de fiabilité a évolué régulièrement au cours de nos travaux et il sera amené à subir d'autres changements et perfectionnements. Outre les améliorations que nous avons présentées en fin de chapitre (mesures optiques, environnementales, qualité des fronts de montée du signal d'activation), la mise en place de nouveaux tests et donc de nouveaux programmes pour les automatiser, est indispensable en vue d'analyser les modes et les mécanismes de défaillances et ainsi améliorer la durée de vie des MEMS RF.

# **Chapitre 3 :** **Méthodologie de l'étude de la fiabilité** **des micro-commutateurs capacitifs**



## INTRODUCTION

Le banc de tests détaillé dans le Chapitre 2 va permettre de mettre en place une méthodologie d'étude de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs basée sur :

- La détection et l'analyse du mode de défaillance
- L'étude et la modélisation du mécanisme de défaillance

L'association Détection/Analyse des modes de défaillance et l'étude/modélisation du mécanisme de défaillance constitue la spécificité de la méthode proposée dans ce mémoire afin de palier aux manques des différentes études présentées dans le Chapitre 1. Une autre particularité de cette méthode est la séparation des études portant sur le mode de défaillance et sur le mécanisme de défaillance.

La première partie de ce chapitre sera donc consacrée à la détection et à l'analyse du mode de défaillance des MEMS. La détection est effectuée grâce aux mesures des performances micro-ondes des composants lors de tests de cyclage et l'analyse est réalisée au moyen de mesures  $S_{21}(V)$  réalisées de trois façons différentes : « quasi statiques », « pulsées » et « dynamiques ».

Nous prouverons dans une deuxième partie que le mécanisme de défaillance correspond au phénomène de chargement du diélectrique situé sur l'électrode d'activation. L'analyse de ce mécanisme de dégradation sera effectuée en deux temps :

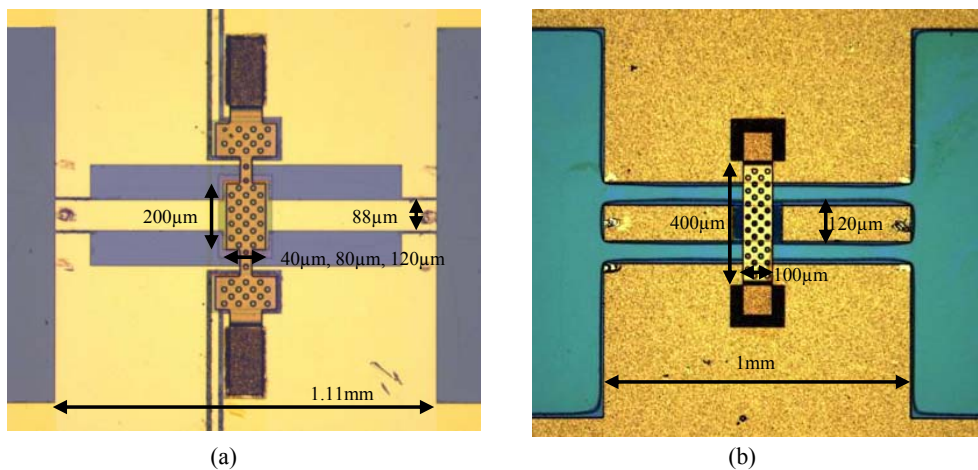
- une première étude se focalisera sur l'influence du mécanisme de défaillance sur les propriétés des micro-commutateurs. La cinétique du chargement du diélectrique sera alors quantifiée et fera apparaître les paramètres clefs conditionnant la durée de vie des composants.
- une deuxième étude s'attachera à décrire la physique du mécanisme de dégradation. Il sera ainsi démontré que le chargement du diélectrique résulte d'un mécanisme de conduction qui sera identifié et quantifié grâce à des mesures de densité de courant en fonction du champ électrique appliqué et de la température.

La finalité de cette méthodologie est la modélisation qualitative du mécanisme de défaillance basée sur les deux études d'analyse citées ci-dessus. Ce modèle va ainsi permettre d'extraire un facteur de mérite de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs caractérisant la qualité des diélectriques utilisés et conditionnant les composants en terme de durée de vie.

L'étude que nous allons détailler dans ce chapitre a été effectuée sur deux types de micro-commutateurs.

Les premiers, que nous nommerons micro-commutateurs de type A, possèdent des électrodes d'activation séparées de la ligne RF. Nous avons cependant appliqué la polarisation sur la ligne centrale et donc utilisé les composants comme des commutateurs classiques. Le diélectrique situé sur les électrodes et sur la ligne RF est du nitrure de silicium  $\text{Si}_3\text{N}_4$  déposé par PECVD et d'épaisseur  $0.28\mu\text{m}$ . Les lignes micro-ondes sont réalisées en or évaporé et mesurent  $2\mu\text{m}$  d'épaisseur. Le pont MEMS est composé d'or évaporé d'épaisseur  $0.2\mu\text{m}$  et d'or électrolytique d'épaisseur  $1.8\mu\text{m}$  et se situe à une hauteur de  $3\mu\text{m}$  pour des largeurs au niveau de la ligne micro-onde de  $40\mu\text{m}$ ,  $80\mu\text{m}$  et  $120\mu\text{m}$ . Une photographie de ce type de micro-commutateur est présentée en Figure 3.1(a).

Un second type de micro-commutateurs, que nous nommerons micro-commutateurs de type B, est présenté en Figure 3.1(b). L'activation du pont s'effectue en appliquant la polarisation sur la ligne RF. Le diélectrique situé sur la ligne centrale est du nitrure de silicium  $\text{Si}_3\text{N}_4$  déposé par PECVD et d'épaisseur  $0.2\mu\text{m}$ . Les lignes micro-ondes sont réalisées en or électrolytique d'épaisseur  $2\mu\text{m}$ . Le pont est composé d'or évaporé d'épaisseur  $0.2\mu\text{m}$  et d'or électrolytique d'épaisseur  $1.8\mu\text{m}$  et se situe à une hauteur de  $2\mu\text{m}$  pour une largeur au niveau de la ligne micro-onde de  $100\mu\text{m}$ .



**Figure 3.1 : Micro-commutateur de type A (a), Micro-commutateur de type B (b)**

Nous avons ainsi caractérisé plusieurs composants de ces deux familles de micro-commutateurs ce qui nous a permis de proposer une méthode d'analyse et de modélisation s'adaptant à différents types de MEMS et d'étudier en premier lieu leurs modes de défaillance.

## 1. MODE DE DEFAILLANCE DES MEMS RF CAPACITIFS

### 1.1. DETECTION DU MODE DE DEFAILLANCE

Pour identifier le mode de défaillance des micro-commutateurs capacitifs, nous avons effectué sur un composant de type B un test de cyclage dont la méthodologie est expliquée dans la partie 2.1 du Chapitre 2.

Le signal de commande appliqué était de type carré, unipolaire, d'amplitude 40V et de fréquence 100Hz. La détection de défaillance a été réalisée en mesurant le paramètre  $S_{21}$  tous les 6000 cycles et l'analyse de défaillance a été effectuée consécutivement grâce aux mesures  $S_{21}(V)$ .

La Figure 3.2 présente les résultats de la détection de défaillance en reportant les paramètres de transmissions à 20GHz pour une tension appliquée nulle ( $S_{21off}$ ) et pour une tension appliquée de 40V ( $S_{21on}$ ) en fonction du nombre de cycles effectués par le micro-commutateur.

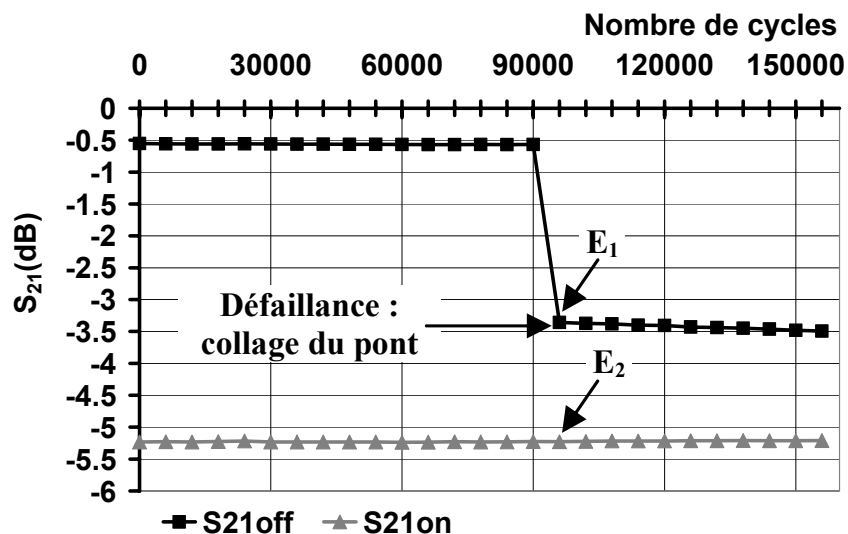


Figure 3.2 : Identification du mode de défaillance par mesures micro-ondes

Le mode de défaillance observé est donc « le collage du pont » : le pont ne se positionne plus à l'état haut pour une tension appliquée nulle. En effet, à partir de 96000 cycles, la valeur du paramètre  $S_{21off}$  chute à -3.4dB ( $E_1$ ) au lieu de -0.6dB initialement obtenu lorsque le pont était à l'état haut. A noter que le paramètre  $S_{21on}$  reste constant à -5.3dB ( $E_2$ ).



## 1.2. ANALYSE DU MODE DE DEFAILLANCE

Nous allons dans cette partie analyser plus en détail le collage du pont constaté lors du test précédent. L'intérêt est d'identifier les paramètres du micro-commutateur qui sont modifiés sous l'action d'un stress et qui, de par leur variation, engendrent la défaillance observée.

### 1.2.1. Décalage des tensions de seuil du micro-commutateur

Lors du test de cyclage décrit précédemment, des mesures  $S_{21}(V)$  ont été effectuées consécutivement aux mesures  $S_{21off}$  et  $S_{21on}$ . La Figure 3.3 montre la mesure  $S_{21}(V)$  initiale, c'est-à-dire avant le stress, et la mesure  $S_{21}(V)$  après 96000 cycles, c'est-à-dire au moment de la défaillance du composant.

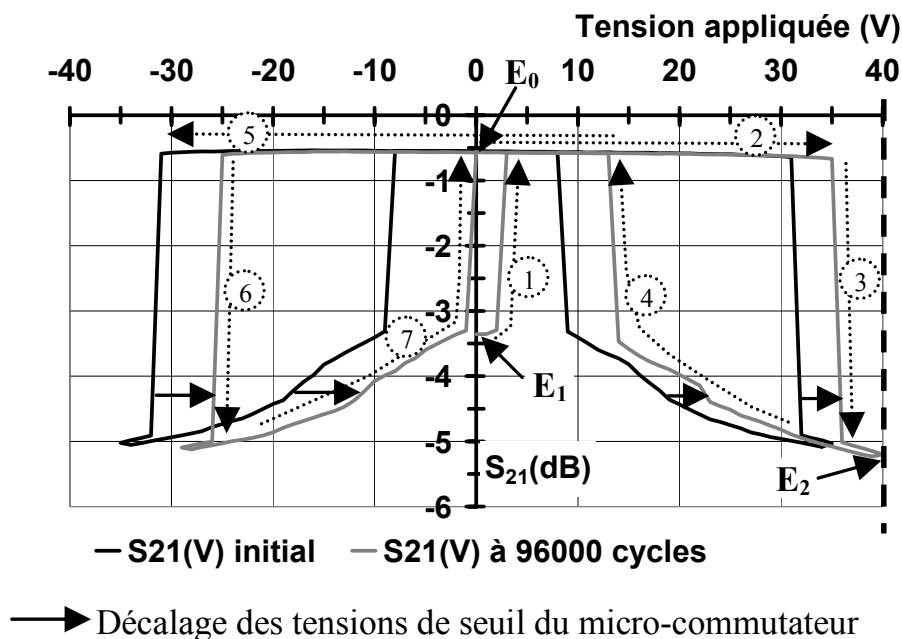


Figure 3.3 : Analyse du mode de défaillance par mesures  $S_{21}(V)$

Les tensions de seuil du micro-commutateur se sont donc décalées vers les tensions positives (signature du chargement du diélectrique, Cf. partie 2 de ce chapitre) jusqu'à ce que la tension de pull-up négative soit supérieure à 0V. Durant le test de cyclage, le pont se positionne alors en  $E_1$  pour une tension appliquée nulle et en  $E_2$  pour une tension appliquée de 40V. La valeur du paramètre de transmission  $S_{21}$  mesurée sur la Figure 3.3 pour une tension appliquée nulle est alors de -3.4dB et correspond à celle du paramètre  $S_{21off}$  mesurée lors de la

détection de défaillance sur la Figure 3.2. Ceci démontre que le collage du pont apparaît lorsque la tension de pull-up croise 0V.

Cependant, une analyse plus pointue de la Figure 3.3 soulève deux interrogations :

- après la mesure  $S_{21}(V)$ , le pont ne se positionne pas dans le même état pour une tension appliquée nulle. Sur la Figure 3.3 est fléché le parcours effectué par le pont lors de la mesure. La tension appliquée de départ est 0V, puis nous appliquons des paliers de tensions positifs croissants puis décroissants (1, 2, 3, 4) et enfin des paliers de tensions négatifs décroissants puis croissants (5, 6, 7). Les portions de courbes 5 et 7 correspondent à la tension de pull-up négative  $V_{pu-}$  et devraient être identiques. Nous allons tenter d'apporter quelques explications au fait qu'elles ne le sont pas dans le paragraphe suivant.

- nous pouvons observer sur la Figure 3.3 que lorsque la tension de pull-up négative croise 0V, il existe deux états stables dans lesquels peut se positionner le pont :  $E_0$  et  $E_1$ . Or, la détection de défaillance (Cf. Figure 3.2) a montré que le pont se positionnait en  $E_1$  entraînant ainsi la défaillance. Ce phénomène sera largement développé dans le paragraphe 1.2.3 où l'on présentera les différents paramètres conditionnant le collage du pont.

### 1.2.2. Caractérisation « $S_{21}(V)$ en mode pulsé »

Afin de mieux comprendre la portion 5, nous avons mis au point un test que nous avons nommé «  $S_{21}(V)$  pulsée ». La méthodologie de cette mesure est représentée schématiquement sur la Figure 3.4.

Le concept est le même que pour une mesure  $S_{21}(V)$  dite « quasi-statique » utilisée lors de l'analyse du mode de défaillance présentée dans le paragraphe précédent. Cependant, les paliers de tensions sont remplacés par une commande pulsée ayant pour extrêmes une valeur de tension fixe et une valeur de tension évolutive permettant de décrire des portions de cycle  $S_{21}(V)$ .

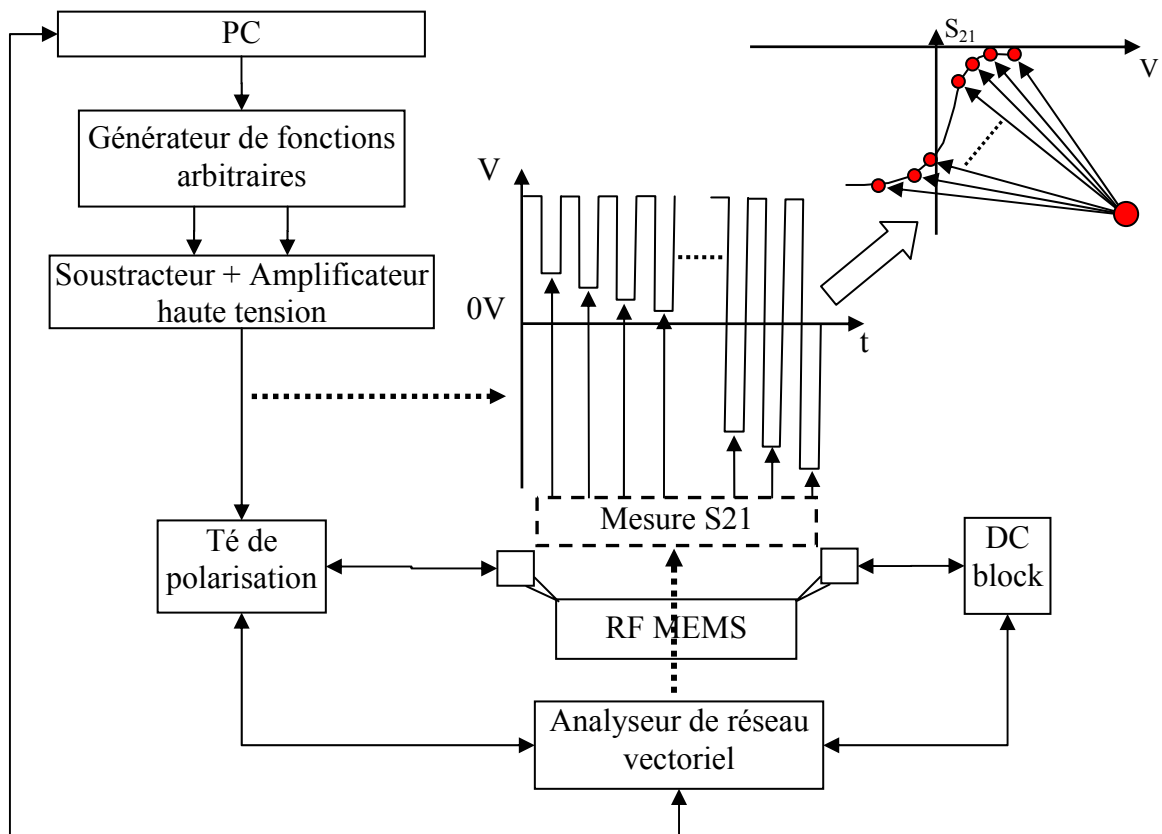


Figure 3.4 : Méthodologie de mesure  $S_{21}(V)$  pulsée

Cette mesure a été appliquée sur un micro-commutateur de type B après défaillance avec une tension fixe positive supérieure à la tension de pull down  $V_{pd+}$  et une tension évolutive allant de 5V à -20V. Le résultat est montré sur la Figure 3.5.

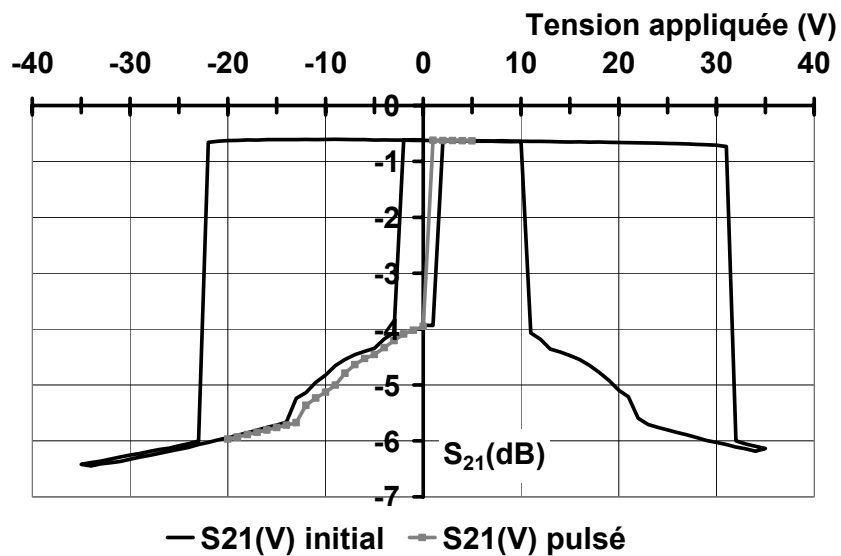


Figure 3.5 : Mesure  $S_{21}(V)$  pulsée sur un micro-commutateur type B

Cette mesure montre donc que lors d'un test de cyclage, donc en fonctionnement pulsé, la tension de pull-up négative à considérer correspond bien à celle de la portion de courbe  $\odot$  décrite dans la partie précédente ce qui confirme la valeur du paramètre  $S_{21off}$  de -3.4dB mesurée lors de la détection de défaillance durant le test de cyclage (état  $E_1$  de la Figure 3.2).

Afin de comprendre ce phénomène, nous avons effectué deux mesures  $S_{21}(V)$  « quasi-statiques » consécutivement. Nous pouvons observer sur la Figure 3.6 que les tensions de pull-down positives et négatives se sont décalées de la même quantité lors de la deuxième mesure. Le fait d'appliquer une polarisation négative (même très rapide) durant l'acquisition de la mesure  $S_{21}(V)$  quasi-statique a donc une influence sur les tensions de seuil du composant. Cependant, l'écart  $\Delta V_{pd}$  est nettement inférieur à l'écart  $\Delta V_{pu}$ . Il semblerait donc qu'un mécanisme de dégradation ait une influence plus importante sur les tensions de pull-up que sur les tensions de pull-down.

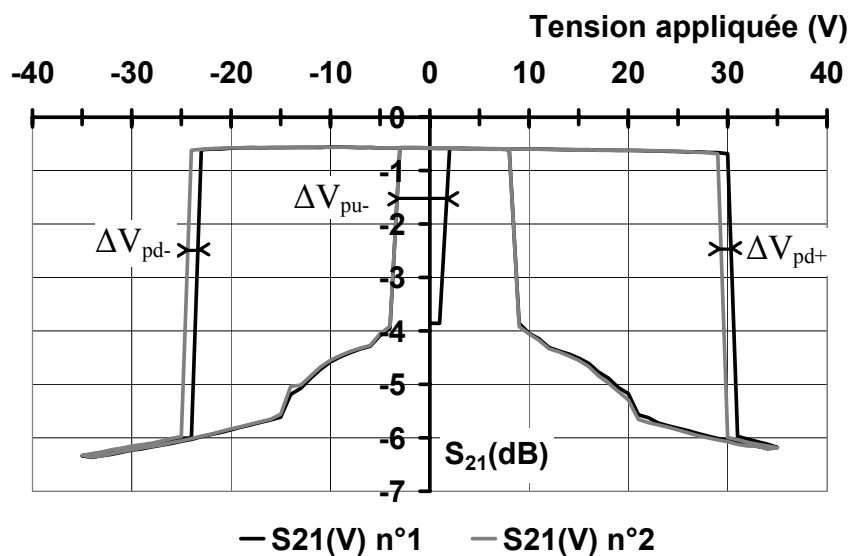


Figure 3.6 : Mesures  $S_{21}(V)$  effectuées consécutivement

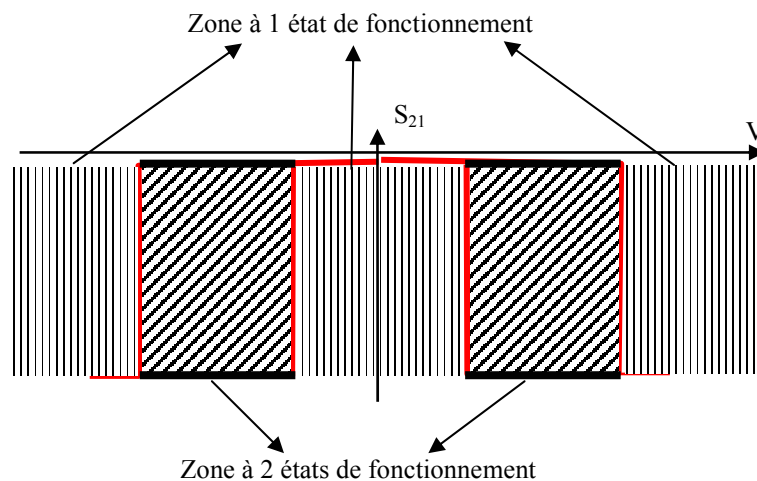
L'origine de ce phénomène reste encore inconnue malgré de nombreux tests effectués. Ce décalage non uniforme se superpose en fait au décalage uniforme des tensions de seuil. Dans la suite de ce chapitre, nous ne considérerons que le décalage uniforme des tensions de seuil des micro-commutateurs.

Nous venons de démontrer que l'origine de la défaillance était induite par le décalage des tensions de pull-down et de pull-up du MEMS et que la défaillance apparaissait lorsque la

tension de pull-up, de signe opposé à la polarisation appliquée, atteignait 0V. Nous allons dans le paragraphe suivant justifier l'état du commutateur à la défaillance.

### 1.2.3. Etude des « états de fonctionnement » du micro-commutateur

Comme montré sur la Figure 3.7, il existe trois zones (parties rayées verticalement) pour lesquelles le pont ne peut se positionner que dans un seul état et deux zones (parties rayées obliquement) pour lesquelles le pont peut se positionner dans deux états. Nous avons nommé ces états « états de fonctionnement ». Les parties précédentes ont montré que dans les zones à deux états de fonctionnement, le pont se positionnait à l'état bas lors d'un test de cyclage (état  $E_1$  Figure 3.2, portion de courbe ① Figure 3.3) et à l'état haut lors d'une mesure  $S_{21}(V)$  (portion de courbe ④ Figure 3.3). Nous allons en expliquer la raison dans cette partie en effectuant des mesures  $S_{21}(V)$  dites « dynamiques ».



**Figure 3.7 : Zones et états de fonctionnement d'un micro-commutateur**

#### 1.2.3.1. Méthodologie d'analyse des états de fonctionnement

Nous avons effectué des mesures  $S_{21}(V)$  à l'oscilloscope (Cf. partie 1.5.2 du Chapitre 2) sur un micro-commutateur de type B pour différentes fréquences du signal de commande. Ce dernier était de forme triangulaire et présentait des amplitudes minimum et maximum de -20V et 30V, la fréquence du signal micro-onde était de 20GHz. Nous avons nommé ces mesures «  $S_{21}(V)$  dynamiques ». Les résultats de ce test sont regroupés sur la Figure 3.8.

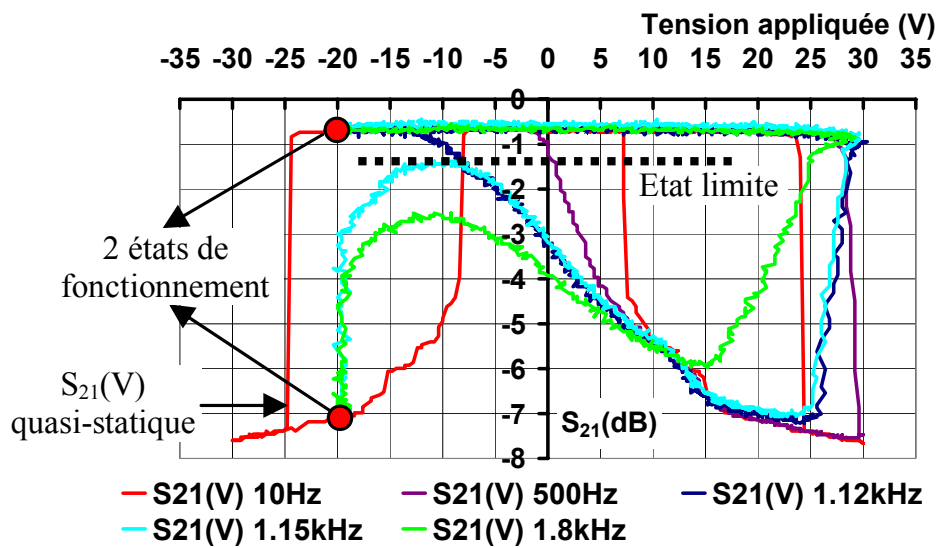


Figure 3.8 : Mesures  $S_{21}(V)$  pour différentes fréquences du signal de commande

Nous observons donc que la forme de la courbe  $S_{21}(V)$  se modifie selon la fréquence du signal de commande. Prenons par exemple la courbe  $S_{21}(V)$  pour un signal de commande de 500Hz : la valeur de l'isolation pour une tension appliquée de 3V est de -3dB alors que pour un signal de commande de 10Hz, cette valeur d'isolation est déjà obtenue lorsqu'on applique 7V. En fait, le pont réagit avec un retard par rapport à la commande et dans notre exemple, le pont réagit à la tension de 7V alors que la tension appliquée a déjà atteint 3V. Ce phénomène s'amplifie avec la fréquence du signal : plus la fréquence est élevée et plus le retard est important. A partir d'une certaine fréquence, le retard est tellement important que le pont n'est pas encore remonté en position haute, se trouvant ainsi dans une zone instable située entre deux états stables : état haut et état bas. Il existe alors une fréquence limite pour laquelle le pont se positionne à l'état bas. Pour le micro-commutateur testé, cette fréquence est comprise entre 1.12kHz et 1.15kHz. Au regard des courbes obtenues pour ces deux fréquences, il semblerait qu'il y ait un état limite du pont pour lequel celui-ci peut, soit se positionner à l'état haut, soit se positionner à l'état bas. Nous avons résumé cette situation et mis en évidence les paramètres ayant une influence sur le collage du pont sur la Figure 3.9.

