

# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information,  
Mathématiques

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2012

Thèse N° 60-2012

## Thèse

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

**Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique**

Spécialité : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

**Jonathan GAUVIN**

le 14 Décembre 2012

**Développement de limiteurs de puissance radiofréquence à  
MEMS-RF**

**Thèse dirigée par Pierre Blondy**

### JURY :

<b>Raymond QUÉRÉ</b>	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président
<b>Christophe GAQUIÈRE</b>	Professeur, IEMN, Université de Lille 1	Rapporteur
<b>Cédric QUENDO</b>	Professeur, LabSTICC, Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
<b>Pierre BLONDY</b>	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
<b>Aurelian CRUNTEANU</b>	Chargé de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges	Examineur
<b>Rose-Marie SAUVAGE</b>	Responsable du domaine scientifique nanotechnologies, DGA	Examineur
<b>Olivier VENDIER</b>	Ingénieur, Thales Alenia Space, Toulouse	Examineur
<b>David MARCHETTI</b>	Responsable composants numériques, composants de conversion et microsystèmes RF, DGA	Invité



# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information,  
Mathématiques

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2012

Thèse N° 60-2012

## Thèse

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

**Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique**

Spécialité : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

**Jonathan GAUVIN**

le 14 Décembre 2012

**Développement de limiteurs de puissance radiofréquence à  
MEMS-RF**

**Thèse dirigée par Pierre Blondy**

### JURY :

<b>Raymond QUÉRÉ</b>	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président
<b>Christophe GAQUIÈRE</b>	Professeur, IEMN, Université de Lille 1	Rapporteur
<b>Cédric QUENDO</b>	Professeur, LabSTICC, Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
<b>Pierre BLONDY</b>	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
<b>Aurelian CRUNTEANU</b>	Chargé de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges	Examineur
<b>Rose-Marie SAUVAGE</b>	Responsable du domaine scientifique nanotechnologies, DGA	Examineur
<b>Olivier VENDIER</b>	Ingénieur, Thales Alenia Space, Toulouse	Examineur
<b>David MARCHETTI</b>	Responsable composants numériques, composants de conversion et microsystèmes RF, DGA	Invité



« *Etre conscient que l'on est ignorant est un grand pas vers le savoir.* »

Benjamin Disraeli

« *La vérité de demain se nourrit de l'erreur d'hier.* »

Antoine de Saint-Exupéry

« *Chi va piano, va sano.* » Fais pas dans le piano, va aux toilettes.

Pierre Desproges

« *Un jour en tant qu'étudiant, un autre jour en tant que professeur, nous faisons tous partie de l'Ecole de la Vie.* »

*A ma famille,*



# *Remerciements*

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département MINACOM (MIcro et NAnotechnologies pour Composants Optoélectroniques et Microondes) de l'institut de recherche XLIM UMR CNRS 7252, à l'Université de Limoges. Je remercie dans un premier temps Monsieur Dominique CROS, actuel directeur du laboratoire, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

J'adresse mes profonds remerciements à Monsieur Raymond QUÉRÉ, Professeur à XLIM, Université de Limoges, pour avoir accepté de présider le jury de ma soutenance de thèse.

Je remercie sincèrement Messieurs Christophe GAQUIÈRE, Professeur à l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique, et de Nanotechnologie) de l'Université de Lille, et Cédric QUENDO, Professeur au LabSTICC (Laboratoire en Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance) de l'Université de Bretagne Occidentale, d'avoir accepté de rapporter sur ces travaux de recherche.

Je remercie également, Madame Rose-Marie SAUVAGE, Responsable du domaine scientifique nanotechnologies à la DGA, ainsi que Monsieur Olivier Vendier, Ingénieur à Thales Alenia Space, Toulouse, pour avoir accepté d'examiner mes travaux de thèse. Je remercie également Monsieur David MARCHETTI, Responsable composants numériques, composants de conversion et microsystèmes RF à la DGA, d'avoir accepté l'invitation à la soutenance de mes travaux de recherche. Par la même occasion, je tiens à remercier la DGA (Direction Générale pour l'Armement) et Thales Alenia Space pour avoir soutenu ce projet de thèse durant ces trois années.

Je souhaite également adresser mes remerciements à Monsieur Aurelian Crunteanu, Chargé de recherche à XLIM, pour m'avoir transmis une partie de son expérience dans des domaines technologiques et techniques.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Pierre Blondy, Professeur au laboratoire XLIM, pour avoir dirigé ces travaux de doctorat, pour m'avoir transmis son expérience, son savoir faire et pour m'avoir accordé sa confiance tout au long de ce projet.

Je tenais également à remercier tous les doctorants, docteurs et les personnes que j'ai eu la chance de connaître durant ces trois années, pour leur bonne humeur, leurs conseils, leur soutien, les délires, les fous rires et j'en passe. Bien évidemment, je

remercie mes amis pour m'avoir encouragé et supporté sans avoir craqué... enfin presque...

Enfin, j'adresse mes plus profonds remerciements à ma famille, et en particulier à mes parents, qui ont largement contribué à faire de moi ce que je suis aujourd'hui.

# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>9</b>
<b>Table des figures</b>	<b>13</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>19</b>
<b>Chapitre 1 :</b>	
<b>    Limiteurs de puissance : introduction de MEMS-RF pour la protection de récepteurs</b>	<b>25</b>
1.1 Introduction	27
1.2 Les dispositifs limiteur de puissance	27
1.2.1 Situation dans une chaîne d'émission/réception radiofréquence	27
1.2.2 Principe de fonctionnement	28
1.2.3 Les différentes technologies de limiteurs et leurs performances	31
1.3 Les composants MEMS-RF	32
1.3.1 Les types de MEMS-RF	33
1.3.2 Performances des MEMS-RF comparées à leurs homologues semi-conducteurs	35
1.3.3 Les circuits reconfigurables : domaine de prédilection des MEMS-RF	36
1.3.4 Une technologie en pleine expansion	37
1.3.5 Les composants commercialement disponibles	38
1.3.6 Les efforts de développement actuels	39
1.4 Propriétés électromécaniques des MEMS-RF à actionnement électrostatique	39
1.4.1 Le système masse-ressort : un modèle simplifié de MEMS-RF	40
1.4.2 Bilan des forces mises en jeu	40
1.4.3 L'actionnement électrostatique	41
1.4.4 La tension d'abaissement	42
1.4.5 Le phénomène d'hystérésis	44
1.5 Du détecteur de puissance au limiteur de puissance à MEMS-RF	45
1.5.1 Principe d'un détecteur/limiteur de puissance à MEMS-RF	46
1.5.2 La puissance RF : un actionneur électrostatique non conventionnel	47
1.5.3 Du détecteur de puissance à MEMS-RF...	54
1.5.4 ... Au limiteur de puissance à MEMS-RF	56
1.6 Conclusion	57
<b>Chapitre 2 :</b>	
<b>    Conception, réalisation et caractérisation de MEMS-RF à faible tension d'abaissement</b>	<b>59</b>
2.1 Introduction	61
2.2 Etat de l'art de MEMS-RF à faible tension d'abaissement	62
2.3 Diminuer la tension d'abaissement des MEMS-RF	63
2.3.1 Les effets induits par les contraintes internes	63
2.3.2 Méthode de conception de MEMS-RF reproductibles à faible tension d'abaissement	66
2.4 Première géométrie d'un MEMS-RF capacitif à faible tension d'abaissement	68
2.4.1 Géométrie du micro-commutateur : étude mécanique théorique simplifiée	68

2.4.2	Etude mécanique : utilisation du logiciel ANSYS . . . . .	70
2.4.3	Configuration du micro-commutateur à contact capacitif . . . . .	72
2.4.4	Procédé de fabrication . . . . .	75
2.4.5	Performances mesurées du composant . . . . .	77
2.4.6	Fiabilité du composant . . . . .	82
2.5	Optimisation d'un commutateur capacitif à faible tension d'abaissement . .	88
2.5.1	Objectifs . . . . .	88
2.5.2	Etude mécanique : utilisation du logiciel ANSYS . . . . .	88
2.5.3	Configuration du commutateur capacitif . . . . .	93
2.5.4	Procédé de fabrication . . . . .	96
2.5.5	Caractérisation du micro-commutateur capacitif . . . . .	98
2.6	Conclusion . . . . .	103

## Chapitre 3 :

### **Limiteurs de puissance à MEMS-RF à très faible consommation et à faibles pertes . . . . . 105**

3.1	Introduction . . . . .	107
3.2	Extraction du modèle non linéaire du MEMS-RF capacitif optimisé . . . .	108
3.2.1	Simulation de la courbe d'hystérésis $C(V)$ . . . . .	108
3.2.2	Simulations du temps de commutation, du temps de relâchement et de la fréquence de résonance mécanique . . . . .	109
3.2.3	Théorie sur l'auto-actionnement et modèle non-linéaire de MEMS-RF	110
3.2.4	Superposition DC + RF . . . . .	115
3.3	Méthode de simulation en puissance des limiteurs développés intégrant le modèle non-linéaire extrait . . . . .	116
3.4	Le banc de mesures en puissance . . . . .	118
3.4.1	Le matériel . . . . .	118
3.4.2	Sans polarisation . . . . .	118
3.4.3	Avec polarisation . . . . .	119
3.5	Limiteur de puissance à 1 MEMS-RF . . . . .	119
3.5.1	Tenue en puissance du limiteur à 1 MEMS-RF . . . . .	123
3.6	Mesures du limiteur de puissance à 2 MEMS-RF . . . . .	123
3.7	Mesures du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF . . . . .	128
3.7.1	Mesures du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF avec polarisation .	132
3.7.2	Mesures et simulations du temps de réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF . . . . .	133
3.7.3	Linéarité du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF . . . . .	139
3.8	Limiteur de puissance absorbant à base de MEMS-RF capacitifs . . . . .	140
3.9	Limiteur de puissance absorbant large bande . . . . .	143
3.10	Conclusion . . . . .	148

## **Conclusion générale . . . . . 151**

## **Annexe A :**

### **Modélisation comportementale non-linéaire de**

<b>MEMS-RF intégré à un logiciel de conception assistée par ordinateur.</b> . . . . .	<b>157</b>
A.1 Introduction . . . . .	159
A.2 Equation mécanique du mouvement de la poutre d'un MEMS-RF . . . . .	159
A.2.1 Force électrostatique (Rappel) . . . . .	159
A.2.2 Force de rappel (Rappel) . . . . .	160
A.2.3 Force d'amortissement . . . . .	160
A.2.4 Forces de Van Der Waals et forces répulsives de contact . . . . .	161
A.3 Modélisation non-linéaire de MEMS-RF . . . . .	162
A.3.1 MEMS-RF capacitif avec électrode d'actionnement et électrode signal confondues . . . . .	162
A.3.2 Validation du modèle . . . . .	165
A.3.3 MEMS-RF ohmique avec électrode d'actionnement et électrode signal séparées . . . . .	167
A.3.4 Validation du modèle . . . . .	168
A.4 Conclusion . . . . .	171
<b>Bibliographie</b> . . . . .	<b>173</b>

# Table des figures

1.1	Illustration de l'éblouissement d'un radar lors de la détection d'une cible possédant un brouilleur. . . . .	27
1.2	Schéma de principe d'une chaîne d'émission-réception. . . . .	28
1.3	Position d'un limiteur de puissance dans une chaîne d'émission-réception . . . . .	28
1.4	Caractéristique en puissance d'un limiteur avec $P_e$ puissance en entrée du limiteur et $P_s$ puissance en sortie (a) et schéma bloc d'un limiteur de puissance (b). . . . .	29
1.5	Illustration du fonctionnement des différents types de limiteurs de puissance. . . . .	30
1.6	Réponse temporelle d'un limiteur à une impulsion de forte puissance. . . . .	30
1.7	Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur ohmique en configuration série. . . . .	33
1.8	Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif en configuration parallèle. . . . .	34
1.9	Illustration du fonctionnement d'un téléphone mobile actuel (a) et d'une solution dans un futur proche grâce aux filtres accordables (b) [1]. . . . .	36
1.10	Prévision mondiale des revenus produits par les ventes de MEMS-RF pour les téléphones mobiles. SOURCE : IHS iSuppli janvier 2012 [2]. . . . .	37
1.11	Illustration des composants recensés dans le Tableau 1.3 : RADANT (a), Advantest (b) et OMRON (c). . . . .	38
1.12	Illustration des quelques composants recensés dans le tableau 1.4 : (a) CEA-LETI, (b) RAYTHEON, (c) Fraunhofer/IHP et (d) XLIM/AirMEMS. . . . .	39
1.13	Modèle mécanique simplifié de MEMS-RF : le système masse-ressort du premier ordre. . . . .	40
1.14	Bilan des forces mises en jeu dans un micro-commutateur MEMS-RF : (a) micro-commutateur à l'état haut, (b) micro-commutateur à l'état bas. . . . .	41
1.15	Illustration du phénomène d'hystérésis avec l'évolution du gap d'air (a) et de la capacité MEMS (b) en fonction de la tension appliquée. . . . .	45
1.16	Schéma électrique de principe d'un limiteur à MEMS-RF capacitif. . . . .	46
1.17	Schéma électrique d'un MEMS-RF parallèle dans un système $50\Omega$ équivalent à un limiteur à 1 MEMS-RF. . . . .	47
1.18	Puissances d'actionnement (a) et de relâchement (b) en fonction de la tension d'abaissement d'un MEMS-RF présentant une capacité initiale $C_{off}=40$ fF inséré en parallèle dans un système $50 \Omega$ en considérant des fréquences de 10, 40 et 70 GHz pour l'actionneur. . . . .	52
1.19	Calcul des puissances d'actionnement pour des fréquences de 10, 40 et 70 GHz en fonction de la tension de polarisation pour un limiteur intégrant un MEMS-RF de tension d'abaissement $V_p=5.5$ V. . . . .	53
1.20	Détecteur de puissance réalisé par Fernandez et al [3]. . . . .	54
1.21	Détecteur de puissance réalisé par Zhiqiang et al [4]. . . . .	55
1.22	Principe de fonctionnement d'un limiteur de puissance à MEMS-RF intégrant plusieurs micro-commutateurs. . . . .	56
1.23	Caractéristique en puissance d'un limiteur utilisant des micro-commutateurs MEMS-RF. . . . .	57
2.1	Illustration des composants recensés dans le Tableau 2.1 : Universités de (a) Waterloo et de New South Wales (2008) , (b) Michigan (2000), (c) Michigan (2003) et (d) Seoul et Ulsan (2011) . . . . .	62
2.2	Effets de gradients de tensions sur un cantilever avant et après libération [5]. . . . .	64

2.3	Poutre bi-encastree mince courbee soumise à une contrainte axiale [5]. . . .	65
2.4	Déplacement d'une poutre bi-encastree de $100 \times 2 \times 2 \mu m$ dû à une charge répartie de manière uniforme le long de la poutre pour différentes valeurs de contraintes axiales [5]. . . . .	66
2.5	Géométrie considérée pour la structure à développer : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe. . . . .	69
2.6	Implémentation de la structure MEMS-RF dans ANSYS : vue de dessus (a) et vue en coupe (b). . . . .	70
2.7	Déflexion de la structure pour 3.3 V appliqués entre les armatures : vue de dessus. . . . .	71
2.8	Temps de commutation calculé en fonction du rapport tension de polarisation sur tension d'abaissement de la structure. . . . .	72
2.9	Configuration du micro-commutateur à contact capacitif. . . . .	73
2.10	Schéma électrique équivalent du MEMS-RF capacitif. . . . .	73
2.11	Paramètres de transmission $S_{21}$ (a) et de réflexion en entrée $S_{11}$ (b) du micro-commutateur capacitif parallèle selon son état haut ou bas. . . . .	74
2.12	Etapes du procédé de fabrication du MEMS-RF à contact capacitif : vue en coupe (a $\rightarrow$ e) et vue de dessus (a' $\rightarrow$ e'). . . . .	76
2.13	Photographie optique du micro-commutateur à contact capacitif réalisé au laboratoire XLIM. . . . .	77
2.14	Mesures de l'hysteresis en tension sur le micro-commutateur capacitif développé. . . . .	77
2.15	Déformation du pont en or d'épaisseur $2 \mu m$ due à un gradient de contrainte de $5 \text{ MPa}/\mu m$ et une contrainte résiduelle de $120 \text{ MPa}/\mu m$ . . . . .	78
2.16	Mesures du temps de commutation (a), du temps de relâchement (b) et de la fréquence de résonance mécanique (c) du composant développé pour des impulsions de polarisation d'amplitudes 8 et 10 V. . . . .	80
2.17	Schéma électrique équivalent du MEMS-RF capacitif après fabrication. . .	81
2.18	Caractéristiques hyperfréquences de la structure selon son état haut ou bas d'après les mesures et les simulations du schéma électrique équivalent Figure 2.13 (b). . . . .	81
2.19	Illustration de la dérive des tensions d'actionnement des MEMS-RF au cours du temps (a) jusqu'à la défaillance (b). . . . .	82
2.20	Mesures des dérives de la tension de relâchement du MEMS-RF capacitif développé avec un signal de commande unipolaire et bipolaire de rapport cyclique 100% : échelle linéaire (a) et double logarithmique (b). Les droites noires correspondent au modèle de l'équation 2.6 extrapolé jusqu'à la défaillance prévisible du composant. . . . .	84
2.21	Mesures des dérives de la tension de relâchement du MEMS-RF capacitif développé avec un signal de commande unipolaire de rapport cyclique 98% d'amplitude variant de 10 V à 22 V : échelle linéaire (a) et double logarithmique (b). Les courbes noires correspondent au modèle de l'équation 2.6 extrapolé jusqu'à la défaillance prévisible du composant. . . . .	86
2.22	Évolution des paramètres $\alpha$ et $n$ du modèle en puissance permettant d'extrapoler la durée de vie des composants MEMS-RF testés en fonction de l'amplitude du signal de polarisation. . . . .	87

2.23	Idée retenue pour optimiser la conception d'un MEMS-RF à faible tension d'abaissement. . . . .	89
2.24	Illustration de la procédure permettant d'évaluer la constante de raideur avec ANSYS : application d'une force de $50 \mu N$ sur la surface en vert de la poutre du micro-commutateur (a), déformation de la poutre d'épaisseur $0.8 \mu m$ due à cette force (b). . . . .	90
2.25	Evolution de la constante de raideur $k$ en fonction de l'épaisseur de la poutre $t$ pour la géométrie étudiée avec ANSYS. . . . .	90
2.26	Implémentation de la seconde structure MEMS-RF dans ANSYS : vue de dessus (a) et vue en coupe (b). . . . .	91
2.27	Déformation de la poutre pour une tension appliquée de $6.5 V$ . . . . .	92
2.28	Temps de commutation calculé en fonction du rapport tension de polarisation sur tension d'abaissement de la seconde structure. . . . .	92
2.29	Déformation de la poutre en or d'épaisseur $0.8 \mu m$ subissant un gradient de contrainte de $5 MPa/\mu m$ et une tension résiduelle de $120 MPa/\mu m$ . . . . .	93
2.30	Configuration du micro-commutateur capacitif. . . . .	94
2.31	Schéma électrique équivalent du second MEMS-RF développé. . . . .	94
2.32	Paramètres de transmission $S_{21}$ (a) et de réflexion en entrée $S_{11}$ (b) du micro-commutateur capacitif parallèle optimisé selon son état haut ou bas. . . . .	95
2.33	Photographies MEB illustrant les différentes étapes du procédé de fabrication des MEMS-RF à faible tension d'actionnement . . . . .	96
2.34	Photographie optique du micro-commutateur à contact capacitif optimisé réalisé au laboratoire XLIM. . . . .	97
2.35	Mesures de l'hysteresis en tension sur le second micro-commutateur capacitif développé. . . . .	98
2.36	Image profilométrique (a) et résultats de mesures de profil (b) du composant fabriqué. . . . .	99
2.37	Mesures du temps de commutation (a), du temps de relâchement et de la fréquence de résonance mécanique (b) du composant développé. . . . .	100
2.38	Schéma électrique équivalent du second MEMS-RF fabriqué. . . . .	101
2.39	Caractéristiques hyperfréquences mesurées et rétrosimulées selon le schéma électrique équivalent de la Figure 2.38 du composant fabriqué. . . . .	102
2.40	Photographie MEB du MEMS-RF à faible tension développé à XLIM par A. Yahiaoui. . . . .	103
2.41	Schéma électrique équivalent du MEMS-RF à contact ohmique à faible tension d'abaissement ( $V_p=6 V$ ) (a) et caractéristiques hyperfréquences selon l'état haut (b) ou bas (c) du composant. . . . .	104
3.1	Hysteresis en tension selon les mesures et la simulation du modèle extrait. . . . .	109
3.2	Temps de commutation en fonction du rapport tension de polarisation / tension d'abaissement obtenus selon simulations du modèle et mesures. . . . .	109
3.3	Temps de relâchement et fréquence de résonance mécanique obtenus par simulation du modèle extrait. . . . .	110
3.4	Illustration d'un limiteur de puissance à MEMS-RF capacitif parallèle implémenté dans un système où $Z_{source} = Z_{charge} = Z_0 = 50\Omega$ . . . . .	111
3.5	Variation de la capacité du limiteur à 1 MEMS-RF en considérant la puissance du signal hyperfréquence comme seul actionneur électrostatique ( $10 GHz / 64.4 GHz / 100 GHz$ ). . . . .	112

---

3.6	Caractéristiques en puissance du dispositif limiteur de puissance à 1 MEMS-RF illustré par la Figure 3.4 pour un signal hyperfréquence à 10 GHz(a), 61.4 GHz (b) et 100 GHz (c). . . . .	114
3.7	Caractéristique en puissance à 10 GHz simulée du dispositif limiteur de puissance à 1 MEMS-RF illustré par la Figure 3.4 avec une polarisation du MEMS à 5V. . . . .	115
3.8	Méthode hybride utilisée pour la simulation en puissance de limiteur à MEMS-RF en utilisant le modèle non-linéaire extrait : layout Momentum du limiteur à MEMS en vue de dessus (a) et vue en coupe (b), layout Momentum de la ligne de transmission sans le limiteur en vue de dessus (c) et vue en coupe (d), layout Momentum de la ligne de transmission sans le limiteur avec insertion du modèle non-linéaire de MEMS-RF dans une fenêtre schématique circuit en vue de dessus (e) et vue en coupe (f) équivalent au layout Momentum du limiteur à MEMS . . . . .	117
3.9	Banc de mesures en puissance calibré pour la caractérisation des limiteurs de puissance à MEMS-RF développés. . . . .	119
3.10	Banc de mesures en puissance calibré pour la caractérisation des limiteurs de puissance à MEMS-RF développés avec polarisation extérieure. . . . .	120
3.11	Photographie MEB (a) et schéma électrique équivalent (b) du limiteur à 1 MEMS-RF développé. . . . .	120
3.12	Paramètres S (a) et (b) et caractéristique en puissance à 10.24GHz (c) du limiteur à 1 MEMS-RF. . . . .	122
3.13	Caractéristiques en puissance mesurée et simulée du limiteur à 1 MEMS-RF (a) et photographie optique avant (b) et après la défaillance (c). . . . .	124
3.14	Photographie MEB (a) et schéma électrique équivalent (b) du limiteur à 2 MEMS-RF développé. . . . .	125
3.15	Paramètres S (a) et (b) et caractéristiques en puissance à 10.24 GHz (c) mesurés et simulés du limiteur à 2 MEMS-RF. . . . .	127
3.16	Photographies optiques du limiteur à 2 MEMS-RF avant (a) et après la défaillance (b). . . . .	128
3.17	Photographie MEB (a) et schéma électrique équivalent (b) du limiteur à 4 MEMS-RF développé . . . . .	129
3.18	Paramètres S (a) et (b) et caractéristique en puissance à 10.24GHz (c) du limiteur à 4 MEMS-RF. . . . .	131
3.19	Puissance de sortie en fonction de la puissance incidente à 10.24GHz du limiteur à 4 MEMS-RF polarisé à 5.2V. . . . .	132
3.20	Puissance de sortie (mW) du limiteur à 4 MEMS-RF en fonction de la puissance incidente (mW) à 10.24GHz pour une polarisation à 5.2V. . . . .	133
3.21	Banc de mesures développé pour mesurer le temps de réponse d'un limiteur de puissance. . . . .	133
3.22	Mesures du temps de réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24 GHz) d'amplitude 33 dBm (2 W) (a) et 36 dBm (4 W) (b). . . . .	134
3.23	Simulation des réponses du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24 GHz) d'amplitude 27 dBm (500 mW) (a), 37 dBm (5 W) (b) et 40 dBm (10W) (c). . . . .	136