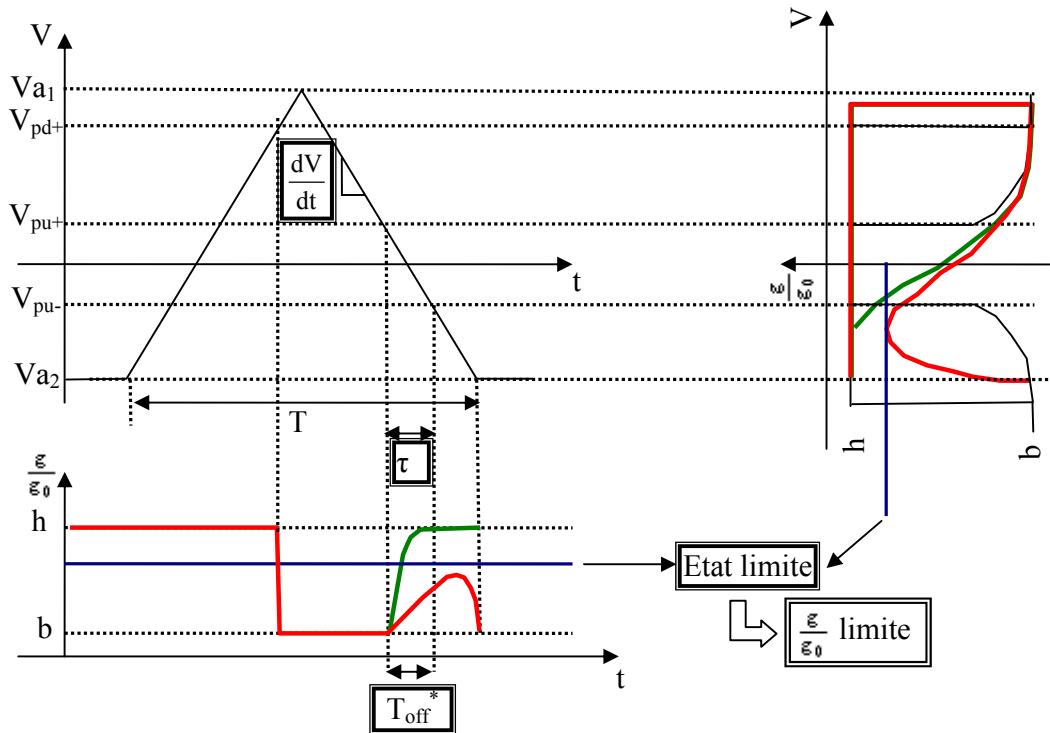


Figure 3.9 : Paramètres ayant une influence sur le collage du pont

Quatre paramètres vont donc permettre d'établir la loi régissant l'état de fonctionnement du MEMS :

- $\frac{dV}{dt}$  : vitesse de variation de la tension de commande.
- $\frac{g}{g_0}$  limite : valeur limite de hauteur du pont normalisée par rapport à sa hauteur initiale pour laquelle le pont se positionne à l'état bas.
- $\tau$  : temps pendant lequel le signal de commande passe de la tension de pull-up positive à la tension de pull-up négative.
- $T_{off}^*$  : temps pendant lequel le pont passe de l'état bas à l'état limite.

Pour éviter que le pont se colle, il faut donc que :

$$\tau > T_{off}^* \quad (1)$$

$$\text{Or, } \tau = \frac{V_{pu+} - V_{pu-}}{V_{a1} - V_{a2}} \times \frac{T}{2} \quad \text{et} \quad \frac{dV}{dt} = \frac{V_{a1} - V_{a2}}{\frac{T}{2}}$$

On en déduit donc que le pont se positionnera à l'état haut si :

$$\frac{dV}{dt} < \frac{V_{pu+} - V_{pu-}}{T_{off}^*} \quad (2)$$

Afin d'évaluer la pente limite du signal de commande pour laquelle le pont se positionne à l'état bas, il est nécessaire de déterminer l'état  $g/g_0$  limite et le temps de commutation  $T_{off}^*$ , ce dernier étant différent du temps de commutation défini dans la partie 1.4 du Chapitre 2. L'état limite est difficilement mesurable à partir des courbes de la Figure 3.8 car le paramètre  $S_{21}$  dépend de la fréquence à laquelle la mesure est effectuée et des dimensions du micro-commutateur testé. Nous devons donc tout d'abord convertir le paramètre  $S_{21}$  en paramètre  $g/g_0$  afin d'obtenir un paramètre générique quelque soit le type de micro-commutateur utilisé.

### 1.2.3.2. Conversion des mesures $S_{21}=f(V)$ en $g/g_0=f(V)$

Le paramètre le mieux adapté pour évaluer l'état limite à partir duquel le pont se positionne à l'état bas est la normalisation de la hauteur du pont pendant le test  $g$  par rapport à son hauteur à l'état haut  $g_0$ .

La conversion du paramètre  $S_{21}$  en hauteur de gap d'air  $g$  n'est pas immédiate, nous devons tout d'abord calculer la capacité  $C$  créée par le pont, l'air, le diélectrique et la ligne et correspondant à la mesure micro-onde.

L'expression du paramètre  $S_{21}$  [1] est donnée par :

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \left[ \frac{Z_0}{2} \frac{C\omega}{1 - (f/f_{res})^2} \right]^2} \quad (3)$$

où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne et  $f_{res}$  est la fréquence de résonance micro-onde. Si la mesure a été effectuée à une fréquence suffisamment éloignée de  $f_{res}$ , ce terme peut alors être négligé.

La fréquence de résonance étant définie par  $f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ , nous obtenons l'expression

suivante : 
$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \left[ Z_0 \times \frac{\pi f \times C}{1 - (2\pi f)^2 L} \right]^2}$$

où  $L$  est la valeur de l'inductance créée par le pont et déduite d'une mesure du paramètre  $S_{21}$  à l'état bas.



Nous pouvons alors calculer la valeur de la capacité C correspondant au paramètre  $S_{21}$  :

$$C = \left[ \frac{Z_0 \pi f}{\sqrt{\frac{1}{|S_{21}|^2} - 1}} + (2\pi f)^2 L \right]^{-1} \quad (4)$$

La capacité créée par le pont, le diélectrique et la ligne est définie par :

$$C = \frac{\epsilon_0 S}{g + \frac{d}{\epsilon_r}}, \text{ où } S \text{ est la surface du pont en regard avec la ligne, } d \text{ est l'épaisseur du}$$

diélectrique et g est la hauteur du pont par rapport au diélectrique. Nous pouvons donc calculer la valeur de la hauteur g correspondant à la distance entre le pont et la ligne :

$$g = \epsilon_0 S \left[ \frac{Z_0 \pi f}{\sqrt{\frac{1}{|S_{21}|^2} - 1}} + (2\pi f)^2 L \right] - \frac{d}{\epsilon_r} \quad (5)$$

Le rapport  $g/g_0$  est ensuite obtenu en divisant la valeur de la hauteur g, calculée à partir de l'équation (5), par la valeur moyenne de cette même hauteur lorsque le pont est à l'état haut (dans notre application, pour des valeurs de tensions comprises entre -20V et +20V).

La Figure 3.10 montre les mesures  $g/g_0=f(V)$  dynamiques déduites des mesures présentées en Figure 3.8.

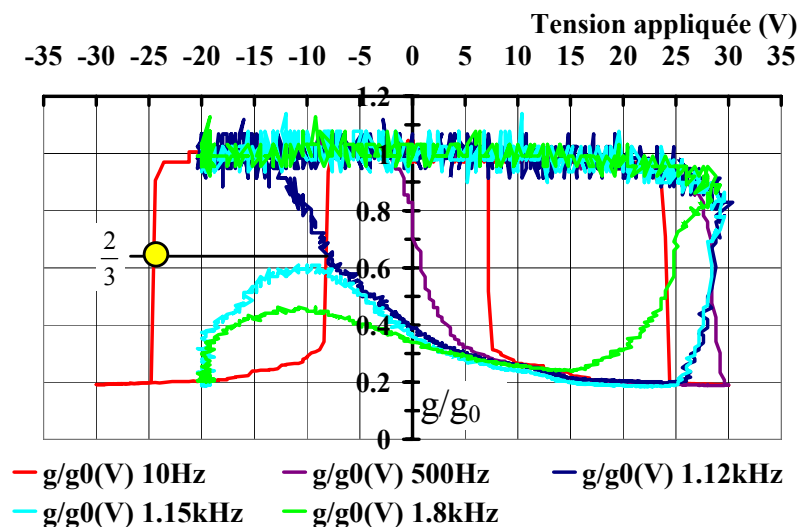


Figure 3.10 : Mesures  $g_i/g_0=f(V)$  pour différentes fréquences du signal de commande

La hauteur limite se situe donc aux 2/3 de la hauteur initiale  $g_0$ . Si le pont a parcouru les 2/3 de la hauteur initiale  $g_0$  avant que l'on applique la tension de pull-up négative, alors il se positionnera à l'état haut. Dans le cas contraire, après s'être partiellement relevé, il se baissera à nouveau pour se positionner à l'état bas. Cette hauteur correspond à la limite pour laquelle la force électrostatique est égale à la force mécanique du pont. Si le pont se trouve sous cette limite, la force mécanique est inférieure à la force électrostatique et le pont se baisse, comme expliqué dans les parties 1.1 et 3.3 du Chapitre 1 dans le cas de l'activation du pont. A noter que la valeur minimale de  $g/g_0$  de 0.2 est induite par la dégradation du contact entre le pont et le diélectrique du fait de la rugosité de la ligne et par les imprécisions de la méthodologie de conversion du paramètre  $S_{21}$  en hauteur de gap d'air  $g$ .

A présent que nous connaissons la hauteur limite, nous allons dans la partie suivante définir le temps de commutation  $T_{off}^*$  et la valeur limite du front descendant du signal de commande.

### 1.2.3.3. Définition et mesure du temps $T_{off}^*$ et valeur de la pente limite du front descendant du signal de commande

Nous avons mesuré le temps de commutation du micro-commutateur en appliquant la méthodologie décrite dans la partie 1.4 du Chapitre 2. Nous avons ainsi appliqué un signal de commande carré d'amplitude 30V et de fréquence 500Hz et un signal micro-onde de fréquence 20GHz. Nous avons détecté l'enveloppe du signal modulé par l'activation du MEMS au moyen de la diode de détection et de l'oscilloscope numérique. La Figure 3.11 montre la courbe  $S_{21}(V)$  correspondant à la mesure du temps de commutation.

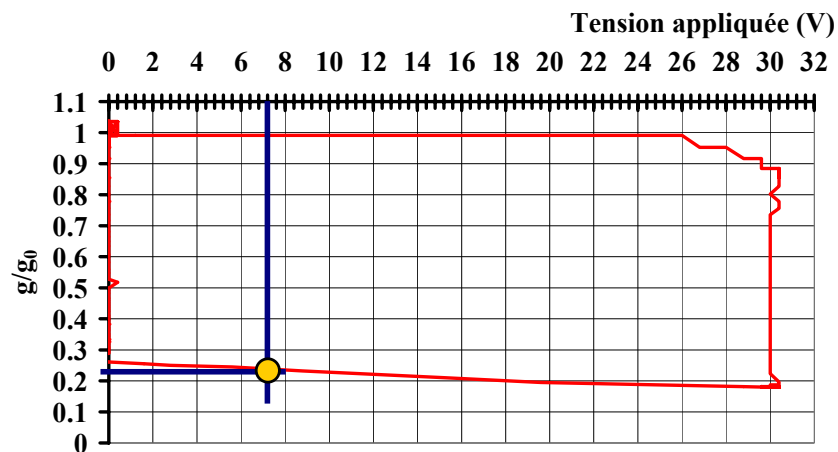


Figure 3.11 :  $g_t/g_0=f(V)$  correspondant à la mesure du temps de commutation avec un signal carré de 500Hz

Les deux limites de hauteur entre lesquelles sera mesuré le temps de commutation  $T_{off}^*$  sont à présent connues puisque, outre la hauteur limite haute définie dans le paragraphe précédent ( $g/g_0=2/3$ ), la figure ci-dessus permet de connaître la position du pont lorsque la tension appliquée est égale à  $V_{pu+}$  :  $g/g_0=0.24$  pour  $V_a=7V$ . Cette limite permet de définir la hauteur à partir de laquelle le pont commence à se relever. Ces deux limites ont été reportées sur la Figure 3.12 où l'on a tracé les signaux appliqué et détecté en fonction du temps.

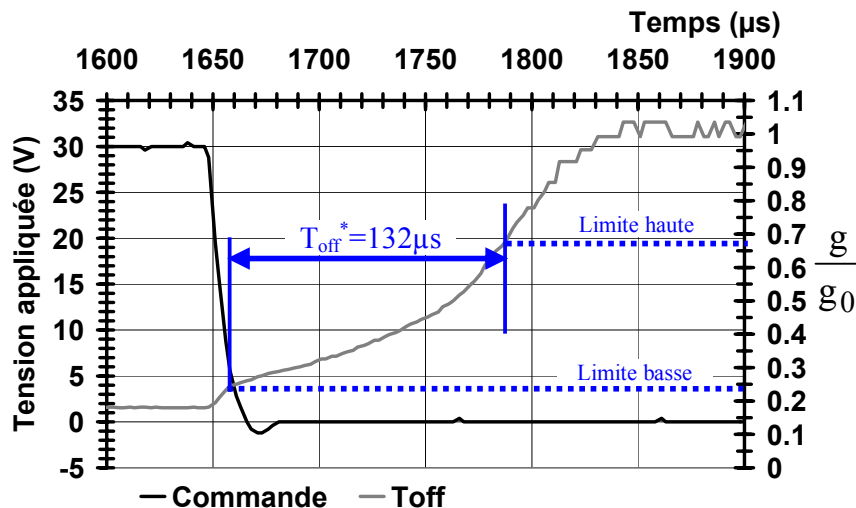


Figure 3.12 : Mesure du temps de commutation  $T_{off}^*$

Le temps de commutation  $T_{off}^*$  est donc égal à  $132\mu s$  ce qui nous permet de calculer, d'après l'équation (2), la pente limite du signal de commande pour éviter que le pont se colle :

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{limite}} = \frac{V_{pu+} - V_{pu-}}{T_{off}^*} \Rightarrow \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{limite}} = \frac{7 - (-8)}{132} \Rightarrow \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{limite}} = 0.113 \text{ V}/\mu s$$

Or, dans le cadre du test  $S_{21}(V)$  dynamiques, la fréquence limite du signal de commande était comprise entre 1.12kHz et 1.15kHz, ce qui correspond à une pente de ce même signal comprise entre :

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{commande}} = \frac{V_{a1} - V_{a2}}{T/2} \Rightarrow 0.112 \text{ V}/\mu s < \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{commande}} < 0.115 \text{ V}/\mu s, \text{ ce qui confirme notre}$$

estimation théorique de  $0.113 \text{ V}/\mu s$  pour pente limite du signal de commande.

Pour éviter que le pont se colle, la pente du signal de commande doit donc être inférieure à  $(V_{pu+} - V_{pu-})/T_{off}^*$ , avec  $T_{off}^*$  défini comme étant le temps mis par le pont pour passer de la limite basse, c'est-à-dire la hauteur du pont à  $V_{pu}$ , à la limite haute, c'est-à-dire aux  $2/3$  de la hauteur totale. Cette propriété est très importante car, comme nous le verrons

dans la partie 2.1 du Chapitre 4, l'optimisation du front descendant du signal de commande permettra d'améliorer la durée de vie des micro-commutateurs capacitifs de façon très significative.

Nous venons dans cette première partie de présenter la détection et l'analyse du mode de défaillance des MEMS RF capacitifs. Nous allons à présent nous attarder sur le mécanisme de défaillance de ces composants.

## **2. MECANISME DE DEFAILLANCE DES MEMS RF CAPACITIFS**

Le mécanisme de défaillance que nous allons étudier dans cette partie correspond au phénomène de chargement du diélectrique. La détection de ce mécanisme a en fait été effectuée lors de l'analyse du mode de défaillance dans le paragraphe 1.2.1 de ce chapitre et les mesures  $S_{21}(V)$  alors réalisées ont mis en évidence un décalage des tensions de seuil des micro-commutateurs. Or, ce phénomène est la signature du chargement du diélectrique comme décrit expérimentalement dans la partie 3.1.1 du Chapitre 1 [2] et analytiquement dans la partie 3.3 du Chapitre 1 [3]. Le mécanisme de dégradation étant identifié, nous présenterons dans cette partie la méthodologie développée pour l'étude quantitative du chargement du diélectrique des micro-commutateurs et nous analyserons plus particulièrement la cinétique de ce phénomène et les paramètres clefs conditionnant la durée de vie de ces composants

### **2.1. METHODOLOGIE DE CARACTERISATION DU CHARGEMENT DU DIELECTRIQUE**

#### **2.1.1. Impact de la fréquence de cyclage**

Nous avons dans un premier temps évalué l'influence de la fréquence du signal de commande sur la durée de vie des micro-commutateurs. Pour cela, un test de cyclage a été réalisé sur un même commutateur de type B pour trois fréquences de cyclage différentes : 100Hz, 1kHz et 2kHz. La détection (mesures  $S_{21on}$  et  $S_{21off}$ ) et l'analyse (mesures  $S_{21}(V)$ ) de défaillance ont été effectuées tous les 6000, 60000 et 120000 cycles respectivement pour les trois fréquences citées ci-dessus. Les résultats de la détection de défaillance sont montrés sur la Figure 3.13.

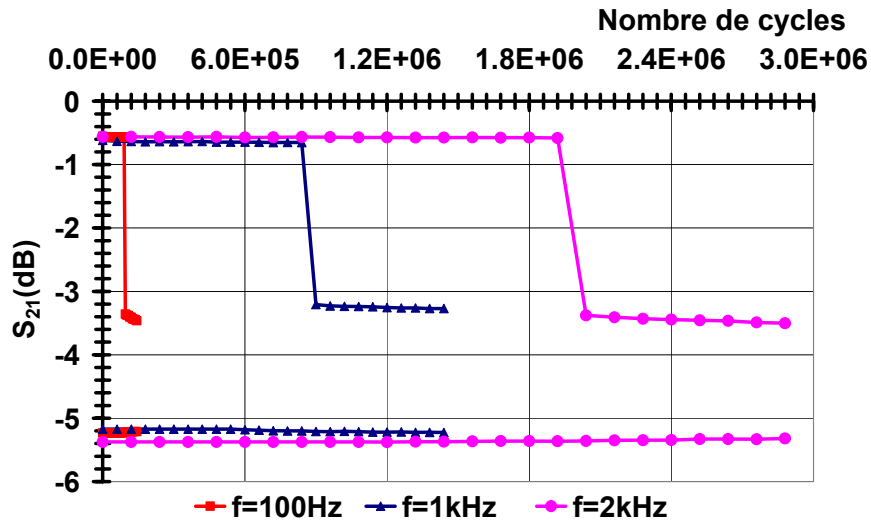


Figure 3.13 : Détection de la défaillance en fonction du nombre de cycles effectués par le commutateur

Le nombre de cycles effectués par les micro-commutateurs augmente avec la fréquence de cyclage. Pour une fréquence du signal de commande de 100Hz, 1kHz et 2kHz, le nombre de cycles effectués par le micro-commutateur au moment de la défaillance est respectivement de 96000, 900000, 2040000.

Nous avons alors tracé sur la Figure 3.14 les paramètres  $S_{21on}$  et  $S_{21off}$  en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique étant donné que le diélectrique n'est stressé par un champ électrique intense que pendant ce temps-là. La formule pour calculer ce temps

$$\text{est la suivante : } T_{\text{contact}} = \frac{N_{\text{cycles}}}{2 * F_{\text{cycl}}}$$

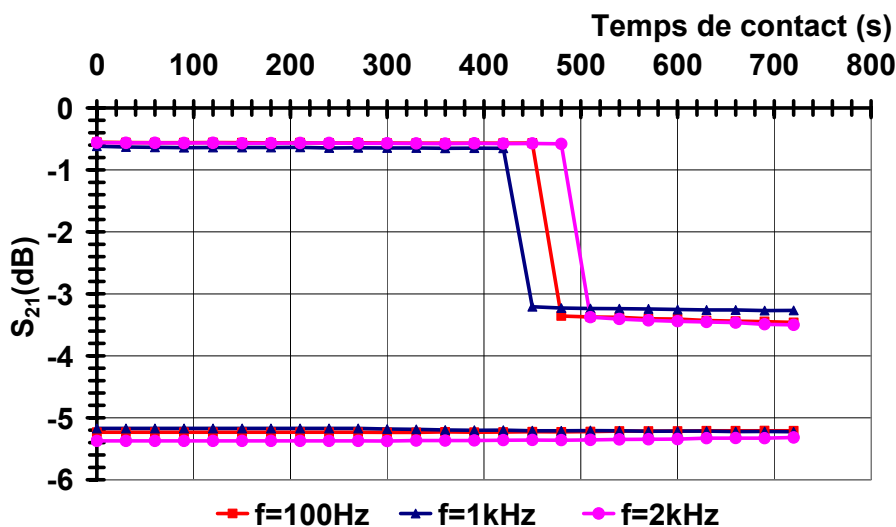


Figure 3.14 : Détection de la défaillance en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique

Cette étude confirme donc, aux dispersions près, celle réalisée par l'IMEC que nous avons détaillée dans la partie 3.2.2 du Chapitre 1 [4] : la défaillance apparaît pour un même temps de contact entre le pont et le diélectrique, dans notre cas,  $480s \pm 6\%$ . Le nombre de cycles n'est donc pas le paramètre approprié de durée de vie des micro-commutateurs capacitifs, seul est important le temps de contact entre le pont et le diélectrique.

### 2.1.2. Proposition d'un protocole de test efficace

En plus de donner un paramètre de fiabilité comme nous l'avons expliqué précédemment, le paramètre « temps de contact » va nous permettre de mettre en place une méthodologie de test afin d'étudier le phénomène de chargement du diélectrique de manière optimisée.

Nous avons pour cela effectué sur le micro-commutateur un test de stress DC (dont la méthodologie est expliquée dans la partie 2.2 du Chapitre 2) qui n'est autre que la limite d'un test de cyclage de fréquence nulle. Le signal de commande appliqué était d'amplitude 40V durant 720s. La détection de défaillance a été réalisée en mesurant les paramètres  $S_{21on}$  et  $S_{21off}$  toutes les 60s. Les résultats sont présentés sur la Figure 3.15.

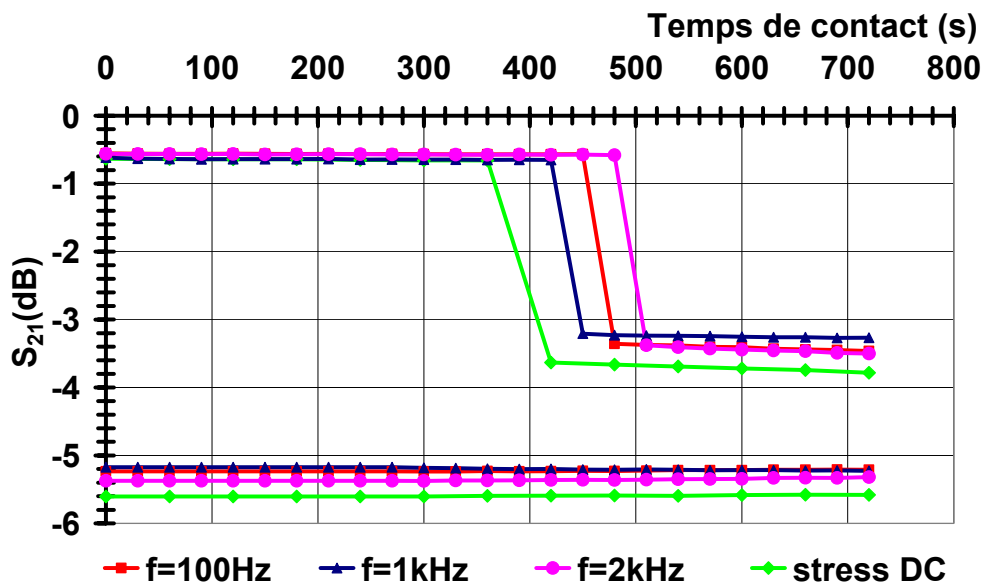


Figure 3.15 : Détection de la défaillance en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique lors de tests de cyclage et lors d'un test de stress DC

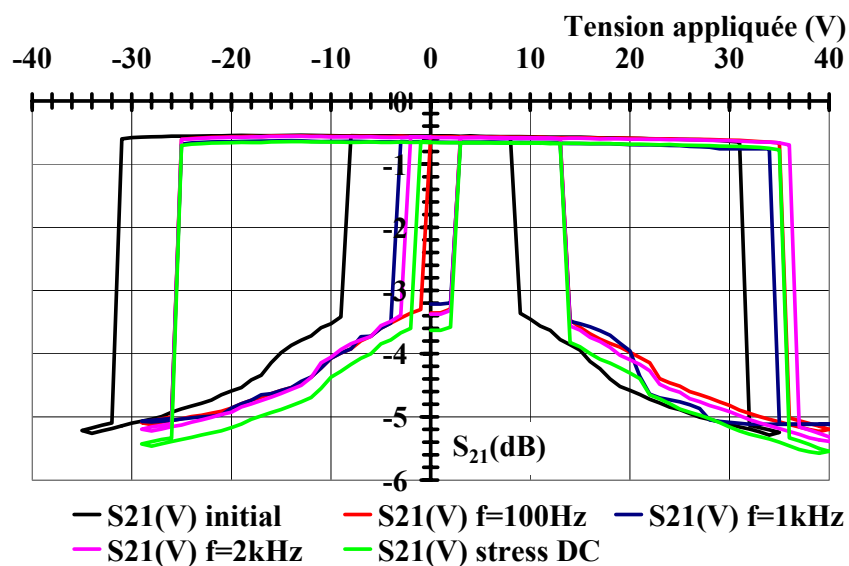
Les mesures démontrent donc que le test de stress DC est, aux dispersions près, équivalent au test de cyclage [5]. En effet, le temps de contact au moment de la défaillance

lors d'un stress DC est identique à celui mesuré lors d'un cyclage. Le stress DC offre deux avantages :

- la durée du test est divisée par deux par rapport à un test de cyclage.
- la précision de la mesure est meilleure en raison de l'erreur commise sur le calcul du temps de contact lors d'un test de cyclage due aux temps de commutation du MEMS.

Le stress DC est donc un test optimisé et approprié à l'évaluation de la durée de vie de micro-commutateurs capacitifs car permettant un gain de facteur deux sur la durée des essais et une précision accrue des résultats.

Afin de valider totalement cette méthodologie et d'être en accord avec notre philosophie d'étude de la fiabilité des MEMS RF (détection du mode de défaillance et analyse du mode de défaillance), nous avons tracé sur la Figure 3.16 les courbes  $S_{21}(V)$  effectuées après la défaillance pour les trois tests de cyclage et le stress DC.



**Figure 3.16 : Analyse du mode de défaillance pour les trois tests de cyclage et le stress DC**

Les courbes  $S_{21}(V)$  sont confondues confirmant une fois de plus que le paramètre adéquat de fiabilité est le temps de contact entre le pont et le diélectrique et que le stress DC est équivalent au test de cyclage.

## 2.2. ETUDE DE LA CINETIQUE DU CHARGEMENT DU DIELECTRIQUE

### 2.2.1. Décalage non symétrique des tensions de seuil des micro-commutateurs

Pour certains composants, nous observons que le décalage des tensions de seuil des micro-commutateurs n'est pas symétrique : la tension de pull-down négative se décale plus (6V) que la tension de pull-down positive (4V) comme le montre la Figure 3.17, sur laquelle sont tracées les courbes  $S_{21}(V)$  d'un micro-commutateur de type B effectuées avant et après un stress.

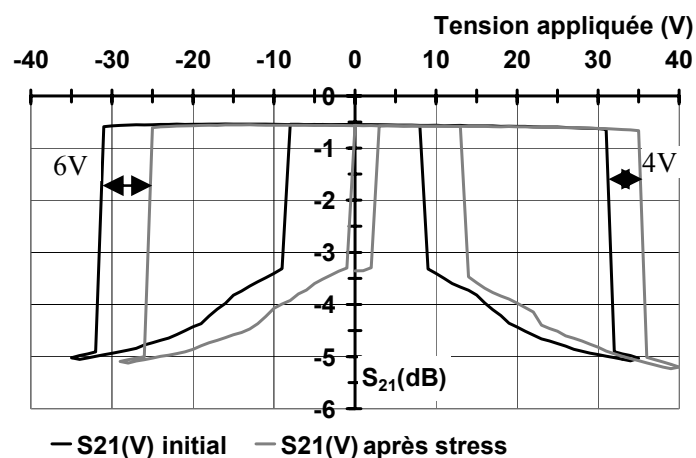


Figure 3.17 : Décalage non symétrique des tensions de seuil

Nous pouvons déduire de ces courbes que deux phénomènes apparaissent et se superposent lors d'un stress : l'un se traduit par le décalage symétrique des tensions de seuil et fait l'objet de la présente étude, l'autre se traduit par un resserrement des tensions de seuil et peut provenir :

- Soit d'une fatigue mécanique du pont : l'activation du pont créerait un stress mécanique pouvant entraîner une diminution de sa raideur. Les tensions de seuil seraient alors modifiées et diminueraient en puissance un demi de la raideur. Ce phénomène serait la cause du resserrement des tensions de pull-down et de pull-up tandis que le décalage serait dû au chargement du diélectrique.
- Soit d'une répartition non uniforme des charges dans le diélectrique. Dans la partie 3.3 du Chapitre 1 de ce manuscrit, nous avons démontré l'influence du chargement dans le diélectrique sur les tensions de seuil des micro-commutateurs [3]. Nous avons conclu que la valeur moyenne de la quantité de charges présentes dans le



diélectrique entraînait un décalage des tensions de pull-down et de pull-up tandis que la variance engendrait un resserrement de ces tensions.

O.Millet a démontré qu'un pont en polysilicium subissait une fatigue mécanique et que sa raideur diminuait et augmentait successivement jusqu'à atteindre une zone de stabilité [6]. Cette fatigue commence dès 200 millions de cycles lors d'un test de cyclage effectué avec une fréquence de 200kHz, soit après 500s de contact entre le pont et le diélectrique, ce qui correspond à des temps proches de ceux que nous avons observés. Cependant, aucun résultat n'indique si ce phénomène se produit aussi rapidement pour une fréquence de cyclage moins élevée c'est-à-dire si le stress mécanique est le plus intense lorsque le pont est contraint à l'état bas ou lorsque qu'il est en mouvement. Il est donc difficile de conclure sur l'origine du décalage non symétrique des tensions de seuil des micro-commutateurs.

Cependant, nous pouvons séparer l'influence des deux phénomènes, décalage et resserrement des tensions de seuil, en calculant deux paramètres  $V_D$  et  $V_R$ , représentant respectivement les valeurs de tensions de décalage symétrique et de resserrement. Considérons pour cela que l'écart entre les tensions de pull-down positives avant et après stress est égal à un décalage symétrique de tension auquel on soustrait un resserrement de tension et que l'écart entre les tensions de pull-down négatives avant et après stress est égal à un décalage de tension auquel on ajoute un resserrement de tension :

$$\Delta V_{pd+} = V_D - V_R \quad \text{et} \quad \Delta V_{pd-} = V_D + V_R$$

En additionnant et retranchant ces deux équations membres à membres, nous pouvons séparer l'influence du décalage symétrique de tension et celle du resserrement de tension sur les tensions de seuil des MEMS RF, comme le montre les deux équations suivantes :

$$V_D = \frac{\Delta V_{pd-} + \Delta V_{pd+}}{2} \quad (6)$$

$$V_R = \frac{\Delta V_{pd-} - \Delta V_{pd+}}{2} \quad (7)$$

$V_D$  a maintenant pour origine unique le chargement du diélectrique tandis que  $V_R$  est la conséquence soit de la fatigue mécanique, soit de la répartition non uniforme des charges dans le diélectrique.

Nous avons alors calculé  $V_D$  et  $V_R$  pour l'exemple ci-dessus. Les résultats sont regroupés dans le Tableau 3.1. Nous avons donc mesuré un décalage de 4V pour la tension de pull-down positive et de 6V pour la tension de pull-down négative. Grâce aux équations (6) et

(7), nous avons évalué un décalage réel de 5V et un resserrement de 1V des tensions de seuil positives et négatives.

	$V_{pd+}$	$V_{pd-}$
Avant stress	31	-31
Après stress	35	-25
Delta	4	6

$$V_R = \frac{\Delta V_{pd-} - \Delta V_{pd+}}{2} = \frac{6 - 4}{2} = 1$$

$$V_D = \frac{\Delta V_{pd-} + \Delta V_{pd+}}{2} = \frac{6 + 4}{2} = 5$$

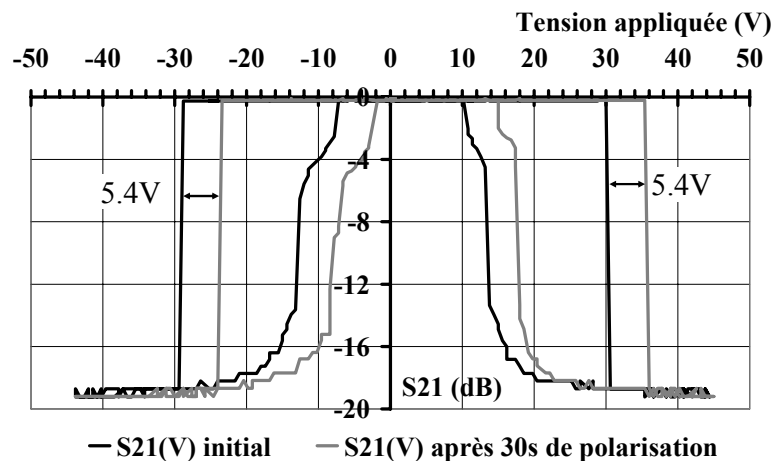
**Tableau 3.1 : Calcul de l'influence du décalage et du resserrement des tensions de seuil**

Dans l'étude que nous allons détailler dans les prochaines parties, nous avons considéré uniquement la tension de décalage symétrique  $V_D$  car quelque soit la cause du décalage non symétrique des tensions de seuil, le phénomène prépondérant, d'après tous nos résultats expérimentaux, révèle un décalage franc des tensions de seuil ( $V_D=5V$  tandis que  $V_R=1V$  seulement) engendré par le chargement du diélectrique des micro-commutateurs.

### 2.2.2. Mesure de la cinétique de chargement diélectrique

Nous allons à présent détailler l'étude menée afin d'évaluer la cinétique du chargement du diélectrique [7]. Cette étude a été effectuée sur des commutateurs de type A.

Nous avons tout d'abord effectué un stress DC sur un commutateur. La méthodologie utilisée pour ce test est la suivante : nous avons effectué une mesure des tensions de seuil du micro-commutateur grâce à une courbe  $S_{21}(V)$  puis nous avons appliqué une polarisation de 40V durant 30s et nous avons à nouveau réalisé une mesure  $S_{21}(V)$ . Les résultats sont montrés en Figure 3.18.



**Figure 3.18 : Mesure du décalage des tensions de seuil après un stress DC**

Nous pouvons ainsi à partir de ces résultats calculer la cinétique du chargement du diélectrique en introduisant un nouveau paramètre : la VDTA ou Vitesse de Décalage des Tensions d'Activations défini comme suit :

$$VDTA = \frac{\text{Décalage de tension}}{\text{Temps de contact entre le pont et le diélectrique}} = \frac{V_D}{\tau_{bas}} \quad (8)$$

Nous considérons pour ce paramètre le temps de contact qui évalue, d'après les études présentées dans la partie 2.1.1 de ce chapitre et en [4], le temps de stress réel du diélectrique.

Dans l'exemple ci-dessus, le paramètre VDTA est égal à :

$$VDTA = \frac{5.4}{0.5} = 10.8 \text{ V / min}$$

Ceci signifie donc que les tensions de seuil du micro-commutateur se décalent de 11V par minute. Ce paramètre permet de quantifier l'état de chargement du diélectrique et offre des informations importantes sur la qualité de l'isolant ainsi que sur la durée de vie des MEMS RF. En effet, plus le diélectrique stockera de charges, moins bonne sera la fiabilité et plus le paramètre VDTA sera élevé.

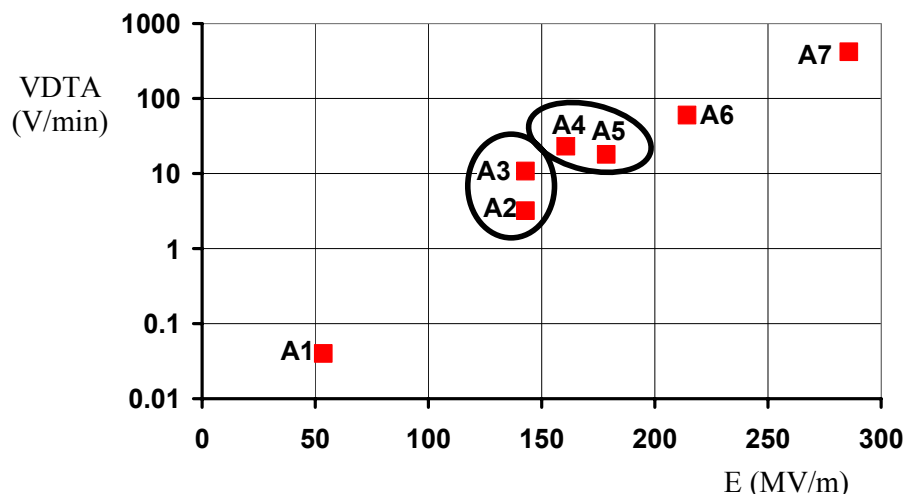
Nota : le décalage est dans cet exemple symétrique. Si tel n'avait pas été le cas, nous aurions calculé  $V_D$  par (6) et utilisé cette valeur dans (8).

### 2.2.3. Dépendance du paramètre VDTA en fonction du champ électrique

Nous avons ensuite effectué des tests de stress DC sur d'autres commutateurs de type A pour différentes tensions de stress appliquées. Nous avons alors calculé pour chacun d'eux le paramètre VDTA. Le Tableau 3.2 regroupe pour les sept commutateurs testés la tension appliquée lors du test, le champ électrique correspondant et le paramètre VDTA. Nous avons également tracé le paramètre VDTA en fonction du champ électrique sur la Figure 3.19.

Micro-commutateurs	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>	A <sub>5</sub>	A <sub>6</sub>	A <sub>7</sub>
Tension appliquée (V)	15	40	40	45	50	60	80
Champ électrique (MV/m)	54	143	143	161	179	214	286
VDTA (V/min)	0.04	3.2	10.8	23	18	60	420

**Tableau 3.2 : Valeurs du paramètre VDTA pour six commutateurs testés avec différentes tensions de stress**



**Figure 3.19 : Cinétique du chargement du diélectrique en fonction du champ électrique**

La seule étude ayant démontré l'influence de la tension de stress sur la durée de vie des commutateurs a été effectuée par C.Goldsmith en 2001 [8] (Cf. partie 3.2.1 du Chapitre 1). Ces résultats montrent une dépendance exponentielle du nombre de cycles par rapport à la tension appliquée (diminution d'une décade du nombre de cycles pour une augmentation de 5V à 7V de la tension appliquée).

Notre étude présentée ci-dessus montre que la tension appliquée n'est pas le paramètre adéquat pour rendre compte de l'intensité du stress à l'intérieur du diélectrique. Le premier constat que l'on peut faire est que le champ électrique est plus approprié que la tension car il permet de tenir compte de l'épaisseur du diélectrique. Dans notre cas, cette donnée est constante car les structures testées appartiennent à la même plaquette. Cependant, ce n'est pas toujours le cas et nous verrons par la suite que pour comparer des composants réalisés avec des procédés technologiques différents, le champ électrique convient mieux que la tension.

La principale information que l'on peut extraire des résultats provient de l'analyse des VDTA des micro-commutateurs A<sub>2</sub> et A<sub>3</sub> d'une part et A<sub>4</sub> et A<sub>5</sub> d'autre part. En effet, pour un même champ électrique, la VDTA du commutateur A<sub>3</sub> est plus importante que celle de A<sub>2</sub>. De même, alors que le champ électrique était plus élevé lors du test effectué sur A<sub>5</sub> que sur A<sub>4</sub>, nous avons mesuré une VDTA de A<sub>5</sub> inférieure. Ces données sont alors difficilement exploitables car elles ne correspondent à aucun sens physique, le paramètre VDTA semblant être totalement aléatoire selon la tension appliquée. Il est donc nécessaire d'étudier plus en profondeur le stress engendré sur le diélectrique et ainsi mettre à jour de nouveaux paramètres conditionnant la dynamique du chargement du diélectrique.

## 2.3. PARAMETRE ELECTRIQUE CONDITIONNANT LE CHARGEMENT DU DIELECTRIQUE

### 2.3.1. Définition du stress réel dans le diélectrique

Afin de rendre compte du stress réel dans le diélectrique, nous avons considéré la rugosité de la ligne centrale. Partant du principe que plus le contact entre le pont et le diélectrique sera de bonne qualité, plus le champ électrique sera intense dans le diélectrique, plus rapidement ce dernier se chargera, nous avons mis en évidence un champ électrique, nommé « champ effectif », qui permet de prendre en compte l'influence de la rugosité sur le champ électrique. Ainsi, le diélectrique n'est pas stressé par la même intensité de champ électrique selon la distance (gap d'air) le séparant de la membrane supérieure (Cf. Figure 3.20).

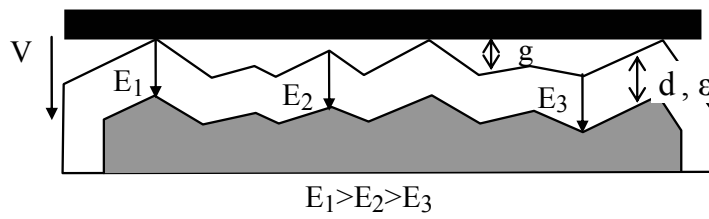


Figure 3.20 : Champ effectif à travers le diélectrique

Nous allons à présent détailler le calcul du champ effectif. A partir de l'équation de Maxwell-Gauss, nous pouvons déduire l'expression du champ électrique en un point du diélectrique :

$$E_{\text{diel}} = \frac{V/d}{1 + \frac{g}{\epsilon_r d}} \quad (9)$$

Ainsi, comme suggéré par la Figure 3.20,  $E_{\text{diel}}$  dépend de l'endroit considéré dans le diélectrique. On introduit alors le paramètre champ effectif  $E_{\text{eff}}$ , dont l'intensité correspond à la valeur moyenne du champ électrique sur la surface de l'isolant et exprimé de la façon suivante :

$$E_{\text{eff}} = \frac{1}{S} \iint_S E_{\text{diel}} \, dS = \frac{V}{d} \times \frac{1}{S} \iint_S \frac{1}{1 + \frac{g}{\epsilon_r d}} \, dS \quad (10)$$

Or, la capacité réelle créée par le pont, le diélectrique et la ligne en un point correspond à la mise en série de deux capacités (celle due au diélectrique et celle due au gap d'air  $g$ ). La capacité créée sur toute la surface est donc :

$$C_{on} = \iint_S \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{d + \frac{g}{\epsilon_r}} dS = \underbrace{\frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d}}_{C_{onth}} \times \frac{1}{S} \iint_S \frac{1}{1 + \frac{g}{\epsilon_r d}} dS \quad (11)$$

En éliminant les deux intégrales doubles des équations (10) et (11), nous pouvons déduire l'expression finale du champ effectif :

$$E_{eff} = \frac{V/d}{C_{onth}/C_{on}} \quad (12)$$

où le rapport  $C_{onth}/C_{on}$  correspond à la capacité théorique à l'état bas ( $C_{onth}$ ) divisée par celle mesurée ( $C_{on}$ ).

L'intensité du stress électrique subie par le diélectrique est donc équivalente à un champ effectif qui tient compte de la rugosité de la ligne sur laquelle est déposée le diélectrique. Pour calculer ce champ effectif, il est nécessaire de connaître la capacité théorique et la capacité réelle. Avant de valider cette théorie du champ effectif par des expérimentations, nous allons expliquer la méthode utilisée pour extraire la valeur de la capacité réelle à partir de la mesure des paramètres [S].

### 2.3.2. Calcul de la capacité à l'état bas à partir de la mesure des paramètres S

Le banc de tests que nous avons développé ne permettant pas la mesure directe d'une capacité, nous calculons la capacité  $C_{on}$  à partir de la mesure des paramètres [S] lorsque le pont est à l'état bas.

Pour cela, considérons la modélisation du micro-commutateur présentée sur le schéma de la Figure 3.21 sur laquelle sont tracés les tensions, les courants et les ondes du dispositif.

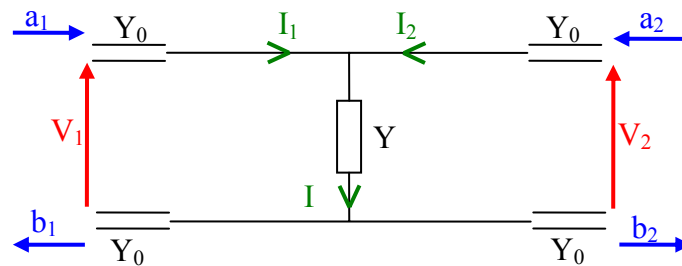


Figure 3.21 : Modélisation du micro-commutateur

Y est l'admittance et son expression est la suivante :

$$Y = G + jB = G + jC\omega \quad (13)$$

où G est la conductance, B est la susceptance et C est la capacité créée par le pont, le diélectrique et la ligne. La condition pour valider ce modèle est de se placer à une fréquence la plus petite possible par rapport à la fréquence de résonance micro-onde pour ainsi négliger l'effet inductif du pont.

➤ **Calcul de l'admittance Y en fonction de S<sub>21</sub>, S<sub>11</sub> et Y<sub>0</sub>**

Les expressions des tensions et des courants en fonction des ondes sont les suivantes :

$$\begin{cases} I_1 = (a_1 - b_1) \times \sqrt{Y_0} \\ I_2 = (a_2 - b_2) \times \sqrt{Y_0} = -b_2 \times \sqrt{Y_0} \Big|_{a_2=0} \end{cases} \quad \begin{cases} V_1 = (a_1 + b_1) / \sqrt{Y_0} \\ V_2 = (a_2 + b_2) / \sqrt{Y_0} = b_2 / \sqrt{Y_0} \Big|_{a_2=0} \end{cases} \quad (14)$$

$$\text{Or, } V_1 = V_2 \Rightarrow a_1 + b_1 = b_2 \text{ et } I_1 + I_2 = I = YV = (a_1 - b_1 - b_2) \sqrt{Y_0} \quad (15)$$

Les expressions de S<sub>21</sub> et S<sub>11</sub> en fonction des ondes sont les suivantes :

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad \text{et} \quad S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (16)$$

En utilisant les équations (14) et (15), nous pouvons calculer :

$$S_{11} = \frac{-Y}{2Y_0 + Y} \quad \text{et} \quad S_{21} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y} \quad (17)$$

On obtient alors l'expression de l'admittance :

$$\boxed{Y = -2Y_0 \frac{S_{11}}{S_{21}}} \quad (18)$$

➤ **Calcul de la capacité C**

La capacité est égale à :

$$C = \frac{B}{\omega} \quad \text{avec} \quad B = \text{Im}(Y) = \text{Im} \left( -2Y_0 \frac{S_{11}}{S_{21}} \right) \quad (19)$$

Or, S<sub>21</sub> et S<sub>11</sub> étant des nombres complexes, l'expression finale du calcul de la capacité à partir des paramètres [S] est :

$$\boxed{C = \frac{-2Y_0}{\omega \times |S_{21}|^2} [-\text{Re}(S_{11}) \times \text{Im}(S_{21}) + \text{Im}(S_{11}) \text{Re}(S_{21})]} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \text{Re}(S_{xx}) = |S_{xx}| \cos(\phi_{S_{xx}}) \\ \text{Im}(S_{xx}) = |S_{xx}| \sin(\phi_{S_{xx}}) \end{cases} \quad (20)$$

Pour calculer la capacité, il est donc nécessaire de mesurer le coefficient de réflexion S<sub>11</sub> et le coefficient de transmission S<sub>21</sub> en module et en phase.

➤ **Application**

Nous avons ainsi calculées les capacités à l'état haut et bas d'un micro-commutateur de type A dont les performances micro-ondes sont présentées en Figure 2.10. Les résultats sont montrés en Figure 3.22. La capacité à l'état haut est donc égale à 0.09pF et celle à l'état bas est égale à 1.5pF. L'influence de l'inductance du pont est parfaitement visible sur ce graphe et nous comprenons aisément que le calcul de la capacité à l'état bas devra être effectué à partir des paramètres [S] mesurés à basse fréquence. Typiquement, nous nous placerons à 1GHz.

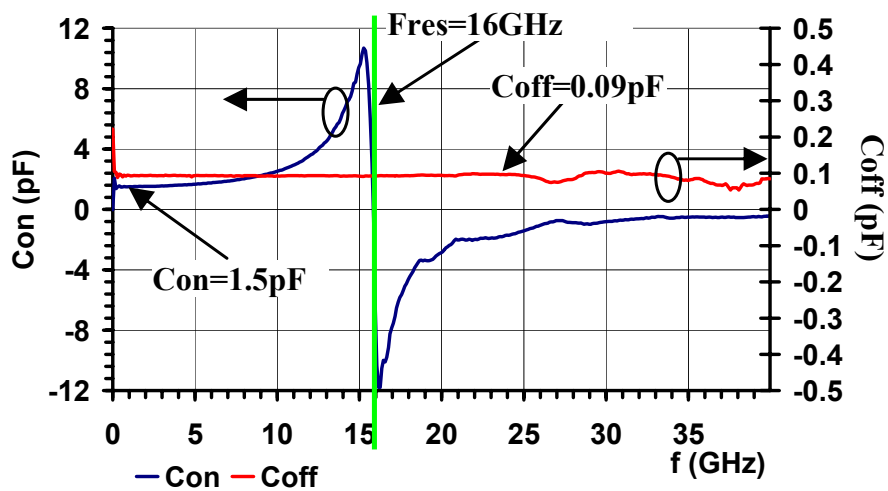


Figure 3.22 : Capacités calculées à l'état haut et bas en fonction de la fréquence

Pour connaître la validité de notre méthode de calcul de capacité, nous avons effectué des mesures réelles à l'aide d'un capacimètre. Après avoir réalisé un calibrage, nous avons mesuré des valeurs de capacités de l'ordre de celles calculées à partir des paramètres [S] avec une erreur inférieure à 10%.

**2.3.3. Influence de champ effectif sur le paramètre VDTA**

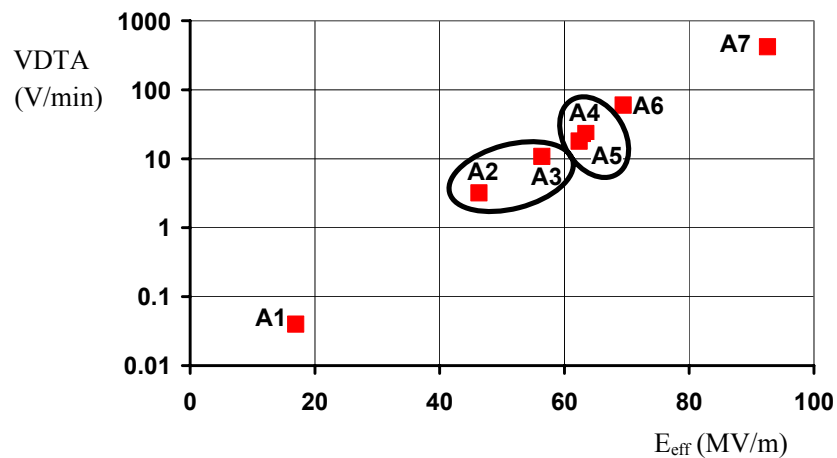
A présent que nous avons établi une méthode de calcul de la capacité réelle, nous allons valider la pertinence du paramètre champ effectif. Nous avons pour cela calculé le rapport  $C_{onth}/C_{on}$  des sept commutateurs présentés dans la partie 2.2.3. La capacité réelle est extraite de la mesure des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  en module et phase à une fréquence de 1GHz et la capacité théorique est calculée pour une permittivité relative du diélectrique  $\epsilon_r=5$ . Les résultats sont regroupés dans le Tableau 3.3.



Micro-commutateurs	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>	A <sub>5</sub>	A <sub>6</sub>	A <sub>7</sub>
Tension appliquée (V)	15	40	40	45	50	60	80
Champ électrique (MV/m)	54	143	143	161	179	214	286
$C_{onh}/C_{on}$	3.2	3	2.5	2.5	2.9	3.1	3.1
Champ effectif (MV/m)	16.9	47.7	57.2	64.4	61.7	69	92.3
VDTA (V/min)	0.04	3.2	10.8	23	18	60	420

**Tableau 3.3 : Paramètres  $C_{onh}/C_{on}$  et champ effectif pour différents micro-commutateurs**

Nous pouvons observer une dispersion significative des rapports  $C_{onh}/C_{on}$  notamment pour les deux paires de commutateurs A<sub>2</sub>/A<sub>3</sub> et A<sub>4</sub>/A<sub>5</sub>. Ceci a une influence non négligeable sur le champ effectif. En effet, meilleur est le contact entre le pont et le diélectrique, plus petit est le rapport  $C_{onh}/C_{on}$  et donc plus intense est le champ effectif. Pour connaître l'influence du champ effectif sur la cinétique du chargement du diélectrique, nous avons tracé le paramètre VDTA de chacun des micro-commutateurs en fonction du champ effectif. Les résultats sont présentés en Figure 3.23.