3.24	Simulation de la réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF, polarisé à 5.2 Volts, à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24 GHz) d'amplitude 27 dBm (500 mW). . . . .	137
3.25	Réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24GHz) d'amplitude 37dBm (5W) en considérant le limiteur fabriqué (a) et un limiteur contenant des micro-commutateurs très rapides (b). . . . .	138
3.26	Point d'interception d'ordre 3 du limiteur fabriqué pour $f_0=10.24$ GHz selon le modèle extrait lorsque le limiteur est polarisé à 5.2 V ou non. . . . .	139
3.27	Photographies optiques du limiteur absorbant à 1 MEMS-RF développé (a) et schéma électrique équivalent (b). . . . .	141
3.28	Paramètres de transmission ( $S_{21}$ ) (a) et de réflexion ( $S_{11}$ ) (b) du limiteur absorbant à 1 MEMS selon l'état haut ou bas du composant. . . . .	142
3.29	Caractéristique en puissance mesurée et simulée (a) et photographie optique d'un limiteur à 1 MEMS-RF avant (b) et après la défaillance (c). . . . .	143
3.30	Schéma électrique équivalent du MEMS-RF résistif modélisé. . . . .	144
3.31	Schéma électrique du limiteur de puissance absorbant large bande étudié contenant 9 MEMS-RF. . . . .	145
3.32	Paramètres de transmission ( $S_{21}$ ) (a) et de réflexion ( $S_{11}$ ) (b) du limiteur large bande absorbant à 9 MEMS-RF résistifs selon l'état haut ou bas du composant . . . . .	146
3.33	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée simulée du limiteur de puissance large bande à 9 MEMS-RF résistifs pour : (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 6 GHz, (d) 8 GHz, (e) 10 GHz, . . . . .	147
A.1	Modèle mécanique 1D (a), schéma électrique équivalent simplifié (b) et modèle électromécanique à sources de courant commandées en tensions du micro-commutateur optimisé, développé dans le chapitre 2 [6]. . . . .	163
A.2	Courbe C(V) obtenue selon le modèle non-linéaire du composant optimisé du chapitre 2. . . . .	166
A.3	Temps de commutation mesuré et simulé en fonction de la tension de polarisation. . . . .	166
A.4	Modèle mécanique 1D (a), schéma électrique équivalent simplifié (b) et modèle électromécanique à sources de courant commandées en tension du micro-commutateur ohmique, utilisé dans le Chapitre 4. . . . .	167
A.5	Simplifications pour modéliser un MEMS-RF ohmique dont l'électrode d'actionnement et l'électrode signal sont séparées : état haut (a) et état bas (b). . . . .	168
A.6	Entrefers des 2 capacités du MEMS-RF ohmique modélisé. . . . .	169
A.7	Evolution de la capacité MEMS (a), de la résistance de contact (b) et de la capacité de l'actionneur électrostatique (c) du MEMS-RF ohmique modélisé en fonction de la tension de polarisation. . . . .	170
A.8	Temps de commutation du MEMS-RF ohmique modélisé en fonction de la tension de polarisation. . . . .	171
A.9	Méthode de modélisation de MEMS-RF jusqu'à validation. . . . .	172

# Introduction générale



Aujourd'hui, les systèmes de télécommunications sans fil sont devenus indispensables à notre mode de vie. En effet, la téléphonie mobile, internet à haut débit, les transmissions satellites, aéronautiques et terrestres permettent de communiquer des informations à travers le monde de manière extrêmement rapide que ce soit dans le domaine civil ou bien militaire. Jusqu'ici, les systèmes de télécommunications ont toujours su s'adapter à l'évolution du besoin de communiquer en intégrant des fonctions électroniques de plus en plus nombreuses et de plus en plus compactes tout en conservant un faible coût de production.

Depuis plus d'une dizaine d'années, le nombre et la variété des composants électroniques a augmenté de façon considérable dans tous les domaines technologiques. Les systèmes actuels sont de plus en plus intercommunicants et sont souvent noyés dans un flux d'ondes électromagnétiques dont une infime partie est nécessaire pour leur fonctionnement. Ce flux d'ondes peut constituer une menace pour les systèmes de communication spatiales ou les radars puisque ceux-ci peuvent recevoir des ondes non utiles (donc parasites) dont l'amplitude est supérieure à la puissance maximale admissible par leur chaîne de réception.

C'est l'une des raisons pour laquelle des dispositifs limiteurs de puissance sont intégrés dans les récepteurs, juste après l'antenne, afin d'éviter un dysfonctionnement de l'équipement voire la destruction des éléments sensibles de la chaîne réceptrice notamment de l'amplificateur faible bruit. La majorité des limiteurs actuels utilisent des diodes de type PIN et Schottky qui permettent d'écrêter la puissance d'un signal non désiré. Le surplus de puissance est dissipé par les diodes dans une certaine dynamique au-delà de laquelle l'échauffement causé par le niveau de puissance devient trop important et entraîne la destruction des diodes. Typiquement, de tels systèmes sont développés pour des applications spatiales.

L'émergence de la technologie MEMS-RF (*RadioFrequency MicroElectroMechanical Systems* ou *MicroSystèmes ÉlectroMécaniques pour des applications RadioFréquences*) dans les années 90 découle naturellement du besoin d'améliorer sans cesse les performances et l'intégration des systèmes électroniques. Le développement de cette technologie, mené par de nombreux groupes de recherches à travers le monde depuis plus d'une dizaine d'années, a conduit à l'obtention de performances supérieures aux composants semi-conducteurs qui sont présents de nos jours dans la grande majorité des circuits électroniques (interrupteurs microondes, filtres accordables, déphaseurs, limiteurs de puissance...). Par ailleurs, des études concernant la fiabilité des MEMS-RF et des méthodes d'encapsulation faible coût ont été menées montrant tout le potentiel de cette technologie.

Aujourd'hui appliqués aux filtres et autres composants accordables, les MEMS-RF peuvent être utilisés dans d'autres applications moins étudiées comme les limiteurs de puissance. Le concept de limiteur de puissance à MEMS-RF a été protégé aux États-Unis en 2003 par un brevet décrivant très succinctement le fonctionnement d'un tel dispositif [7]. Cependant, aucun démonstrateur de ce type n'a été conçu depuis.

L'objectif de ces travaux de thèse, cofinancés par une bourse Doctorale de la Direction Générale pour l'Armement (DGA) et la société Thales Alenia Space, est d'étudier la faisabilité de dispositifs limiteurs de puissance basés sur la technologie MEMS-RF afin de démontrer la possibilité de réaliser un composant de protection de tête d'émission-réception à consommation nulle et à très faibles pertes.

Une analyse de l'art antérieur des limiteurs de puissance sera effectuée dans le premier chapitre afin de rendre compte des performances obtenues en fonction des différentes technologies utilisées pour remplir cette fonction telles que les diodes semi-conductrices, les matériaux intelligents ou bien les matériaux ferroélectriques. S'en suivra une étude présentant le concept de limiteur de puissance à MEMS-RF. Cette étude indiquera qu'il est nécessaire de développer des MEMS-RF à faible tension d'abaissement afin d'obtenir un limiteur de puissance pour des applications bas niveau. Or, les composants MEMS-RF de l'état de l'art ont des tensions de commande de quelques dizaines de volts. Ainsi, réfléchir à une méthode de conception de MEMS-RF avec une tension d'abaissement de l'ordre de 5V constitue un double enjeu :

- Faciliter leur intégration dans les circuits intégrés actuels utilisant une technologie CMOS ou III-V ;
- Démontrer le concept de limitation de puissance faible niveau.

Dans le second chapitre, nous verrons que quelques groupes de recherche ont tenté de concevoir des MEMS-RF à faible tension d'abaissement en utilisant une méthode de conception identique. Cependant, les composants obtenus sont loin d'avoir les caractéristiques prévues lors de la phase de conception. Ainsi, une nouvelle méthode de conception de micro-commutateurs à faible tension d'abaissement résultant de nombreux compromis sera présentée et utilisée dans le second chapitre. Deux structures MEMS-RF à contact capacitif seront développées, fabriquées et caractérisées en utilisant les moyens de la salle blanche et de la salle d'instrumentation du laboratoire XLIM.

La première structure développée permettra de valider la méthode de conception de tels composants. Ainsi, une importante partie de l'étude se concentrera sur les caractéristiques électromécaniques. Les performances électriques seront optimisées avec le développement d'un second composant s'appuyant sur la même méthode de conception.

Des améliorations seront apportées à cette méthode suite aux résultats obtenus sur le premier MEMS-RF.

Le second composant MEMS-RF développé va être utilisé dans le troisième et dernier chapitre de ce manuscrit afin de démontrer la possibilité de réaliser des limiteurs de puissance à MEMS-RF pour des applications faibles niveaux. Les modèles comportementaux non-linéaires de diodes étant largement utilisés pour la conception de micro-systèmes, un modèle comportemental non-linéaire du MEMS-RF capacitif réalisé sera extrait et intégré à un logiciel de Conception Assistée par Ordinateur (CAO) afin d'évaluer les performances d'un limiteur de puissance à MEMS-RF capacitif. Ainsi, trois topologies de limiteurs intégrant respectivement 1, 2 et 4 MEMS-RF seront présentées, modélisées et caractérisées dans ce dernier chapitre.

Enfin, une conclusion générale résumera les avancées réalisées et présentera les différentes perspectives faisant suite à ces travaux de doctorat.



**Chapitre 1 :**  
**Limiteurs de puissance :**  
**introduction de MEMS-RF pour la**  
**protection de récepteurs**



## 1.1 Introduction

Les amplificateurs faible bruit (LNA : *Low Noise Amplifier*) et à grande sensibilité utilisés dans les systèmes de communication spatiales ne peuvent supporter des niveaux de puissance supérieurs à quelques milliwatts. Ainsi, lorsqu'un signal d'éblouissement arrive sur une chaîne de réception, celui-ci entraîne une saturation du LNA qui est l'élément le plus sensible [8]. La conséquence de cet éblouissement est un dysfonctionnement de la chaîne de réception en entrée.

Enfin, pour certaines applications comme les radars, la chaîne de réception est plus vulnérable au brouillage du fait que le radar doit détecter l'onde réfléchie par un obstacle et atténuée par le trajet aller-retour entre le radar et la cible. La cible peut ainsi éblouir le radar avec la génération d'un signal de puissance modérée, puisqu'atténué seulement par une distance aller (Figure 1.1).

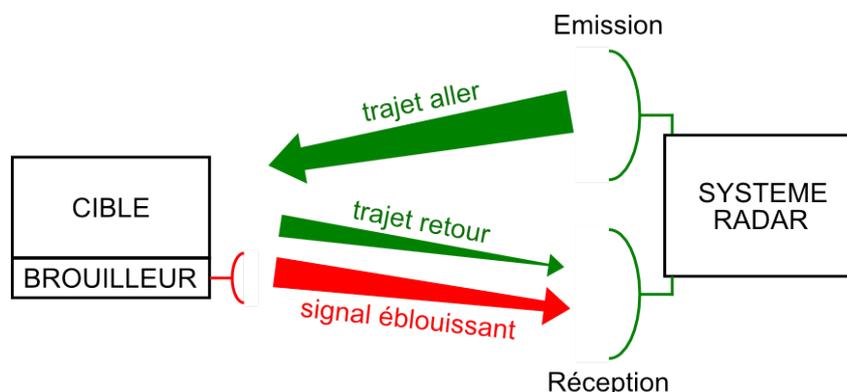


FIGURE 1.1 – Illustration de l'éblouissement d'un radar lors de la détection d'une cible possédant un brouilleur.

## 1.2 Les dispositifs limiteur de puissance

### 1.2.1 Situation dans une chaîne d'émission/réception radiofréquence

La Figure 1.2 illustre la chaîne d'émission-réception simplifiée d'un radar embarqué dans un satellite. Dans son fonctionnement optimal, la voie de réception ne traite que des signaux de très faibles niveaux de puissance. Ces signaux sont ensuite amplifiés par un LNA et il est primordial que celui-ci soit dimensionné pour de faibles niveaux. En effet, ce LNA est conçu de manière à obtenir le meilleur facteur de bruit possible afin de ne pas dégrader la dynamique de l'intégralité de la chaîne de réception. Cependant, les

LNA peuvent dysfonctionner (distorsion du signal contenant l'information utile) ou être détruits en présence de niveaux de puissance trop importants.

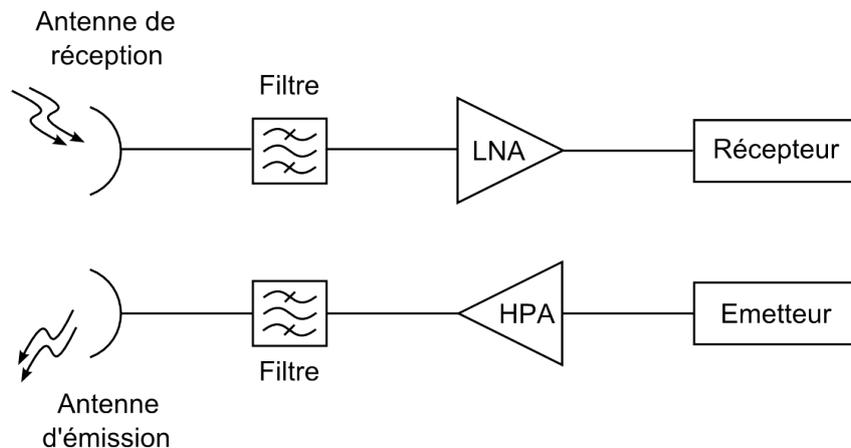


FIGURE 1.2 – Schéma de principe d'une chaîne d'émission-réception.

En raison des diverses agressions pouvant causer une augmentation soudaine de puissance perçue par le récepteur, celui-ci est équipé d'un limiteur de puissance qui permet d'écarter le niveau de puissance à l'entrée de l'amplificateur faible bruit placé en aval comme illustré par la Figure 1.3. Un limiteur est conçu en fonction de l'application de l'équipement (Bande de fréquence du signal utile, niveau de puissance...).

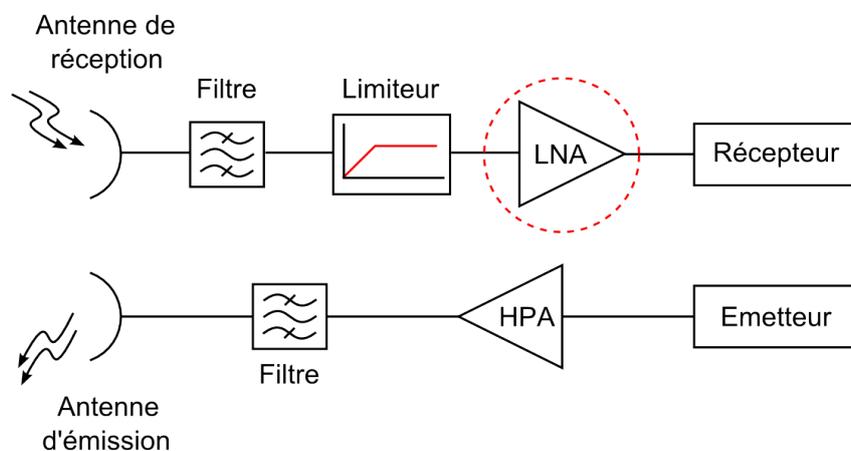


FIGURE 1.3 – Position d'un limiteur de puissance dans une chaîne d'émission-réception

## 1.2.2 Principe de fonctionnement

Un limiteur de puissance doit idéalement présenter des pertes nulles à bas niveau pour ne pas perturber le fonctionnement de l'équipement dans son fonctionnement optimal. Cependant, si la puissance incidente dépasse un certain seuil, le limiteur doit empêcher le surplus de puissance, non désiré, d'arriver sur l'amplificateur faible bruit. Dans ce cas,

le limiteur doit présenter des pertes qui évoluent proportionnellement avec la puissance incidente afin de maintenir une puissance arrivant sur la chaîne amplificatrice en-dessous de la valeur maximale admissible par le LNA.

En pratique, le limiteur présente des pertes d'insertion en-deçà de sa puissance seuil. Au-delà de ce seuil, la transition vers une isolation maximale se fait graduellement avec l'augmentation de la puissance d'entrée. Au-delà d'une valeur de puissance très importante, le limiteur n'est plus capable d'écrêter le surplus de puissance et de ce fait, la puissance en sortie du limiteur dépasse la puissance de limitation en augmentant de manière proportionnelle avec la puissance d'entrée.

La Figure 1.4 illustre les caractéristiques en puissance d'un limiteur idéal et d'un limiteur réel.

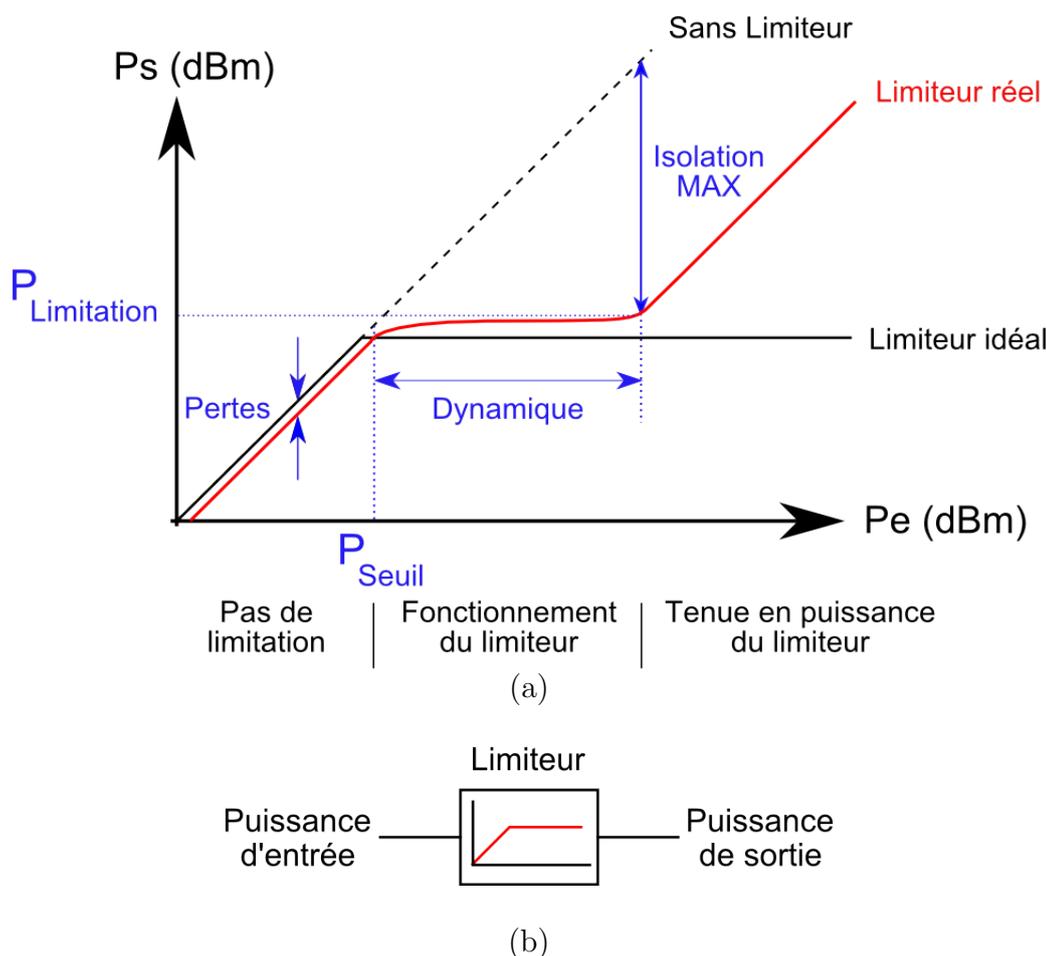


FIGURE 1.4 – Caractéristique en puissance d'un limiteur avec  $P_e$  puissance en entrée du limiteur et  $P_s$  puissance en sortie (a) et schéma bloc d'un limiteur de puissance (b).

Les limiteurs de puissance peuvent être classés en plusieurs catégories en fonction de leur manière d'écrêter un signal de forte puissance.

- Les limiteurs réfléchissants : l'excédent de puissance est réfléchi par le limiteur vers l'antenne de réception (Figure 1.5 (a)). Ils présentent un inconvénient pour une

application militaire. En effet, le signal réémis par l'antenne de réception en amont peut permettre la localisation des équipements à protéger ;

- Les limiteurs absorbants : le surplus de puissance est dissipé à travers le limiteur (Figure 1.5 (b)). De manière générale, leur tenue en puissance est limitée par la dissipation de puissance qui cause un échauffement important du limiteur jusqu'à provoquer sa destruction ;
- Une troisième catégorie de limiteur consiste à détourner le surplus de puissance vers un circuit secondaire. Plus complexes à mettre en œuvre, ils sont avantageux pour une application militaire puisque le signal aveuglant peut être analysé par un circuit secondaire pouvant servir à cet effet. Le circuit secondaire peut également permettre la dissipation de l'excédant de puissance.

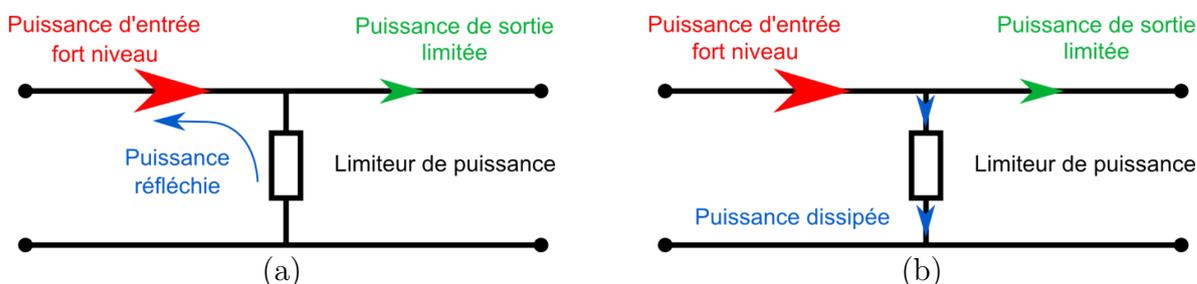


FIGURE 1.5 – Illustration du fonctionnement des différents types de limiteurs de puissance.

Une autre caractéristique importante des limiteurs de puissance est leur temps de réponse qui doit être le plus court possible. En effet, si le limiteur réagit tardivement à une impulsion de forte puissance, le LNA percevra le surplus de puissance avant le déclenchement du limiteur ce qui peut entraîner une détérioration du récepteur voire sa destruction. Le temps de réponse d'un limiteur est défini comme étant le temps entre lequel le signal parasite arrive en entrée du limiteur ( $t_0$ ) et le temps mis par le limiteur pour écrêter ce signal parasite ( $t_r$ ) comme illustré par la Figure 1.6.