**Figure 3.23 : Influence du champ effectif sur le paramètre VDTA**

Les résultats semblent à présent obéir à un certain sens physique. En effet, plus le champ effectif est élevé, plus le diélectrique est stressé et donc plus le paramètre VDTA, qui jauge la cinétique du mécanisme de défaillance, est important. Ce résultat tend ainsi à prouver que le stress électrique à travers le diélectrique est reflété par le paramètre champ effectif qui

correspond au champ appliqué ( $V/d$ ) normalisé par la qualité du contact entre le pont et l'isolant ( $C_{onh}/C_{on}$ )

Fort des paramètres ainsi introduits ( $VDTA$  et  $E_{eff}$ ), nous allons modéliser le phénomène de chargement de diélectrique des micro-commutateurs capacitifs dans le paragraphe suivant.

### **3. MODELISATION DU MECANISME DE DEFAILLANCE**

Nous allons présenter dans cette partie le modèle analytique de la cinétique du chargement du diélectrique que nous avons développé en vue de prédire la durée de vie des micro-commutateurs. Nous allons dans un premier temps identifier le mécanisme de conduction présent dans le diélectrique et responsable de son chargement ce qui nous permettra par la suite d'établir le modèle de la cinétique du chargement du diélectrique.

#### **3.1. MECANISMES DE CONDUCTION DANS LES DIELECTRIQUES**

Le phénomène de chargement du diélectrique, principal mécanisme de dégradation des MEMS RF capacitifs, est la conséquence de courant de conduction dans ce dernier. Il est donc nécessaire de caractériser électriquement le diélectrique [9]. Afin d'identifier ultérieurement le type de mécanisme qui régit la conduction électrique dans le diélectrique utilisé lors de nos tests de fiabilité, nous allons tout d'abord recenser les différents mécanismes de génération ou d'injection de charges dans le diélectrique, puis nous détaillerons les principaux mécanismes de conduction électrique connus pour les diélectriques. Nous ne détaillerons pas les courants de conduction transitoires car nos mesures seront réalisées en régime permanent.

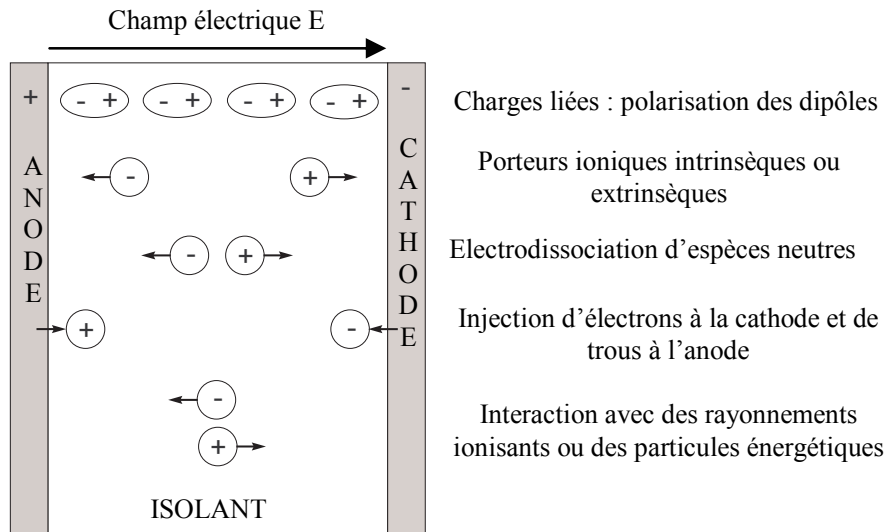
##### **3.1.1. Les mécanismes de génération des charges**

Les charges électriques dans le diélectrique peuvent être de nature et d'origine différentes. Il peut s'agir d'électrons, de trous ou encore d'ions. Leur origine peut être intrinsèque ou extrinsèque au diélectrique.

Les charges extrinsèques sont des électrons, des trous ou des ions injectés à partir des électrodes métalliques (électrode ou pont) vers l'isolant sous l'action d'un champ électrique.

Les charges intrinsèques sont des ions contenus initialement dans l'isolant ou générés soit par électrodissociation d'espèces neutres, soit par ionisation des constituants du solide par interactions avec des rayonnements énergétiques ou des particules [10].

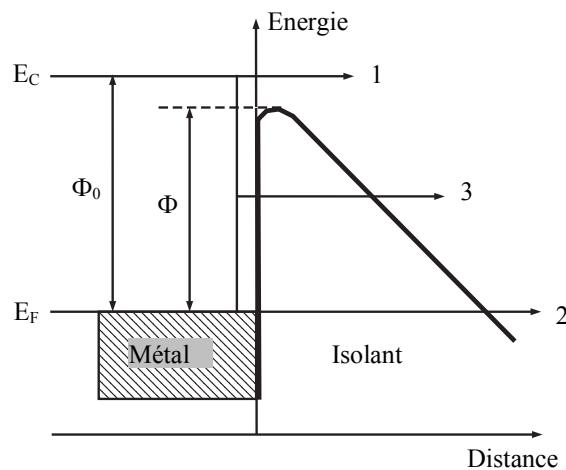
La Figure 3.24 récapitule de manière schématique les différents mécanismes physiques pouvant conduire à la génération de charges dans un diélectrique :



**Figure 3.24 : Mécanismes de générations des charges dans un isolant entre électrodes sous l'effet d'un champ électrique**

### 3.1.2. Les mécanismes de conduction contrôlés par l'interface métal/isolant

Dans un cas idéal, le diagramme de bande de l'interface métal/isolant peut être représenté par le schéma de la Figure 3.25 [11] :



**Figure 3.25 : Diagramme énergétique théorique de l'interface métal/isolant**

En l'absence de champ électrique, l'électron ou le trou disponible se trouvant au niveau de Fermi du métal, « perçoit » une barrière de potentiel  $\Phi_0$  rendant improbable son

passage dans la bande de conduction de l'isolant. L'expression de cette barrière est la suivante :

$$\Phi_0 = E_C - E_F = \Phi_m - \xi \quad (21)$$

où  $E_C$  est le niveau de la bande de conduction de l'isolant,  $E_F$  est le niveau de Fermi du métal,  $\Phi_m$  est le travail de sortie d'un électron du métal vers le vide,  $\xi$  est l'affinité électronique de l'isolant.

La hauteur de barrière, déterminée par la nature du contact, est donc égale au travail de sortie d'un électron dans le vide diminué par l'affinité électronique de l'isolant. Cette dernière étant faible devant le travail de sortie, nous la négligerons pour avoir un ordre de grandeur de  $\Phi_0$ .

### 3.1.2.1. Conduction Schottky

L'effet Schottky concerne les porteurs qui, ayant acquis assez d'énergie sous l'effet combiné du champ électrique et de la température, peuvent passer au-dessus de la barrière de potentiel [12]. Il est représenté par le trajet 1 sur la Figure 3.25. En présence d'un champ électrique  $E$ , la hauteur de la barrière de potentiel est abaissée à la valeur  $\Phi$ , exprimée en Joules dans les expressions qui suivent, augmentant fortement la probabilité de franchissement. La hauteur de barrière s'exprime alors :

$$\Phi = \Phi_0 - \beta_S \sqrt{E} \quad (22)$$

où  $\beta_S$  est la constante de Schottky définie par :

$$\beta_S = \sqrt{\frac{q^3}{4\pi\epsilon_r\epsilon_0}} \quad (23)$$

où  $q$  est la charge élémentaire,  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du diélectrique et  $\epsilon_0$  est la permittivité de l'air.

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

$$J = AT^2 \exp\left(-\frac{\phi}{kT}\right) = AT^2 \exp\left(-\frac{(\phi_0 - \beta_S \sqrt{E})}{kT}\right) \quad (24)$$

où  $A$  est la constante de Richardson-Schottky donnée par la relation :

$$A = \frac{4\pi mk^2}{h^3} = 120 \text{ A.cm}^{-2}, \text{ où } m \text{ est la masse de l'électron, } h \text{ est la constante de Planck}$$

et  $k$  est la constante de Boltzmann.

Le courant d'injection Schottky est très fortement dépendant de la température ( $T^2$ ) et n'est perceptible que pour des champs supérieurs à 10MV/m [10]. Pour identifier un tel mécanisme de conduction, il suffit d'exploiter la relation (24) en écrivant le logarithme népérien de la densité de courant :

$$\text{Ln}(J) = \text{Ln}(AT^2) - \frac{\phi_0}{kT} + \frac{\beta_s}{kT} \sqrt{E} \quad (25)$$

Ainsi, dans un graphe  $\text{Ln}(J)$  en fonction de la racine carrée du champ électrique  $E$ , les mécanismes de type Schottky doivent donc suivre une régression linéaire de pente théorique  $\beta_s/kT$  et d'ordonnée à l'origine,  $\text{Ln}(AT^2) - \phi_0/kT$ , permettant de déterminer la hauteur de la barrière de potentiel  $\Phi_0$ .

### 3.1.2.2. Conduction Fowler-Nordheim

L'effet Fowler-Nordheim concerne les électrons qui, de par leur nature ondulatoire, peuvent être transmis par effet tunnel à travers la barrière de potentiel si le champ électrique est assez élevé pour que la largeur de barrière n'excède pas grandement la longueur d'onde associée aux électrons (longueur de De Broglie) [12]. Le passage des électrons au travers de la barrière peut s'effectuer soit à énergie constante (trajet 2 sur la Figure 3.25), soit après un gain d'énergie (trajet 3 sur la Figure 3.25).

L'expression, en première approximation, de la densité de courant pour ce type de mécanisme est la suivante :

$$J = CE^2 \exp\left(-\frac{B}{E}\right) \quad (26)$$

$$\text{avec } C = \frac{q^3}{8\pi\hbar\Phi_0} \text{ et } B = \frac{4(2m^*)^{1/2}\Phi_0^{1/2}}{3q\hbar} \text{ où } m^* \text{ est la masse effective de l'électron.}$$

La température a un effet négligeable sur ce mécanisme. En revanche, il nécessite des valeurs de champ supérieures à 1000 MV/m pour que les électrons franchissent la largeur de barrière [10]. Pour identifier un tel mécanisme de conduction, il suffit d'exploiter la relation (26) de la manière suivante :

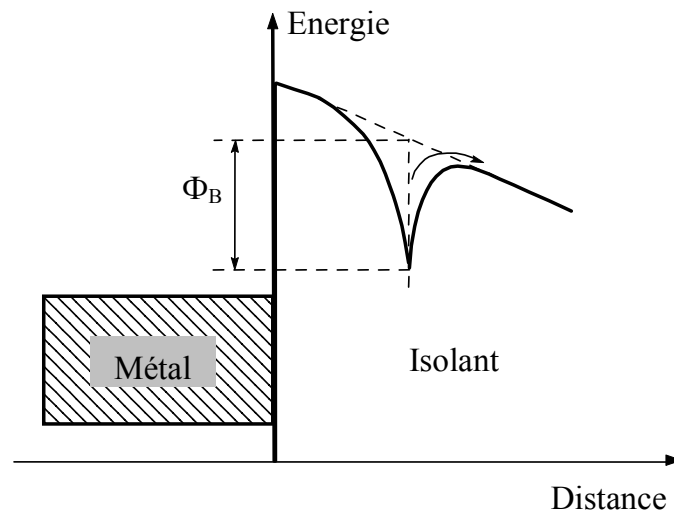
$$\text{Ln}\left(\frac{J}{E^2}\right) = \text{Ln}(C) - \frac{B}{E} \quad (27)$$

Ainsi, dans un graphe de  $\text{Ln}(J/E^2)$  en fonction de l'inverse du champ électrique  $E$ , les mécanismes de type Fowler-Nordheim décriront une régression linéaire de pente théorique  $-B$  et d'ordonnée à l'origine  $\text{Ln}(C)$ .

### 3.1.3. Les mécanismes de conduction contrôlés par le volume du diélectrique

#### 3.1.3.1. Conduction Frenkel-Poole

L'effet Frenkel-Poole concerne le porteur qui est piégé dans un puit de potentiel coulombien présent dans le volume du diélectrique. La Figure 3.26 représente l'allure « énergétique » d'un tel piège [13]. Physiquement, un tel site peut être une liaison pendante ou un défaut dans le réseau cristallin [12]. Sous l'effet du champ électrique et de la température, le porteur franchit la barrière de potentiel correspondant à la profondeur du puit  $\Phi_B$  diminuée de  $\Delta\Phi$  (champ électrique) et participe ainsi à la conduction dans l'isolant. L'effet Frenkel-Poole est en fait analogue à l'effet Schottky mais au niveau moléculaire dans le volume du diélectrique.



**Figure 3.26 : Diagramme énergétique théorique du puit coulombien**

La densité de courant de ce mécanisme s'exprime par :

$$J = \sigma_{FP} E \exp\left(-\frac{q\Phi_B - \Delta\Phi}{kT}\right) \quad (28)$$

où  $\sigma_{FP}$  est la conductivité Frenkel-Poole qui s'exprime en S/m,  $\Phi_B$  correspond à la profondeur du piège en eV et  $\Delta\Phi$  est l'abaissement dû au champ électrique de la barrière de potentiel en J et est défini par :

$$\Delta\Phi = \beta_{FP} \sqrt{E} \quad (29)$$

où  $\beta_{FP}$ , appelée constante de Frenkel-Poole est donnée par la relation :

$$\beta_{FP} = \sqrt{\frac{q^3}{\pi\epsilon_r\epsilon_0}} \quad (30)$$

Nous écrivons donc la densité de courant Frenkel-Poole de la manière suivante :

$$J = \sigma_{FP} \times E \times \exp\left(-\frac{q(\Phi_B - \sqrt{qE/\pi\epsilon_0\epsilon_r})}{kT}\right) \quad (31)$$

Pour identifier un tel mécanisme de conduction, il suffit d'exploiter la relation (31) de la manière suivante :

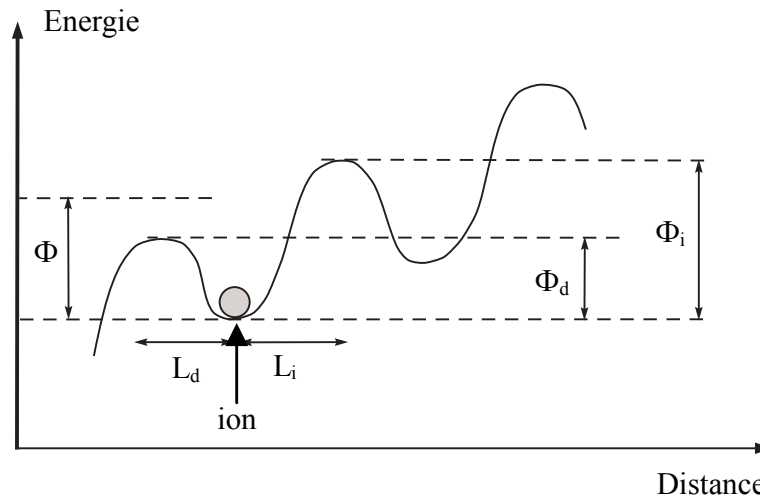
$$\ln\left(\frac{J}{E}\right) = \ln(\sigma_{FP}) - \frac{q\Phi_B}{kT} + \frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E} \quad (32)$$

Ainsi, lorsqu'on trace l'équation (32) sur un graphe  $\ln(J/E)$  en fonction de la racine carrée du champ électrique  $E$ , une régression linéaire, de pente  $\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}}$  et d'ordonnée à l'origine  $\ln(\sigma_{FP}) - \frac{q\Phi_B}{kT}$ , démontre la présence d'une conduction de type Frenkel-Poole et permet d'extraire un couple de valeurs  $(\sigma_{FP}, \Phi_B)$ .

### 3.1.3.2. Conduction ionique

Des ions existent, en plus ou moins grande quantité, dans tous les matériaux diélectriques. Ils proviennent d'impuretés, dépendant des procédés de fabrication, des processus d'ionisation liés, par exemple à l'absorption de rayonnement, des processus de dégradation du matériau ou encore, de l'absorption de contamination, comme des molécules d'eau qui peuvent, en se dissociant, former des ions OH<sup>-</sup>.

Le mécanisme de transport est en fait une série de sauts au-dessus de barrières de potentiel successives, qui permet aux ions de se mouvoir d'un site à un autre. Ces barrières de potentiel sont créées par la structure locale du matériau et sont modifiées par le champ électrique extérieur appliqué [11]. La Figure 3.27 décrit cette situation :



**Figure 3.27 : Diagramme énergétique théorique d'un ion situé dans une série de puits de potentiel**

Si  $\Phi$  est la profondeur du puit de potentiel dans lequel se trouve un ion en l'absence de polarisation, la hauteur de barrière qu'il aura à franchir pour s'extraire lorsque l'on applique un champ électrique sera :

- dans le sens direct :  $\Phi_d = \Phi - qL_d E$
- dans le sens inverse :  $\Phi_i = \Phi - qL_i E$

où  $L_d$  et  $L_i$  sont respectivement les distances qui séparent le puit contenant l'ion du prochain puit dans le sens direct et dans le sens indirect.

Les courants direct  $I_d$  et inverse  $I_i$  sont respectivement proportionnels à  $\exp\left[-\frac{(\Phi - qL_d E)}{kT}\right]$  et à  $\exp\left[-\frac{(\Phi + qL_i E)}{kT}\right]$ . Le courant total est la somme algébrique de ces deux quantités. En considérant une répartition uniforme des puits de potentiel, on peut écrire :

$L_d = L_i = L$  où  $L$  est la distance moyenne entre 2 puits de potentiel.

La densité du courant s'exprime donc de la façon suivante :

$$J = K \left[ \exp\left[-\frac{(\Phi - qLE)}{kT}\right] - \exp\left[-\frac{(\Phi + qLE)}{kT}\right] \right] \quad (33)$$

L'expression (33) peut être remplacée, en fonction de la valeur du champ, par deux autres relations :



- Dans le cas des champs faibles, si  $qLE \ll kT$  alors :

$$J = C \times \exp\left(\frac{-\Phi}{kT}\right) \times \frac{qLE}{kT} \quad (34)$$

Le comportement est alors proportionnel au champ électrique et on obtient un comportement ohmique.

- Dans le cas des champs forts, si  $qLE \gg kT$  alors :

$$J = C \times \exp\left(\frac{-\Phi}{kT}\right) \times \exp\left(\frac{qLE}{kT}\right) \quad (35)$$

Pour ces valeurs de champ, on identifie un courant ionique en traçant le diagramme  $\ln(J)$  en fonction du champ électrique  $E$ . On obtient alors une régression linéaire dont la pente théorique  $qL/kT$  permet de déterminer la distance moyenne des sauts.

### 3.1.3.3. Conduction limitée par charge d'espace

Dans le cas d'un mécanisme de conduction limitée par charge d'espace, on peut considérer que le porteur se déplace sous l'effet d'un champ électrique  $E$ . Mais contrairement à d'autres mécanismes, comme Frenkel-Poole par exemple, la valeur du champ est déterminée non seulement par la polarisation appliquée au diélectrique, mais également par le champ induit par les charges déjà injectées et participant au transport.

La complexité du mécanisme fait que l'expression du courant en fonction de la tension ne peut être définie par une seule relation. Néanmoins, en privilégiant une approche simplifiée du phénomène, on peut aboutir à des expressions donnant la densité de courant en régime stationnaire [12] :

- Si l'on suppose qu'il n'y a ni porteurs intrinsèques, ni pièges dans le diélectrique et que la mobilité des porteurs est constante, l'expression de la densité de courant est la suivante :

$$J = \frac{9\varepsilon_r\varepsilon_0\mu V^2}{8L^3} \quad (36)$$

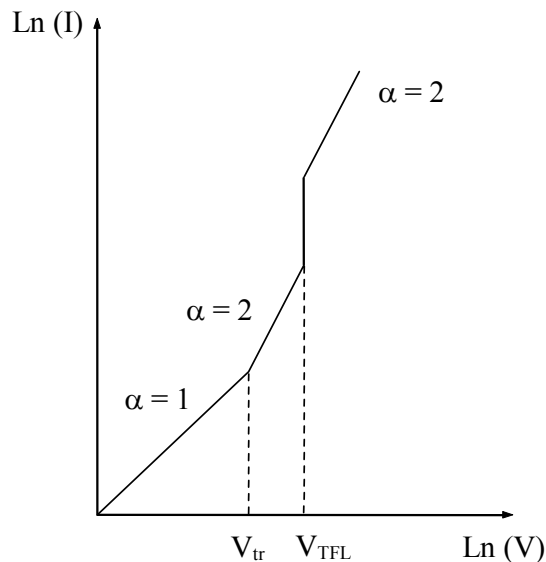
où  $V$  est la tension appliquée,  $L$  est largeur du diélectrique et  $\mu$  est mobilité des porteurs.

- Si l'on considère à présent le cas où il existe des sites susceptibles de piéger des porteurs, l'expression de la densité de courant devient :

$$J = \frac{9\varepsilon_r\varepsilon_0\theta\mu V^2}{8L^3} \quad (37)$$

où  $\theta$  est la fraction de porteurs injectés libres par rapport aux porteurs piégés.

Pour mettre en évidence ce mécanisme, on trace la courbe courant/tension dans un diagramme bilogarithmique. On obtient alors une caractéristique semblable à celle représentée sur la figure ci-dessous [11] :



**Figure 3.28 : Caractéristique courant en fonction de la tension pour un mécanisme de conduction limité par charge d'espace en régime permanent**

On constate qu'elle peut se décomposer en plusieurs portions :

- Pour des valeurs de tension inférieure à la tension de transition  $V_{tr}$ , la densité de porteurs injectés est négligeable devant les porteurs intrinsèques au diélectrique. On a donc un comportement ohmique et la première portion est une droite de pente 1.
- Lorsque la tension est supérieure à  $V_{tr}$ , les porteurs injectés bien que partiellement piégés deviennent majoritaires. Le transport est régi par l'équation (37) et se traduit par une droite de pente 2 sur le diagramme bilogarithmique. Cette situation se poursuit jusqu'à ce que les porteurs remplissent tous les pièges c'est-à-dire lorsque la tension atteint la valeur  $V_{TFL}$  (Trap Filled Limit).
- Pour des tensions supérieures à  $V_{TFL}$ , les pièges ne sont plus actifs pour de nouveaux piégeages car saturés de porteurs. C'est donc l'équation (36) qui décrit le phénomène.

### 3.2. IDENTIFICATION DU MECANISME DE CONDUCTION DANS LE NITRURE DE SILICIUM

Ayant détaillé les principaux mécanismes de conduction dans les diélectriques, nous allons identifier celui ou ceux présents dans le Nitrure de Silicium utilisé dans nos structures MEMS.

Nous avons pour cela utilisé un testeur de paramètres de semi-conducteurs Keithley 4200-SCS. Cet instrument comporte des "Source Measure Unit" (SMU) permettant à la fois de fournir et de mesurer des signaux électriques (courant ou tension). Nous avons utilisé lors de nos mesures deux SMUs, la première servant à polariser les structures en tension et à mesurer le courant qui en résulte, la seconde étant utilisée comme masse. La source de tension d'une SMU peut fournir, en valeur absolue, jusqu'à 200V avec une résolution allant de 5 $\mu$ V à 5mV selon la gamme de tension utilisée. Pour les mesures de courant, les gammes du SMU vont de 100nA à 100mA avec des résolutions respectives allant de 100fA à 100nA. La précision de mesure va de 30pA+0.05% pour les plus petits calibres à 3 $\mu$ A+0.045% pour de forts courants mesurés. L'appareil comporte également des préamplificateurs qui sont couplés avec deux des SMU permettant d'avoir accès à de nouvelles gammes de mesure dans les faibles courants, de 1pA à 10nA avec des résolutions allant respectivement de 100aA à 10fA. La précision de mesure va alors de 10fA+1% à 1pA+0.05%. Les mesures sont effectuées à l'aide d'une station sous pointes Cascade Summit 12K dont le support d'accueil des plaquettes de Silicium peut être contrôlé en température (entre 10 et 300°C). Une photographie du banc de manipulations est présentée en Figure 3.29.

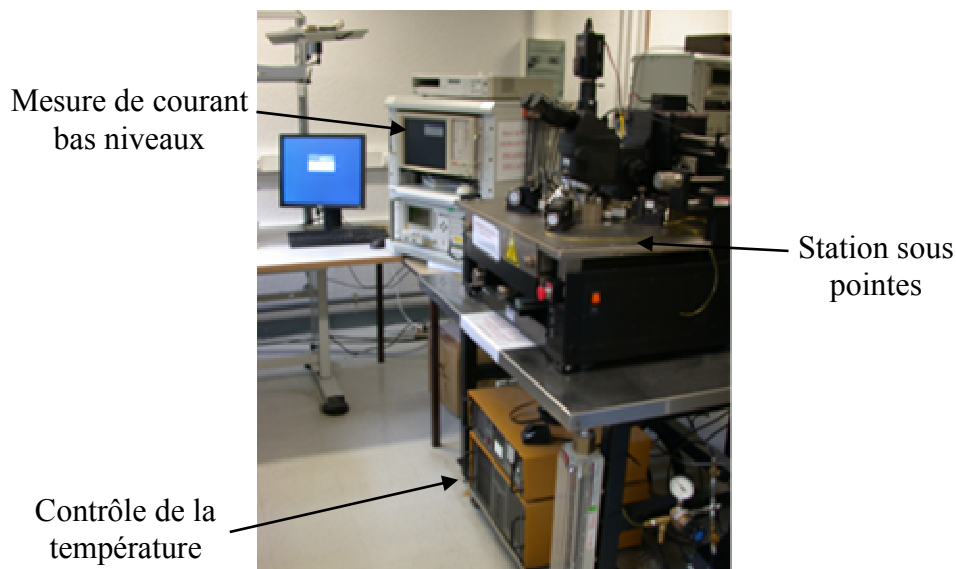


Figure 3.29 : Banc de mesures des courants de fuite dans les diélectriques

### 3.2.1. Identification du mécanisme de conduction

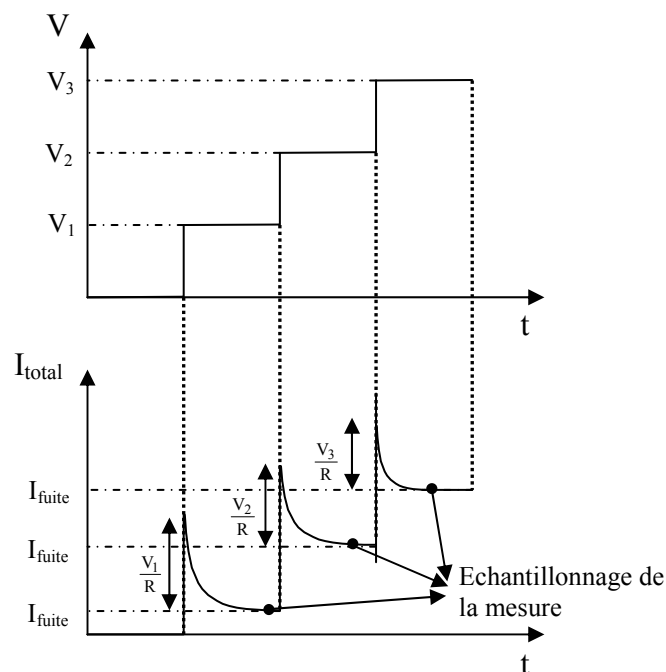
#### ➤ Méthodologie de mesure

Afin d'identifier le ou les mécanismes qui régissent la conduction dans le diélectrique, nous avons mesuré le courant de fuite des diélectriques en régime permanent en fonction de différentes tensions appliquées. Le courant mesuré correspond à la somme d'un courant transitoire  $I_{\text{trans}}(t)$  dû au chargement des capacités parasites du montage expérimental et de nos structures et du courant de fuite permanent ( $I_{\text{fuite}}$ ) dans le diélectrique comme l'exprime l'équation suivante :

$$I_{\text{total}}(t) = \underbrace{\frac{V}{R} \exp\left(-\frac{t}{RC_{\text{DUT}}}\right)}_{I_{\text{trans}}(t)} + I_{\text{fuite}} \quad (38)$$

où  $R$  est la somme des résistances des câbles et connexions du circuit.