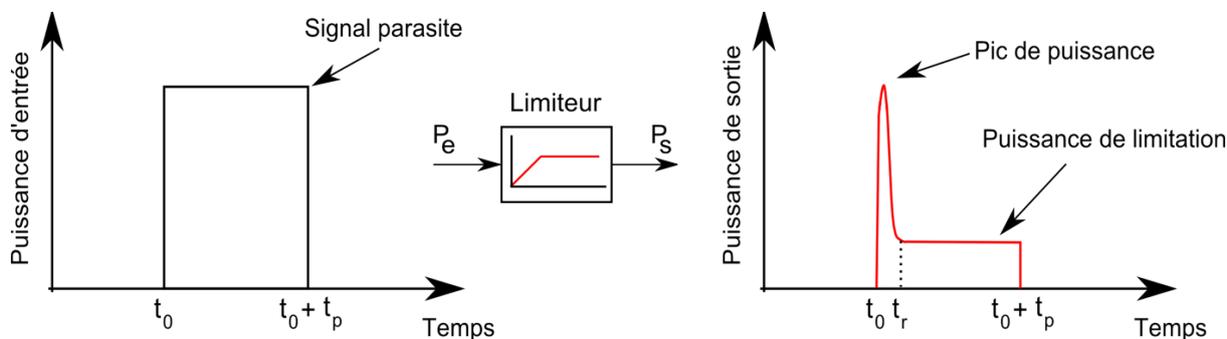


FIGURE 1.6 – Réponse temporelle d'un limiteur à une impulsion de forte puissance.

### 1.2.3 Les différentes technologies de limiteurs et leurs performances

Le choix d'une technologie pour un limiteur de puissance dépend essentiellement des contraintes imposées par l'application visée. Actuellement, plusieurs technologies existent pour réaliser cette fonction de limitation. Les diodes PIN associées aux diodes Schottky sont majoritairement présentes dans les dispositifs actuels puisque cette association permet d'obtenir les meilleurs résultats à ce jour. Les principales caractéristiques des limiteurs de puissance existants sont recensées dans le Tableau 1.1.

TABLE 1.1 – Comparaison des performances des limiteurs de puissance en fonction de leur technologie

Technologie de Limiteur	Puissance seuil	Puissance maximale	Temps de Réponse	Bande de Fréquence	Références
Diodes PIN	20 dBm	<40 dBm	0.1 $\mu s$	Large	[9]
Diodes Schottky	0 dBm	<20 dBm	NC	Large	[10]
Diodes (vides)	>60 dBm	>>60 dBm	0.1 $\mu s$	Large	[11]
Supraconducteurs	20 dBm	>40 dBm	<1 $\mu s$	Très Large	[12] [13]
Dioxyde de Vanadium	<20 dBm	>33 dBm	<8 $\mu s$	Très large	[14] [15]
Ferromagnétiques	<10 dBm	<30 dBm	>100 $\mu s$	Étroite	[16] [17]
Ferroélectriques	>40 dBm	>40 dBm	0.1 $\mu s$	Étroite	[18] [19] [20]
Eclateurs à gaz	>40 dBm	>40 dBm	<0.1 ns	Étroite	[21]

À l'heure actuelle, les technologies ne permettent pas de répondre idéalement à la protection d'une chaîne de réception hyperfréquence avec des seuils de puissance de l'ordre de 0 dBm à 20 dBm avec une puissance maximale acceptable bien supérieure à 40 dBm et un temps de réponse inférieur à 100 ns pour une large bande de fréquence d'utilisation. Une combinaison de plusieurs de ces technologies pourraient permettre de se rapprocher de ces spécifications idéales sans compter sur la difficulté de mise en œuvre et la consommation de ces dispositifs.

Depuis quelques années, les composants MEMS-RF ont montré d'excellentes performances comparés aux diodes à semi-conducteurs. Ainsi, une étude approfondie sur la faisabilité de limiteurs de puissance basés sur la technologie MEMS-RF doit être menée.

### 1.3 Les composants MEMS-RF

La technologie MEMS, acronyme anglais pour *Micro Electro Mechanical Systems* ou Micro-Systèmes Electro-Mécanique découle de l'évolution naturelle des circuits intégrés. Proposée en 1967 par Nathanson [22], l'idée de construire une poutre micro-usinée suspendue en utilisant une couche dite sacrificielle fait de nos jours partie des bases de la construction de ces composants. Le système que Nathanson a conçu est mécaniquement déformable, et cette déformation mécanique due à un actionnement électrostatique influe sur le comportement électrique du composant. Cette technologie qui combine à la fois des comportements mécaniques et électriques fut d'abord développée pour des applications basses fréquences, notamment dans la conception de micro-capteurs ou d'accéléromètres [23] aujourd'hui présents dans les dernières générations de téléphones mobiles (smartphones), les manettes de détection de mouvement pour jeux vidéos interactifs ou bien encore les tablettes numériques.

Par la suite, le monde hyperfréquence s'est intéressé à cette technologie puisque ses domaines d'application sont très vastes. En 1979, Petersen [24] présente le premier composant MEMS appliqué au domaine des communications. Tout le potentiel de cette technologie pour réaliser des fonctions de commutation sur des circuits électroniques radiofréquence (RF) est alors démontré : c'est l'émergence de la technologie MEMS-RF. A la suite de ces résultats, de nombreuses publications font leur apparition sur le domaine notamment depuis 1995 avec le composant présenté par Goldsmith [25].

Les micro-commutateurs MEMS-RF sont des composants comprenant une partie mécaniquement déformable qui permet de réaliser une fonction électrique. La fonction électrique qui est réalisée dépend de la nature du micro-commutateur qui peut être capacitif (interface Métal/Isolant/Métal) ou bien ohmique/résistif (interface Métal/Métal). Elle dépend également de l'implémentation du composant qui peut être dans une configuration série ou bien parallèle par rapport aux deux conducteurs d'une ligne de transmission signal.

Afin de pouvoir déformer ces composants, une force doit être appliquée sur la partie déformable des micro-commutateurs. Cette force peut être de nature électrique, piézoélectrique, magnétique ou bien thermique. Pour des raisons de faibles coûts de fabrication et de simplicité de mise en oeuvre, la majorité de ces composants s'actionnent sous l'effet d'une force électrostatique. Ainsi, les composants évoqués dans le cadre de cette thèse utilisent tous un actionneur électrostatique.

### 1.3.1 Les types de MEMS-RF

#### Les micro-commutateurs ohmiques ou résistifs

On peut assimiler ce type de MEMS-RF à un interrupteur de taille micrométrique. La Figure 1.7 illustre le principe de fonctionnement d'un tel composant dans une configuration série.

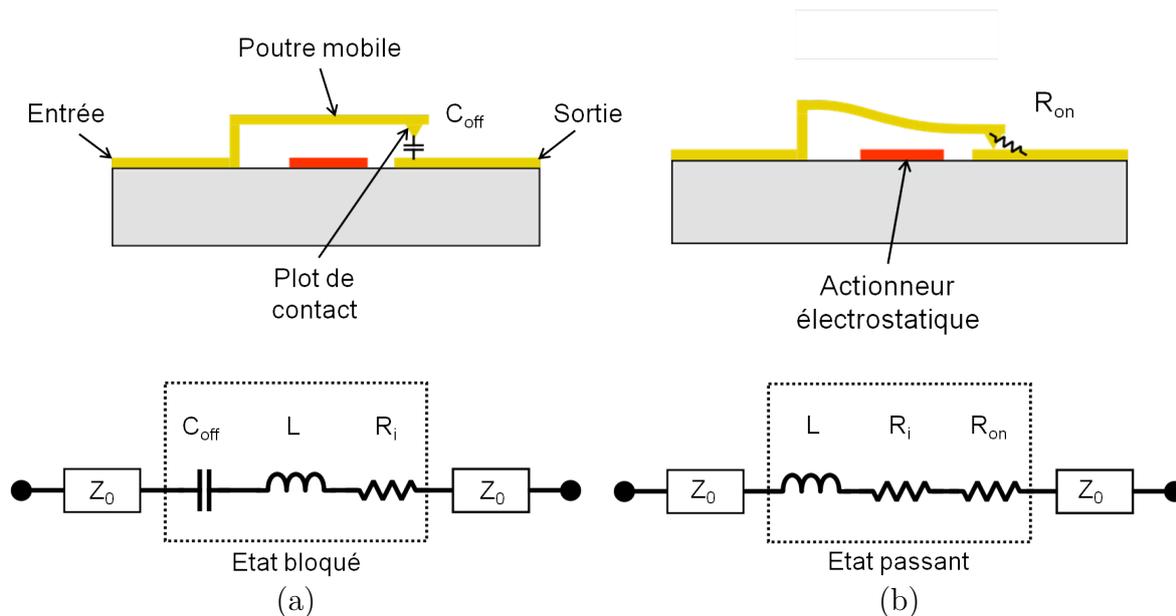


FIGURE 1.7 – Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur ohmique en configuration série.

Lorsqu'il n'est pas actionné (Figure 1.7 (a)), il peut être assimilé à un interrupteur ouvert. Ainsi, le composant ne laisse pas transiter le signal hyperfréquence et isole donc les dispositifs pouvant se trouver en aval. Dans cet état, on considère une valeur de capacité  $C_{off}$  due aux plaques métalliques en regard séparées par une fine couche d'air. De manière générale, la valeur de  $C_{off}$  détermine l'isolation du composant en fonction de la fréquence du signal.

Lorsque le composant est actionné (Figure 1.7 (b)), il peut être assimilé à un interrupteur fermé. Un contact métal/métal se produit laissant ainsi passer le signal hyperfréquence de l'entrée vers la sortie du composant. Le signal hyperfréquence est atténué par la résistance, généralement de faible valeur (quelques Ohms), due au contact métallique.

De manière générale, lors de la conception d'un MEMS-RF résistif, il est nécessaire de concevoir une structure avec une force de contact importante afin d'obtenir une résistance  $R_{on}$  de faible valeur et une fiabilité améliorée.

## Les micro-commutateurs capacitifs

Le principe de fonctionnement des micro-commutateurs capacitifs ou capacités commutées est identique aux micro-commutateurs à contact ohmique. La différence vient du fait que lorsque le composant est en position commutée, une couche de diélectrique sépare les deux électrodes métalliques. Ce diélectrique peut être une fine couche de matériau déposée sur l'électrode fixe ou bien une couche de gaz, neutre de préférence. De ce fait, ce type de commutateur est une capacité variable pouvant présenter deux valeurs distinctes  $C_{off}$  ou  $C_{up}$  et  $C_{on}$  ou  $C_{down}$ .

Ce type de micro-commutateur est illustré dans une configuration parallèle par la Figure 1.8.

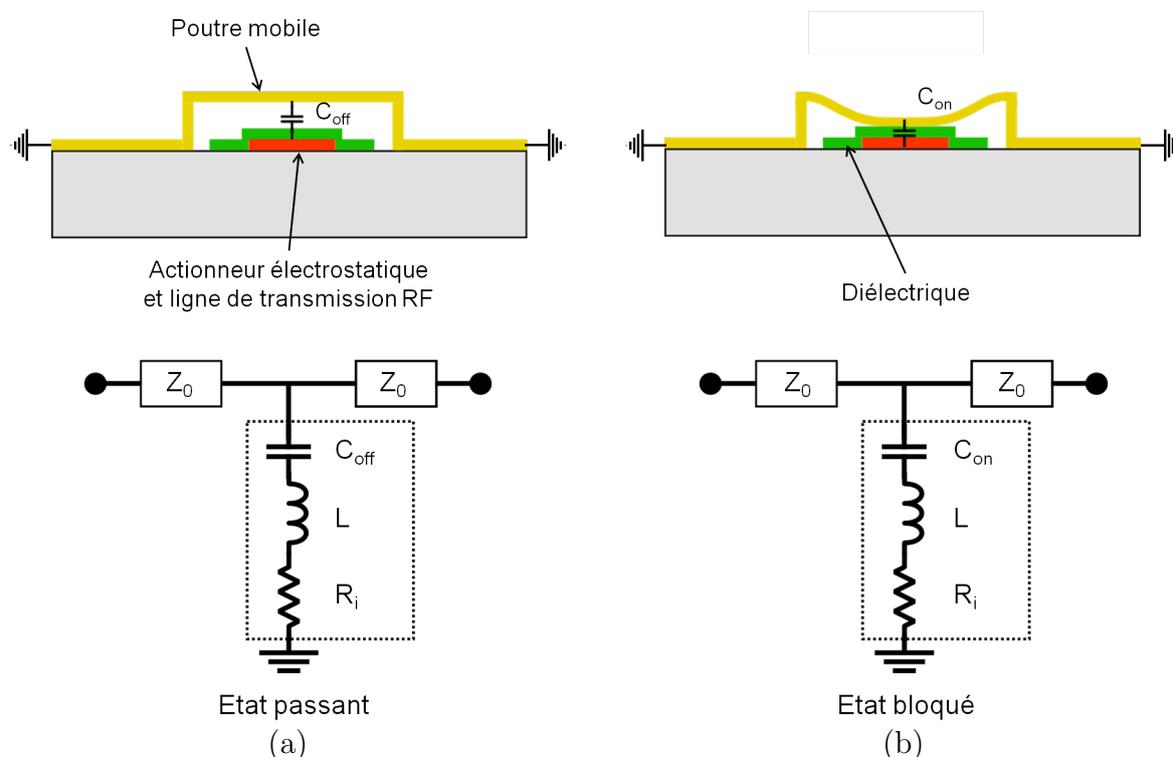


FIGURE 1.8 – Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif en configuration parallèle.

Lorsque la poutre est à l'état haut (Figure 1.8 (a)), le composant présente une capacité  $C_{off}$  de faible valeur tandis que dans son état commuté (Figure 1.8 (b)), la valeur de la capacité du composant devient importante  $C_{on}$ . Ainsi, dans le cas d'un micro-commutateur capacitif dans une configuration parallèle, lorsque celui-ci est à l'état haut, le signal est transmis sans pertes de l'entrée vers la sortie. Lorsque le composant est à l'état bas, la capacité  $C_{on} \gg C_{off}$  désadapte la ligne de transmission signal. Ainsi, le signal en sortie est atténué voire stoppé par le composant MEMS-RF. Le résultat va dépendre de la dynamique du micro-commutateur capacitif. En effet, plus la valeur de  $C_{off}$  sera faible,

plus le composant sera apte à transmettre un signal pour des très hautes fréquences. Plus  $C_{on}$  sera de forte valeur, plus le signal sera coupé par le composant. Ainsi, les micro-commutateurs capacitifs sont généralement caractérisés par leurs pertes d'insertions, leur isolation et leur rapport capacitif  $C_{on}/C_{off}$ .

### 1.3.2 Performances des MEMS-RF comparées à leurs homologues semi-conducteurs

Le Tableau 1.2 récapitule l'ensemble des caractéristiques des MEMS-RF de l'état de l'art comparés à leur principaux concurrents : les composants semi-conducteurs.

TABLE 1.2 – Comparaison des performances des MEMS-RF par rapport à leurs concurrents

Paramètres	FET	Diode PIN	MEMS RF
Tension (V)	3 - 5	3 - 5	20 - 80
Consommation (mA)	0	3 - 20	0
Puissance consommée (mW)	0,05 - 0,1	5 - 100	0,05 - 0,1
Temps de commutation	1 - 100 ns	1 - 100 ns	40 ns - 300 $\mu s$
$C_{off}$ (série)(fF)	70 - 140	40 - 80	1 - 6
$R_s$ (série)( $\Omega$ )	4 - 6	2 - 4	0,5 - 5
Contraste $C_{on}/C_{off}$	-	10	40 - 500
Fréquence de coupure (THz)	0,5 - 2	1 - 4	20 - 80
Isolation (10 - 40 GHz)	Moyenne	Elevée	Très élevée
Isolation (40 - 60 GHz)	Basse	Moyenne	Très élevée
Isolation (60 - 100 GHz)	Nulle	Moyenne	Elevée
Pertes (1 - 100 GHz) (dB)	0,4 - 2,5	0,3 - 1,2	0,05 - 0,2
Tenue en puissance (W)	<10	<10	$\approx$ 10
Point d'interception d'ordre 3 (dBm)	27 à 45	27 à 45	66 à 80

Les MEMS-RF présentent de meilleures performances en terme d'isolation et de pertes en transmission que les composants semi-conducteurs d'où les nombreux efforts sur le développement de cette technologie. On peut également noter que la consommation des MEMS-RF à actionnement électrostatique est bien inférieure à celle des diodes. De plus, le comportement des MEMS, régis par une fonction de transfert mécanique, est très linéaire et prédictible, l'intermodulation qu'ils génèrent est souvent inférieure de 30 dB à celle des composants semi-conducteurs.

### 1.3.3 Les circuits reconfigurables : domaine de prédilection des MEMS-RF

Nous venons de présenter les performances des MEMS-RF face à leur concurrents directs que sont les composants semi-conducteurs. Voyons maintenant quelles sont leurs applications actuelles.

A titre d'exemple, la Figure 1.9 (a) illustre le schéma de fonctionnement d'un téléphone mobile nord américain actuel avec de multiples bandes GSM (Global System for Mobile communications), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) et une bande GPS regroupant des fréquences s'étalant de 800 MHz à 2.4 GHz. On remarque qu'un seul émetteur-récepteur nécessite 16 filtres ou duplexeurs différents. Ceux-ci utilisent des résonateurs acoustiques de type BAW ou SAW (respectivement *Bulk* et *Surface Acoustic Wave*) et un réseau de distribution du signal hyperfréquence. Ces composants occupent 65 à 80% des dimensions de l'émetteur-récepteur et introduisent des pertes de l'ordre de 3 à 6 dB.

La Figure 1.9 (b) [1] illustre le même schéma en considérant des filtres et des antennes accordables. Il est facile de se rendre compte de la réduction du nombre d'éléments pour remplir la même fonction. Des réseaux d'adaptation d'impédances reconfigurables peuvent également être placés entre les amplificateurs de puissance (PA) et l'antenne ce qui aura pour but de compenser les variations d'impédances de l'antenne pour toutes les bandes de fréquences de 800 MHz à 2.4 GHz en utilisant seulement un voire deux amplificateurs de puissance.

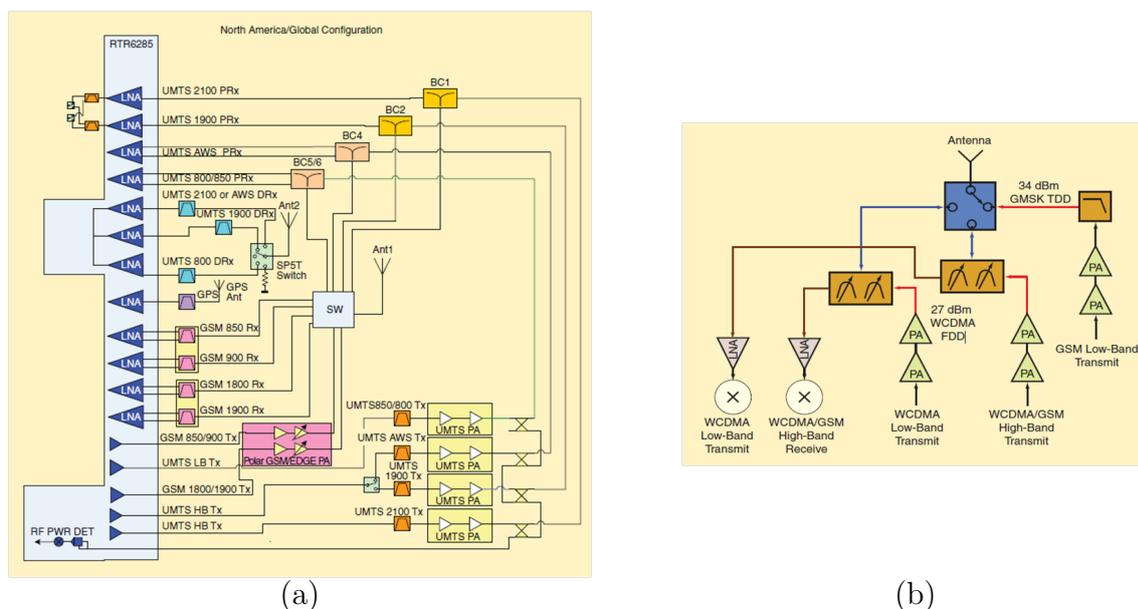


FIGURE 1.9 – Illustration du fonctionnement d'un téléphone mobile actuel (a) et d'une solution dans un futur proche grâce aux filtres accordables (b) [1].

Ainsi, la technologie MEMS-RF, de part ses faibles dimensions, sa très faible consommation et ses excellentes performances électriques, rend possible l'élaboration de réseaux accordables compliqués à fort facteur de qualité, de réseaux d'adaptation d'impédances ou d'antennes accordables, le tout sans diminution des performances globales.

À titre d'exemple, de nombreux groupes de recherches ont développé des dispositifs accordables à base de MEMS-RF tels que des filtres à bande de fréquence accordable [26] [27], des déphaseurs [28] pour réseaux d'antennes, des adaptateurs d'impédances [29] [30] pour élargir la bande de fréquence d'utilisation d'amplificateurs.

Outre les applications pour la téléphonie mobile de demain, ces dispositifs intéressent également le domaine des télécommunications, militaire et spatiales, dont les contraintes en terme de puissance et de fiabilité poussent les groupes de recherches à développer de nouveaux dispositifs à base de MEMS-RF aux performances accrues.

### 1.3.4 Une technologie en pleine expansion

Malgré une baisse générale du marché des semi-conducteurs ces cinq dernières années, la place des MEMS croît sans cesse depuis une dizaine d'années [31].

Au début de l'année 2012, Samsung souhaite intégrer des MEMS-RF dans une nouvelle génération de smartphone. C'est la première utilisation des composants MEMS-RF pour une commercialisation à grande échelle avec Samsung qui fait partie aujourd'hui des leaders dans le domaine de la téléphonie mobile. WiSpry Inc. [32] a remporté le marché proposé par Samsung malgré la présence d'autres compagnies industrielles sur le marché telles que Cavendish Kinetics [33] par exemple. L'article [2] annonce une croissance multipliée par 200 du marché des MEMS-RF d'ici 2015 (Figure 1.10).

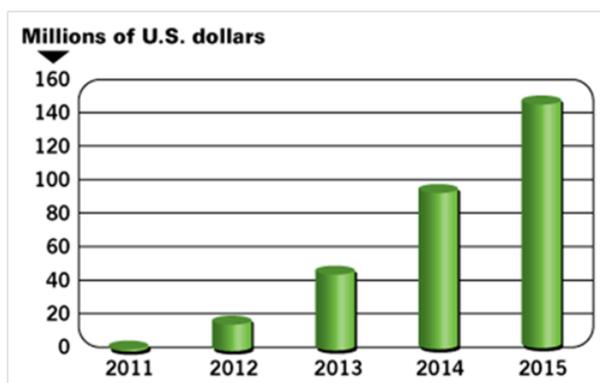


FIGURE 1.10 – Prévision mondiale des revenus produits par les ventes de MEMS-RF pour les téléphones mobiles. SOURCE : IHS iSuppli janvier 2012 [2].

Ainsi, depuis sa naissance il y a une vingtaine d'années, la technologie MEMS-RF est devenue mature, et, en plus de ses bonnes performances face aux composants semi-conducteurs, des études sur un packaging à moindre coût [34] ainsi que des études de

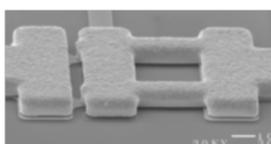
fiabilité [35] sur les composants MEMS-RF ont été menées montrant que ces composants pouvaient être intégrés dès aujourd'hui dans des systèmes électroniques de grande consommation. Un autre marché potentiel des MEMS-RF concerne des applications dans le domaine militaire (spatial, aéronautique...) aux contraintes bien spécifiques. C'est pourquoi diverses agences militaires et spatiales à travers le monde ont largement contribué à l'étude et au développement de ces composants depuis leur naissance.

### 1.3.5 Les composants commercialement disponibles

Aujourd'hui, il est possible de trouver des MEMS-RF commercialisés. Le Tableau 1.3 recense les composants ohmiques actuellement disponibles, ceux-ci sont illustrés par la Figure 1.11.

TABLE 1.3 – Composants MEMS-RF ohmiques commercialement disponibles

	<b>RADANT</b>	<b>Advantest</b>	<b>OMRON</b>
<b>Actionneur</b>	électrostatique	piezoélectrique	électrostatique
<b>Poutre</b>	Cantilever	NC	Poutre bi-encastree
<b>Matériau</b>	Or	piezoélectrique	Silicium
<b>Substrat</b>	Silicium	NC	Silicium
$V_{commande}$	90 V	12 V	10-20 V
$t_{commutation}$	10 $\mu s$	NC	300 $\mu s$
$(R_{on}, C_{off})$	2 $\Omega$ - 50 fF	1 $\Omega$ - 15 fF	0.5 $\Omega$ - 5 fF
<b>Packaging</b>	Hermetique	NC	Hermetique
<b>Fiabilité en milliards de cycle</b>	1000 à 20 dBm 200 à 40 dBm	NC haute	0.01 à 10 mA
<b>Références</b>	[36]	[37]	[38]



(a)



(b)



(c)

FIGURE 1.11 – Illustration des composants recensés dans le Tableau 1.3 : RADANT (a), Advantest (b) et OMRON (c).

Par ailleurs, le marché des MEMS-RF pour la téléphonie mobile est principalement occupé par WiSpry Inc. [32] et Cavendish Kinetics [33].

### 1.3.6 Les efforts de développement actuels

En parallèle aux composants commercialisés, différents groupes de recherches conduisent des travaux pour développer des composants MEMS-RF. Le Tableau 1.4 recense quelques uns des différents acteurs actuels en fonction du domaine d'application visé. Quelqu'uns de ces composants sont illustrés par la Figure 1.12.

TABLE 1.4 – Acteurs actuels développant des composants MEMS-RF

Acteurs	Type	Applications	Références
CEA LETI	Ohmique	Test/Défense/Spatial	[39][40]
DelfMEMS	Ohmique	Tuner téléphonie mobile	[41]
XLIM/AirMEMS	Ohmique/Capacitif	Test/Défense/Spatial	[42]
MEMTronics	Capacitif	Test/Défense/Spatial	[43]
Raytheon	Capacitif	Test/Défense/Spatial	[44]
Thales RT/UMS	Capacitif	Test/Défense/Spatial	NC
(EADS/XLIM)	Capacitif	Test/Défense/Spatial	[45]
IHP/Fraunhofer	Capacitif	Test/Défense/Spatial	[46]

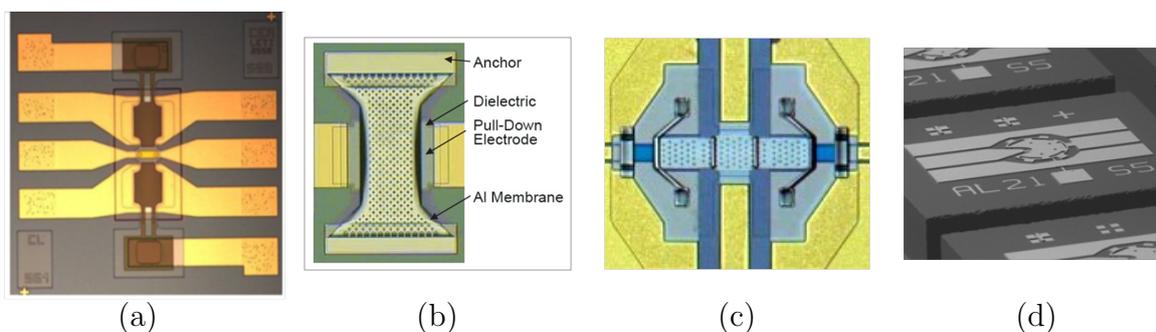


FIGURE 1.12 – Illustration des quelques composants recensés dans le tableau 1.4 : (a) CEA-LETI, (b) RAYTHEON, (c) Fraunhofer/IHP et (d) XLIM/AirMEMS.

## 1.4 Propriétés électromécaniques des MEMS-RF à actionnement électrostatique

Cette section de chapitre présente les propriétés électromécaniques des MEMS-RF à actionnement électrostatique. Lors de la phase de conception d'un MEMS-RF, l'étude

électromécanique de la structure permet d'évaluer son comportement en vue de la fabrication.

### 1.4.1 Le système masse-ressort : un modèle simplifié de MEMS-RF

Les micro-commutateurs MEMS-RF à actionnement électrostatique, quels qu'ils soient (cantilever, poutre bi-encastée), peuvent être assimilés à un système masse-ressort du 1<sup>er</sup> ordre comme illustré par la Figure 1.13.

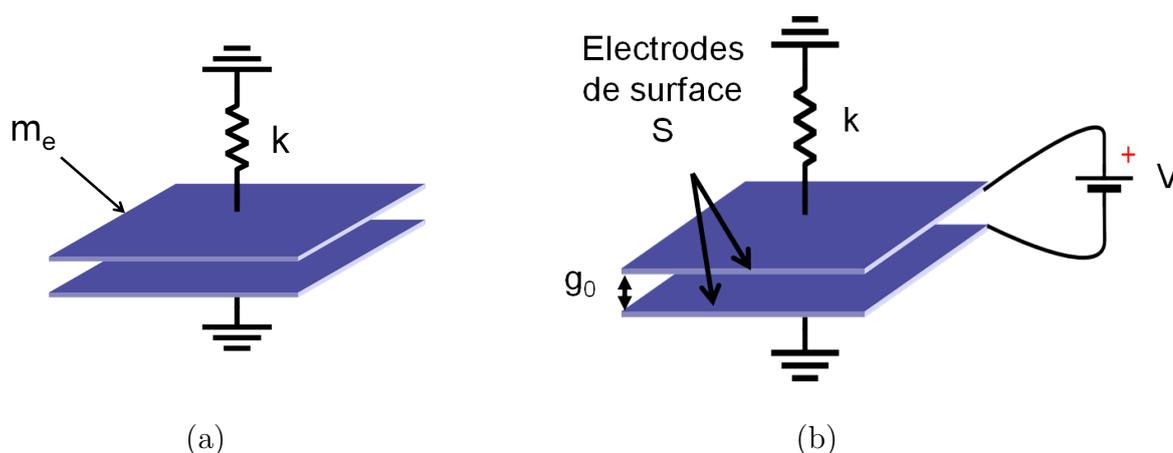


FIGURE 1.13 – Modèle mécanique simplifié de MEMS-RF : le système masse-ressort du premier ordre.

Un MEMS-RF est constitué de 2 électrodes parallèles de surface  $S$ , l'une fixe, correspondant généralement à l'électrode d'actionnement, et l'autre mobile caractérisée, entres autres, par sa constante de raideur  $k$  et sa masse effective  $m_e$  représentant de 30 à 40% la valeur de sa masse réelle [47]. Les deux plaques formant l'actionneur sont séparées par une distance  $g_0$  que l'on appellera par la suite gap d'air initial. Une différence de potentiel  $V$  est appliquée entre les électrodes de l'actionneur pour permettre la commutation du MEMS.

### 1.4.2 Bilan des forces mises en jeu

Le modèle masse-ressort présenté permet d'effectuer un bilan des forces mises en jeu sur une structure de type micro-commutateur MEMS-RF. A titre d'exemple, un MEMS-RF à contact capacitif avec diélectrique est étudié (Figure 1.14). Le diélectrique est une couche isolante qui permet de ne pas avoir de contact métal-métal dans l'état commuté du composant ce qui a pour but de protéger l'actionneur électrostatique contre les signaux de fortes puissances.

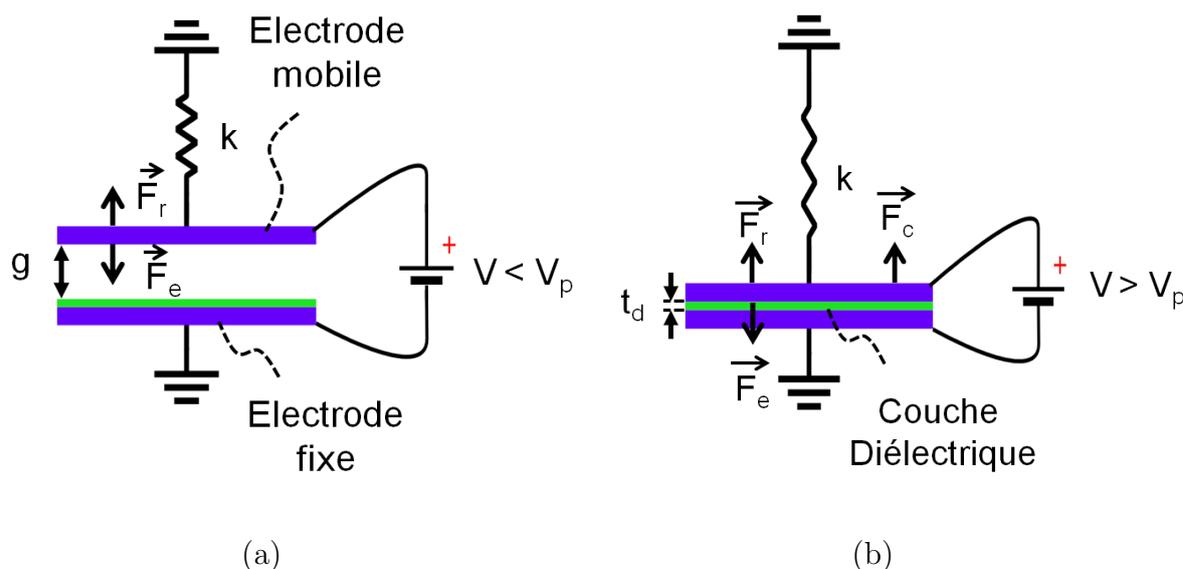


FIGURE 1.14 – Bilan des forces mises en jeu dans un micro-commutateur MEMS-RF : (a) micro-commutateur à l'état haut, (b) micro-commutateur à l'état bas.

Le micro-commutateur à actionnement électrostatique doit être polarisé pour pouvoir commuter. Ainsi, une différence de potentiel, symbolisée par  $V$ , est appliquée entre les deux électrodes. Nous verrons plus tard dans ce chapitre, que la tension  $V_p$  correspond à la tension d'abaissement de la poutre mobile.

### 1.4.3 L'actionnement électrostatique

L'actionnement électrostatique est de loin le type d'actionneur le plus utilisé de nos jours dans les MEMS-RF grâce à sa simplicité de mise en oeuvre et son faible coût. Ce paragraphe va détailler le principe de fonctionnement de ce type d'actionneur ainsi que ses principaux avantages et inconvénients.

#### La force électrostatique

Le terme actionnement électrostatique est utilisé dans le cas où une différence de potentiel est appliquée entre deux électrodes métalliques ce qui crée un champ électrique entre ces deux électrodes. Ce champ génère une force qui permet d'attirer l'électrode mobile vers l'électrode fixe. On parle alors de force électrostatique  $\vec{F}_e$  (Figure 1.14) qui s'exprime en fonction des paramètres géométriques des électrodes formant l'actionneur et de la couche diélectrique comme le montre la relation (A.2).

$$F_e = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} \quad (1.1)$$

Avec :

- $\varepsilon_0 = 8.8510^{-12} F.m^{-1}$  : permittivité du vide ;
- $S$  : surfaces des électrodes formant l'actionneur en  $m^2$  ;
- $V$  : différence de potentiel appliquée entre les deux électrodes en Volts ;
- $g$  : gap d'air séparant l'électrode fixe de l'électrode mobile du commutateur MEMS en m ;
- $t_d$  : épaisseur de la couche diélectrique en m ;
- $\varepsilon_r$  : permittivité relative de la couche diélectrique sans unité.

La force électrostatique peut être générée par une tension  $V$  qui peut être positive ou négative puisque dans son expression,  $F_e$  est proportionnelle au carré de la différence de potentiel appliquée. De ce fait, un micro-commutateur MEMS-RF peut fonctionner avec une tension de commande strictement positive, strictement négative, ou bipolaire (succession de tensions positives et négatives).

### La force de rappel

La rigidité de la partie mobile de l'actionneur s'oppose au déplacement induit par la force électrostatique en créant une force de rappel  $\vec{F}_r$  (Figure 1.14). On peut exprimer cette force avec la relation 1.2.

$$F_r = k (g_0 - g) \quad (1.2)$$

Avec :

- $k$  : constante de raideur de l'électrode mobile en  $N/m$  ;
- $g_0$  : gap d'air initial séparant l'électrode fixe de l'électrode mobile du commutateur MEMS lorsque aucun signal de polarisation n'est appliqué. S'exprime en m ;
- $g$  : gap d'air séparant l'électrode fixe de l'électrode mobile du commutateur MEMS pour une tension de commande différente de 0 V. S'exprime en m.

Cette force de rappel est purement mécanique, elle varie linéairement en fonction du déplacement de l'électrode mobile et proportionnellement à la constante de raideur  $k$  qui dépend de la géométrie de la structure ainsi que du/des matériau(x) qui la constitue.

#### 1.4.4 La tension d'abaissement

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre les deux électrodes d'un micro-commutateur MEMS-RF à l'état haut, deux forces se créent :  $\vec{F}_e$  et  $\vec{F}_r$ . Lorsque la tension appliquée atteint un certain seuil, la force de rappel n'est plus suffisante pour compenser la

force électrostatique. Dans ce cas, l'équilibre mécanique de l'état haut décrit par la relation (1.3) est rompu. C'est alors que se produit la commutation du composant, l'électrode mobile vient en contact avec l'électrode fixe et une force de contact  $\vec{F}_c$  (Figure 1.14 (b)) se crée pour obtenir un nouvel état d'équilibre à l'état bas (1.4). La valeur de tension pour laquelle se phénomène de commutation se produit est appelée tension d'abaissement  $V_p$  du micro-commutateur.

$$\vec{F}_e + \vec{F}_r = \vec{0} \quad (1.3)$$

$$\vec{F}_e + \vec{F}_r + \vec{F}_c = \vec{0} \quad (1.4)$$

Pour définir l'expression de la tension d'abaissement d'un MEMS-RF, il faut partir du principe fondamental de la statique énoncé par la relation (1.3). Les deux forces étant strictement opposées, l'équilibre électromécanique est valable lorsque les amplitudes de ces deux forces sont égales ce qui nous permet d'écrire l'égalité (1.5).

$$\vec{F}_e + \vec{F}_r = \vec{0} \iff \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} = k(g_0 - g) \quad (1.5)$$

À partir de cette égalité, on extrait l'expression de la tension  $V$  qui respecte cet équilibre à l'état haut. On obtient la relation (1.6).

$$V = \sqrt{\frac{2k \left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2 (g_0 - g)}{\varepsilon_0 S}} \quad (1.6)$$

Considérons la dérivée de l'équation (1.6) par rapport à la variable  $g$ , soit  $\frac{\delta V(g)}{g}$ , celle-ci s'annule pour une valeur de gap  $g = \frac{2g_0}{3} - \frac{t_d}{3\varepsilon_r}$  qui correspond à une position instable de la partie mobile du commutateur, lorsque cette valeur de gap est atteinte, le MEMS-RF bascule dans son état bas pour retrouver un nouvel équilibre mécanique.

Ainsi, la tension d'abaissement  $V_p$  d'un commutateur MEMS-RF est définie comme étant la tension pour laquelle la commutation se produit. Son expression est obtenue en remplaçant  $g$  dans l'expression (1.6). Elle s'exprime en fonction des paramètres physiques et géométriques du MEMS tel que décrit dans la relation (1.7).

$$V\left(g = \frac{2g_0}{3} - \frac{t_d}{3\varepsilon_r}\right) = V_p = \sqrt{\frac{8k \left(g_0 + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^3}{27\varepsilon_0 S}} \quad (1.7)$$

**NOTE :** Si on considère un micro-commutateur sans diélectrique, le raisonnement est le même que celui présenté précédemment. Il suffit de supprimer l'influence de la couche

diélectrique (soit le terme  $\frac{t_d}{\varepsilon_r}$ ) qui n'intervient que sur la force électrostatique ( $\vec{F}_e$ ). Avec ces considérations, l'expression de la tension d'abaissement  $V_p$  d'un MEMS-RF peut être réécrite par (1.8).

$$V(g = \frac{2g_0}{3}) = V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\varepsilon_0 S}} \quad (1.8)$$

### 1.4.5 Le phénomène d'hystérésis

Le phénomène d'hystérésis peut-être un avantage ou un inconvénient dans le fonctionnement des MEMS-RF à actionnement électrostatique. Nous venons de voir qu'une certaine valeur de tension  $V_p$  permettait à la structure de commuter changeant ainsi le comportement électrique du composant MEMS-RF. Cependant, pour que le micro-commutateur revienne dans son état haut, il ne suffit pas de diminuer la différence de potentiel en dessous de la valeur de  $V_p$ . En effet, lorsque que la poutre mobile est en contact avec le diélectrique, des forces adhésives et répulsives se créent à l'interface métal/diélectrique du fait de la rugosité des matériaux en contact. (Force de Van Der Waals)

Pour prendre en compte ce phénomène, l'expression (A.2) de  $F_e$  peut être complétée de la manière suivante (1.9) :

$$F_{\text{électrostatique}} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad (1.9)$$

$$\varepsilon = \begin{cases} 1 & (g \neq 0) \\ 0.4 - 0.8 & (g = 0) \end{cases}$$

Dans ces conditions, le paramètre  $\varepsilon$  a été ajouté comparé à l'expression A.2. Il n'a aucune influence lorsque le micro-commutateur est à l'état haut et intervient sur la valeur de la force électrostatique lorsque qu'il est à l'état bas. En fait, ce coefficient permet de prendre en compte les forces de contact lorsque la poutre mobile du composant est en contact avec la couche de diélectrique car les forces adhésives et répulsives de contact augmentent proportionnellement avec la force électrostatique. Cette valeur de  $\varepsilon$  est évaluée de manière empirique (entre 0.4 et 0.8) en mesurant la tension de relâchement des micro-commutateurs MEMS-RF car les forces de contact sont très difficiles à modéliser.

Ainsi, en reprenant le principe fondamental de la mécanique lorsque le commutateur est à l'état bas, il est possible d'évaluer l'expression de la tension de relâchement notée  $V_r$ .

$$V_r = \sqrt{\frac{2kg_0t_d^2}{\varepsilon\varepsilon_0\varepsilon_r^2S}} \quad (1.10)$$

Pour illustrer ce phénomène d'hysteresis, considérons un micro-commutateur à contact capacitif aux propriétés suivantes :

- $k = 240 \text{ N/m}$  ;
- $g_0 = 1 \text{ }\mu\text{m}$  ;
- $S = 2.10^{-8} \text{ m}^2$  : soit des électrodes de longueur  $100\mu\text{m}$  et de largeur  $200\mu\text{m}$  par exemple ;
- $t_d = 0.3 \text{ }\mu\text{m}$  ;
- $\varepsilon_r = 10$  ;
- $\varepsilon = 0.8$ .

Pour ce micro-commutateur, la tension d'abaissement sera de  $V_p=20.9 \text{ V}$  et sa tension de relâchement sera de  $V_r=2.1 \text{ V}$ . Le fait que ces deux valeurs de tensions soient différentes décrit un phénomène d'hystérésis illustré par la Figure 1.15.

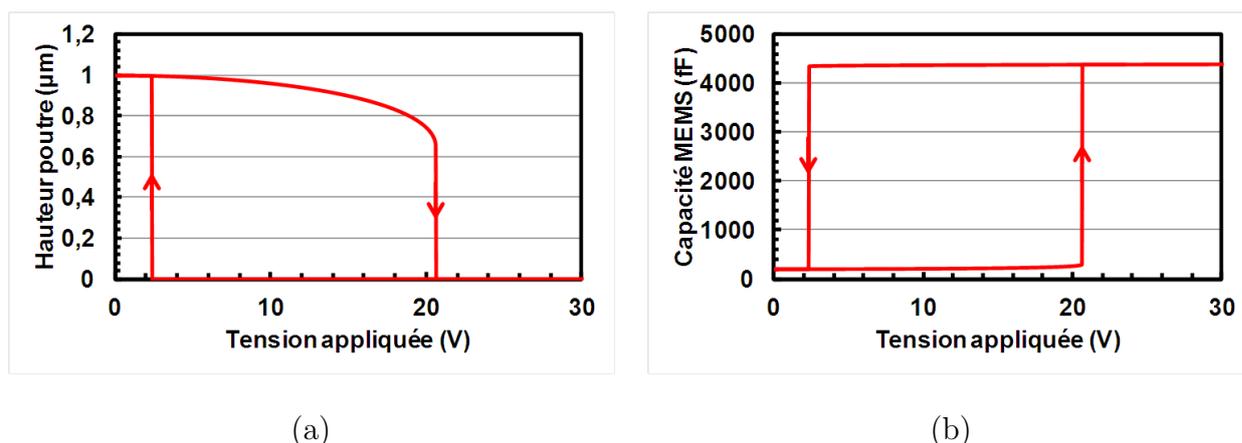


FIGURE 1.15 – Illustration du phénomène d'hystérésis avec l'évolution du gap d'air (a) et de la capacité MEMS (b) en fonction de la tension appliquée.

*Remarque* : La couche de diélectrique n'a pas d'influence notable sur la valeur de la tension d'abaissement du commutateur car  $(t_d/\varepsilon_r) \ll g_0$ . C'est pourquoi de manière générale, on omet de prendre en compte le diélectrique dans le calcul de  $V_p$ .

## 1.5 Du détecteur de puissance au limiteur de puissance à MEMS-RF

Les micro-commutateurs MEMS-RF ont montré, de part leurs performances, qu'ils pouvaient remplacer les diodes à semi-conducteurs afin de réaliser des filtres accordables,

des déphaseurs...etc. Dans le cadre de ces travaux, nous allons étudier la possibilité de réaliser une fonction de limitation de puissance en utilisant des MEMS-RF.

Les MEMS-RF à actionnement électrostatique sont commandés avec une tension qui est générée par une source extérieure de tension DC. Cependant, un signal radiofréquence de forte puissance est capable de générer une tension efficace qui peut conduire à la commutation des MEMS-RF. Ce phénomène, appelé auto-actionnement, constitue une limite pour le fonctionnement en puissance des MEMS-RF pour les applications usuelles citées précédemment [48]. Cependant, il est possible d'étudier l'auto-actionnement des MEMS-RF en vue d'une conception de limiteur de puissance. C'est ainsi que le concept de limiteur de puissance a fait l'objet d'un dépôt de brevet américain en 2003 [7]. Ce brevet décrit très succinctement le principe de fonctionnement d'un tel limiteur. Il est nécessaire d'approfondir ce travail afin de démontrer la possibilité de fabriquer un composant de protection de tête d'émission/réception utilisant des MEMS-RF respectant certaines spécifications notamment pour des applications faibles niveaux.

### 1.5.1 Principe d'un détecteur/limiteur de puissance à MEMS-RF

Pour cette étude, considérons un micro-commutateur de type capacitif pour réaliser une fonction de limitation de puissance. La Figure 1.16 illustre ce principe.

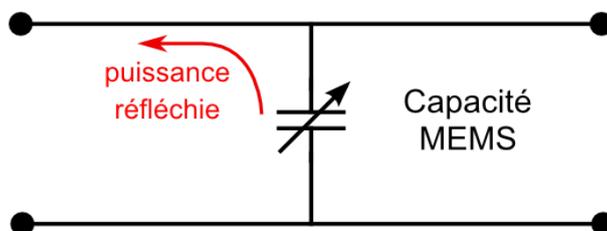


FIGURE 1.16 – Schéma électrique de principe d'un limiteur à MEMS-RF capacitif.