L'allure du courant  $I_{\text{total}}$  dans le temps suivant la valeur de la tension appliquée par paliers successifs est présentée en Figure 3.30.



**Figure 3.30 : Courant transitoire en fonction du temps pour différents paliers de tensions**

La mesure du courant de conduction du diélectrique doit donc être effectuée une fois le régime stationnaire établi. Différentes études ont permis de déterminer les valeurs typiques de temps d'échantillonnage : pour des valeurs de courant inférieures à 1pA, la mesure sera

effectuée après 200s, pour des courants compris entre 1pA et 10pA, nous mesurerons le courant après 10s et pour des courants supérieurs à 10pA, le délai ne sera plus que de 5s.

➤ **Identification du mécanisme de conduction**

Nous avons ainsi effectué des mesures de courant sur des commutateurs MEMS, maintenus à l'état bas par une tension supérieure à la tension de pull-down, et des capacités MIM de type A fabriqués sur la même plaque. Les capacités MIM sont des micro-commutateurs de type A fabriqués à l'état bas, c'est-à-dire que le pont est déposé directement sur le diélectrique sans couche sacrificielle. La finalité de cette étude est de prouver que l'on peut prédire la durée de vie des MEMS RF capacitifs, ou tout du moins extraire les paramètres physiques des diélectriques en vue d'améliorer la fiabilité des composants, au moyen de mesures rapides sur des structures simples, les capacités MIM.

Pour identifier le mécanisme de conduction dans le diélectrique, nous avons tracé les valeurs de courants mesurées dans les divers graphes que nous avons détaillés lors de la présentation des mécanismes de conduction connus dans les parties précédentes. Parmi ces mécanismes, un seul a démontré une signature en accord avec la théorie : la conduction de type Frenkel-Poole. La Figure 3.31 montre les valeurs de densité de courants dans un graphe  $\ln(J/E)$  en fonction de la racine carrée du champ électrique  $E$  [14].

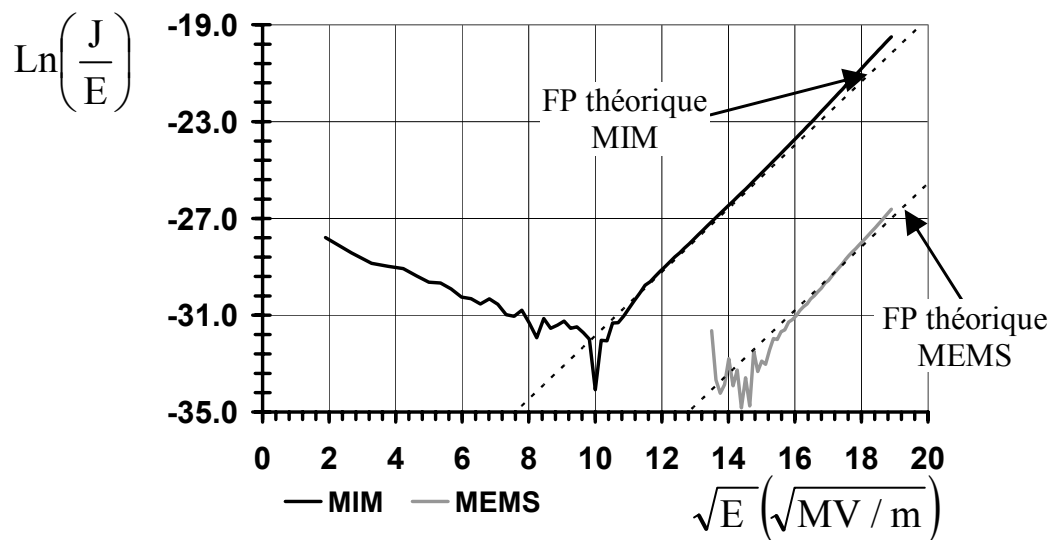


Figure 3.31 : Mécanismes de conduction dans le diélectrique de MEMS et de MIM

Dans un tel graphe, l'équation théorique d'une conduction Frenkel-Poole (équation (31)) est :

$$\text{Ln}\left(\frac{J}{E}\right) = \text{Ln}(\sigma_{\text{FP}}) - \frac{q\phi_{\text{B}}}{kT} + \frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E}$$

Le résultat est une régression linéaire dont la pente est donnée par  $\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}}$  et l'ordonnée à l'origine est  $\text{Ln}(\sigma_{\text{FP}}) - \frac{q\phi_{\text{B}}}{kT}$ .

Nous avons tracé sur la Figure 3.31 l'équation théorique d'une conduction de type Frenkel-Poole. Pour cela, nous avons déterminé une pente théorique de  $1.3 \times 10^{-3} \text{ V}^{-1/2} \text{ m}^{1/2}$  en fixant la permittivité relative du Nitrure de Silicium à  $\epsilon_r=5$  (la valeur théorique est en réalité  $\epsilon_r=7$ , cependant, des études réalisées au LAAS-CNRS ont montré que cette valeur devait être minorée). L'ordonnée à l'origine a été fixée en ajustant les valeurs de conductivité du diélectrique et de profondeur des pièges jusqu'à faire correspondre la courbe théorique avec les résultats expérimentaux. L'ordre de grandeur du couple  $(\sigma_{\text{FP}}, \Phi_{\text{B}})$  est cohérent par rapport aux travaux de J.Scarpulla sur l'étude sur la densité de défauts dans le Nitrure de Silicium [15].

Quelque soit la structure, MEMS ou MIM, le mécanisme de conduction identifié est de type Frenkel-Poole pour des valeurs de la racine carré du champ électrique supérieures à  $10\sqrt{\text{MV/m}}$  (soit une tension appliquée de 28V) pour les capacités et  $15\sqrt{\text{MV/m}}$  (soit une tension appliquée de 63V) pour les commutateurs. Pour les tensions inférieures à ces valeurs, les courants sont trop faibles et donc non mesurables par le banc de caractérisations. Cette étude permet ainsi d'éclaircir l'origine du phénomène physique responsable du chargement du diélectrique lors du fonctionnement des micro-commutateurs.

Nous pouvons également observer une différence non négligeable des valeurs des densités de courant entre MEMS et MIM. Cet écart peut s'expliquer par l'erreur commise lors du calcul de la densité de courant des MEMS  $J = I/S_{\text{théorique}}$ , dans lequel nous normalisons le courant par la surface de contact théorique entre le pont et le diélectrique. Or, la surface de contact réelle est inférieure du fait de la rugosité de la ligne. Nous calculons donc des densités de courants plus faibles que ce qu'elles sont en réalité. Néanmoins, cette erreur ne peut expliquer en totalité l'écart observé car le pourcentage de la surface du pont en contact avec le diélectrique devrait alors valoir 0.1%. Nous avons donc poussé nos investigations sur ces

courants de fuite en déterminant les propriétés physiques du diélectrique des MEMS et des MIM afin de comprendre l'écart entre leurs densités de courant.

### 3.2.2. Identification des propriétés intrinsèques du diélectrique

Pour obtenir les valeurs des propriétés intrinsèques du diélectrique que sont la profondeur des pièges contenus dans l'isolant  $\Phi_B$  et la conductivité du diélectrique  $\sigma_{FP}$ , la méthodologie consiste à effectuer des mesures en température [16].

En prenant le logarithme népérien de l'équation théorique de la conduction Frenkel-Poole, nous obtenons l'équation suivante :

$$\ln(J) = \ln(\sigma_{FP} \times E) + \frac{1}{T} \left[ \frac{q}{k} \times \left( -\Phi_B + \sqrt{\frac{q}{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{E} \right) \right] \quad (39)$$

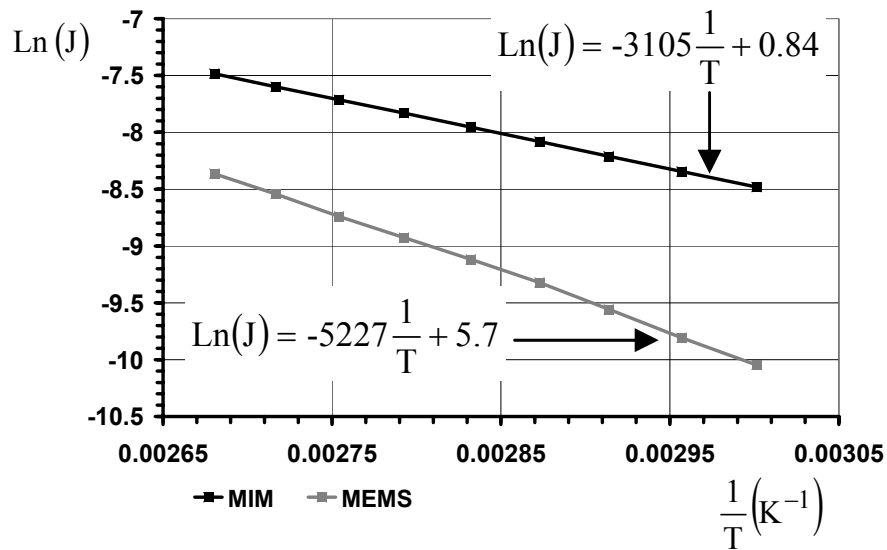
Si l'on trace le logarithme népérien des densités de courants mesurés de type Frenkel-Poole en fonction de l'inverse de la température, nous obtenons une régression linéaire dont la pente P et l'ordonnée à l'origine O sont respectivement égales à :

$$P = \frac{q}{k} \times \left( -\Phi_B + \sqrt{\frac{q}{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{E} \right) \quad (40) \quad \text{et} \quad O = \ln(\sigma_{FP} \times E) \quad (41)$$

Nous pouvons donc extraire les valeurs de la profondeur des pièges contenus dans l'isolant  $\Phi_B$  ainsi que la conductivité du diélectrique  $\sigma_{FP}$  :

$$\Phi_B = -P \times \frac{k}{q} + \sqrt{\frac{q}{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{E} \quad (42) \quad \text{et} \quad \sigma_{FP} = \frac{\exp(O)}{E} \quad (43)$$

Nous avons effectué des mesures de courants en fonction de la température sur un micro-commutateur et sur une capacité MIM, tous deux de type A [14]. Nous avons pour cela appliqué une tension de 50V sur la MIM et de 70V sur le MEMS. Nous avons ensuite augmenté la température de mesure de 25°C à 100°C par paliers de 5°C et nous avons mesuré le courant à chaque palier. Les résultats sont donnés sur la Figure 3.32.



**Figure 3.32 : Comportement thermique des densités de courant dans le diélectrique de MEMS et de MIM**

Les courbes décrivent donc une régression linéaire confirmant la présence du mécanisme de conduction Frenkel-Poole. Là encore, la pente et l'ordonnée à l'origine du MEMS et de la capacité MIM sont différentes. Le calcul de la profondeur des pièges et de la conductivité du diélectrique donne les résultats suivants :

	$\Phi_B$ (eV)	$\sigma_{FP}$ (S/m)
MEMS	0.99	<del><math>1.2 \times 10^{-6}</math></del>
MIM	0.72	$1.24 \times 10^{-8}$

**Tableau 3.4 : Valeurs de la profondeur des pièges et de la conductivité du diélectrique d'une capacité MIM et d'un micro-commutateur**

Concernant la conductivité du diélectrique  $\sigma_{FP}$ , il est difficile de conclure sur l'écart observé entre le MEMS et la capacité MIM. En effet, nous commettons la même erreur lors du calcul de la densité de courant dans le cas du MEMS que celle expliquée dans la partie précédente. La conductivité du diélectrique de la capacité MIM est quant à elle déduite sans erreur et vaut  $1.24 \times 10^{-8}$  S/m.

En revanche, aucune erreur n'est commise lors du calcul de la profondeur des pièges  $\Phi_B$  car la surface de contact n'intervient pas dans ce calcul. Nous pouvons donc observer un écart important de 0.27eV entre la profondeur des pièges du MEMS et celle de la capacité



MIM. Cet écart participe ainsi à celui observé entre les densités de courant sur la Figure 3.31 tout comme l'erreur commise sur la surface de contact entre le pont et le diélectrique.

Cependant, la conclusion majeure de cette différence est qu'il sera impossible d'évaluer la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs à partir de capacités MIM. En effet, les propriétés intrinsèques du diélectrique sont différentes entre les MEMS et les MIM. Ceci peut provenir :

- du procédé technologique : deux étapes différencient le procédé de fabrication d'une MIM de celui d'un commutateur. La première est le dépôt d'une couche sacrificielle dans le cas d'un MEMS pour fabriquer le pont et la deuxième est la gravure de cette couche par libération liquide. Le produit utilisé lors de cette dernière étape contient des ions  $\text{OH}^-$  pouvant engendrer des modifications de la structure moléculaire de l'isolant.
- Du contact avec l'air : le commutateur n'étant pas protégé, il se peut que l'air altère le diélectrique par oxydation.

Quelque soit la cause de cette altération, l'étude que nous venons de détailler a démontré que la conduction dans le diélectrique Nitrure de Silicium est régie par un mécanisme de type Frenkel-Poole dont nous pouvons extraire la valeur de l'énergie d'activation des pièges contenus dans le diélectrique.

### 3.3. MODELISATION DE LA CINÉTIQUE DE CHARGEMENT DU DIELECTRIQUE

Nous venons d'identifier le mécanisme de conduction présent dans le Nitrure de Silicium ainsi qu'une partie des propriétés intrinsèques du diélectrique (profondeur des pièges  $\Phi_B$ ).

Nous allons à partir de ces résultats proposer une modélisation de la cinétique du chargement du diélectrique [17].

Le point de départ de notre modélisation est l'équation (5) du Chapitre 1 [3] :

$$\Delta V = \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \int_{\alpha=0}^d \int_{z=\alpha}^d \rho(x, y, z) dz d\alpha \quad (44)$$

Si l'on considère une répartition uniforme des charges dans le volume du diélectrique, nous pouvons calculer l'intégrale ci-dessus. Nous obtenons alors :

$$\Delta V = \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \times \frac{d^2}{2} \times \rho = \frac{d^2}{2\varepsilon_0 \varepsilon_r} \times \frac{Q_{\text{stockée}}}{Sd} = \frac{d}{2\varepsilon_0 \varepsilon_r S} \times Q_{\text{stockée}} \quad (45)$$

où  $Q_{\text{stockée}}$  représente les charges piégées,  $d$  est l'épaisseur du diélectrique et  $S$  est la surface de contact entre le pont et le diélectrique.

Les charges accumulées dans le diélectrique étant la conséquence du passage d'un courant à travers le diélectrique, nous pouvons en déduire que :

$$J = \frac{1}{\eta} \times \frac{\Delta \left( \frac{Q_{\text{stockée}}}{S} \right)}{\Delta \tau_{\text{bas}}} \Rightarrow \text{VDTA} = \frac{\Delta V}{\Delta \tau_{\text{bas}}} = \frac{1}{\eta} \times \frac{d}{2\varepsilon_0 \varepsilon_r} \times J \quad (46)$$

où  $\eta$  est un facteur de proportionnalité qui dépend des propriétés physiques du diélectrique et qui traduit l'aptitude de l'isolant à piéger des charges.

Nous avons montré dans la partie précédente que le mécanisme de conduction dans le diélectrique est de type Frenkel-Poole décrit par l'équation (31).

De (31) et (46), nous proposons donc le modèle suivant pour décrire la cinétique du chargement du diélectrique :

$$\boxed{\text{VDTA} = \eta \times \frac{d}{2\varepsilon_0 \varepsilon_r} \times \sigma_{\text{FP}} \times \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right) \times E_{\text{eff}} \times \exp\left(\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\varepsilon_0 \varepsilon_r}} \sqrt{E_{\text{eff}}}\right)} \quad (47)$$

Ce modèle tient compte de tous les paramètres électriques, physiques et environnementaux ayant une influence sur le chargement du diélectrique des micro-commutateurs capacitifs : l'intensité du stress appliqué au diélectrique à travers la tension appliquée et la qualité du contact entre le pont et le diélectrique, la profondeur des pièges, la conductivité du diélectrique ainsi que sa capacité à piéger les charges et la température.

Afin de valider ce modèle, nous avons tracé sur un même graphe (Cf. Figure 3.33) les équations théoriques des conductions de type Frenkel-Poole, Schottky et ionique et le paramètre VDTA des micro-commutateurs de type A en fonction du champ effectif. Nous observons donc un accord parfait entre les mesures de cinétique de chargement du diélectrique et l'équation théorique de la conduction Frenkel-Poole (à contrario des équations théoriques des conductions Schottky et ionique) ce qui valide la modélisation proposée.

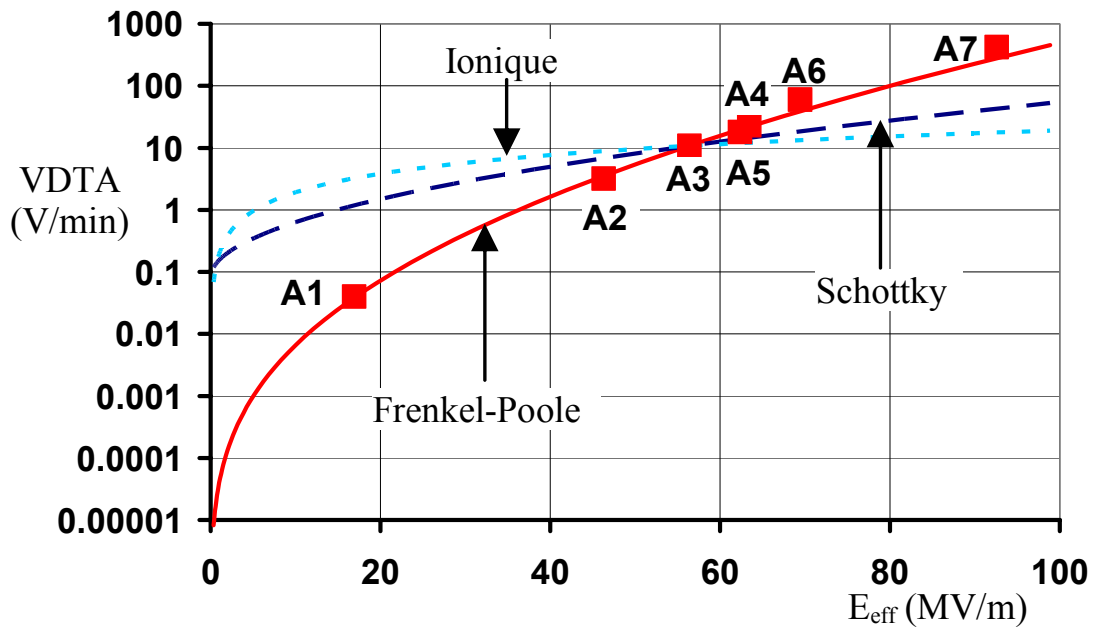


Figure 3.33 : Modélisation de la cinétique du chargement du diélectrique

Cette partie a permis dans un premier temps de mieux appréhender la physique des diélectriques et de s'intéresser aux mécanismes de conduction présents dans ces matériaux. Nous avons ainsi mis en évidence un mécanisme de type Frenkel-Poole dans le Nitrure de Silicium qui régit le chargement de l'isolant des MEMS RF. Nous avons alors proposé un modèle établissant le lien entre la cinétique de chargement du diélectrique et le mécanisme de conduction et qui va permettre d'extraire un facteur de mérite de la fiabilité des MEMS RF capacitifs comme nous allons le détailler dans le paragraphe suivant.

## 4. EXTRACTION D'UN FACTEUR DE MERITE DE LA FIABILITE DES MICRO-COMMUTATEURS CAPACITIFS

### 4.1. FACTEUR D'INTENSITE DE STRESS ET FACTEUR DE MERITE

Le modèle présenté dans la partie précédente peut être scindé en deux facteurs [17] :

Un premier, que nous avons nommé Facteur d'Intensité de Stress ou FIS, rend compte de l'impact de l'intensité du stress à l'intérieur du diélectrique sur la cinétique du mécanisme de défaillance. Son expression est la suivante :

$$\text{FIS} = E_{\text{eff}} \times \exp\left(\frac{-q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{E_{\text{eff}}}\right) \quad (48)$$

Un deuxième dépend uniquement des propriétés du diélectrique jugeant ainsi sa contribution intrinsèque à la défaillance et définissant ainsi un Facteur De Mérite, noté FDM, de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs et dont l'expression est la suivante :

$$\boxed{\text{FDM} = \left| \text{Ln} \left[ \eta \times \frac{d}{2\epsilon_0\epsilon_r} \times \sigma_{FP} \times \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right) \right] \right|} \quad (49)$$

Nous pouvons extraire le Facteur De Mérite des micro-commutateurs de type A,  $\text{FDM}_A$ , à partir de la Figure 3.34 qui propose le tracé des résultats expérimentaux sur le graphe  $\text{Ln} \left( \frac{\text{VDTA}}{E_{\text{eff}}} \right)$  en fonction de la racine carrée du champ effectif (équation (50)).

$$\text{Ln} \left( \frac{\text{VDTA}}{E_{\text{eff}}} \right) = \text{Ln}(\eta) + \text{Ln} \left( \frac{d}{2\epsilon_0\epsilon_r} \right) + \text{Ln}(\sigma_{FP}) - \frac{q\phi_B}{kT} + \frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E_{\text{eff}}} \quad (50)$$

Sur ce graphe, le modèle de la cinétique de chargement du diélectrique est une régression linéaire dont la valeur absolue de l'ordonnée à l'origine correspond au facteur de mérite FDM :

$$\text{FDM} = \left| \text{Ln}(\eta) + \text{Ln} \left( \frac{d}{2\epsilon_0\epsilon_r} \right) + \text{Ln}(\sigma_{FP}) - \frac{q\phi_B}{kT} \right| \quad (51)$$

Nous déduisons ainsi un facteur de mérite des micro-commutateurs de type A de  $\text{FDM}_A=26.4$ .

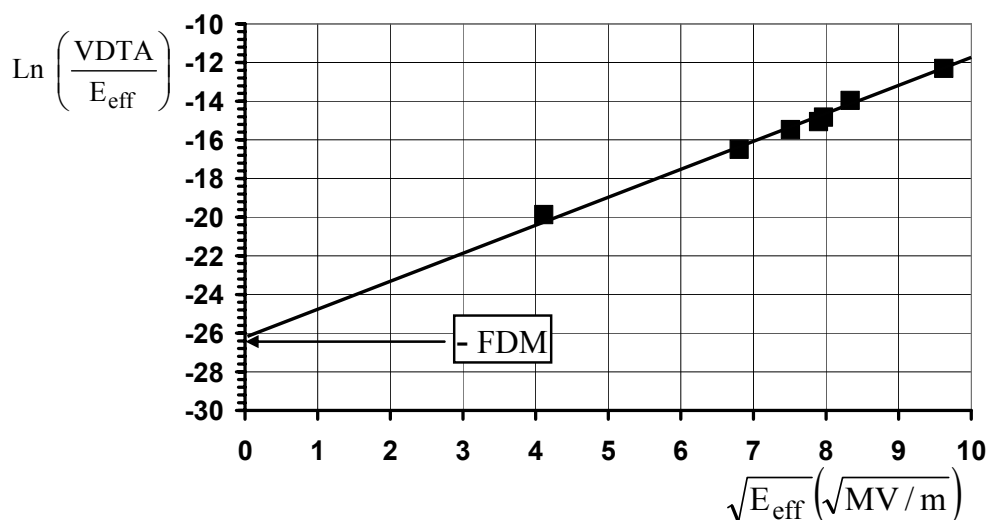


Figure 3.34 : Facteur de mérite des micro-commutateurs de type A

Le paramètre FDM définit l'aptitude du diélectrique à ne pas accumuler des charges sous l'effet d'un champ électrique. Plus ce facteur sera élevé, meilleure sera la fiabilité des micro-commutateurs pour un même stress effectif appliqué.

Le Facteur De Mérite peut donc être utilisé dans le but de comparer la fiabilité de différents micro-commutateurs MEMS de conceptions et de technologies différentes (qualité du contact et épaisseur du diélectrique) indifféremment des conditions de test (fréquence de cyclage, rapport cyclique du signal de commande et tension appliquée).

#### 4.2. COMPARAISON DU FACTEUR DE MERITE DE DEUX TYPES DE MICRO-COMMUTATEURS

Nous avons ainsi effectué l'étude complète détaillée dans les parties précédentes (cinétique du chargement du diélectrique, champ effectif, mécanisme de conduction, propriétés intrinsèques du diélectrique) sur des micro-commutateurs de type B de conception et de technologie différente de celles des MEMS de type A. Nous avons reporté sur la Figure 3.35 (sur un graphe  $\ln(VDTA/E_{eff})$  en fonction de la racine carrée du champ effectif) les résultats obtenus pour les micro-commutateurs de type A et de type B. Nous déduisons alors les Facteurs De Mérite suivants :  $FDM_A=26.4$  et  $FDM_B=24.8$ .

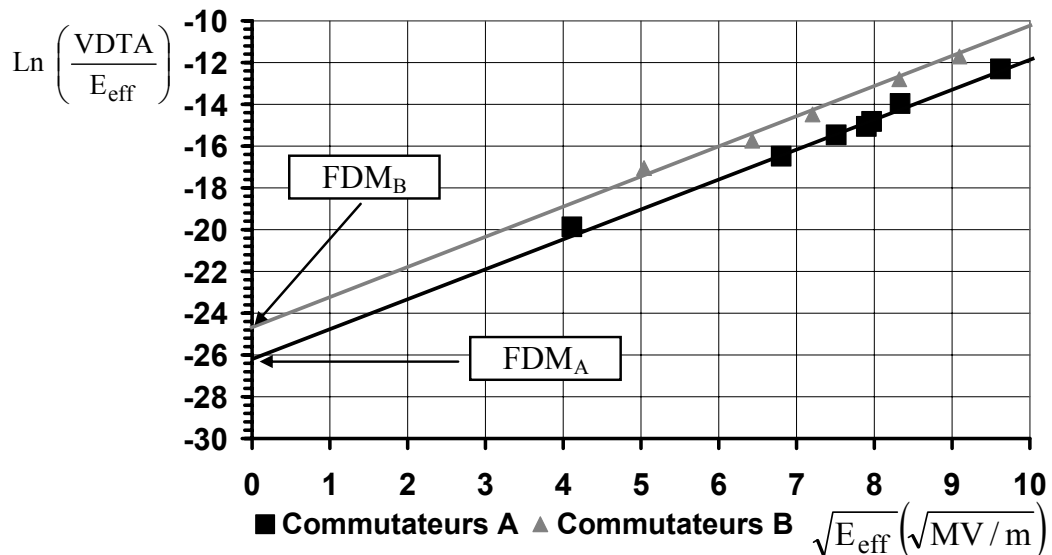


Figure 3.35 : Facteur de mérite des micro-commutateurs de type A et de type B

Les commutateurs de type B ont un FDM plus faible que les commutateurs de type A. Ceci signifie que les MEMS de type B ont une probabilité plus élevée de piéger des charges se traduisant par une durée de vie plus faible.

Le Facteur De Mérite nous permet donc de comparer la durée de vie de micro-commutateurs capacitifs issus de conception et de technologie différentes tout en tenant compte des différents paramètres électriques, technologiques, physiques et environnementaux conditionnant leur fiabilité.