Ce système est d'ores et déjà un détecteur/limiteur de puissance. En effet, lorsque le micro-commutateur est à l'état haut, il présente une capacité  $C_{off}$  de faible valeur afin de ne pas engendrer de pertes lorsque le limiteur ne voit pas de fortes puissances. Lorsque le niveau de puissance dépasse le seuil d'auto-actionnement du composant, celui-ci commute et présente une valeur de capacité  $C_{on}$  de forte valeur pour désadapter la ligne de transmission et réfléchir l'excédent de puissance pouvant détériorer le LNA en aval. Dans le cas d'un MEMS-RF capacitif, les expressions des valeurs de capacité sont rappelées par les équations (1.13).

$$C_{off} = C_0 = \frac{\varepsilon_0 A}{g_0 + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \quad (1.11)$$

$$C(g) = \frac{\varepsilon_0 A}{g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \quad (1.12)$$

$$C_{on} = \frac{\varepsilon_0 A}{\frac{t_d}{\varepsilon_r}} \quad (1.13)$$

### 1.5.2 La puissance RF : un actionneur électrostatique non conventionnel

Le micro-commutateur considéré dans cette étude possède la particularité d'avoir son électrode d'actionnement et sa zone RF de contact confondues. Ainsi, l'influence du signal hyperfréquence sur les comportements mécanique et électrique du micro-commutateur est maximisée.

Rottenberg et al. ont étudié l'auto-actionnement de MEMS-RF capacitifs en shunt en 2004 [49] conduisant également à un dépôt de brevet américain en 2009 [50]. Cette théorie est nécessaire pour établir une méthode de conception de MEMS-RF en vue de prouver la faisabilité de limiteur de puissance à MEMS-RF.

#### Puissance RF et tension DC équivalente

Considérons un micro-commutateur MEMS-RF capacitif implémenté dans un système pour lequel  $Z_{source} = Z_{charge} = Z_0 = 50\Omega$ . Ce composant est illustré par la Figure 1.17 sans considérer de ligne de transmission pour connecter le commutateur afin de simplifier l'étude.

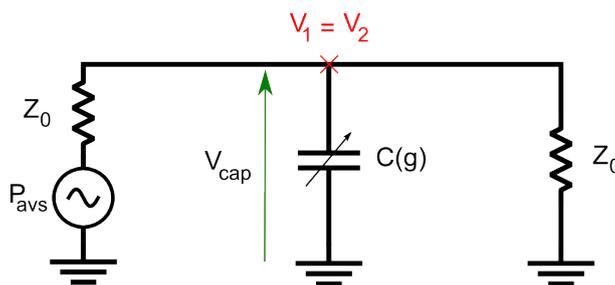


FIGURE 1.17 – Schéma électrique d'un MEMS-RF parallèle dans un système  $50\Omega$  équivalent à un limiteur à 1 MEMS-RF.

Le générateur de puissance ( $P_{avs}$ ) génère une tension crête ( $\hat{V}$ ) qui dépend de la valeur de la puissance du signal tel qu'indiqué par l'expression 1.14.

$$\hat{V} = \sqrt{2Z_0 P_{avs}} = V_1^+ \quad (1.14)$$

Cette tension crête est également la tension incidente au limiteur  $V_1^+$ . Or, la tension efficace aux bornes de la capacité MEMS est égale à  $V_1 = V_2$ . La tension  $V_1$  est constituée d'une tension incidente  $V_1^+$  et d'une tension réfléchie  $V_1^-$  par le micro-commutateur [51]. Ainsi, l'expression de la tension aux bornes du MEMS-RF devient :

$$V_{cap} = V_1 = V_1^+ + V_1^- \quad (1.15)$$

Pour connaître l'expression de la tension efficace aux bornes de la capacité MEMS en fonction de la puissance délivrée par le générateur, il est nécessaire d'utiliser le paramètre  $S_{11}$  dont l'expression est référencée par l'équation (1.16).

$$S_{11} \equiv \frac{V_1^-}{V_1^+} = -\frac{Z_0}{Z_0 + \frac{2}{j\omega C(g)}} \quad (1.16)$$

Par définition,  $S_{11}$  est le rapport entre la tension réfléchie et la tension incidente aux bornes du limiteur. Ainsi, il est possible d'exprimer la tension réfléchie  $V_1^-$  en fonction de la tension incidente au MEMS-RF et des paramètres circuits du système.

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ = \left[ -\frac{Z_0}{Z_0 + \frac{2}{j\omega C(g)}} \right] V_1^+ \quad (1.17)$$

En remplaçant  $V_1^+$  et  $V_1^-$  dans l'équation 1.15 par leurs expressions respectives 1.14 et 1.17, on exprime le module de la tension aux bornes de la capacité MEMS  $|V_{cap}|$  en fonction de la puissance délivrée par le générateur :

$$|V_{cap}| = |V_1^+ + V_1^-| = \left| \frac{2V_1^+}{2 + jZ_0\omega C(g)} \right| = \sqrt{\frac{8Z_0P_{avs}}{4 + Z_0\omega C(g)}} \quad (1.18)$$

Cependant, pour déterminer l'expression de la puissance d'auto-actionnement, nous avons besoin de l'expression de la tension efficace (ou tension RMS) aux bornes de la capacité MEMS en fonction de la puissance disponible du générateur hyperfréquence (Cf. équation (1.19)).

$$V_{caprms} \equiv \frac{|V_{cap}|}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{4Z_0P_{avs}}{4 + Z_0^2\omega^2C(g)^2}} \quad (1.19)$$

## Equilibre électromécanique

Pour rappel, dans cette étude, nous considérons un signal hyperfréquence comme actionneur électrostatique de MEMS-RF. Ainsi, la fréquence d'un signal RF (de l'ordre de quelques GHz à plusieurs dizaines de GHz) étant bien supérieure à la fréquence de résonance mécanique de la partie mobile du commutateur (de l'ordre de quelques cen-

taines de kHz), nous pouvons admettre que le système électromécanique est à l'équilibre dans le cas où la structure est non commutée. Ainsi, la force électrostatique ( $F_e$ ) et la force de rappel ( $F_r$ ) sont égales et de sens opposé ce qui nous permet d'écrire :

$$|F_r| \equiv k(g_0 - g) = \frac{C(g)V_{cap\ rms}^2(P_{avs}, C(g))}{2g} \equiv |F_e| \quad (1.20)$$

En insérant les équations (1.19) et (1.12) dans l'équation (1.20), nous sommes en mesure d'écrire l'expression de la puissance disponible délivrée par le générateur qui conduit à l'équilibre du système à l'état haut.

$$P_{avs}(g) = \frac{k}{2Z_0\varepsilon_0A}(g_0 - g)(4g^2 + Z_0^2\omega^2\varepsilon_0^2A^2) \quad (1.21)$$

### Puissances d'actionnement et de relâchement

L'expression (1.21) montre que la puissance délivrée par le générateur contrôle totalement la stabilité / l'instabilité du système. Ainsi, de la même manière que pour la détermination de la tension d'abaissement DC ( $V_p$ ), il suffit de résoudre  $\delta P_{avs}/\delta(g) = 0$  pour trouver les valeurs de gaps pour lesquelles la structure MEMS-RF est instable. Les expressions de ces gaps sont listés par les équations suivantes :

$$g_{pullin} = \frac{g_0}{3} + \frac{g_0}{3}\sqrt{1 - \frac{3}{4}X} \quad (1.22)$$

$$g_{pullout} = \frac{g_0}{3} - \frac{g_0}{3}\sqrt{1 - \frac{3}{4}X} \quad (1.23)$$

$$\text{Avec } X = Z_0^2\omega^2\frac{\varepsilon_0^2A^2}{g_0^2} = Z_0^2\omega^2C_0^2$$

Ainsi, lorsque la puissance délivrée par le générateur augmente, le MEMS-RF bascule dans son état bas lorsque celle-ci atteint  $P_{avs}(g_{pullin})$  dont l'expression (1.24) est obtenue en insérant l'expression de  $g_{pullin}$  (1.22) dans l'équation de  $P_{avs}(g)$  (1.21). Et lorsque la puissance délivrée par le générateur diminue, le micro-commutateur revient dans son état initial pour une puissance de relâchement égale à  $P_{avs}(g_{pullout})$  dont l'expression est donné par la relation (1.24).

$$P_{actionnement} = P_{avs}(g_{pullin}) = \frac{V_p^2}{2Z_0} \left[ \left(1 + \frac{9}{4}X\right) + \left(\frac{4}{3} - \frac{9}{8}X\right) \sqrt{1 - \frac{3}{4}X} - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{3}{4}X\right)^{\frac{3}{2}} \right] \quad (1.24)$$

$$P_{rel\grave{a}chement} = P_{avs}(g_{pullout}) = \frac{V_p^2}{2Z_0} \left[ \left(1 + \frac{9}{4}X\right) - \left(\frac{4}{3} - \frac{9}{8}X\right) \sqrt{1 - \frac{3}{4}X} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{3}{4}X\right)^{\frac{3}{2}} \right] \quad (1.25)$$

$$\text{Avec } X = Z_0^2 \omega^2 \frac{\varepsilon_0^2 A^2}{g_0^2} = Z_0^2 \omega^2 C_0^2 \text{ et } V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\varepsilon_0 A}}.$$

De même que pour un actionnement électrostatique dû à une tension de commande DC, le phénomène d'hystérésis est à prendre en compte pour un actionnement dû à un signal hyperfréquence de forte puissance. En effet, les expressions des puissances d'actionnement et de relâchement de la structure ne sont pas identiques.

**Note :** Si on reprend les équations (1.22) et (1.23) et que l'on considère un signal continu comme actionneur électrostatique (soit  $\omega = 0$ ), on retrouve la même instabilité au niveau du gap permettant d'évaluer la tension d'actionnement  $V_p$  d'un micro-commutateur MEMS-RF. Soit  $g_{pullin} = 2g_0/3$  et  $g_{pullout} = 0$  pour  $\omega = 0$ .

### Contrôle du phénomène d'hystérésis

Le phénomène d'hystérésis est quelque chose de non souhaitable puisqu'il provoquerait une perte de puissance utile entre le moment où la puissance passerait en deçà de la puissance seuil d'un limiteur et le moment où le MEMS-RF reviendrait dans son état initial puisque  $P_{actionnement} > P_{rel\grave{a}chement}$ .

Cependant, si on s'arrête sur les expressions (1.22) et (1.23) ou bien (1.24) et (1.25), on remarque que si  $X = \frac{4}{3}$  alors  $g_{pullin} = g_{pullout}$  et  $P_{actionnement} = P_{rel\grave{a}chement}$ . En effet, dans le cas où  $X = \frac{4}{3}$  (soit  $Z_0 \omega C_0 = 2/\sqrt{3}$ , il ne reste plus qu'une seule valeur de gap pour laquelle le système est instable (et donc commute et se relâche). Dans ce cas particulier, les puissances d'actionnement et de relâchement du micro-commutateur sont les mêmes : il n'y a plus d'hystérésis.

$$g_{pullin} = g_{pullout} = \frac{g_0}{3} \quad (1.26)$$

$$P_{actionnement} = P_{rel\grave{a}chement} = \frac{2V_p^2}{Z_0} \quad (1.27)$$

Puisque  $X = Z_0^2 \omega^2 C_0^2$ , cela signifie que pour un système donné intégrant un MEMS-RF en parallèle dans un système  $50\Omega$  (1.17), la pulsation du signal hyperfréquence, considéré comme actionneur de la structure MEMS, va contrôler la présence ou non de l'hystérésis.

Ainsi, si la pulsation du signal hyperfréquence considéré comme actionneur électrostatique est  $\omega < \frac{2}{\sqrt{3}} Z_0 C_0$ , le phénomène d'hystérésis sera présent lors de l'actionnement et du relâchement du MEMS-RF.

En revanche, si la pulsation du signal hyperfréquence considéré comme actionneur électrostatique est  $\omega = \frac{2}{\sqrt{3}}Z_0C_0$ , le phénomène d'hystérésis ne sera plus présent lors de l'actionnement et du relâchement du MEMS-RF.

Enfin, si la pulsation du signal hyperfréquence considéré comme actionneur électrostatique est  $\omega > 2/\sqrt{3}Z_0C_0$ , le résultat sera une variation analogique de capacité contrôlée par la puissance du signal hyperfréquence puisque le système électromécanique sera stable quelque soit la puissance RF circulant au travers.

### Correspondance entre puissance RF d'actionnement sans hystérésis et tension DC d'actionnement

Un limiteur de puissance doit se déclencher pour des puissances inférieures à 10-15 dBm afin de protéger le LNA en aval. Le Tableau 1.5 donne la correspondance entre la tension d'abaissement DC ( $V_p$ ) d'un MEMS et sa puissance d'actionnement lorsqu'il est en configuration limiteur de puissance pour un fonctionnement sans hystérésis ( $X = Z_0^2\omega^2C_0^2$ ).

TABLE 1.5 – Correspondance entre puissance d'actionnement sans hystérésis et tension d'abaissement  $V_p$  d'un micro-commutateur MEMS-RF capacitif en shunt inséré en parallèle dans un système  $50\Omega$ .

Puissance d'actionnement (dBm)	Puissance d'actionnement	Tension d'abaissement $V_p$ (V)
0	1 mW	0.158
10	10 mW	0.5
20	100 mW	1.58
30	1 W	5
40	10 W	15.8
50	100 W	50
60	1 kW	158

Ainsi, pour concevoir un limiteur de puissance avec les spécifications énoncées précédemment, il est nécessaire de concevoir un MEMS-RF avec une tension d'abaissement inférieure à 1 V afin qu'il se déclenche pour une puissance inférieure à 15 dBm.

À l'heure actuelle, les contraintes technologiques ne nous permettent pas de répondre au cahier des charges en concevant des MEMS-RF avec une tension de fonctionnement aussi faible. Cependant, une alternative peut permettre d'obtenir des seuils d'actionnement plus faibles.

### Exemple

Considérons un MEMS-RF de tension d'abaissement  $V_p$  avec une capacité initiale  $C_{off} = 40$  fF. La Figure 1.18 illustre les puissances d'actionnement et de relâchement calculées en fonction de la tension d'abaissement  $V_p$  lorsqu'un tel MEMS-RF est inséré en parallèle dans un système  $50 \Omega$ .

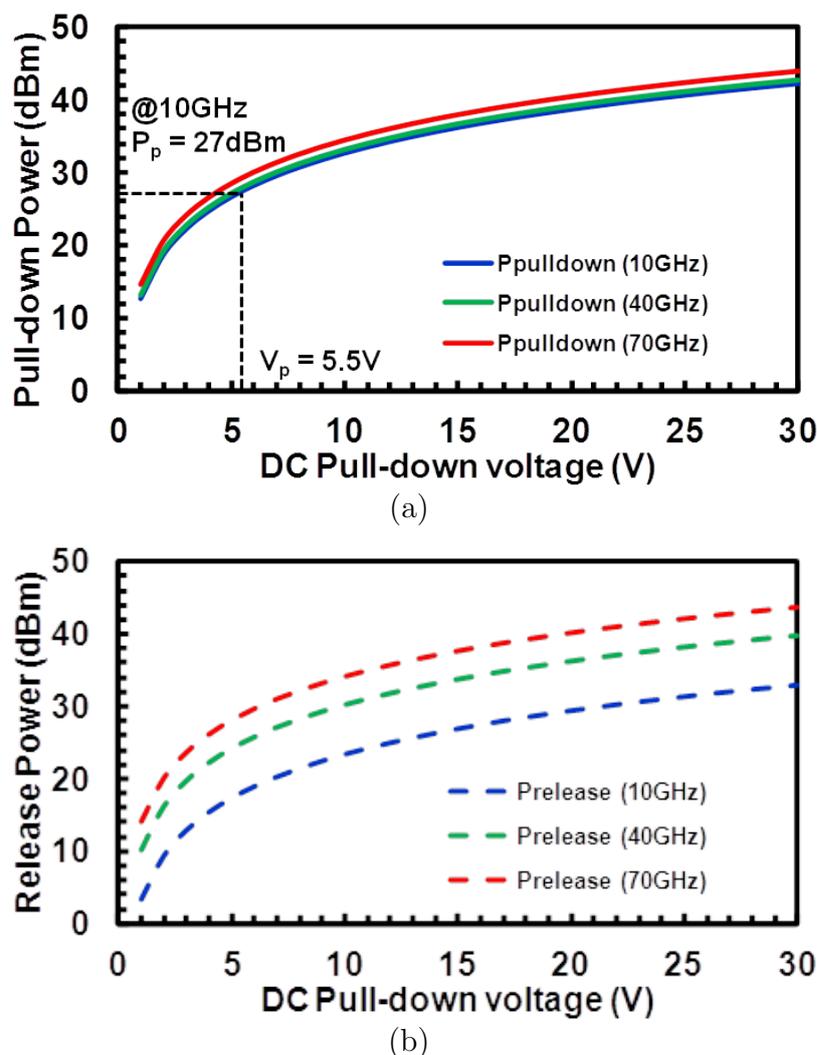


FIGURE 1.18 – Puissances d'actionnement (a) et de relâchement (b) en fonction de la tension d'abaissement d'un MEMS-RF présentant une capacité initiale  $C_{off} = 40$  fF inséré en parallèle dans un système  $50 \Omega$  en considérant des fréquences de 10, 40 et 70 GHz pour l'actionneur.

Ainsi, même en considérant un micro-commutateur avec une tension d'abaissement  $V_p = 5.5$  V, la puissance seuil d'un tel limiteur serait de 27 dBm à 10 GHz. Ce niveau de puissance est trop élevé pour protéger les récepteurs radiofréquences traitant des signaux de l'ordre de 10 à 20 dBm malgré le fait de considérer un MEMS-RF à très faible tension d'abaissement comparé à l'état de l'art.

### Superposition tension DC et signal hyperfréquence

Pour un fonctionnement conventionnel de MEMS-RF, il est nécessaire de leur apporter une tension de polarisation continue. Ainsi, il est possible de polariser un limiteur à MEMS-RF ce qui devrait réduire le seuil d'actionnement en superposant l'effet d'une tension DC et du signal hyperfréquence. L'expression (1.28) correspond à la puissance incidente au limiteur à MEMS conduisant à l'équilibre électromécanique pour l'état haut en considérant une polarisation additionnelle comparé à l'expression (1.21).

$$P_{avs} = \left[ \frac{27V_p^2}{4Z_0} \left( \frac{g}{g_0} \right)^2 \left( 1 - \frac{g}{g_0} \right) - \frac{V_{bias}^2}{Z_0} \right] \left( 1 + \left( \frac{Z_0 C_0 \omega}{2(g/g_0)} \right)^2 \right) \quad (1.28)$$

En reprenant le commutateur précédent avec une tension d'abaissement de  $V_p=5.5$  V, la Figure 1.19 illustre l'évolution de la puissance d'actionnement du limiteur en fonction de l'amplitude du signal de polarisation.

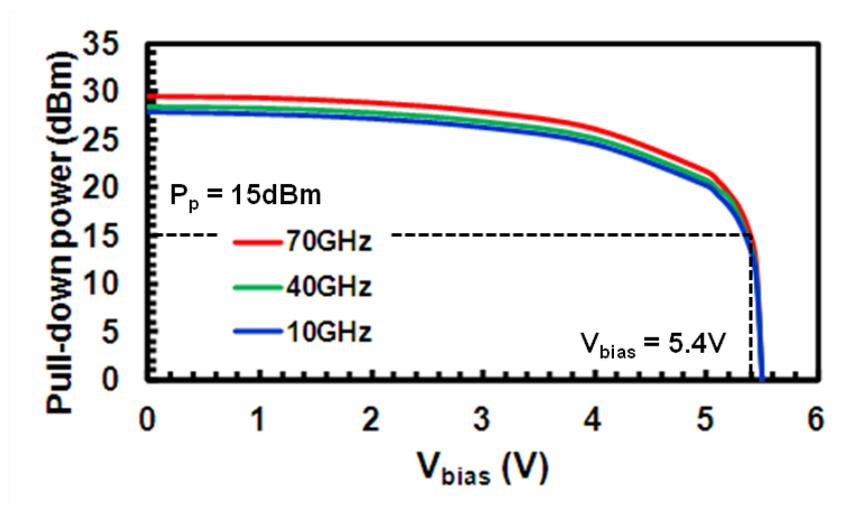


FIGURE 1.19 – Calcul des puissances d'actionnement pour des fréquences de 10, 40 et 70 GHz en fonction de la tension de polarisation pour un limiteur intégrant un MEMS-RF de tension d'abaissement  $V_p=5.5$  V.

Ainsi, il est théoriquement possible d'atteindre de faibles puissances seuils pour un limiteur utilisant des MEMS-RF. En effet, pour un limiteur polarisé à  $V_{bias}=5.4$  V avec un MEMS-RF ayant une tension d'abaissement  $V_p=5.5$  V, la puissance d'actionnement calculée est de 15 dBm (30 mW). Cependant, un inconvénient majeur de cette solution est qu'il est nécessaire d'enlever le signal de polarisation pour que le micro-commutateur puisse revenir dans son état initial afin de ne pas perturber le fonctionnement de la chaîne de transmission lorsque celle-ci n'est plus agressée. En effet, si la polarisation d'un limiteur à MEMS-RF est supérieure à la tension de relâchement  $V_r$  du MEMS, même si l'aveuglement du récepteur est interrompu, le limiteur restera actif et introduira des

pertes importantes sur le signal utile.

### 1.5.3 Du détecteur de puissance à MEMS-RF...

Plusieurs groupes de recherche ont focalisé leurs études sur le développement de détecteurs de puissance basés sur la technologie MEMS-RF. Le principe utilisé est le même que celui présenté précédemment. La puissance RF conduit à une variation de la capacité MEMS en parallèle par rapport à la ligne de transmission. Un circuit secondaire permet de relever une variation de tension en fonction de la puissance RF incidente au dispositif.

En 2005, Fernandez et al. ont présenté un détecteur de puissance à MEMS-RF en utilisant un micro-commutateur avec une très faible raideur afin que sa sensibilité à la puissance soit maximisée.

Ce détecteur de puissance repose sur la mesure de la variation de la capacité MEMS par rapport à sa valeur initiale en fonction de la puissance du signal hyperfréquence traversant le dispositif. Des mesures de puissances effectuées au DC et à 1 GHz sur deux structures ont montré une sensibilité du détecteur de 90 fF/W avec une résolution de 0.5 mW dans un domaine de puissance allant jusqu'à 50 mW (Figure 1.20).

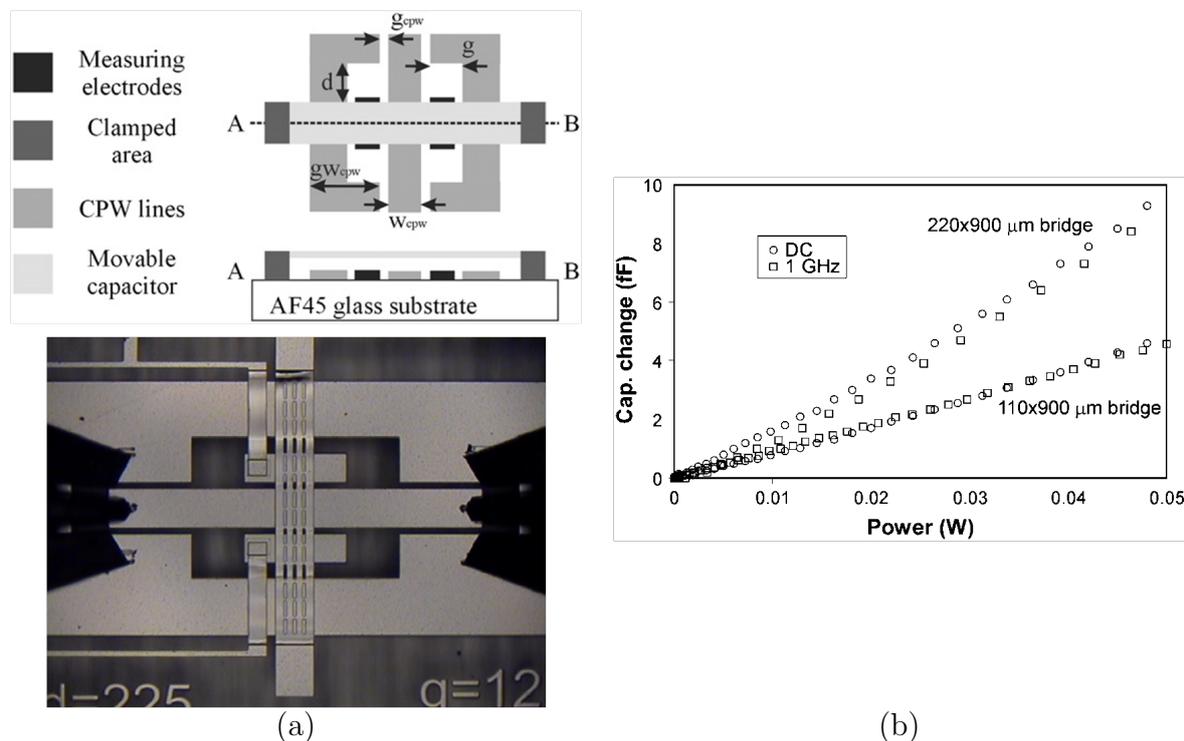


FIGURE 1.20 – Détecteur de puissance réalisé par Fernandez et al [3].

En 2010, Zhiqiang Zhang et al. ont présenté un détecteur de puissance à MEMS-RF en reprenant le même principe que Fernandez et al. à la différence près que le MEMS-RF

en parallèle est relié à un thermocouple. Dans ce cas, c'est la tension du thermocouple qui est relevée en fonction de la puissance incidente. Ce détecteur à été caractérisé de 8 à 12 GHz avec une sensibilité de  $26 \mu V/mW$  à 10 GHz et une résolution de 0.316 mW jusqu'à 200 mW (Figure 1.21) [4].

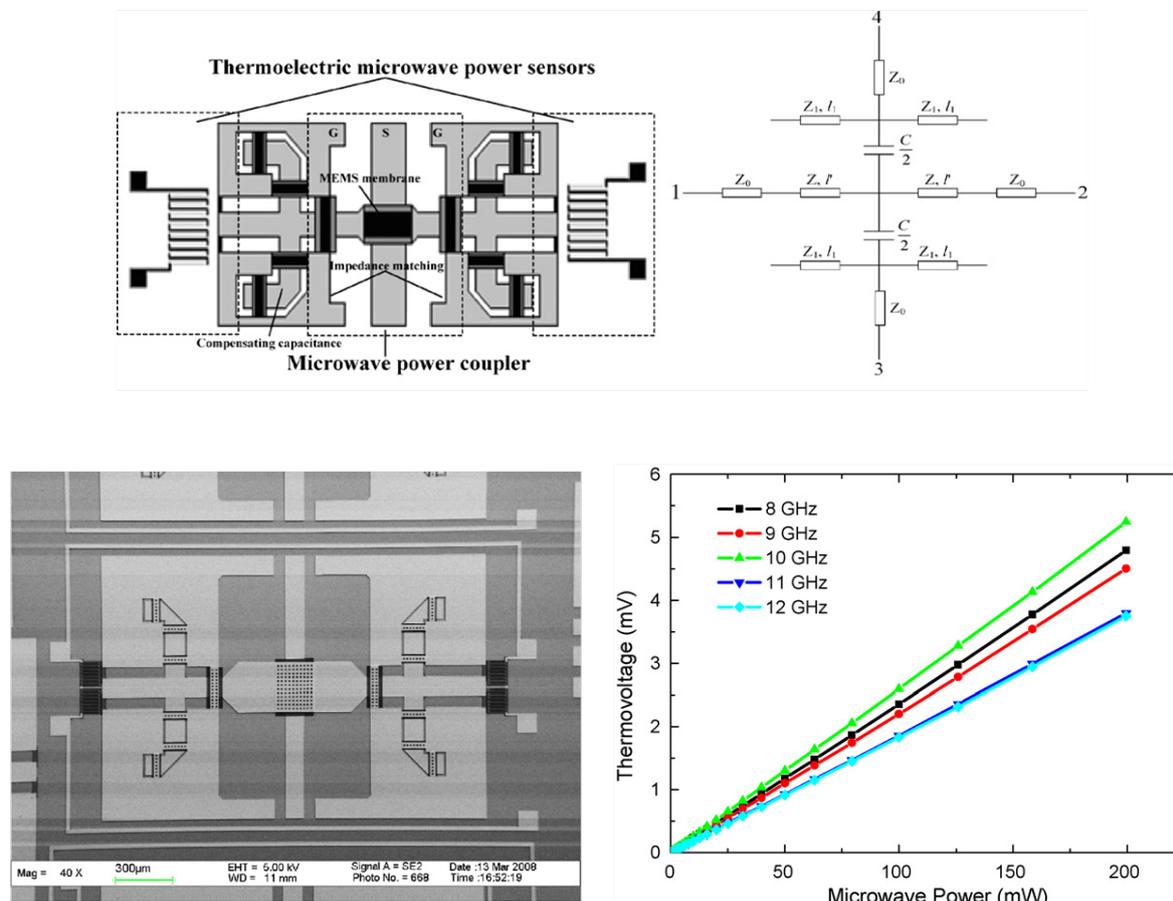


FIGURE 1.21 – Détecteur de puissance réalisé par Zhiqiang et al [4].

Dans ces deux études, une faible plage de variation de la capacité MEMS est utile dans la fonction de détection de puissance. En effet, dans les 2 études considérées, les auteurs se sont placés dans le cas où  $Z_0\omega C_0 \ll 2/\sqrt{3}$  et ainsi, pour ne pas aboutir à une commutation du limiteur, la puissance maximale admissible par le détecteur de puissance est inférieure à la puissance d'actionnement du commutateur en shunt. Le gap du micro-commutateur varie de  $g_0$  à  $g_{pullin} \sim 2g_0/3$  où l'équilibre électromécanique à l'état haut est respecté.

Afin d'obtenir une plage de détection de puissance bien plus importante, les auteurs auraient pu se placer dans le cas où la capacité MEMS-RF varie de manière linéaire avec l'augmentation de la puissance jusqu'à atteindre son état bas  $Z_0\omega C_0 \gg 2/\sqrt{3}$ . La plage de détection aurait été ainsi largement augmentée.

### 1.5.4 ... Au limiteur de puissance à MEMS-RF

Le principe d'un limiteur à MEMS-RF est basé sur le phénomène d'auto-actionnement tandis que les détecteurs précédemment présentés ne vont pas jusqu'à la commutation du MEMS-RF sous l'effet de signaux de forte puissance.

Pour expliquer le principe de limitation de puissance grâce à des commutateurs MEMS-RF, il suffit de considérer plusieurs MEMS en parallèle répartis le long d'une ligne de transmission signal (Figure 1.22).

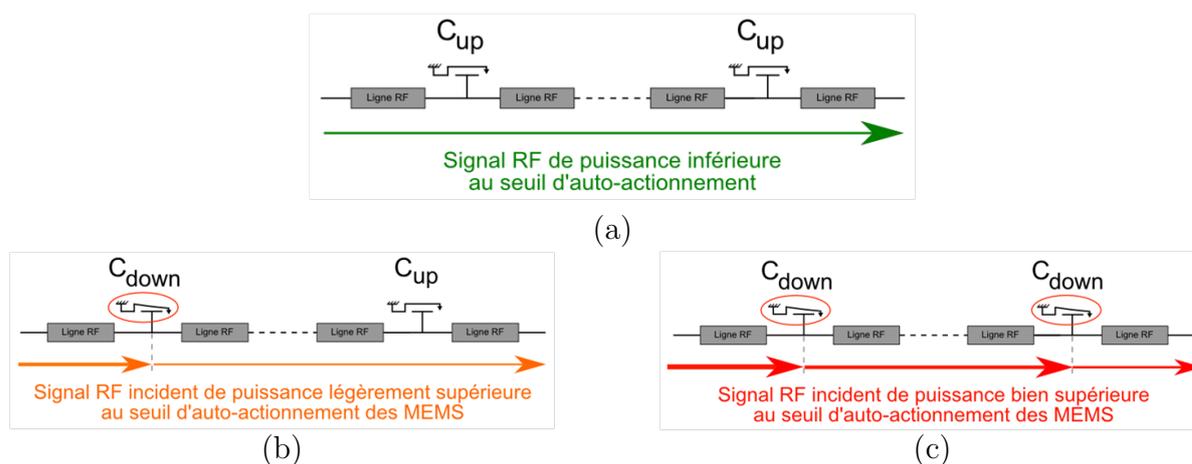


FIGURE 1.22 – Principe de fonctionnement d'un limiteur de puissance à MEMS-RF intégrant plusieurs micro-commutateurs.

La mise en cascade de MEMS-RF parallèles à la ligne de transmission doit permettre l'augmentation de la dynamique d'un tel limiteur. Les schémas explicatifs 1.22 ainsi que la caractéristique en puissance ( $P_s = f(P_e)$ ) de la Figure 1.23 illustrent le fonctionnement d'un tel limiteur.

Lorsque le signal qui arrive sur le limiteur a une faible amplitude, celui-ci est transmis de l'entrée vers la sortie avec des très faibles pertes (Figure 1.22 (a)). Si un signal aveuglant de puissance modérée atteint le limiteur de puissance, une partie des micro-commutateurs va s'actionner et ainsi limiter le surplus de puissance pour éviter le dysfonctionnement du LNA (Figure 1.22 (b)). Enfin, si un signal parasite de forte puissance atteint le limiteur, la totalité des micro-commutateurs s'actionnent et limitent au maximum la puissance arrivant jusqu'au LNA (Figure 1.22 (c)).

Il est possible de considérer des MEMS-RF capacitifs pour la conception de limiteur de puissance réfléchissant. La conception de limiteurs absorbants devrait également être possible en utilisant soit des MEMS capacitifs couplés à un système absorbant, soit des MEMS-RF ohmiques qui peuvent eux aussi être reliés à un système absorbant.

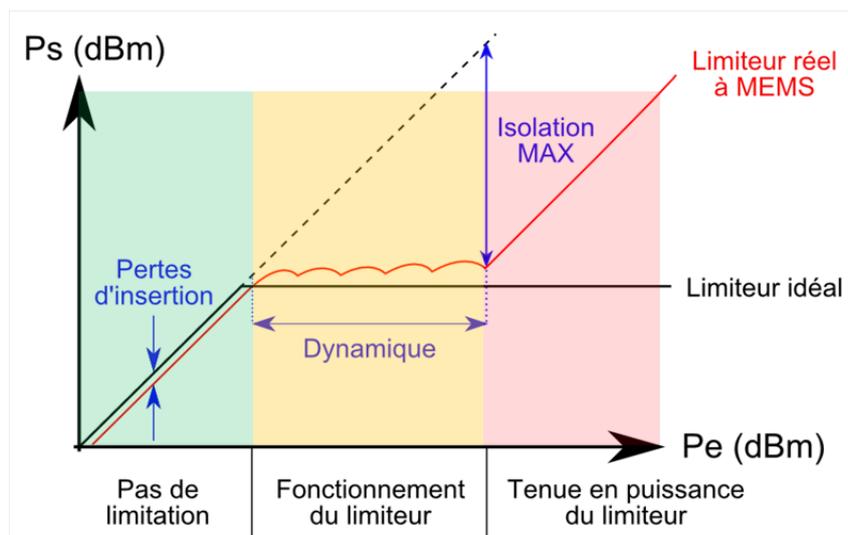


FIGURE 1.23 – Caractéristique en puissance d'un limiteur utilisant des micro-commutateurs MEMS-RF.

## 1.6 Conclusion

La croissance considérable du nombre de systèmes de télécommunication ces dernières décennies a conduit à les rendre intercommunicants. Ces systèmes ont dû s'adapter à leur environnement afin de ne pas voir leur fonctionnement dégradé par leurs nombreux voisins ou par d'éventuels brouilleurs. C'est la raison pour laquelle des systèmes limiteurs de puissance sont développés afin de protéger les systèmes radiorécepteurs actuels dont la sensibilité a été améliorée afin de détecter des signaux d'amplitudes de moins en moins importantes. Les LNA intégrés dans ces récepteurs sont beaucoup plus sensibles aux signaux de fortes puissances et les limiteurs actuels, majoritairement à base de diodes semi-conductrices, ne permettent pas de couvrir toute la gamme de puissance qu'un récepteur peut percevoir. De plus, les pertes introduites (autour de 1 dB) et la consommation d'énergie (de l'ordre de 10 à 100 mW) de ce type de limiteurs ne sont pas négligeables.

Ainsi, la technologie MEMS-RF se présente comme une nouvelle alternative pour une application de limitation de puissance. En effet, depuis une dizaine d'années, les MEMS-RF ont démontré d'excellentes performances au point de pouvoir remplacer les composants semi-conducteurs dans certains systèmes électroniques.

Une étude sur le concept de limiteur de puissance à MEMS-RF a conduit à la nécessité d'employer des composants à très faible tension d'abaissement ( $V_p < 1$  V) pour une application de limitation de puissance faible niveau. Un autre moyen pour atteindre des seuils de limitation faibles consiste à polariser un limiteur à MEMS-RF. Cependant, des composants à faibles tension d'abaissement sont également nécessaires pour ces applications ( $V_p \approx 5$  V). Ainsi, l'étude d'un composant MEMS-RF à faible tension d'abaissement va être menée dans le chapitre 2 afin de démontrer la faisabilité de limiteur de puissance bas

niveau. Cependant, les MEMS-RF de l'état de l'art peuvent également être étudiés en vue d'une application de limitation de puissance fort niveau.

**Chapitre 2 :**  
**Conception, réalisation et**  
**caractérisation de MEMS-RF à**  
**faible tension d'abaissement**



## 2.1 Introduction

Les principaux avantages des micro-commutateurs MEMS-RF comparés à leurs principaux concurrents, les composants semi-conducteurs, ont été énoncées dans le chapitre 1. Ainsi, l'intérêt de concevoir des MEMS-RF pour des applications hyperfréquences n'est plus à démontrer de part leurs principaux atouts que sont : l'intégration, de faibles pertes d'insertion, une très bonne isolation et une consommation quasi-nulle. Cependant, malgré ces nombreux avantages, quelques inconvénients subsistent parmi lesquels figure une tension de commande élevée liée à l'actionnement électrostatique.

Dans ce chapitre, nous allons adopter une nouvelle démarche dans la conception de micro-commutateurs à faible tension d'abaissement. En effet, la méthode employée jusqu'ici consistait à réduire la rigidité  $k$  des poutres MEMS ce qui entraîne, d'après la formule de  $V_p$ , une diminution de la tension d'abaissement. Les structures conçues de cette manière présentent des dérives importantes entre les résultats obtenus lors de la phase de conception et les caractéristiques électromécaniques mesurées puisque les contraintes internes sont importantes dans les MEMS non rigides. De plus, puisque la force de rappel est diminuée avec la rigidité, ces composants se collent, c'est à dire qu'ils restent à l'état bas après commutation puisque la force de rappel pour ramener la partie mobile du commutateur à l'état haut n'est pas suffisante. Ainsi, une nouvelle démarche consiste à considérer une structure robuste (fort  $k$ ) tout en diminuant le gap d'air initial  $g_0$  à des valeurs sub-micrométriques comparé à des structures conventionnelles (pour lesquelles  $g_0$  peut varier de  $1 \mu m$  à  $5 \mu m$ ), ce qui doit permettre d'obtenir des composants à faibles tensions d'abaissement, reproductibles, rapides et peu sensibles au collage puisque la force de rappel sera importante.

Dans un premier temps, nous développerons une première structure MEMS-RF à faible tension d'abaissement. La procédure de conception de cette structure va être détaillée en commençant par une étude mécanique pour évaluer entre autres la tension d'abaissement, la fréquence de résonance mécanique et le temps de commutation de la structure. Une fois l'étude mécanique terminée, l'implémentation du micro-commutateur se fera avec l'aide du logiciel commercial de simulation électromagnétique Momentum (Agilent) afin de prévoir les caractéristiques hyperfréquences de la structure en considérant un procédé de fabrication le plus simple possible pour permettre la validation de la méthode de conception de micro-commutateurs à faible tension d'abaissement. Les composants seront ainsi fabriqués, caractérisés et leur durée de vie sera évaluée.

Dans un second temps, nous nous attacherons à l'optimisation de cette méthode de conception en la renforçant. Une seconde structure plus robuste, plus compacte et avec un procédé de fabrication légèrement plus complexe doit ainsi permettre d'obtenir de

meilleures performances hyperfréquences et mécaniques pour démontrer le concept de limiteur de puissance à MEMS-RF pour une application bas niveau.

## 2.2 Etat de l'art de MEMS-RF à faible tension d'abaissement

La diminution des tensions de commande des MEMS-RF constitue un réel enjeu en vue de leur intégration dans des circuits intégrés utilisant des procédés de fabrication CMOS ou III-V. C'est ainsi que plusieurs groupes de recherches ont cherché à atteindre des tensions d'abaissement  $V_p < 5$  V depuis une dizaine d'années. Le Tableau 2.1 recense quatre d'entre eux. Les composants développés sont illustrés par la Figure 2.1.

TABLE 2.1 – Etat de l'art de composants MEMS-RF à faible tension d'abaissement

	Waterloo New South Wales	Michigan 2000	Michigan 2003	Seoul Ulsan
$V_p$ (simulé)	6.9 V	1.94 V	3.6 V	4.77 V
$V_p$ (mesuré)	10 V	15 V	11 V	10 V
$g_0$ (prévu)	2.5 $\mu\text{m}$	3 $\mu\text{m}$	4 $\mu\text{m}$	4.5 $\mu\text{m}$
$g_0$ (mesuré)	4-5 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$	NC
$k$ (simulé)	5.27 N/m	0.521 N/m	0.38 N/m	2.29 N/m
$k$ (mesuré)	NC	NC	3.6 N/m	NC
$F_{rMAX}$	$\approx 13 \mu\text{N}$	$\approx 1.5 \mu\text{N}$	$\approx 14.5 \mu\text{N}$	$\approx 10 \mu\text{N}$
Références	[52]	[53]	[54]	[55]

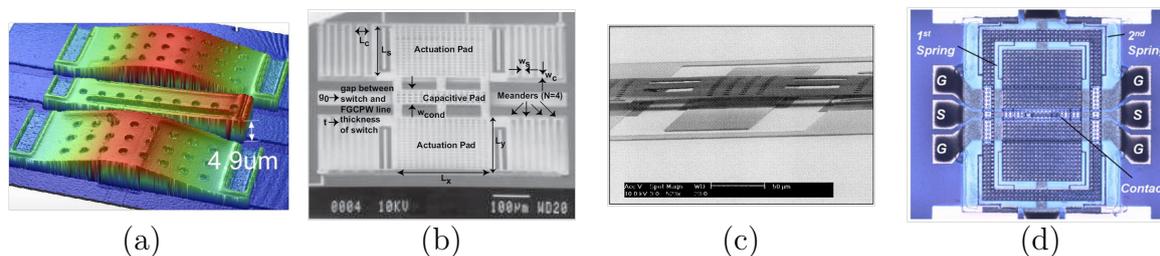


FIGURE 2.1 – Illustration des composants recensés dans le Tableau 2.1 : Universités de (a) Waterloo et de New South Wales (2008) , (b) Michigan (2000), (c) Michigan (2003) et (d) Seoul et Ulsan (2011)

Ces différents groupes de recherche ont tenté de concevoir des micro-commutateurs avec de faibles tensions d'abaissement (de 2 à 7 V). Leur choix s'est porté sur une diminution de la constante de raideur des poutres mobiles ( $0.38 < k < 2.29$  N/m), comparé à des

structures plus conventionnelles, afin de diminuer au maximum la tension d'abaissement tout en conservant de bonnes performances hyperfréquences avec un gap d'air initial important ( $g_0 = 2.5$  à  $4.5 \mu\text{m}$ ). Cette méthode conduit à concevoir des MEMS-RF avec une force de rappel très faible ( $1.5 \mu\text{N} < F_{rMAX} < 14.5 \mu\text{N}$ ) qui entraîne le collage fréquent de ces micro-commutateurs.

Malgré le fait qu'ils soient parvenus à concevoir des MEMS-RF avec des tensions d'abaissement de l'ordre de  $V_p=10-15$  V, les résultats montrent d'importantes dérives entre les mesures et les valeurs prévues par la simulation ( $V_p(\text{mesuré}) = 1.4$  à  $7.7$  fois  $V_p(\text{simulé})$ ). En effet, il est connu que des composants MEMS-RF avec une faible constante de raideur sont plus enclins aux déformations induites par d'importantes contraintes internes ce qui modifie leur propriétés mécaniques.

En outre, le temps de commutation de la structure présentée dans [54] a été mesuré à  $t_c=52 \mu\text{s}$ . Cette valeur reste supérieure à la plupart de celles obtenues avec les MEMS-RF ayant démontré de bonnes performances à ce jour ( $t_c$  de l'ordre de la  $\mu\text{s}$  à la dizaine de  $\mu\text{s}$ ). Cela, provient également des faibles constantes de raideur considérées pour la conception de ces composants.

Enfin, aucune étude de fiabilité de composants à faibles tensions d'abaissement n'apparaît à ce jour ce qui laisse penser que les MEMS-RF développés par ces différents groupes de recherche n'ont pas une durée de vie élevée notamment à cause de leur faible force de rappel qui entraîne certainement le collage des structures.

## 2.3 Diminuer la tension d'abaissement des MEMS-RF

Depuis la naissance des composants MEMS-RF, de nombreux groupes de recherches ont concentré leurs travaux sur la diminution de leur tension de commande. Cependant, ceux-ci ont obtenu des résultats assez éloignés des valeurs prévues en simulation. En effet, certains problèmes propres à la conception de microsystèmes sont à prendre en compte puisqu'ils peuvent avoir une influence importante sur leurs performances.

### 2.3.1 Les effets induits par les contraintes internes

Il est connu qu'un film mince déposé ou formé sur un substrat contient des contraintes internes. La disparité d'expansion thermique entre le film et le substrat, ou les différents films minces, est seulement l'une des sources possibles de ces contraintes. En effet, l'oxydation, le dopage de substitution, l'addition d'atomes par l'implantation d'ions, la disparité de la densité pendant la croissance épitaxiale, l'utilisation de films minces multi-couches et les processus de déposition rapides comme l'évaporation (thermique ou canon à électrons)

ou la pulvérisation cathodique peuvent toutes aboutir à d'importantes contraintes dans les films minces.

On appelle contraintes résiduelles toutes les contraintes présentes dans un film mince après sa déposition. De manière générale, ces contraintes résiduelles sont le résultat combiné de deux phénomènes : les disparités d'expansions thermiques et les contraintes intrinsèques.

Les contraintes résiduelles peuvent être modifiées par des processus thermiques comme le recuit. Par exemple, le recuit du silicium polycristallin, à des températures en-deçà de celles obtenues pendant son processus de déposition, peut aboutir à la croissance de grain et une réduction d'une contrainte compressive, voire même sa conversion en une contrainte extensible.

### Gradients de contraintes

La Figure 2.2 illustre la vue en coupe d'un cantilever réalisé par micro-usinage de surface. A gauche, la couche sacrificielle est toujours présente sous le cantilever et à droite, la couche sacrificielle est enlevée pour obtenir le micro-commutateur : on dit que la poutre est libérée de sa couche sacrificielle. L'état de la contrainte interne dans la poutre est montré, dans chacun des cas, en-dessous du schéma des composants.