## CONCLUSION

Ce chapitre a détaillé la méthodologie mise en place pour l'étude de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs. Cette méthode est basée sur la détection et l'analyse des modes et des mécanismes de défaillance permettant d'effectuer une étude complète de la fiabilité des composants. Le mode et le mécanisme de défaillance ont été étudiés séparément offrant une investigation plus claire de la fiabilité des commutateurs.

Le mode de défaillance observé est le « collage du pont » : le pont reste à l'état bas malgré une tension appliquée nulle. L'analyse de cette défaillance par mesures  $S_{21}(V)$  « quasi-statiques » et « pulsées » a révélé que le collage du pont correspondait au moment où la tension de pull-up croisait la limite 0V. L'analyse par mesures  $S_{21}(V)$  « dynamiques » a permis de déterminer la pente limite de la commande au-delà de laquelle le pont se met en défaillance.

Le mécanisme de défaillance étudié correspond au chargement du diélectrique dont la signature est un décalage des tensions de seuil du micro-commutateur mis en évidence lors de l'analyse du mode de défaillance. L'analyse de ce phénomène s'est déroulée en deux temps :

- une première étude « comportementale » a porté sur l'influence du mécanisme de dégradation sur les propriétés des micro-commutateurs et a été menée via l'introduction du paramètre « Vitesse de Décalage des Tensions d'Activations, VDTA » jugeant la cinétique du chargement du diélectrique. Ce paramètre a été étudié en fonction de l'intensité du stress électrique réellement appliqué au diélectrique par l'intermédiaire d'un paramètre que nous avons nommé « Champ effectif » qui tient compte de la qualité du contact entre le pont et le diélectrique.
- une deuxième étude a analysé le mécanisme de dégradation d'un point de vue physique. Des mesures de courant en fonction de la tension appliquée ont permis de démontrer que le mécanisme de conduction régissant le chargement de l'isolant était de type Frenkel-Poole. Les mesures de courant en fonction de la température ont quant à elles permis de déterminer l'énergie d'activation des pièges stockés dans le diélectrique.

Enfin, nous avons présenté une modélisation analytique de la cinétique du mécanisme de défaillance des micro-commutateurs capacitifs. Ce modèle établit le lien entre la cinétique du chargement du diélectrique et le mécanisme de conduction. De ce modèle, nous avons extrait un facteur de mérite de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs permettant de comparer « objectivement » la durée de vie de composants issus de conception et de technologie différentes.



### REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 3

- [1] G.M.Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology", Chap. 4 : "Electromagnetic modelling of MEMS switches", Wiley, 2003, pp.102-103.
- [2] J.R.Reid, "Simulation and measurement of dielectric charging in capacitive microwave switches", MSM 2002, San Juan, Puerto Rico, USA, Avril 2002, vol1, pp.250-253.
- [3] 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, Oct. 2004, pp. 77-80.
- [4] 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, 2002, pp.901-904.
- [5] 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 MEMS2004*, Maastricht, Netherlands, Janv. 2004, pp.141-144.
- [6] O.Millet, P.Bertrand, B.Legrand, D.Collard, L.Buchaillet, "An original methodology to assess fatigue behavior in RF MEMS devices", *Proc. 34th European Microwave Conf.*, Amsterdam, Pays-Bas, Oct. 2004, pp. 69-72.
- [7] S.Mellé, D.De Conto, L.Mazenq, D.Dubuc, K.Grenier, L.Bary, O.Vendier, J.L.Muraro, J.L.Cazaux, R.Plana, "Modeling of the dielectric charging kinetic for capacitive RF-MEMS", *2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Long Beach, USA, Juin 2005.
- [8] C.Goldsmith, J.Ehmke, A.Malczewski, B.Pillans, S.Eshelman, Z.Yao, L.Brunk, M.Eberly, "Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches", *2001 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Phoenix, USA, Mai 2001, vol.1, pp.227-230.
- [9] D.De Conto, "Caractérisation et modélisation des phénomènes de dégradation des micro-commutateurs MEM RF capacitifs », Mémoire du diplôme d'ingénieur CNAM, Sept.2005.
- [10] C.Laurent, « Diélectriques solides et charge d'espace », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, 1999, pp.D2305-1-D2305-13.
- [11] Y.Segui, « Diélectriques - Courants de conduction », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, 2000, pp.D2301-1-D2301-12.
- [12] R.Fournié, R.Coelho, « Diélectriques – Bases théoriques », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, 2000, pp.D2300-1-D2300-18.
- [13] S.M.Sze, « Physics of semiconductor devices 2nd edition », Wiley Interscience, 1981.
- [14] D.De Conto, S.Mellé, D.Dubuc, S.Assie-Souleille, N.Mauran, K.Grenier, R.Plana, "Prédiction de la fiabilité des MEMS-RF capacitifs par caractérisation de diélectriques », JNM2005, Nantes, France, Mai 2005.

- [15] J.Scarpulla, K.Kho, S.Olson, "Process monitoring for nitride dielectric defect density", *GaAs Mantech*, Canada, Vancouver, Avril 1999, pp.231-234.
- [16] S.Habermehl and R.T. Apodaca, "Correlation of charge transport to intrinsic strain in silicon oxynitride and Si-rich silicon nitride thin films", *Applied physics letters*, Vol.84, N°2, pp. 215-217, Janv. 2004.
- [17] S.Mellé, D.De Conto, D.Dubuc, K.Grenier, O.Vendier, J.L.Muraro, J.L.Cazaux, R.Plana, "Reliability Modeling of capacitive RF-MEMS", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Nov. 2005.



# **Chapitre 4 :** **Amélioration de la fiabilité des** **micro-commutateurs capacitifs**



## INTRODUCTION

Ce chapitre présente les études préliminaires menées afin d'améliorer la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs. Dans les chapitres précédents, nous avons présenté toute la méthodologie d'étude de la fiabilité. Ceci a permis d'appréhender les modes de défaillances, d'en comprendre les mécanismes et d'extraire une modélisation ainsi qu'un facteur de mérite évaluant la fiabilité des MEMS RF capacitifs.

Cependant, la finalité reste l'amélioration de la durée de vie des MEMS RF. Nous allons présenter les bases qui permettront dans le futur de mener les investigations d'optimisation de la fiabilité.

L'amélioration de la durée de vie des MEMS RF capacitifs va être effectuée selon trois axes de recherche :

- Optimisation technologique
- Optimisation de la commande des micro-commutateurs
- Optimisation du design des micro-commutateurs

La première partie va donc s'attacher à décrire comment, par des études menées sur différents diélectriques et sur leurs procédés d'élaboration, le phénomène de chargement pourra être diminué afin de retarder l'apparition d'une défaillance.

La deuxième partie présentera les résultats obtenus en utilisant des signaux de commande à front descendant optimisé, de type bipolaires ou encore à stress électrique réduit. Nous analyserons ainsi l'influence de tels signaux sur le comportement en fiabilité du MEMS.

Enfin, la troisième partie va introduire un nouveau concept de micro-commutateur optimisé pour la fiabilité. L'idée repose sur la suppression du diélectrique afin d'éviter tout chargement de celui-ci.

## 1. OPTIMISATION TECHNOLOGIQUE

Cette partie va s'attacher à décrire les pistes pour une optimisation technologique de la fiabilité des MEMS RF capacitifs. Aucune étude concrète n'a été réalisée, cependant nous allons présenter les bases de futurs travaux pouvant être effectués sur le diélectrique.

Nous allons axer nos explications sur la diminution de l'aptitude au stockage des charges à l'intérieur du diélectrique et sur l'étude du mécanisme de conduction pouvant apparaître dans des diélectriques autres que le Nitrure de Silicium.

### ➤ Aptitude au stockage de charges dans le diélectrique

Le modèle introduit dans la partie 3.3 du Chapitre 3 établit un lien entre la cinétique du chargement du diélectrique et le mécanisme de conduction régissant le chargement du diélectrique comme le montre l'équation (1) :

$$VDTA = \eta \times \frac{d}{2\varepsilon_0\varepsilon_r} \times \sigma_{FP} \times \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right) \times E_{eff} \times \exp\left(\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}} \sqrt{E_{eff}}\right) \quad (1)$$

Un facteur de mérite de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs est extrait de ce modèle et est défini par l'équation (2) :

$$FDM = \left| \text{Ln}(\eta) + \text{Ln}\left(\frac{d}{2\varepsilon_0\varepsilon_r}\right) + \text{Ln}(\sigma_{FP}) - \frac{q\phi_B}{kT} \right| \quad (2)$$

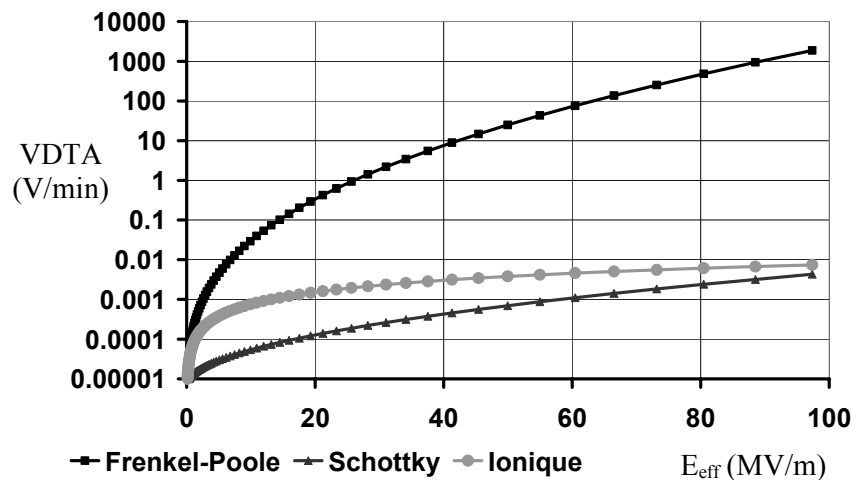
En diminuant le facteur  $\eta$ , défini comme l'aptitude du diélectrique à stocker des charges, on augmenterait donc le facteur de mérite de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs. Des investigations approfondies doivent donc être menées afin d'analyser les propriétés des pièges présents dans le diélectrique (origine, énergies d'activation, quantité) pour ensuite améliorer le procédé technologique de dépôt ce qui permettrait d'obtenir des isolants optimisés pour la fiabilité des MEMS RF.

### ➤ Diélectriques et mécanismes de conduction

L'optimisation technologique peut également être effectuée par un choix judicieux de diélectriques autres que le Nitrure de Silicium, comme par exemple l'Oxyde de Silicium, le BCB, l'AlN et par des études sur des dépôts autres que le PECVD comme par exemple le PLD ou Pulsed Laser-assisted Deposition.

Les mesures de courants de conduction sur ces diélectriques pourraient mettre en évidence des mécanismes de conduction autres que celui de Frenkel-Poole. Nous avons tracé

sur la Figure 4.1 l'équation théorique des mécanismes de conduction de type Frenkel-Poole, Schottky et ionique.



**Figure 4.1 : Différents mécanismes de conduction pouvant régir le chargement du diélectrique**

Les conductions de type Schottky et ionique sont donc fortement moins dépendantes du stress appliqué que la conduction de type Frenkel-Poole. Les diélectriques dont la conduction serait régie par les mécanismes de type Schottky ou ionique seraient donc mieux adaptés pour améliorer la fiabilité des MEMS RF capacitifs.

## 2. OPTIMISATION DE LA COMMANDE DES MEMS

Les études menées sur la cinétique du chargement du diélectrique dans le Chapitre 3 ont montré que plus le champ effectif  $E_{eff}$  était faible, et donc plus la tension appliquée était faible, plus le paramètre VDTA diminuait. Il y a donc un intérêt certain à optimiser la tension de commande des micro-commutateurs d'autant plus que la dépendance de la VDTA par rapport à  $E_{eff}$  est exponentielle. Ceci peut être effectué dès les étapes de conception pendant lesquelles l'épaisseur, la longueur du pont, la forme des bras de suspension doivent faire l'objet d'une étude approfondie en vue de diminuer la tension de pull-down du composant. Cependant, il est également nécessaire de tenir compte des contraintes technologiques qui imposent des limites de réalisation notamment au niveau des épaisseurs et des hauteurs de pont.

Une autre méthode pour améliorer la durée de vie des MEMS RF est d'optimiser la forme du signal de commande. Cette partie va détailler les tests de fiabilité réalisés avec différentes formes du signal de commande : signal de commande à front descendant optimisé, signaux bipolaires et signal de commande à stress électrique réduit.



Nota : Les micro-commutateurs testés dans cette partie sont de type B et possèdent les mêmes propriétés (aux dispersions près), que ceux testés dans le Chapitre 3.

## 2.1. SIGNAL DE COMMANDE A FRONT DESCENDANT OPTIMISE

Cette partie présente les résultats d'une optimisation du front descendant du signal de commande. Pour cela, il est nécessaire de se référer à la partie 1.2.3 du Chapitre 3 dans laquelle sont présentés les états de fonctionnement d'un micro-commutateur. Nous avons ainsi prouvé que si la pente du signal de commande était inférieure à  $(V_{pu+}-V_{pu-})/T_{off}^*$  (avec  $T_{off}^*$  défini comme étant le temps mis par le pont pour passer d'une limite basse (hauteur du pont à  $V_{pu}$ ), à une limite haute ( $2/3$  de la hauteur totale)), le pont ne se collait pas.

Cette théorie a alors été appliquée lors d'un test de cyclage sur un micro-commutateur de type B. Auparavant, les propriétés du commutateur utilisées pour le calcul de la pente limite du signal de commande ont été mesurées (soit  $V_{pu+}$ ,  $V_{pu-}$  et  $T_{off}^*$ ). La Figure 4.2 présente la mesure des tensions de pull-down positives et négatives du composant et la Figure 4.3(a) et la Figure 4.3(b) montrent la mesure du temps de commutation  $T_{off}^*$ .

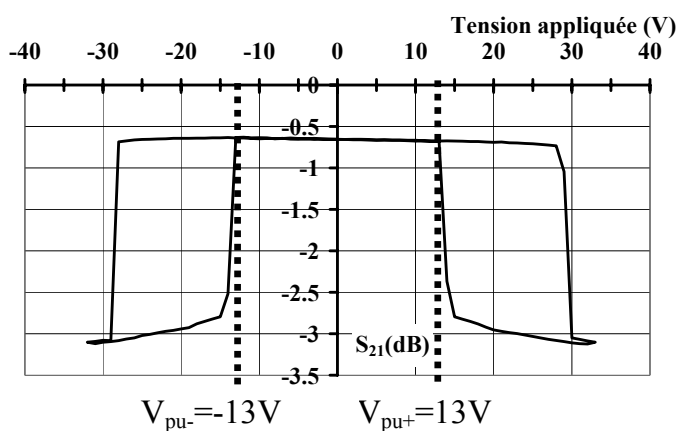


Figure 4.2 : Mesure des tensions de pull-up positive et négative du micro-commutateur

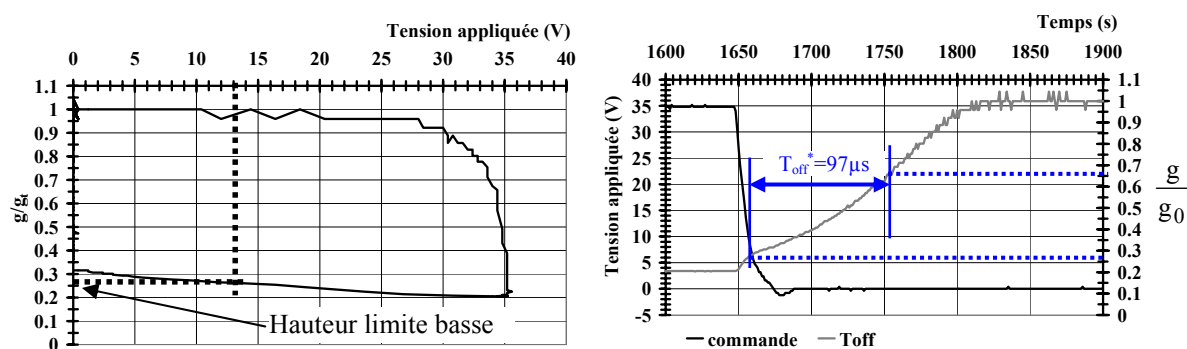


Figure 4.3 : Mesure de la hauteur limite basse (a), Mesure du temps  $T_{off}^*$  (b)

Nous mesurons donc des tensions de pull-down positives et négatives respectivement égales à +13V et -13V, une hauteur limite basse de 0.26 qui nous permet de mesurer un temps de commutation  $T_{off}^*$  égal à 97 $\mu$ s.

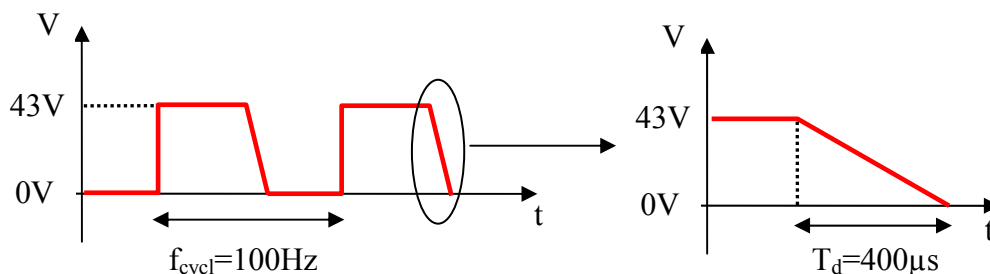
La pente limite du signal de commande peut donc être calculée :

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{limite}} = \frac{V_{pu+} - V_{pu-}}{T_{off}^*} \Rightarrow \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{limite}} = \frac{26}{97} \Rightarrow \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{limite}} = 0.27V / \mu s$$

Le signal appliqué au micro-commutateur devra donc présenter une pente inférieure à 0.27V/ $\mu$ s. Si l'on applique un signal unipolaire d'amplitude 43V ( $V_{a1}=43V$  et  $V_{a2}=0V$ ), le temps de descente du signal de commande est :

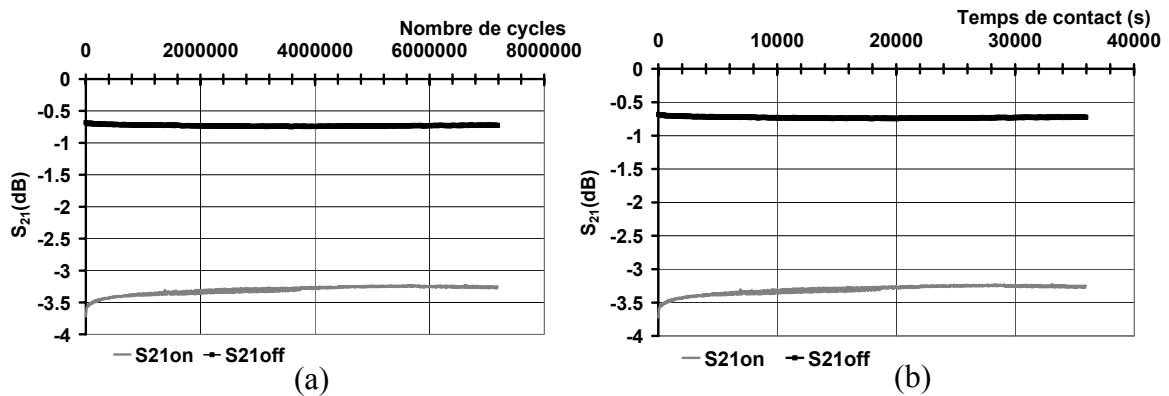
$$T_d = \frac{V_{a1} - V_{a2}}{\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{limite}}} \Rightarrow T_d = \frac{43}{0.27} = 160\mu s$$

Nous avons donc effectué un test cyclage sur un micro-commutateur de type B au moyen d'un signal dont les caractéristiques sont présentées sur la Figure 4.4. Le temps de descente du signal de commande a été fixé à une valeur supérieure à 160 $\mu$ s, soit 400 $\mu$ s, pour s'affranchir du décalage non symétrique des tensions de seuil (Cf. partie 2.2.1 du Chapitre 3) et du mode de défaillance (Cf. partie 1.1 du Chapitre 3).



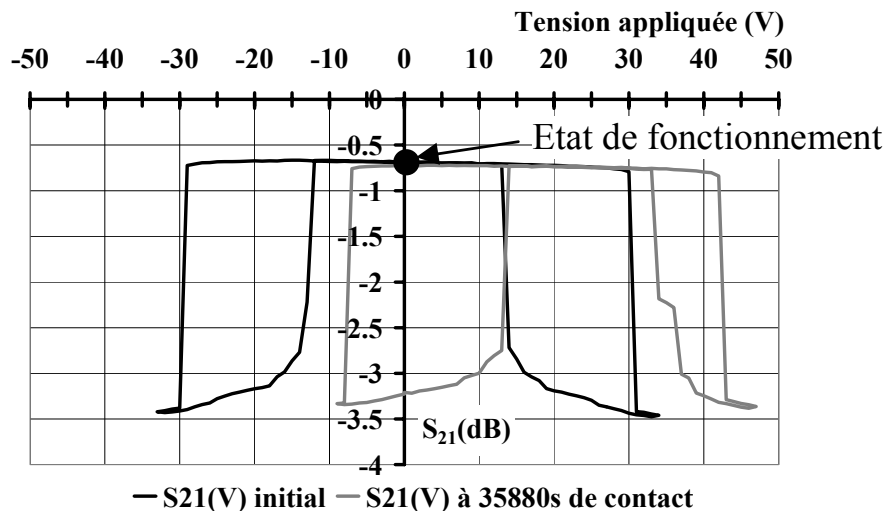
**Figure 4.4 : Caractéristiques du signal de commande à front descendant optimisé**

La Figure 4.5(a) et la Figure 4.5(b) montrent la détection de défaillance respectivement en fonction du nombre de cycles et en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique.



**Figure 4.5 : Détection de défaillance en fonction du nombre de cycles (a), Détection de défaillance en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique (b)**

Le test a été stoppé à 7.2 millions de cycles, soit après un temps de contact entre le pont et le diélectrique d'environ 10h, et aucune défaillance n'a alors été observée. Une analyse par mesure  $S_{21}(V)$  a été effectuée régulièrement durant le test. La Figure 4.6 présente la mesure  $S_{21}(V)$  réalisée après 35880s de contact.

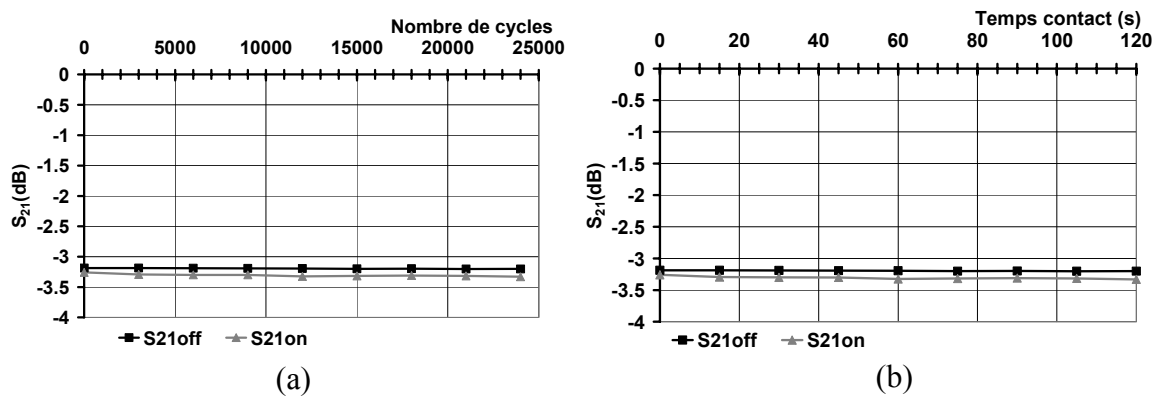


**Figure 4.6 : Analyse de défaillance par mesure  $S_{21}(V)$ , état de fonctionnement haut**

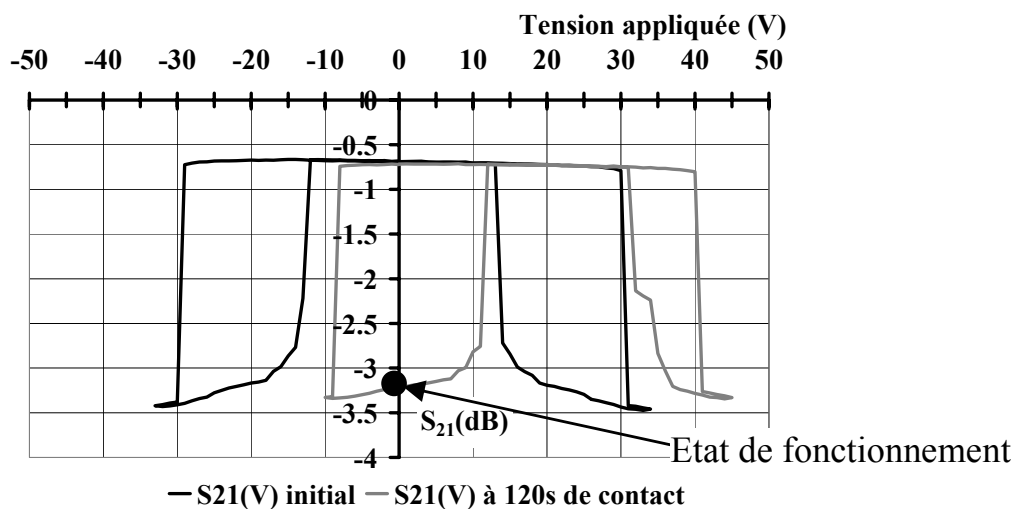
Les tensions de seuil du micro-commutateur se sont donc décalées vers les tensions positives, conséquence du chargement du diélectrique. La tension de pull-up négative a dépassé 0V, sa valeur est dorénavant égale à +13V. Cependant, du fait de l'optimisation du front descendant du signal de commande, l'état de fonctionnement correspond à la position haute du pont et non à sa position basse. Il n'y a donc pas de défaillance du micro-commutateur par collage du pont. En comparant ces résultats à ceux obtenus lors du test de cyclage décrit

dans la partie 1.1 du Chapitre 3, la fiabilité du micro-commutateur a donc été considérablement améliorée, au moins d'un facteur  $\frac{35880}{480} = 75$ .

Nous avons effectué sur le même commutateur et consécutivement au test présenté ci-dessus, un test de cyclage, avec un signal unipolaire d'amplitude et de fréquence identiques à celui du test précédent, mais à front descendant non optimisé. La Figure 4.7(a),(b) et la Figure 4.8 montre respectivement la détection et l'analyse de défaillance.



**Figure 4.7 : Détection de défaillance en fonction du nombre de cycles (a), Détection de défaillance en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique (b)**



**Figure 4.8 : Analyse de défaillance par mesure  $S_{21}(V)$ , état de fonctionnement bas**

La défaillance est immédiate car l'état de fonctionnement à 0V devient dans ce cas la position basse du pont, il y a donc défaillance du micro-commutateur par collage du pont. Ceci confirme donc que la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs peut être améliorée en optimisant le front descendant du signal de commande.

## 2.2. SIGNAUX DE COMMANDE BIPOLAIRES

Une autre méthode pour améliorer la fiabilité des MEMS RF consiste à appliquer des signaux de commande bipolaires en vue d'annuler le phénomène de chargement du diélectrique en injectant des charges de signes opposés de façon alternative. Deux types de signaux bipolaires sont applicable : le signal alterné  $+V_a/0V/-V_a/0V$  et le signal haché  $+V_a/-V_a/0V$ .