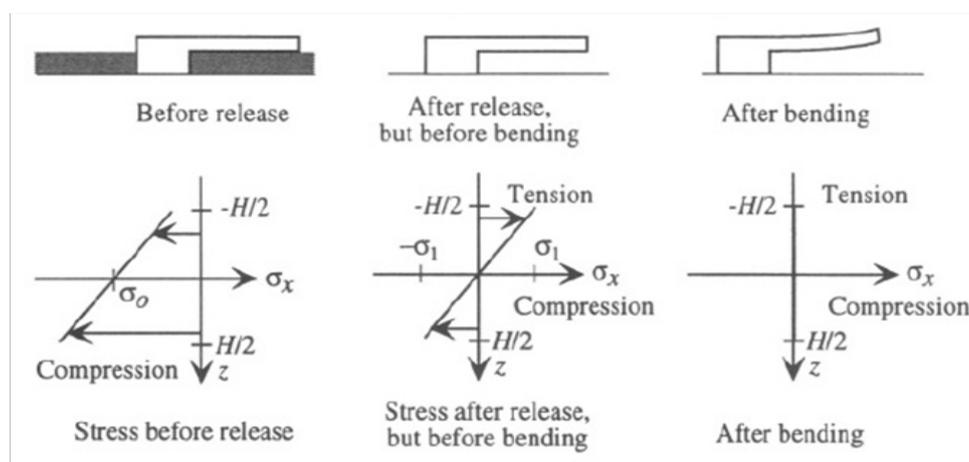


FIGURE 2.2 – Effets de gradients de tensions sur un cantilever avant et après libération [5].

Avant la libération, nous supposons que le matériau de la poutre a une contrainte interne compressive moyenne  $\sigma_0$  et un gradient de contrainte résultant de son procédé de déposition avec la partie inférieure du film ayant une contrainte plus compressive que la partie supérieure. Une fois la poutre libérée, la longueur de la poutre augmente légèrement soulageant ainsi la contrainte compressive afin que la contrainte moyenne  $\sigma_0$  devienne nulle. Cependant, le gradient de contrainte est toujours présent dans la poutre

et créé un moment qui conduit à la courbure du cantilever.

### Tensions résiduelles

Les poutres bi-encastrées avec des contraintes axiales aux deux ancrages peuvent avoir des contraintes résiduelles importantes, comme cela a déjà été observé dans le cas de contraintes thermiques. En raison des effets thermiques, des contraintes résiduelles, ou des charges axiales externes, ces contraintes peuvent avoir un effet notable sur la courbure de la poutre. La Figure 2.3 illustre une poutre mince courbée soumise à une contrainte axiale  $\sigma_0$  et déjà pliée avec un rayon de courbure  $\rho$ .

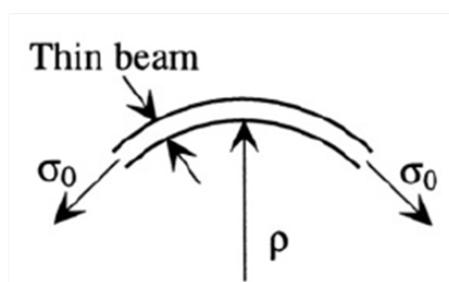


FIGURE 2.3 – Poutre bi-encastrée mince courbée soumise à une contrainte axiale [5].

Pour visualiser l'effet d'une contrainte axiale extensible sur la raideur d'une poutre, la Figure 2.4 présente le déplacement vertical de la poutre en fonction de la position le long de la poutre pour différentes valeurs de contraintes extensibles. La poutre bi-encastrée considérée dans cet exemple possède des propriétés conventionnelles de MEMS-RF :  $L=100 \mu m$ ,  $l=2 \mu m$ ,  $h=2 \mu m$  et un module d'Young de 160 GPa correspondant à celui de l'acier.

On considère que la poutre se courbe de la moitié de son épaisseur sans considérer de contraintes internes. Lorsqu'une contrainte résiduelle très faible (10 MPa) est considérée, la position du centre de la poutre varie de 5%. Une contrainte résiduelle de 100MPa réduit le déplacement de la poutre en son centre de 2/3 comparé au cas où aucune contrainte résiduelle n'est considérée. Si on considère une poutre plus longue, et donc moins rigide ( $k$  plus faible), cet effet aurait été encore plus prononcé.

### Bilan des effets induits par les contraintes internes

Une des conséquences des courbures obtenues après libération des structures MEMS-RF est que leur constante de raideur ( $k$ ) est bien plus élevée que si l'on considère une poutre parfaitement plane. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la tension d'abaissement des MEMS-RF ( $V_p$ ) augmente proportionnellement avec  $\sqrt{k}$ . De plus, la structure étant courbée, le gap d'air séparant les électrodes de l'actionneur électrostatique

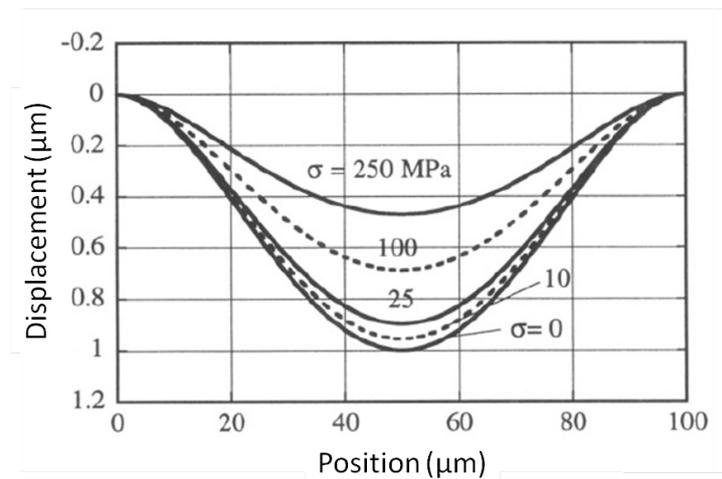


FIGURE 2.4 – Déplacement d'une poutre bi-encastree de  $100 \times 2 \times 2 \mu m$  dû à une charge répartie de manière uniforme le long de la poutre pour différentes valeurs de contraintes axiales [5].

va être différent de ce que l'on souhaite ce qui va également entraîner un changement entre la valeur de la tension d'abaissement prévue en considérant une structure plane et celle mesurée sur une structure bombée.

Lors de la conception de MEMS-RF, le contrôle des contraintes internes est critique pour obtenir les performances désirées en constante de raideur ( $k$ ) et gap d'air initial. De plus, le fait de fabriquer des poutres multi-couches peut avoir une réelle influence sur leur forme initiale après libération puisque cela introduirait une contrainte résiduelle supplémentaire. Cependant, il est nécessaire de construire des micro-poutres avec des matériaux différents afin que celles-ci adhèrent au substrat et ne se décollent pas durant leur procédé de fabrication.

### 2.3.2 Méthode de conception de MEMS-RF reproductibles à faible tension d'abaissement

Dans l'optique de concevoir des MEMS-RF avec des tensions d'abaissement compatibles avec un limiteur de puissance bas niveau et les technologies des circuits intégrés actuels (CMOS, III-V), il est nécessaire de se pencher sur la question de la reproductibilité des mesures par rapport aux résultats obtenus en simulation. De manière générale, les MEMS-RF sont soumis à des contraintes internes qui peuvent entraîner une différence notable entre les performances obtenues par simulations et celles mesurées. Ainsi, il est nécessaire de trouver une solution pour diminuer l'effet de ces tensions résiduelles afin de se rapprocher au plus près des résultats de simulations.

Considérons le système masse-ressort équivalent à un actionneur électrostatique de MEMS-RF. Afin d'augmenter les chances d'obtenir un MEMS-RF fiable et reproductible,

la force de rappel doit être importante pour permettre au micro-commutateur de revenir facilement dans sa position initiale lorsque la tension de polarisation est enlevée. Cette force de rappel atteint sa valeur maximale lorsque le composant MEMS est dans son état commuté et est donnée par la relation (2.1).

$$F_{rappelMAX} = k g_0 \quad (2.1)$$

Considérons une géométrie donnée pour un micro-commutateur MEMS-RF. Dans ce cas, la surface de l'actionneur ( $S$ ) est fixée. Ainsi, lors de son procédé de fabrication, il est possible d'obtenir différentes valeurs pour la constante de raideur de la structure ( $k$ ) en changeant la composition du ou des matériaux de la poutre ainsi que son épaisseur. De plus, il est également possible de choisir la valeur du gap d'air initial ( $g_0$ ) en modifiant l'épaisseur de la couche sacrificielle lors du procédé de fabrication.

Partons du postulat que nous souhaitons concevoir un MEMS-RF avec une force de rappel maximale fixée. Il est possible de l'obtenir soit en diminuant  $k$  et en augmentant  $g_0$  du même rapport soit en optant pour la solution duale, c'est à dire en augmentant  $k$  et en diminuant  $g_0$  du même rapport. Cependant, pour obtenir un micro-commutateur MEMS-RF avec une faible tension d'abaissement, une force de rappel maximale importante et une sensibilité aux contraintes internes réduite, la seule solution est la seconde. L'expression de la tension d'abaissement ( $V_p$ ) d'un micro-commutateur en fonction d'une force de rappel maximale ( $F_{rMAX}$ ) considérée fixe et des paramètres physiques du composant est donnée alors par la relation (2.2).

$$V_p = \sqrt{\frac{8F_{rMAX}}{27\epsilon_0 S}} g_0 \quad (2.2)$$

Prenons pour exemple un micro-commutateur dont la surface de l'actionneur électrostatique est  $S = 100000 \mu m^2$  (soit un carré de côté  $100 \mu m$ ). On souhaite concevoir un micro-commutateur MEMS-RF avec une force de rappel maximale  $F_{rappelMAX} = 25 \mu N$  représentant au minimum une force deux fois supérieure à celle des MEMS-RF à faible tension développés à ce jour. Le Tableau 2.2 recense 3 manières d'obtenir ces conditions.

TABLE 2.2 – Illustration de la méthode permettant d'obtenir un MEMS-RF avec une faible tension d'abaissement et une force de rappel importante

	<b>Constante de raideur</b> <b>k (N/m)</b>	<b>Gap d'air initial</b> <b><math>g_0</math> (<math>\mu m</math>)</b>	<b>Tension d'abaissement</b> <b>(V)</b>
<b>Cas n°1</b>	5	5	45.7
<b>Cas n°2</b>	25	1	9.15
<b>Cas n°3</b>	50	0.5	4.57

De ce fait, le point clé pour la conception de micro-commutateurs MEMS-RF à faible tension d'abaissement et à force de rappel maximale importante est de conserver une constante de raideur ( $k$ ) importante tout en diminuant le gap d'air initial ( $g_0$ ). De plus, on peut noter que réécrite de cette manière, la tension d'abaissement des MEMS-RF est directement proportionnelle au gap d'air initial ( $g_0$ ). Enfin, en faisant ce choix pour concevoir des MEMS-RF à faible tension d'abaissement, puisque la constante de raideur reste importante, le temps de commutation de la structure conçue devrait être bon et sa sensibilité aux contraintes internes devrait être réduite augmentant ainsi la reproductibilité des composants.

Cependant, la réduction du gap d'air initial seule entrainerait également une augmentation de la valeur de la capacité  $C_{off}$  du composant ce qui n'est pas souhaitable pour conserver de bonnes caractéristiques hyperfréquences. Ainsi, une miniaturisation encore plus poussée de ces composants doit accompagner la diminution du gap  $g_0$ .

## 2.4 Première géométrie d'un MEMS-RF capacitif à faible tension d'abaissement

Pour cette première géométrie, nous allons considérer une structure de type bi-encastree aux dimensions conventionnelles. Afin de maximiser la force électrostatique sur le composant à développer, l'électrode d'actionnement et l'électrode RF du composant seront confondues. Ainsi, la totalité de la surface servant à définir la capacité MEMS sert également à définir la surface de l'actionneur électrostatique.

L'objectif principal de cette première géométrie est de valider la méthode de conception de MEMS-RF à faible tension d'abaissement. Ainsi, nous nous sommes fixés comme objectif de concevoir un composant avec une tension d'abaissement inférieure à 5V avec un temps de commutation le plus faible possible. Les micro-commutateurs à faible tension d'abaissement de l'état de l'art recensés au début de ce chapitre présentent des forces de rappel maximales comprises entre  $1.5 \mu N < k * g_0 < 14.5 \mu N$ . Ainsi, nous souhaitons augmenter la force de rappel en utilisant la méthode précédemment décrite pour pouvoir comparer les résultats obtenus selon les deux méthodes.

### 2.4.1 Géométrie du micro-commutateur : étude mécanique théorique simplifiée

La structure retenue pour cette étude se présente sous la forme d'un pont comme illustré par la Figure 2.5. Selon G.M. Rebeiz [47], l'expression de la constante de raideur d'une telle structure est donnée par la relation (2.3).

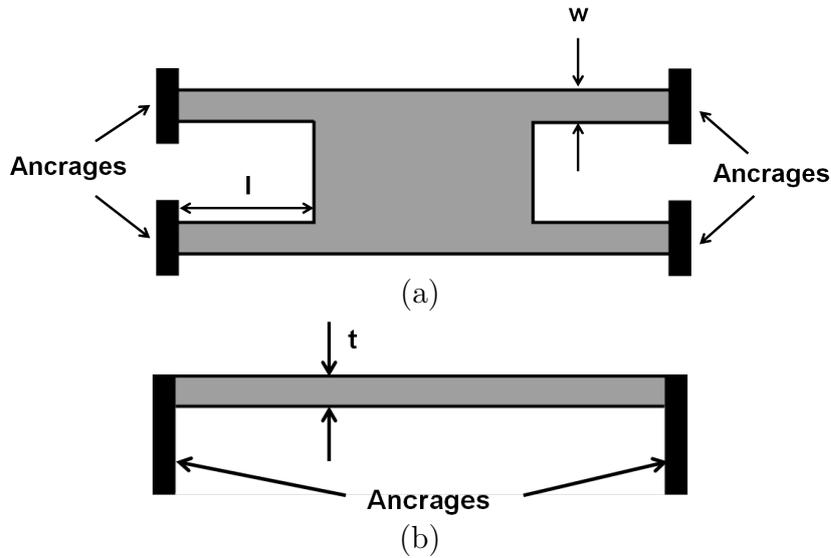


FIGURE 2.5 – Géométrie considérée pour la structure à développer : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe.

$$k = 4E_{or}w \left( \frac{t}{l} \right)^3 \quad (2.3)$$

La grande majorité des composants MEMS-RF sont réalisés en or (Module d'Young :  $E_{or} = 78.5$  GPa) puisque ce matériau possède d'excellentes propriétés électriques. Ainsi, les pertes engendrées par l'or aux fréquences microondes sont très faibles. Nous souhaitons développer une structure aux dimensions conventionnelles. De ce fait, les dimensions  $w$  et  $l$  sont fixées  $w = 25 \mu m$  et  $l = 120 \mu m$ . En considérant une épaisseur de pont en or de  $t = 2 \mu m$ , la constante de raideur est évaluée à  $k = 34.2 N/m$  grâce à l'expression (2.3) représentant au minimum 6 fois celle des composants à faible tension présentés au début de ce chapitre.

Afin de valider le concept de micro-commutateur à faible tension d'abaissement, le gap d'air initial considéré  $g_0 = 0.5 \mu m$  est très faible comparé aux structures MEMS-RF de l'état de l'art ( $g_0$  de l'ordre de 1 à  $5 \mu m$ ). En considérant une constante de raideur de  $k = 34.2 N/m$ , et un gap initial  $g_0 = 0.5 \mu m$  pour obtenir une force de rappel maximale de  $17.1 \mu N$ , la surface de l'actionneur électrostatique  $S$  doit être supérieure à  $5.85 \cdot 10^{-9} m^2$  pour avoir une tension d'abaissement  $V_p < 5V$  comme cela est montré par l'expression (2.4).

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\epsilon_0 S}} < 5 V \Leftrightarrow S > \frac{8kg_0^3}{27\epsilon_0 V_p} = 5,85 \cdot 10^{-9} m^2 \quad (2.4)$$

De ce fait, et toujours pour conserver des dimensions conventionnelles, nous fixons  $S = 1.8 \cdot 10^{-8} m^2$  soit un rectangle de  $100 \mu m \times 180 \mu m$  ce qui nous permettrait théoriquement

d'obtenir une tension d'abaissement  $V_p = 2.8$  V.

## 2.4.2 Etude mécanique : utilisation du logiciel ANSYS

Le logiciel commercial ANSYS Finite Element Analysis (FEA) permet d'évaluer le comportement de structures mécaniques complexes en utilisant un maillage à éléments finis sur lesquels seront appliquées les contraintes mécaniques.

La structure a été implémentée dans ce logiciel de simulation mécanique afin d'approfondir l'étude menée dans la section précédente. La Figure 2.6 illustre le composant MEMS-RF implémenté dans ANSYS avec les principales dimensions.

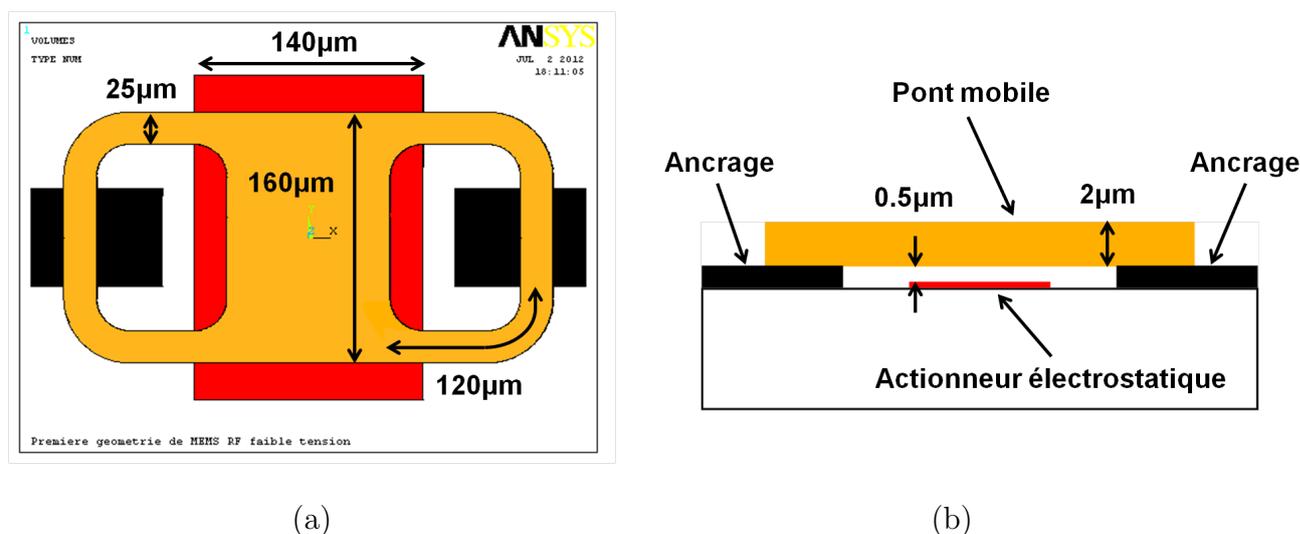


FIGURE 2.6 – Implémentation de la structure MEMS-RF dans ANSYS : vue de dessus (a) et vue en coupe (b).

Cette géométrie est quasiment identique à celle présentée par la Figure 2.5. Les bras de la structure ont été repliés sur les ancrages. Les formes arrondies ainsi que la position des ancrages permettent de rendre la structure mécaniquement plus robuste face aux déformations qu'elles va subir.

La surface de l'actionneur électrostatique  $S$  correspond aux surfaces des plaques parallèles rouge et orange en regard et est égale à  $S = 1.8 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2$ .

Cette structure, implémentée dans ANSYS, va permettre une étude mécanique approfondie afin d'évaluer sa tension d'abaissement ainsi que sa fréquence de résonance mécanique. En effet, nous avons défini le matériau de la structure réalisé sous ANSYS comme étant de l'or en paramétrant son Module d'Young  $E_{or}=78.5$  GPa, son coefficient de Poisson  $\sigma_{or}=0.42$ , sa densité  $= 19.3 \text{ g/cm}^3$  et son coefficient de dilatation thermique  $= 14.1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  de 0 à 100°C [56].

## La tension d'abaissement

Pour évaluer la tension d'abaissement de cette structure, on applique un potentiel différent de 0 V sur l'électrode d'actionnement et un potentiel égal à 0 V sur le pont mobile. On observe la déformation en fonction de la différence de potentiel appliquée entre les deux électrodes, lorsque celle-ci atteint  $g_0 = 0.5 \mu m$ , la tension d'abaissement de la structure est atteinte. Ainsi, la Figure 2.7 illustre la déformation de la structure pour une différence de potentiel entre les deux armatures de l'actionneur électrostatique égale à 3.3 V.

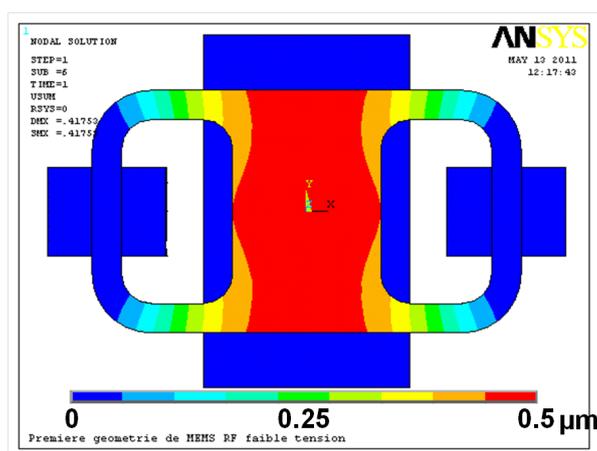


FIGURE 2.7 – Déflexion de la structure pour 3.3 V appliqués entre les armatures : vue de dessus.

La déflexion de la structure est symétrique chose nécessaire pour ce type de micro-commutateur à géométrie symétrique. De plus, la déflexion maximale obtenue étant égale au gap  $g_0$  fixé, on peut dire que la tension d'abaissement d'un tel micro-commutateur devrait être de  $V_p = 3.3$  V.

## Fréquence de résonance mécanique et temps de commutation

Il est également possible d'évaluer la fréquence de résonance mécanique de la structure avec l'aide de ANSYS. Ainsi, en effectuant la simulation, nous relevons  $f_{méca} = 39$  kHz.

A partir de la fréquence de résonance mécanique de la structure, le temps de commutation du MEMS peut être approximé de manière analytique selon [47] avec l'expression (2.5). Le temps de commutation du micro-commutateur correspond au temps nécessaire pour passer de l'état haut à l'état bas lorsqu'un signal de polarisation est appliqué.

$$t_c \approx 3.67 \frac{V_p}{V_{bias} 2\pi f_{méca}} \quad (2.5)$$

Le temps de commutation d'une structure MEMS-RF dépend de sa fréquence de résonance mécanique ainsi que du rapport entre la tension de polarisation ( $V_{bias}$ ) et de

la tension d'abaissement ( $V_p$ ). De manière générale, le temps de commutation  $t_c$  d'un MEMS-RF est évalué pour  $1.2 \leq V_{bias}/V_p \leq 2$  correspondant à un actionnement satisfaisant de la poutre mobile. La Figure 2.8 montre l'évolution du temps de commutation de la structure MEMS en cours de développement en fonction du rapport  $V_{bias}/V_p$ .

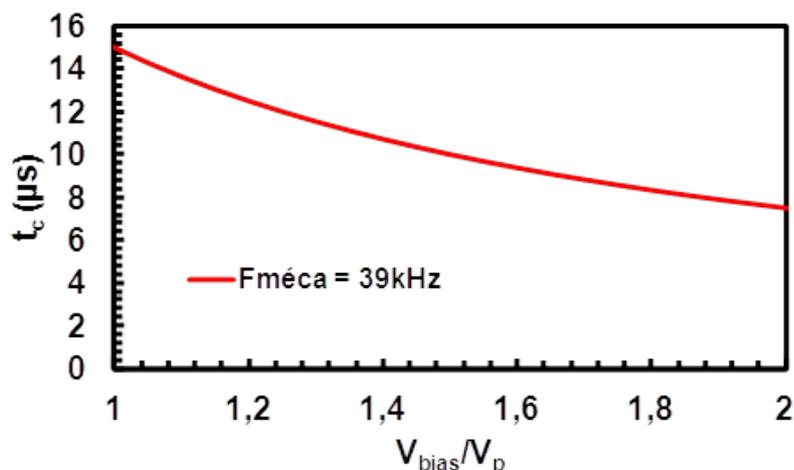


FIGURE 2.8 – Temps de commutation calculé en fonction du rapport tension de polarisation sur tension d'abaissement de la structure.