### 2.2.1. Signal alterné : $+V_a/0V/-V_a/0V$

La méthodologie appliquée lors d'un test de cyclage avec signal de commande alterné est la même que lors d'un test de cyclage avec un signal de commande unipolaire. Cependant, la détection de défaillance est effectuée en appliquant une impulsion bipolaire à la place d'une impulsion unipolaire. Nous obtenons ainsi quatre paramètres de détection de défaillance :  $S_{21offpos}$ ,  $S_{21offneg}$ ,  $S_{21onpos}$ ,  $S_{21onneg}$  comme montré sur la Figure 4.9.

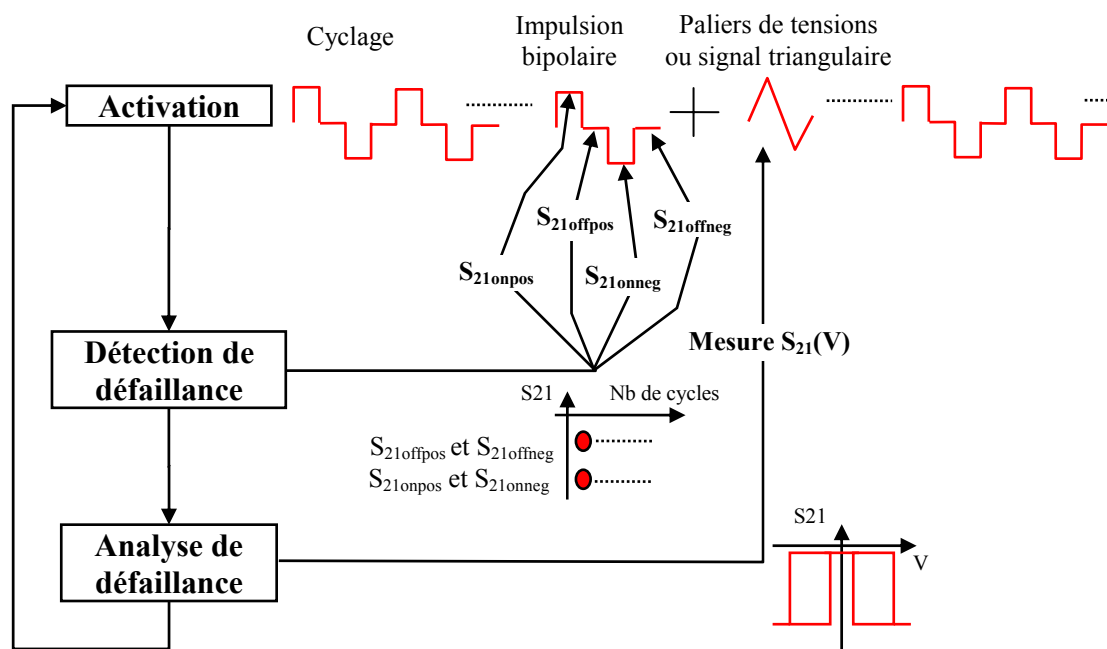


Figure 4.9 : Méthodologie d'un test de cyclage avec signal bipolaire alterné

Le signal bipolaire alterné appliqué lors du test de cyclage est présenté en Figure 4.10. L'amplitude est de 40V et la fréquence de 50Hz ce qui correspond à une fréquence d'activations mécaniques de 100Hz.

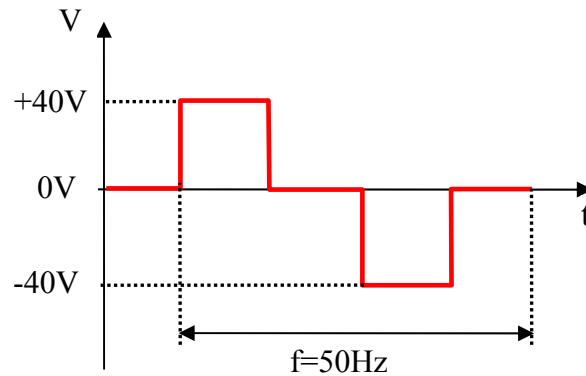


Figure 4.10 : Caractéristiques du signal bipolaire alterné  $+V_a/0V/-V_a/-0V$

La détection de défaillance a été réalisée tous les 24000 cycles. Les résultats sont présentés en Figure 4.11. La défaillance du micro-commutateur s'effectue en deux temps. Une première défaillance survient à 384000 cycles, soit après 1920s de contact, et une deuxième se produit à 744000 cycles, soit après 3720s de contact.

La première défaillance correspond à un collage du pont lorsque la tension de commande passe d'une valeur positive à 0V. On peut ainsi mesurer une baisse de la valeur du paramètre  $S_{21offpos}$  de -0.7dB à -3dB. La deuxième défaillance correspond également à un collage du pont mais cette fois-ci lorsque la tension appliquée passe d'une valeur négative à 0V. On peut ainsi mesurer une baisse de la valeur du paramètre  $S_{21offneg}$  de -0.7dB à -2.7dB.

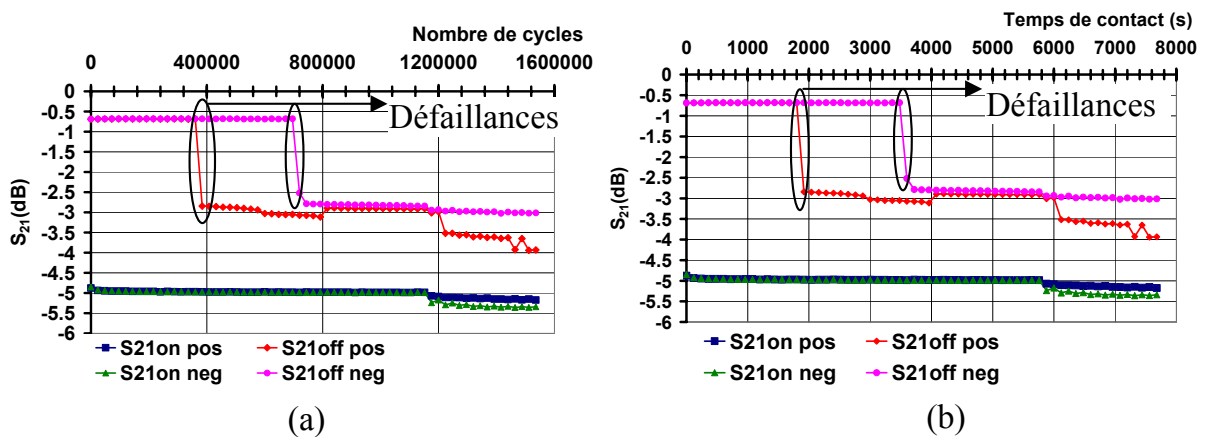
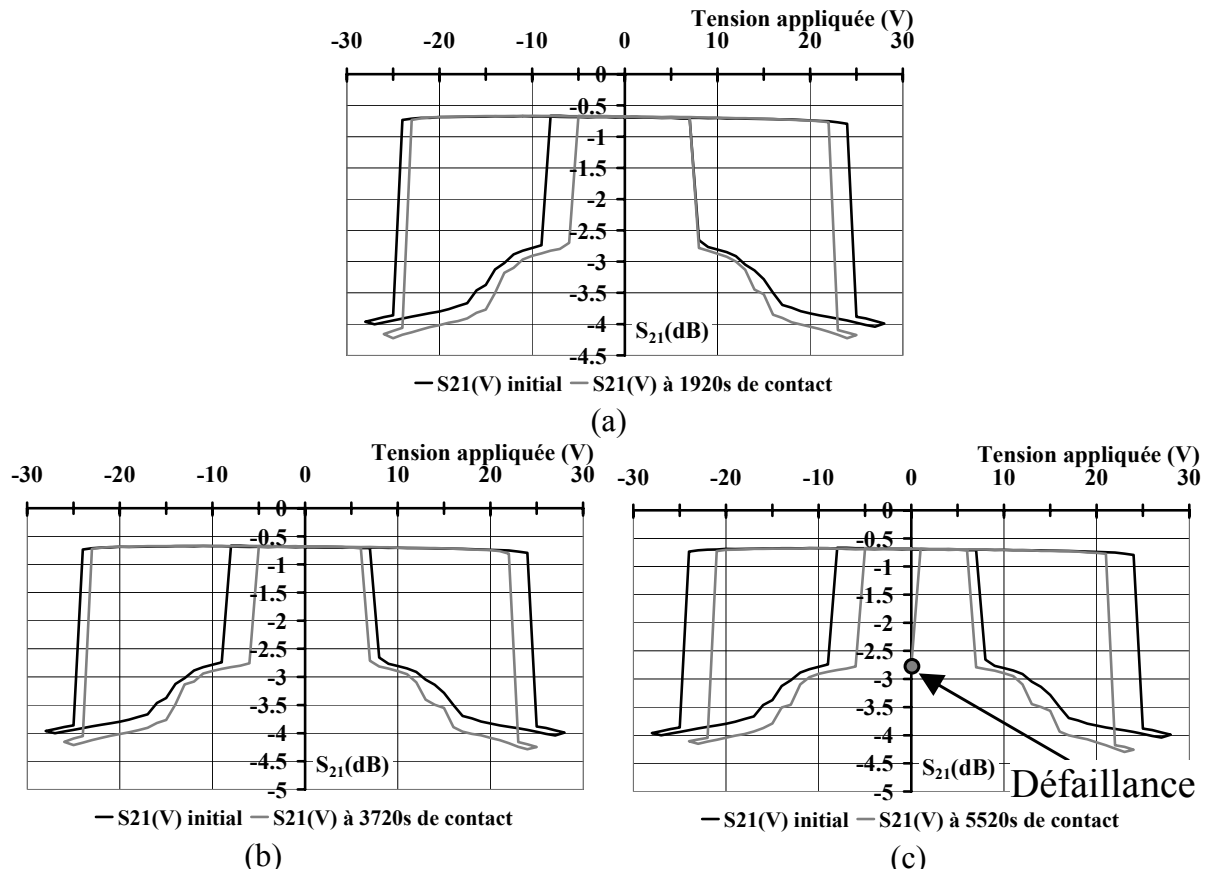


Figure 4.11 : Détection de défaillance en fonction du nombre de cycles (a), Détection de défaillance en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique (b)

Afin d'analyser ces deux défaillances, nous avons effectué des mesures  $S_{21}(V)$  tous les 48000 cycles. La Figure 4.12 regroupe les courbes  $S_{21}(V)$  avant stress, lors de la première défaillance après 1920s de contact, lors de la deuxième défaillance après 3720s de contact et après 5520s de contact.



**Figure 4.12 : Analyse de défaillance par mesures  $S_{21}$ (V) à 1920s de contact (a), à 3720s de contact (b), à 5520s de contact (c)**

Les résultats montrent un resserrement des tensions de seuil du micro-commutateur et non un décalage. Nous n'analyserons pas ce phénomène car il sort du cadre de nos travaux et nécessite une étude complète que nous n'avons pas effectuée. Cependant, au vu des résultats publiés par J.R.Reid en [1], il semblerait que ce phénomène soit la signature du chargement du diélectrique lors d'une polarisation bipolaire.

La détection de défaillance a montré qu'une défaillance se produisait après 1920s de temps de contact et correspondait à un collage du pont lorsque la tension passait d'une valeur positive à 0V. L'analyse de défaillance par mesure  $S_{21}$ (V) effectuée à ce moment là ne donne cependant aucune information sur la signature de collage du pont (Cf. Figure 4.12(a)). Nous pensons que ceci provient du fait que l'acquisitions  $S_{21}$ (V) est effectuée après un cycle complet  $+V_a/0V/-V_a/0V$ , tandis que la mesures  $S_{21\text{offpos}}$  est réalisée en milieu de cycle, c'est-à-dire après  $+V_a/0V$ , et qu'il y a probablement un changement de l'état de chargement du diélectrique lors de la mesure  $S_{21}$ (V) du fait de l'application d'une polarisation négative (Cf. partie 1.2.2 du Chapitre 3).

De même, la mesure  $S_{21}(V)$  effectuée après 3720s de contact (Cf. Figure 4.12(b)) ne permet pas d'observer la signature du mode de défaillance bien que les mesures  $S_{21\text{offneg}}$  et  $S_{21}(V)$  soient effectuées consécutivement. Il nous est pour l'heure impossible de statuer sur ce phénomène. Cependant, une mesure  $S_{21}(V)$  effectuée après 5520s de contact (Cf. Figure 4.12(c)) montre que la tension de pull-up négative croise 0V pour une valeur du paramètre  $S_{21}$  de -2.7dB correspondant à la valeur du paramètre  $S_{21\text{offneg}}$  à la défaillance ce qui est cohérent avec la théorie que nous proposons dans ce manuscrit.

Même si l'analyse du mode de défaillance donne peu d'informations dans le cas présent, l'utilisation d'un signal bipolaire alterné permet d'améliorer la durée de vie des micro-commutateurs capacitifs puisque la première défaillance se produit pour un temps de contact entre le pont et le diélectrique de 1920s contre 480s lors d'un test de cyclage avec signal unipolaire (Cf. partie 1.1 du Chapitre 3), soit un gain d'un facteur  $\frac{1920}{480} = 4$ . Cependant, l'amélioration de la durée de vie du composant n'est pas aussi importante que ce que l'on aurait pu penser au préalable, conséquence des phénomènes que nous venons de détailler et qui devront être étudiés.

### 2.2.2. Signal haché : +Va/-Va/0V

Un autre type de signal de commande bipolaire pouvant être généré par le banc de tests est le signal haché. Ce type d'activation consiste à appliquer un signal carré bipolaire de fréquence suffisamment élevée pour qu'il n'ait d'autre influence sur le pont que de le laisser à l'état bas. En revanche, la succession de polarisations positives et négatives doit permettre de retarder le phénomène de chargement du diélectrique.

La méthodologie utilisée lors du test est identique à celle employée précédemment (Cf. Figure 4.9). Nous avons enregistré durant le test le signal appliqué au micro-commutateur et le signal détecté et nous les avons reportés sur la Figure 4.13. Le commutateur est cyclé à une fréquence de 100Hz (Cf. Figure 4.13(a)) tandis qu'un signal carré de fréquence 5kHz (Cf. Figure 4.13(b)) est utilisé comme signal bipolaire pour annuler, ou du moins retarder, le phénomène de chargement du diélectrique, tout en positionnant le pont à l'état bas (Cf. Figure 4.13(c)).

Cependant, nous pouvons observer que le pont ne reste pas à l'état bas de façon constante (Cf. Figure 4.13(d)) mais qu'il remonte partiellement lors du changement de signe



de la polarisation (Cf. Figure 4.13(e)). Ceci est dû à la limite expérimentale de la rapidité des fronts du signal de commande comme expliqué dans la partie 3 du Chapitre 2.

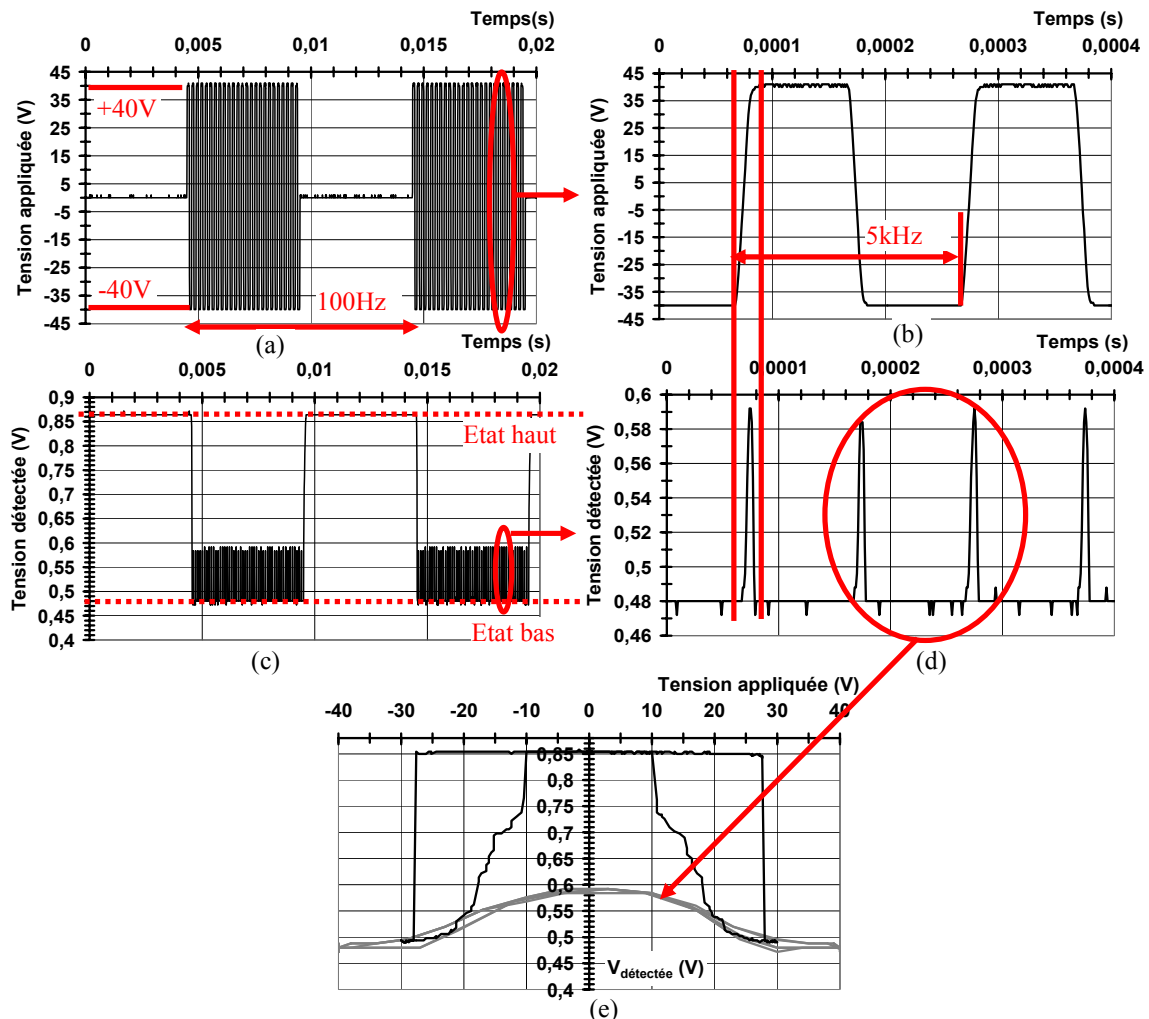
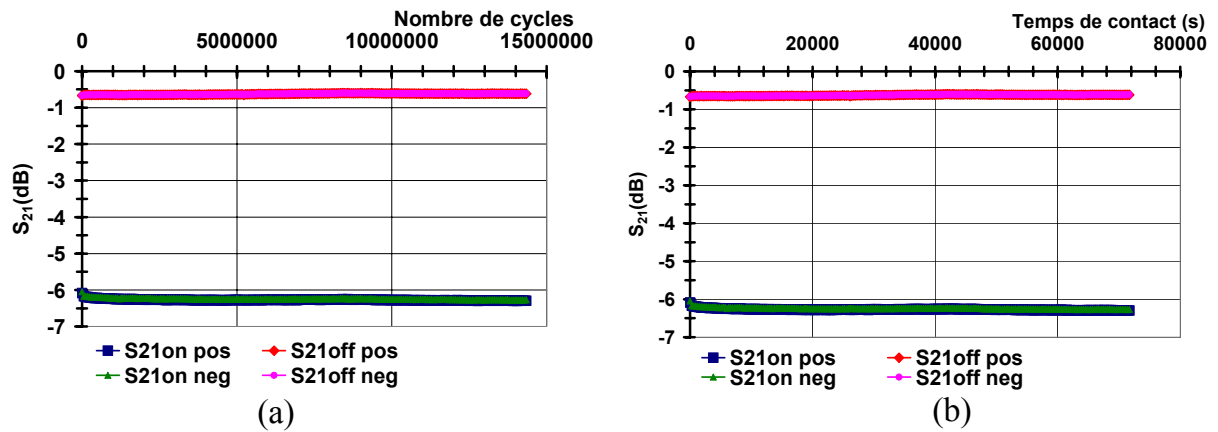


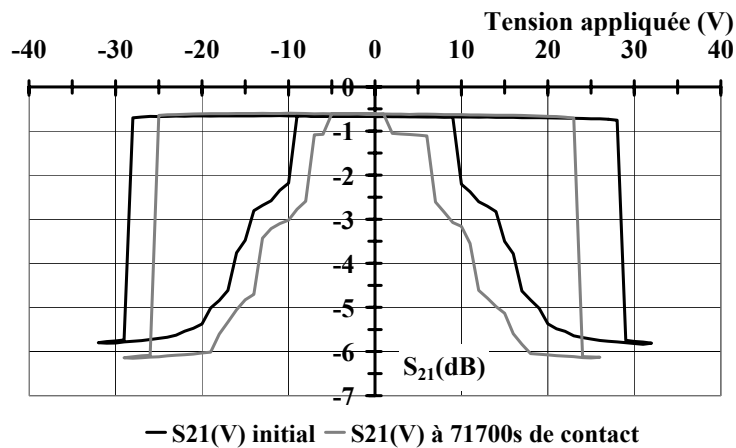
Figure 4.13 : Caractéristiques du signal haché  $+V_a/-V_a/0V$  (a)(b) et du signal détecté (c)(d)(e)

La mesure de détection de défaillance a été réalisée tous les 60000 cycles. Les résultats sont présentés sur la Figure 4.14. Le test a été stoppé après 14,3 millions de cycles, soit après 71700s de contact entre le pont et le diélectrique et aucune défaillance n'a été observée puisque la valeur des paramètres  $S_{21offpos}$  et  $S_{21offneg}$  est de -0.6dB et celle des paramètres  $S_{21onpos}$  et  $S_{21onneg}$  est de -6.2dB tout au long du test.



**Figure 4.14 : Détection de défaillance en fonction du nombre de cycles (a), Détection de défaillance en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique (b)**

L'analyse par mesures  $S_{21}(V)$  est reportée en Figure 4.15. Nous observons le même phénomène que lors du test précédent avec signal bipolaire alterné à savoir un resserrement des tensions de seuil du micro-commutateur. Cependant, dans le cas du signal haché, la cinétique de ce mécanisme est plus faible ce qui conduit à une amélioration considérable de la durée de vie du composant, soit d'un facteur minimum de  $\frac{71700}{480} = 150$  par rapport à une activation unipolaire.



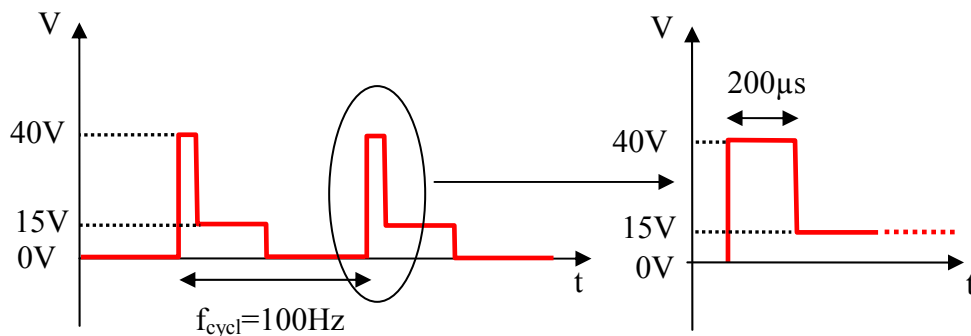
**Figure 4.15 : Analyse de défaillance par mesures  $S_{21}(V)$  à 71700s de contact**

### 2.3. SIGNAL DE COMMANDE A STRESS ELECTRIQUE REDUIT

Un dernier type de signal de commande avec lequel activer les MEMS en vue d'améliorer leur fiabilité est le signal de commande à stress électrique réduit. Le principe de l'application d'un tel signal est de pouvoir réduire le stress tout en maintenant le pont à l'état

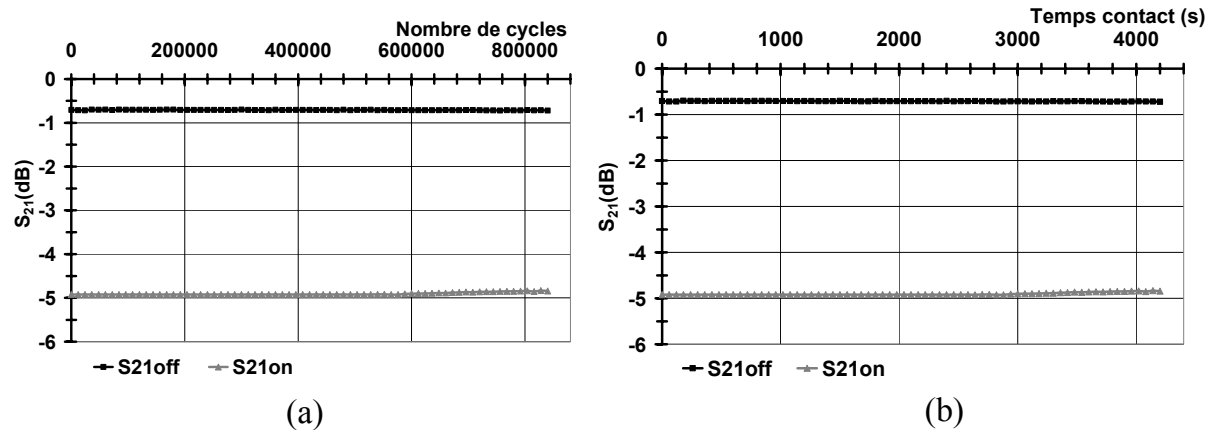
bas. Ceci est réalisable en utilisant le fait que les tensions de seuil des micro-commutateurs décrivent un cycle d'hystérésis. Ainsi, après avoir appliqué une tension supérieure à la tension de pull-down  $V_{pd}$  pour abaisser le pont, la polarisation sera diminuée jusqu'à une tension supérieure à la tension de pull-up  $V_{pu}$  pour maintenir le pont à l'état bas mais avec un stress électrique diminué. A noter que pour de nombreux composants, la tension de pull-up n'est pas « franche » comme peut l'être la tension de pull-down, la diminution de la tension de commande engendrera donc une diminution de l'isolation. La condition à respecter lors de ce test est la suivante : le temps pendant lequel la polarisation supérieure à  $V_{pd}$  est appliquée doit être supérieur au temps de commutation  $T_{on}$  du commutateur.

Nous avons effectué un test de cyclage en appliquant à un micro-commutateur de type B un signal de commande à stress électrique réduit dont les caractéristiques sont regroupées sur la Figure 4.16. La tension appliquée pour abaisser le pont était de 40V pendant 200 $\mu$ s (le temps de commutation  $T_{on}$  du commutateur était d'environ 100 $\mu$ s) et la tension réduite était de 15V (la tension de pull-up était de 11V).



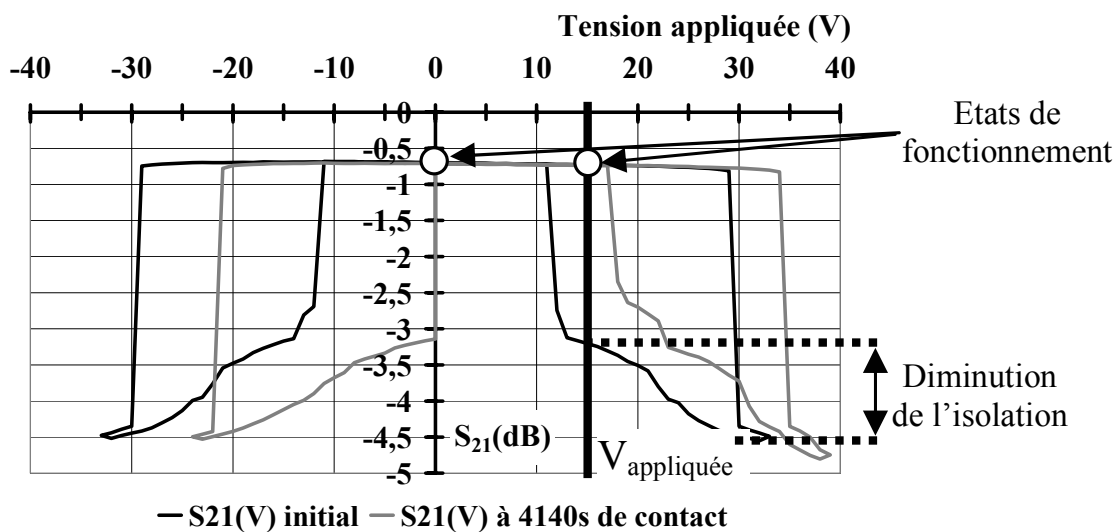
**Figure 4.16 : Caractéristiques du signal à stress électrique réduit**

Lors du test de cyclage, la détection de défaillance a été effectuée tous les 12000 cycles. Les résultats sont présentés en fonction du nombre de cycles sur la Figure 4.17(a) et en fonction du temps de contact sur la Figure 4.17(b).



**Figure 4.17 : Détection de défaillance en fonction du nombre de cycles (a), Détection de défaillance en fonction du temps de contact entre le pont et le diélectrique (b)**

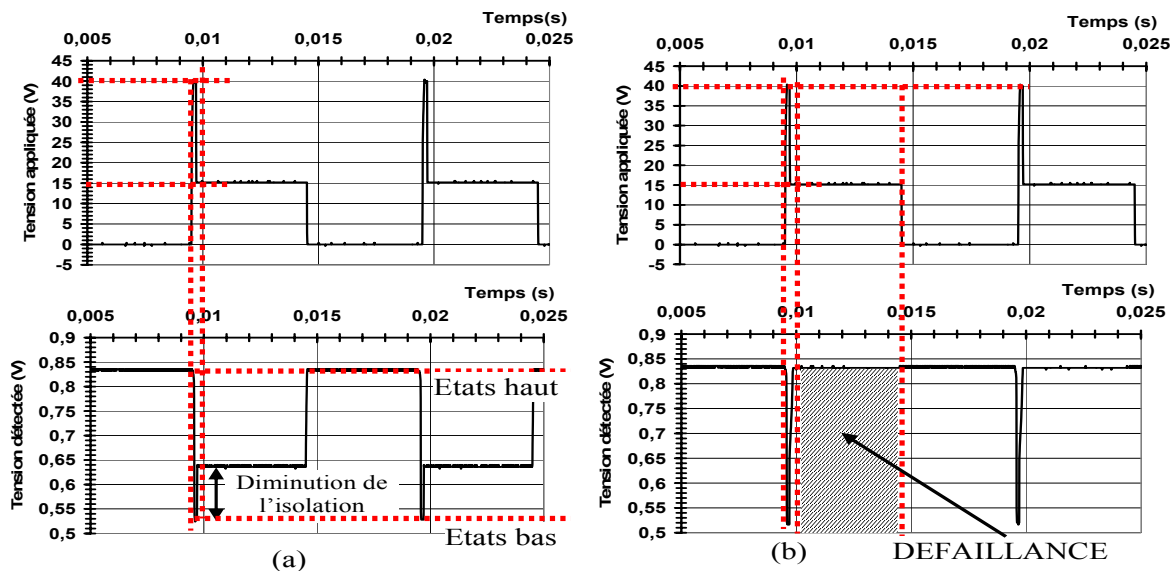
Le test a été stoppé après 840000 cycles, soit après 4200s de contact entre le pont et le diélectrique. Aucune défaillance n'est alors observable. Nous avons effectué des mesures d'analyse de défaillance (mesures  $S_{21}(V)$ ) tous les 24000 cycles. La Figure 4.18 montre les mesures  $S_{21}(V)$  avant stress et après 4140s de contact.



**Figure 4.18 : Analyse de défaillance par mesures  $S_{21}(V)$  à 4140s de contact**

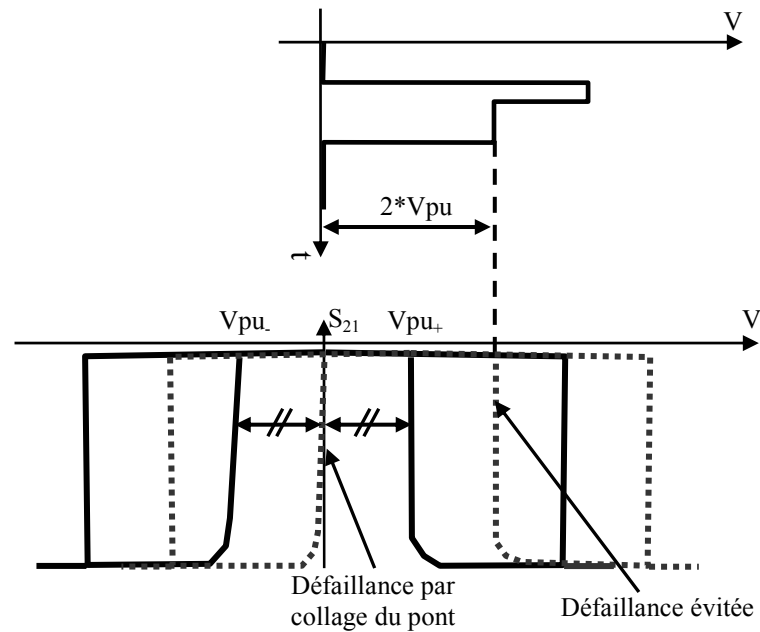
Les tensions de seuil du micro-commutateur se sont donc décalées vers les tensions positives et la tension de pull-up négative croise 0V. Cependant, aucune défaillance n'est observée car l'état de fonctionnement à 0V est la position haute du pont. En revanche, on peut observer que la tension de pull-up positive a atteint 17V. Donc, lorsqu'on applique 15V (stress réduit), une défaillance, non observable lors des mesures de détection de défaillance (effectuées à 40V et 0V), se produit. Nous pouvons donc une fois de plus voir l'utilité de

l'association détection/analyse de défaillance. L'analyse de défaillance a été approfondie en mesurant à l'oscilloscope les signaux appliqués et détectés peu après le début du test et après 4140s de contact. Les résultats sont présentés en Figure 4.19(a),(b). Peu après le début du test, le signal détecté diminue jusqu'à une valeur correspondant à l'état bas du pont, puis au bout de 200µs remonte jusqu'à une valeur correspondant à la diminution de l'isolation. En revanche, après 4140s de contact, le signal détecté chute pendant 200µs jusqu'à une valeur correspondant à l'état bas du pont, puis remonte jusqu'à une valeur correspondant à l'état haut du pont alors que la tension appliquée est de 15V. Il y a donc défaillance car  $V_{pu+}$  devient supérieure à la tension de stress réduit.



**Figure 4.19 : Signaux appliqués et détectés peu après le début du test (a), à 4140s de contact (b)**

L'utilisation d'un signal de commande à stress électrique réduit doit permettre d'améliorer la fiabilité des MEMS RF. Cependant, un compromis devra être trouvé afin de réduire au minimum le stress tout en évitant la défaillance observée ci-dessus. La réduction du stress sera donc limitée par le décalage de la tension de pull-up dû au chargement du diélectrique. Théoriquement, il faudrait fixer la tension réduite au double de la tension de pull-up comme montré sur la Figure 4.20. La défaillance observée dans cette partie serait alors évitée mais pas la défaillance par collage du pont lorsque la tension de pull-up croise 0V.



**Figure 4.20 : Compromis réduction du stress / défaillance**

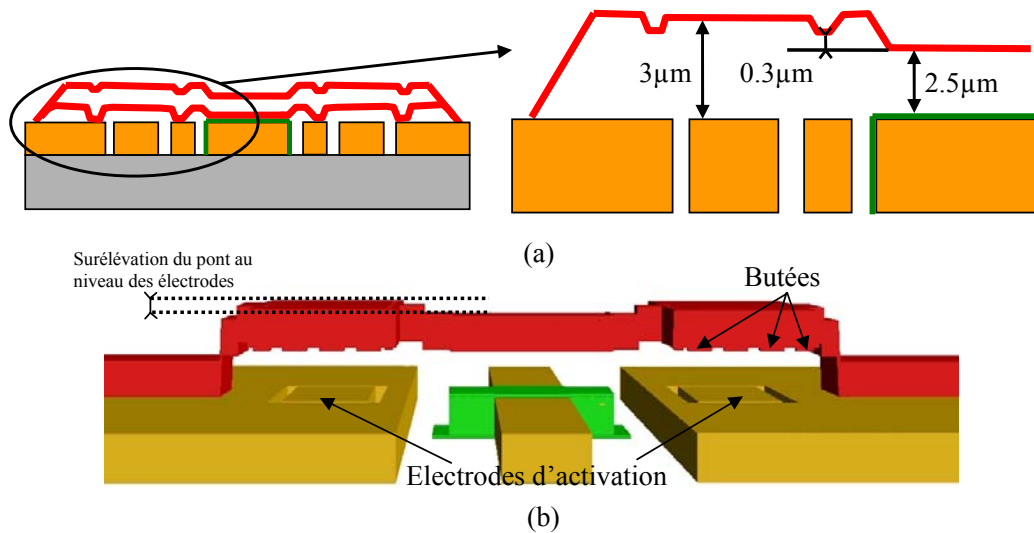
Cependant, compte tenu du phénomène de décalage non symétrique des tensions de seuil (Cf. partie 2.2.1 du Chapitre 3), la tension réduite pourra être fixée à une valeur inférieure au double de la tension de pull-up. La défaillance observée sera alors le collage du pont lorsque la tension de pull-up crociera 0V mais se produira pour des temps de contact supérieurs à ceux observés lors de tests de cyclage utilisant un signal unipolaire dit « classique » car la cinétique sera plus faible du fait de la réduction du stress appliqué.

### 3. CONCEPTION DE MICRO-COMMUTATEURS OPTIMISES POUR LA FIABILITE

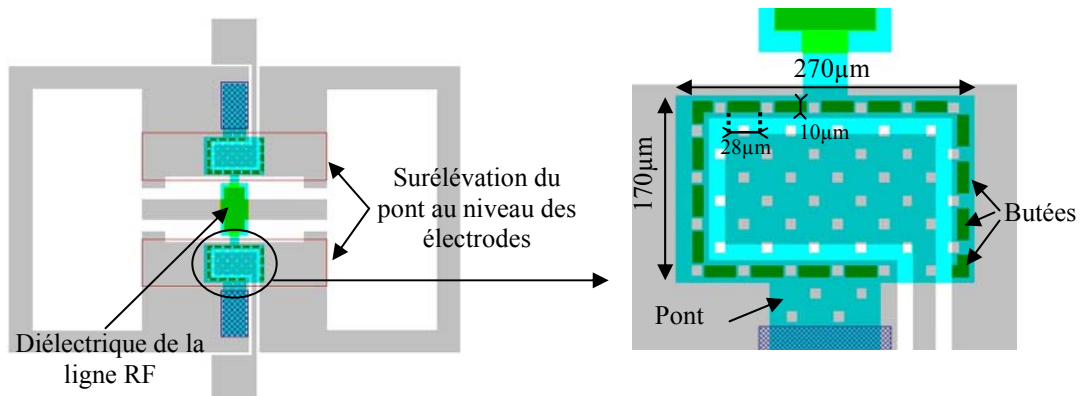
Nous allons présenter dans cette partie une topologie de micro-commutateur optimisée pour la fiabilité. Le principe de ce commutateur est de supprimer le diélectrique pour éviter tout chargement de celui-ci [2] et ainsi supprimer le décalage des tensions de seuil du composant qui entraîne la défaillance. Le MEMS ainsi développé présente quatre particularités :

- Electrodes d'activation séparées du signal RF.
- Surélévation du pont au niveau des électrodes d'activation.
- Butées placées sous le pont autour des électrodes d'activation.
- Suppression du diélectrique sur les électrodes d'activation, mais pas sur la ligne RF.

Le principe de fonctionnement de ce micro-commutateur à conception optimisée pour la fiabilité est présenté en Figure 4.21(a) et une image en trois dimensions réalisée sur Coventorware en vue d'effectuer des simulations électromécaniques est présentée en Figure 4.21(b) (échelle dilatée en hauteur). La Figure 4.22 montre les différents niveaux de masques réalisés en vue de la fabrication de ce micro-commutateur.



**Figure 4.21 : Principe de fonctionnement du micro-commutateur à conception optimisée pour la fiabilité (a), image 3D réalisée à l'aide du logiciel de simulations électromécaniques Coventorware (b)**



**Figure 4.22 : Dessin des différents niveaux de masques du micro-commutateur à conception optimisée pour la fiabilité**

L'avantage de ce concept par rapport à celui présenté en [2] est que l'amélioration de la fiabilité ne s'accompagne pas d'une dégradation de l'isolation du commutateur. En effet, le diélectrique permettant de créer la capacité micro-onde reste déposé sur la ligne RF. Etant donné l'absence de polarisation DC sur cette ligne, aucun phénomène de chargement de

diélectrique ne se produira dans cette zone. La polarisation n'est donc appliquée que sur les électrodes sur lesquelles aucun diélectrique n'est déposé. Il est donc nécessaire d'éviter tout contact entre le pont et les électrodes d'activation afin de ne pas générer de court-circuit DC. C'est pour cette raison que des butées ont été placées sous le pont autour des électrodes d'activation. Cependant, en supposant un pont uniformément plat dans toutes les directions, les butées toucheraient les plans de masse avant que le pont ne touche la ligne centrale. La capacité micro-onde serait alors fortement dégradée. C'est la raison pour laquelle le pont est surélevé au niveau des électrodes. Ainsi, lorsque la polarisation est appliquée sur les électrodes, le pont se baisse et touche en premier lieu la ligne centrale. Puis, si la raideur des portions du pont situées de part et d'autre de la ligne centrale n'est pas encore assez élevée, le pont continue à se baisser jusqu'au contact entre les butées et les plans de masse. La condition à respecter est la suivante : la hauteur des butées doit être inférieure à celle de la surélévation du pont.

Ainsi, il est possible d'améliorer la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs par optimisation de la conception sans toutefois dégrader les performances micro-ondes. Cependant, ce type commutateur nécessite de lourds développements technologiques non effectués pour l'instant afin de fabriquer une structure fonctionnelle et fiable.



## CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre des études préliminaires permettant d'améliorer la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs et organisées selon trois axes de recherche : optimisation technologique, optimisation de la commande et optimisation du design.

L'optimisation technologique s'attachera à diminuer l'aptitude du diélectrique à stocker les charges en optimisant le dépôt par PECVD et en utilisant d'autres types de dépôts de diélectrique comme par exemple le PLD. De plus, différents diélectriques devront être étudiés de manière approfondie. En effet, certains isolants peuvent présenter une aptitude à stocker les charges inférieure à celle du Nitrure de Silicium et leur chargement peut être régi par un mécanisme de conduction autre que le mécanisme de Frenkel-Poole et moins dépendant du stress appliqué.

L'optimisation de la commande permet également l'amélioration de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs. Ainsi, l'utilisation de signaux bipolaires, bien que n'ayant pas la même influence sur les tensions de seuil du commutateur que les signaux unipolaires, améliorent sensiblement la durée de vie des MEMS RF capacitifs. L'application de signaux à front descendant optimisé, bien que ne diminuant pas la cinétique de chargement du diélectrique, permet d'allonger la durée de vie des commutateurs de façon significative en positionnant le pont à l'état de fonctionnement haut.

Enfin, la conception d'un micro-commutateur optimisé pour la fiabilité est un axe de recherche à ne pas négliger. La suppression du diélectrique éviterait tout effet de chargement et donc de dérive des propriétés du composant sans dégrader ses performances micro-ondes. Cependant, une telle solution représente un challenge technologique en vue de la réalisation d'un pont surélevé au niveau des électrodes et possédant des butées.

Ces trois axes de recherche pourront être combinés et étudiés simultanément afin d'obtenir un micro-commutateur dont les performances en fiabilité seront optimisées au maximum.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 4

- [1] J.R.Reid, R.T.Webster, “Measurements of charging in capacitive microelectromechanical switches”, *Electronic letters*, Nov. 2002, vol.38, n°24, pp.1544-1545.
- [2] P.Blondy, A.Crunteanu, C.Champeaux, A.Catherinot, P.Trissant, O.Vendier, J.L.Cazaux, L.Marchand, “Dielectric Less Capacitive MEMS Switches”, 2004 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, USA, Juin 2004, pp.573-576.



## CONCLUSION GENERALE

Ces dernières années, le développement de MEMS pour applications micro-ondes s'est largement développé. L'utilisation de tels composants pour des applications spatiales pourraient permettre de palier aux contraintes conjointes d'intégration et de montée en fréquences. Cependant, des difficultés subsistent encore et notamment le manque d'informations sur leur fiabilité.

Ce manuscrit de thèse synthétise les travaux de thèse effectués au LAAS-CNRS sur la problématique de la fiabilité des MEMS RF. Nous avons organisé nos recherches selon quatre axes : synthèse bibliographique, développement d'un banc de fiabilité, mise en place d'une méthodologie d'étude de la fiabilité des micro-commutateurs et propositions d'amélioration de la durée de vie des composants.

Au cours du premier chapitre, nous avons synthétisé les investigations menées par les laboratoires internationaux sur la fiabilité des MEMS RF. Nous avons dégagé de cet état de l'art les points clefs ainsi que les manques des résultats expérimentaux et théoriques publiés, ce qui nous a permis d'orienter le développement de notre banc de fiabilité, dont les caractéristiques ont été détaillées dans le second chapitre, et de mettre en place une méthodologie d'étude de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs décrite dans le chapitre 3.

Deux points forts sont ressortis pour la mise en place du banc de tests : la nécessité de contrôler les états du ponts et la nécessité de mesurer l'évolution de ses tensions de seuil.

Ainsi, nous avons basé notre banc de fiabilité sur la mesure de l'évolution des performances micro-ondes et des propriétés électromécaniques des composants au cours de leur durée de vie et en fonction de la tension de stress appliquée et des conditions environnementales. Ce banc de tests est entièrement automatisé par un logiciel que nous avons développé et permet d'activer les micro-commutateurs grâce à divers signaux (unipolaires, bipolaires, hachés...). Le contrôle des états du MEMS est réalisé grâce à la mesure des performances micro-ondes permettant ainsi d'évaluer la fiabilité des MEMS dans leur environnement futur d'utilisation et de suivre l'évolution des tensions de seuil grâce à des mesures  $S_{21}(V)$ .

L'analyse des recherches publiées dans la littérature a fait ressortir trois points forts : la nécessité d'extraire des paramètres adéquats de fiabilité, la nécessité d'associer la détection

et l'analyse de défaillance simultanément et la nécessité d'étudier le phénomène physique régissant le mécanisme de défaillance.

Nous avons alors organisé notre méthodologie d'étude de la fiabilité des micro-commutateurs de la façon suivante : les études portant sur le mode de défaillance et sur le mécanisme de défaillance ont été conduites séparément et chacune de ces études a associé la détection et l'analyse simultanément.

Ainsi, les investigations menées sur le mode de défaillance ont montré que la défaillance détectée correspondait au collage du pont, se traduisant par son positionnement à l'état bas en l'absence de polarisation. L'analyse de cette défaillance a révélé que le collage du pont était la conséquence du décalage des tensions de seuil du MEMS et que la défaillance se produisait lorsque la tension de pull-up dépassait 0V.

Le principal mécanisme de défaillance des micro-commutateurs capacitifs identifié correspond au chargement du diélectrique. L'analyse portant sur ce phénomène a permis d'introduire un paramètre évaluant la cinétique du chargement du diélectrique, la VDTA ou Vitesse de Décalage des Tensions d'Activation, fortement dépendant du stress appliqué au diélectrique. Afin de rendre compte de l'intensité réelle du stress électrique sur le chargement du diélectrique, nous avons introduit un nouveau paramètre, le champ effectif  $E_{\text{eff}}$ , qui tient compte de la qualité du contact entre le pont et le diélectrique. Ainsi, meilleure sera la qualité du contact, plus intense sera l'intensité du stress, plus importante sera la cinétique du chargement du diélectrique et moins bonne sera la fiabilité des micro-commutateurs.

Afin de mieux appréhender le phénomène de chargement du diélectrique, une étude physique a été menée au moyen de mesures de courant en fonction de la tension appliquée et de la température de fonctionnement. Ces tests ont permis de mettre en évidence le mécanisme de conduction des charges à l'intérieur du diélectrique et d'en mesurer la profondeur des pièges.

Nous avons alors proposé un modèle qui établit un lien entre la cinétique du chargement du diélectrique, le mécanisme de conduction de type Frenkel-Poole et le champ effectif. A notre connaissance, c'est la première fois qu'une modélisation physique de la fiabilité est proposée et validée expérimentalement. Ce modèle rend ainsi compte de l'impact sur la fiabilité des MEMS RF des paramètres environnementaux (température), physiques (conductivité, énergie d'activation des pièges), électrique (tension de stress et qualité de contact) et dimensionnels (épaisseur du diélectrique). Les conséquences sont alors capitales pour solutionner la problématique de la fiabilité des MEMS RF et ainsi garantir leur

industrialisation, car il est alors possible d'optimiser ces différents paramètres en vue d'améliorer la durée de vie des composants et d'établir des procédures de tests accélérés pour des investigations efficaces.

De la modélisation proposée, nous avons de plus extrait un facteur de mérite de la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs qui permet de comparer objectivement la durée de vie de composants issus de topologies diverses et de procédés de fabrication différents, ce qui représente un outil d'investigation essentiel.

Enfin, dans un quatrième chapitre, nous avons présenté les bases de futurs travaux en vue d'améliorer la fiabilité des MEMS RF. Ces investigations sont organisées selon trois axes de recherche : l'optimisation technologique du diélectrique, l'optimisation de la commande électrique et l'optimisation de la topologie du micro-commutateur. L'optimisation technologique mettra à profit le Facteur De Mérite que nous avons introduit pour l'évaluation de différents diélectriques. Ce dernier pourrait être définitivement supprimé en optant pour une solution de micro-commutateurs à butées qui éviteraient tout contact entre le pont et l'électrode d'activation. Enfin, l'utilisation de tensions de commande bipolaires ou à front descendant optimisé a montré de réelles améliorations de la fiabilité des MEMS RF.

Les travaux effectués durant ce doctorat ont permis d'établir de solides bases dans la méthodologie d'analyse de la fiabilité des MEMS RF et dans la compréhension des modes et mécanismes de défaillance de ces composants. Cependant, ces connaissances actuelles devront être étoffées afin de permettre l'industrialisation de ces composants. Ainsi, les études portant sur les modes de défaillance devront être approfondies ainsi que celles portant sur le chargement du diélectrique. Ce dernier est un phénomène complexe qui nécessite encore de profondes investigations, comme par exemple sa signature lors d'activations bipolaires, ou encore la saturation du stockage de charges, phénomène que nous n'avons pas développé dans ce manuscrit, mais dont il est capital de connaître tous les mécanismes. Il interviendra en effet dans le modèle et le facteur de mérite proposés et offrira de nouvelles voies d'amélioration de la fiabilité des micro-commutateurs. Toutes ces perspectives nous permettront alors de contourner le frein majeur de développement des MEMS RF, leur fiabilité, qui a trop longtemps limité l'introduction de cette technologie dans le milieu industriel.



## **ANALYSE ET MODELISATION DES PHENOMENES DE CHARGEMENT DE DIELECTRIQUES DANS LES MEMS RF : APPLICATION A LA FIABILITE PREDICTIVE DE MICRO- COMMUTATEURS ELECTROMECHANQUES MICRO-ONDES**

### **Résumé :**

Ces dernières années ont vu l'émergence de nouveaux composants micro-ondes, les micro-commutateurs MEMS RF, possédant des performances très attrayantes pour de nombreux domaines d'application : spatial, automobile, téléphonie mobile... Cependant, une problématique majeure retarde actuellement leur industrialisation : leur fiabilité.

Ce manuscrit de thèse a pour but principal de mettre en place les procédures d'investigation de la fiabilité des MEMS RF comprenant le développement des outils matériels et méthodologiques permettant d'analyser et de modéliser les phénomènes régissant la fiabilité de ces composants.

Le premier chapitre effectue un état de l'art critique des bancs de tests et des résultats publiés par les laboratoires internationaux travaillant sur la fiabilité des MEMS RF.

Le second chapitre détaille le banc de fiabilité développé dans le cadre de nos travaux. Nous présentons les différentes parties le constituant ainsi que les mesures des propriétés des MEMS RF qu'elles permettent d'effectuer en vue d'analyser leur fiabilité.

Le troisième chapitre se focalise sur la méthodologie mise en place en vue d'étudier la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs. Cette méthodologie est basée sur la détection et l'analyse des modes de défaillance d'une part et sur la modélisation du mécanisme de défaillance d'autre part. Nous proposons ainsi un modèle du chargement du diélectrique, principale cause de défaillance de ce type de composants, et introduisons un facteur de mérite de la fiabilité des MEMS RF permettant une évaluation comparative de leur durée de vie.

Dans un quatrième chapitre, nous présentons les trois axes de recherche sur lesquels des études préliminaires ont été effectuées en vue d'améliorer la fiabilité des MEMS RF capacitifs : l'optimisation technologique, l'optimisation de la commande et l'optimisation de la topologie des micro-commutateurs.

**Mots-clés :** MEMS RF, micro-commutateurs, banc de tests, hyperfréquences, fiabilité, mode et mécanisme de défaillance, chargement du diélectrique, mécanisme de conduction Frenkel-Poole, modélisation, facteur de mérite.

---

## **ANALYSIS AND MODELLING OF DIELECTRIC CHARGING PHENOMENA IN RF MEMS: APPLICATION TO THE PREDICTIVE RELIABILITY OF MICROWAVE ELECTROMECHANICAL MICRO-SWITCHES**

### **Abstract :**

These last years saw the emergency of new microwave components, the RF MEMS micro-switches, exhibiting attractive performances for a lot of application fields: spatial, automotive, mobile phone... However, these components are not still implemented in industrial systems because of their misunderstanding reliability behaviors.

The main purpose of this work was to develop RF MEMS reliability investigation procedures and then to define equipments and methodologies in order to analyse and model the driving phenomena of these components reliability.

The first section carries out a critical state of the art of tests set-up and results published by world-wide laboratories working on RF MEMS reliability.

The second section details the reliability tests set-up developed in the framework of our investigations. We present its different constitutive functionalities and the MEMS properties they measure in order to analyse MEMS reliability.

The third section focuses on the methodology developed in order to investigate capacitive micro-switches reliability. This methodology is based on the detection of the failure modes in one hand and on the analysis of the failure mechanisms in the other hand. We then propose a modelling of the dielectric charging phenomenon, which is the main cause of failure of capacitive micro-switches. We then introduce a figure of merit of RF MEMS reliability allowing a comparative evaluation of their lifetime.

Finally, we present the three research axis, on which preliminary investigations have been carried out, in order to improve RF MEMS reliability: the technological improvement of the dielectric to decrease the charging effect, the actuation waveform optimisation to push away the failure events and finally the RF MEMS topology and design optimisation to increase the reliability.

### **Key words :**

RF MEMS, micro-switches, reliability tests set-up, micro-waves, reliability, failure modes and mechanisms, dielectric charging, Frenkel-Poole conduction mechanism, modelling, figure of merit.