Pour  $V_{bias}=1.5V_p$ , soit 4.2 V,  $t_c=9.98 \mu s$  ce qui est relativement faible comparé à l'état de l'art des micro-commutateurs à faible tension d'abaissement présentés au début de ce chapitre ( $t_c= 52 \mu s$  [54]).

### 2.4.3 Configuration du micro-commutateur à contact capacitif

Nous venons de terminer l'étude mécanique de la structure MEMS-RF en vue de valider la méthode de conception de micro-commutateurs MEMS-RF à faible tension d'abaissement. Une étude électrique est nécessaire en vue de la fabrication de ce composant. Le logiciel de simulation électromagnétique Momentum (Agilent) a été utilisé pour évaluer les caractéristiques hyperfréquences du composant en considérant un procédé de fabrication le plus simple possible.

Afin de maximiser l'influence du comportement mécanique sur le comportement électrique du MEMS-RF, son actionneur et sa ligne de transmission signal sont confondues. Pour éviter la destruction de l'actionneur lors de la commutation, celui-ci est protégé avec une couche diélectrique de Nitrure d'Aluminium (AlN) pleine plaque d'épaisseur  $t_d = 400$  nm et de permittivité relative  $\epsilon_r = 9$  montrant de faibles dérives des tensions de commandes des MEMS-RF lors des tests de fiabilité [57] [58] [59]. Le micro-commutateur développé est de type capacitif, il est inséré en parallèle par rapport à une ligne de transmission signal coplanaire, comme pour réaliser une fonction de limitation de

puissance, avec ses ancrages reliés aux plans de masse électriques. La Figure 2.9 illustre l'implémentation de la structure sous Momentum.

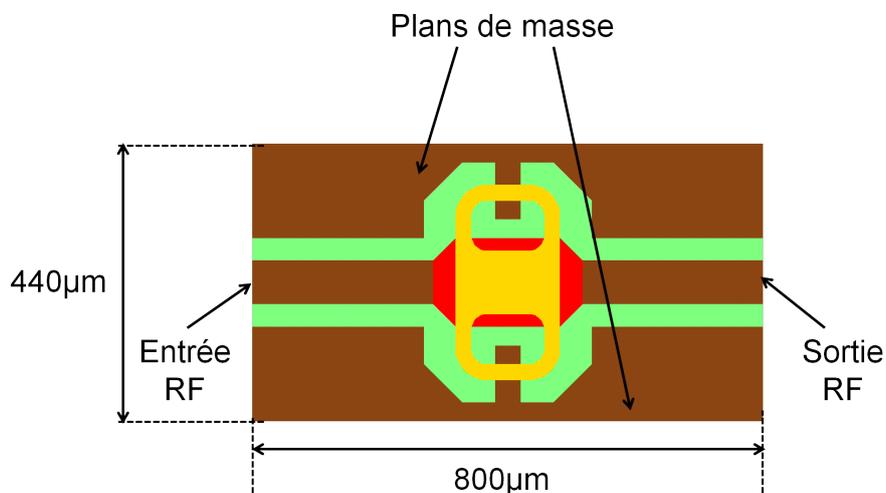


FIGURE 2.9 – Configuration du micro-commutateur à contact capacitif.

Pour l'état haut, nous considérons un gap d'air de  $g_0 = 0.5 \mu m$  entre la surface supérieure de la couche diélectrique et la surface inférieure de l'électrode mobile du micro-commutateur. Pour l'état bas, nous considérons un gap d'air arbitraire de  $g_{down}=0.01 \mu m$  entre les 2 surfaces citées précédemment pour tenir compte de la rugosité des éléments en contact lorsque le MEMS-RF est en position commutée. Le Tableau 2.3 regroupe les valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent de la Figure 2.10. La Figure 2.11 illustre les paramètres [S] simulés avec Momentum..

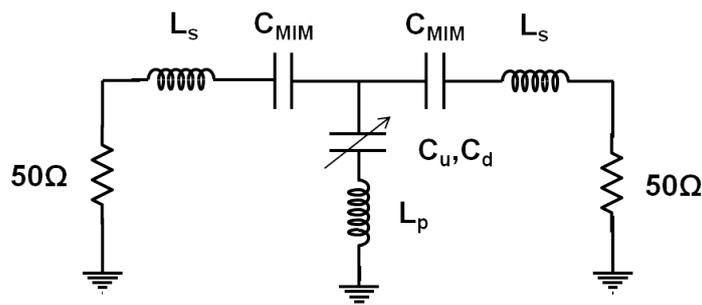
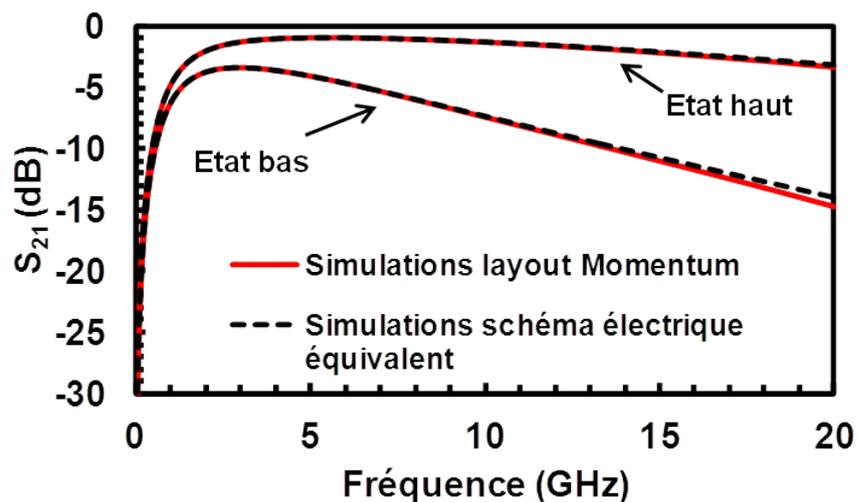


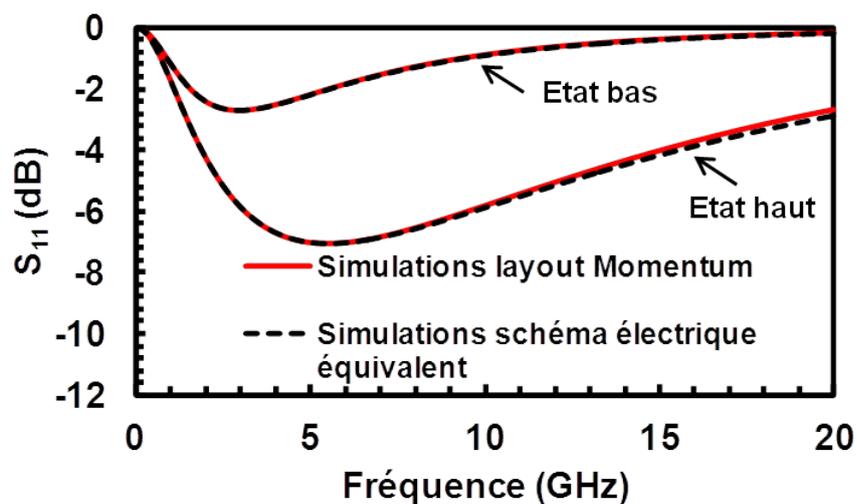
FIGURE 2.10 – Schéma électrique équivalent du MEMS-RF capacitif.

TABLE 2.3 – Valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent (Figure 2.10) au MEMS-RF capacitif.

$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_s$ (pH)	$L_p$ (pH)	$C_{MIM}$ (fF)
297	1160	3.9	20	20	2.45



(a)



(b)

FIGURE 2.11 – Paramètres de transmission  $S_{21}$  (a) et de réflexion en entrée  $S_{11}$  (b) du micro-commutateur capacitif parallèle selon son état haut ou bas.

Les performances hyperfréquences de ce design sont plutôt moyennes. En effet, le fait de considérer une couche de diélectrique en pleine plaque nous oblige à insérer une capacité MIM (Métal/Isolant/Métal) à chacun des accès RF. Ces capacités série de  $C_{MIM}=2.45$  pF ont un effet non négligeable sur les paramètres S pour des fréquences inférieures à 5 GHz. De plus, la valeur de la capacité MEMS à l'état haut s'élève à  $C_0 = C_u = 298$  fF ce qui constitue une valeur importante qui induit une réflexion du signal pour des fréquences supérieures à 10 GHz lorsqu'aucun circuit d'adaptation d'impédance n'est rajouté. En ayant considéré des dimensions conventionnelles pour cette structure tout en ayant réduit le gap d'air initial, la valeur de la capacité MEMS-RF ( $C_u = C_{off}$ ) devient importante comparée à des MEMS-RF de l'état de l'art. Malgré tout, le micro-commutateur capacitif devrait présenter un contraste capacitif de  $C_u/C_d = 3.9$  suffisant pour distinguer l'état haut de l'état bas en mesures.

L'objectif principal de ce design n'est pas d'obtenir des performances hyperfréquences comparables à l'état de l'art des micro-commutateurs MEMS-RF capacitifs mais de valider la méthode permettant d'obtenir des composants à faible tension de commande.

#### 2.4.4 Procédé de fabrication

Les composants sont fabriqués sur un substrat de silice fondue d'épaisseur  $500 \mu m$  afin de minimiser les pertes et les capacités parasites. Le procédé de fabrication de cette structure est relativement simple puisqu'il est composé de seulement 3 niveaux de masques. Les différentes étapes sont illustrées par la Figure 2.12.

a. La fabrication commence avec le dépôt d'un film mince tri-couches de Cr/Au/Cr d'épaisseur  $70/1500/70 \text{ \AA}$  par évaporation thermique. Une fois le masque réalisé, cette tri-couche est gravée pour définir la géométrie de l'électrode d'actionnement.

b. Un dépôt par pulvérisation réactive de Nitrure d'Aluminium (AlN) d'épaisseur  $400 \text{ nm}$  est ensuite effectué. Cette couche isolante est déposée pleine plaque et n'est pas gravée pour des raisons de facilité de fabrication.

c. Une couche, dite sacrificielle, est déposée afin de surélever le pont de la structure MEMS. Cette couche sacrificielle (MicroChem PMGI [60]) d'épaisseur  $0.5 \mu m$  définit le gap d'air initial de la structure, elle est ensuite gravée par photolithographie.

d. Un second film mince de Cr/Au d'épaisseur  $60/2500 \text{ \AA}$  est ensuite déposé par évaporation thermique. L'or est ensuite électrolysé afin d'obtenir une épaisseur de métallisation  $2 \mu m$ . Puis cette couche est gravée afin de définir le pont suspendu et les lignes coplanaires.

e. Pour finir, il suffit de libérer les composants. C'est à dire de les plonger dans un solvant afin d'enlever la couche sacrificielle se situant entre la couche diélectrique et le

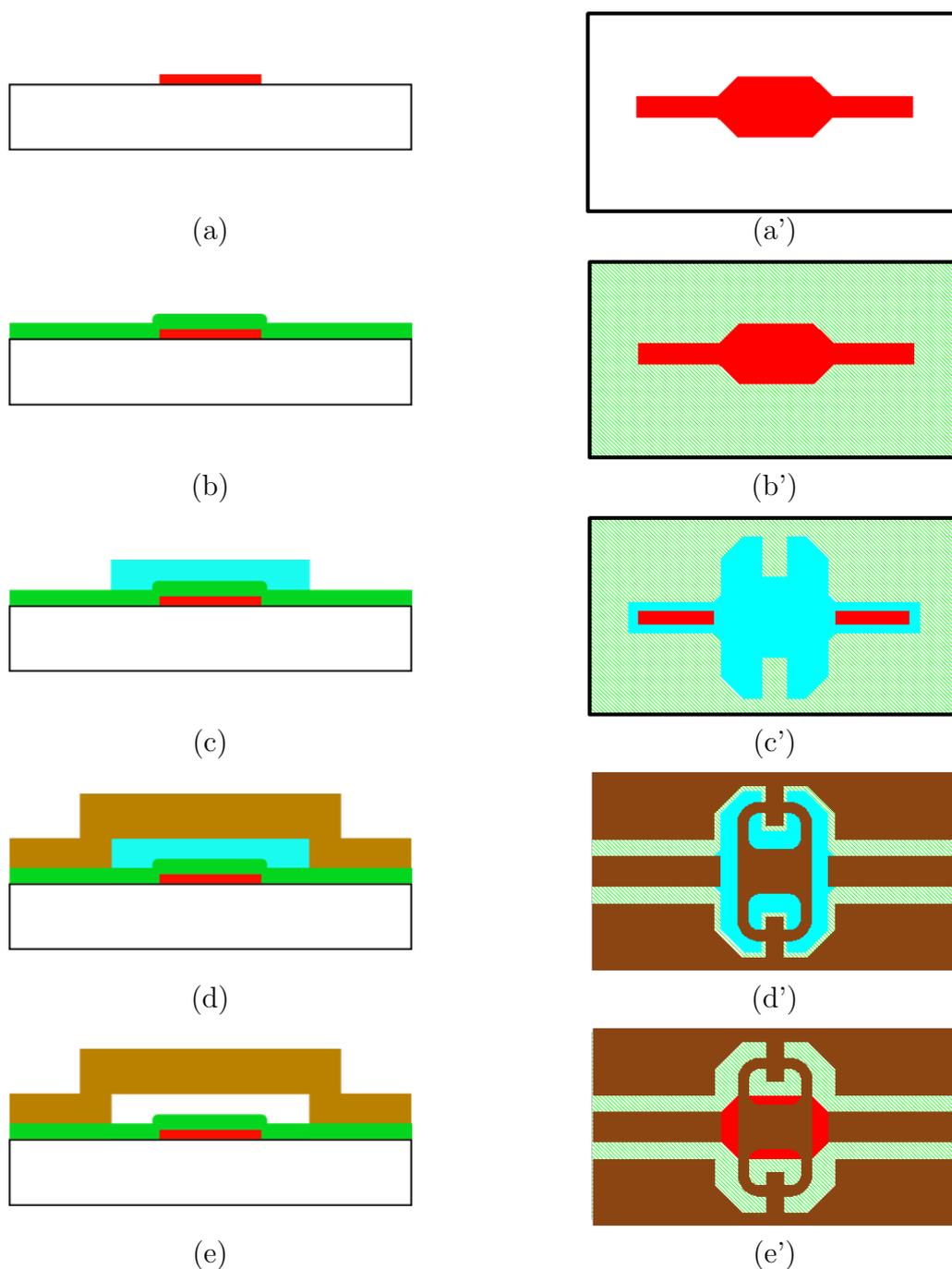


FIGURE 2.12 – Etapes du procédé de fabrication du MEMS-RF à contact capacitif : vue en coupe (a → e) et vue de dessus (a' → e')

pont suspendu. Cette étape dure 2 à 3 jours et le solvant est chauffé à 65°C. Après l'étape de libération, les composants sont séchés avec un sécheur à point critique afin que la poutre suspendue ne vienne pas se coller sur la couche diélectrique par effet de capillarité.

La Figure 2.13 illustre ce commutateur une fois terminé.

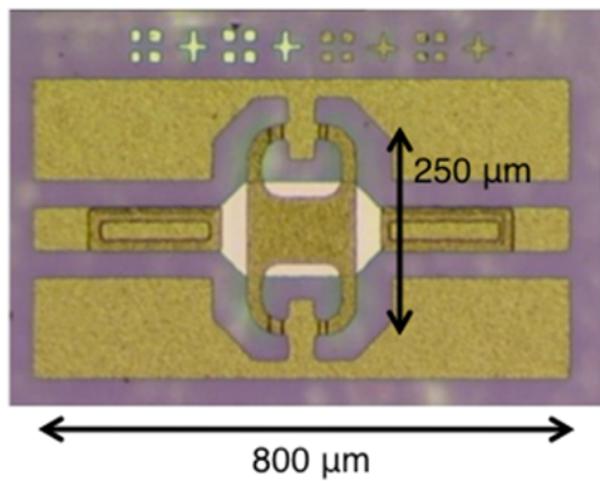


FIGURE 2.13 – Photographie optique du micro-commutateur à contact capacitif réalisé au laboratoire XLIM.

## 2.4.5 Performances mesurées du composant

### Le cycle d'hystérésis en tension

Le principal objectif de ce composant étant de démontrer la possibilité d'atteindre de faibles tension de commande pour les micro-commutateurs MEMS-RF, nous avons mesuré les tensions d'abaissement et de relâchement de la structure selon la procédure développée par D. Mardivirin dans le cadre de sa thèse [35]. La Figure 2.14 illustre le cycle d'hystérésis en tension positive du micro-commutateur MEMS-RF développé. Du fait que cette mesure ait été effectuée sous vide, on note la présence d'oscillations lors du relâchement de la structure. Ainsi, on relève une tension d'abaissement  $V_p = 6.8$  V et une tension de relâchement  $V_r = 4.1$  V.

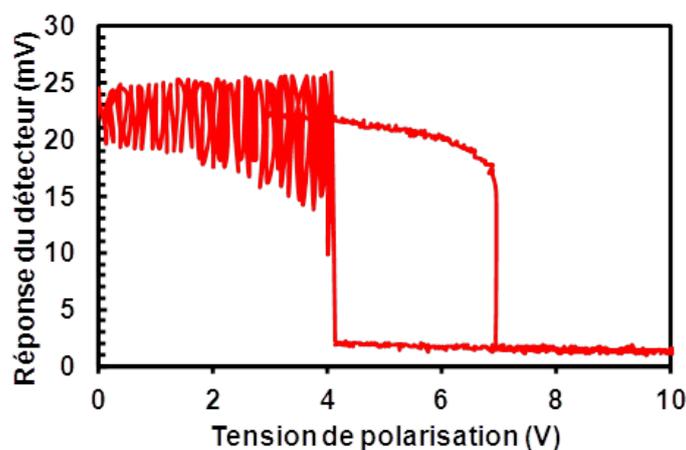


FIGURE 2.14 – Mesures de l'hysteresis en tension sur le micro-commutateur capacitif développé.

Pour rappel, nous nous attendions à une tension d'abaissement de  $V_p=3.3$  V selon ANSYS. La tension d'abaissement mesurée s'élève à 6.8 V ce qui peut s'expliquer par les effets induits par les gradients de contraintes et les contraintes résiduelles dans cette structure. En effet, des mesures profilométriques de la partie mobile du micro-commutateur ont montré que celle-ci était incurvée avec une différence de hauteur de  $0.240 \mu m$  entre son centre et les bords. Ainsi, en considérant un gradient de contrainte de  $5 \text{ MPa}/\mu m$  et une contrainte résiduelle de  $120 \text{ MPa}/\mu m$  sur la poutre en or d'épaisseur  $2 \mu m$ , ANSYS FEA donne la déflexion induite illustrée Figure 2.15.

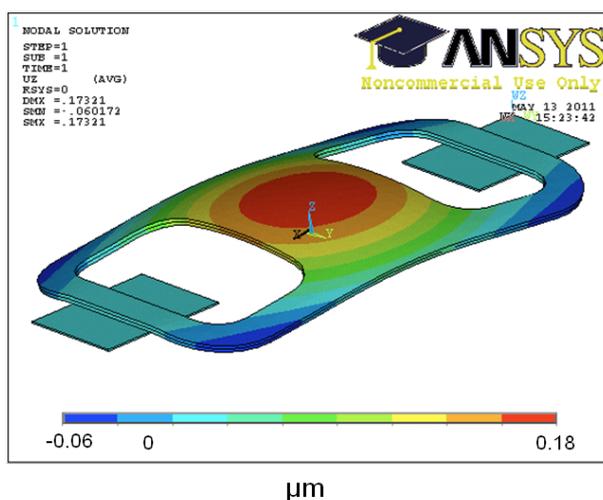


FIGURE 2.15 – Déformation du pont en or d'épaisseur  $2 \mu m$  due à un gradient de contrainte de  $5 \text{ MPa}/\mu m$  et une contrainte résiduelle de  $120 \text{ MPa}/\mu m$ .

Comparé à l'état de l'art des micro-commutateurs à faible tension d'abaissement présentés dans le début de ce chapitre, la courbure de la poutre est largement inférieure. Ainsi, la méthode développée pour la conception de MEMS-RF à faible tension d'abaissement semble aller dans le bon sens. Cependant, puisque le gap initial  $g_0$  est faible, l'influence de la courbure de la poutre sur ses performances électromécaniques est augmentée puisque la déformation induite représente 48% de  $g_0$ .

### Temps de commutation, temps de relâchement et fréquence de résonance mécanique

Pour mesurer le temps de commutation et de relâchement, le MEMS-RF doit être actionné par une impulsion de tension dont les fronts de montée et de descente doivent être le plus faible possible. Le temps de commutation est le temps mis par la structure MEMS pour passer de l'état haut à l'état bas à l'application d'une impulsion de polarisation supérieure à sa tension d'abaissement. Le temps de relâchement est quant à lui le temps mis par la structure pour revenir dans son état initial à la fin de l'impulsion de polarisation.

La fréquence de résonance mécanique de MEMS-RF peut être relevée lors du relâchement de la structure si celle-ci est placée sous vide pour favoriser l'oscillation mécanique de la partie mobile du micro-commutateur sans amortissement. La Figure 2.16 présente les résultats obtenus.

Pour une tension d'actionnement de 8 V, le temps de commutation est de 21  $\mu s$  et pour une tension d'actionnement de 10 V représentant 1.5  $V_p$ , le temps de commutation est de 17  $\mu s$ . Ces valeurs restent en dessous de la valeur de  $t_c = 52 \mu s$  mesurée pour un MEMS-RF à faible tension d'abaissement de l'état de l'art.

Le temps de relâchement de la structure ne dépend pas de l'amplitude du signal de polarisation comme on peut le constater sur la Figure 2.16 (b). Celui-ci est de  $t_r = 22 \mu s$  et ne dépend que des paramètres physiques et géométrique de la structure MEMS tout comme la fréquence de résonance mécanique mesurée à  $f_{méca} = 33$  kHz.

**NB :** Lors du relâchement de la structure, si celle-ci est placée dans une enceinte sous vide, elle oscille périodiquement à sa fréquence de résonance mécanique. Pour mesurer  $f_{méca}$ , il suffit de mesurer une ou plusieurs périodes d'oscillations  $T_{osc}$  et de calculer  $f_{méca} = 1/T_{osc}$ .

Pour rappel, lors de l'étude mécanique de la structure avec ANSYS FEA, la fréquence de résonance mécanique de la structure a été évaluée à 39 kHz contre 33 kHz mesuré. Ceci explique que le temps de commutation à 1.5  $V_p$ , soit pour une polarisation de 10V dans notre cas, a été mesuré à  $t_c = 17 \mu s$  alors qu'il avait été évalué à  $t_c = 9.98 \mu s$  à partir de l'expression (2.5). Les valeurs mesurées restent cependant comparables avec les valeurs prévues par l'étude mécanique ce qui encourage l'approfondissement de la méthode employée pour concevoir des MEMS-RF à faible tension d'abaissement.

### Caractérisation hyperfréquence

À l'état haut, le commutateur présente une capacité  $C_{off}$  de 273 fF. Dans son état commuté, la capacité MEMS équivalente s'élève  $C_{on}$  à 1268 fF (Cf. Figures 2.18, 2.17 et Tableau 2.4). On remarque, pour une fréquence inférieure à 3 GHz, l'effet des capacités séries  $C_{MIM} = 1,2$  pF. Cette valeur diffère de la valeur prise en compte lors de la conception de la structure sous Momentum du fait que lors du procédé de fabrication, nous avons souhaité assurer la protection de l'actionneur électrostatique en utilisant la couche sacrificielle pour surélever une partie du métal supérieur définissant les capacités MIM.

TABLE 2.4 – paramètres extraits de la mesures.

$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_s$ (pH)	$L_p$ (pH)	$C_{MIM}$ (fF)	$R_s$ ( $\Omega$ )
273	1268	4.6	238	21	1.2	9.4

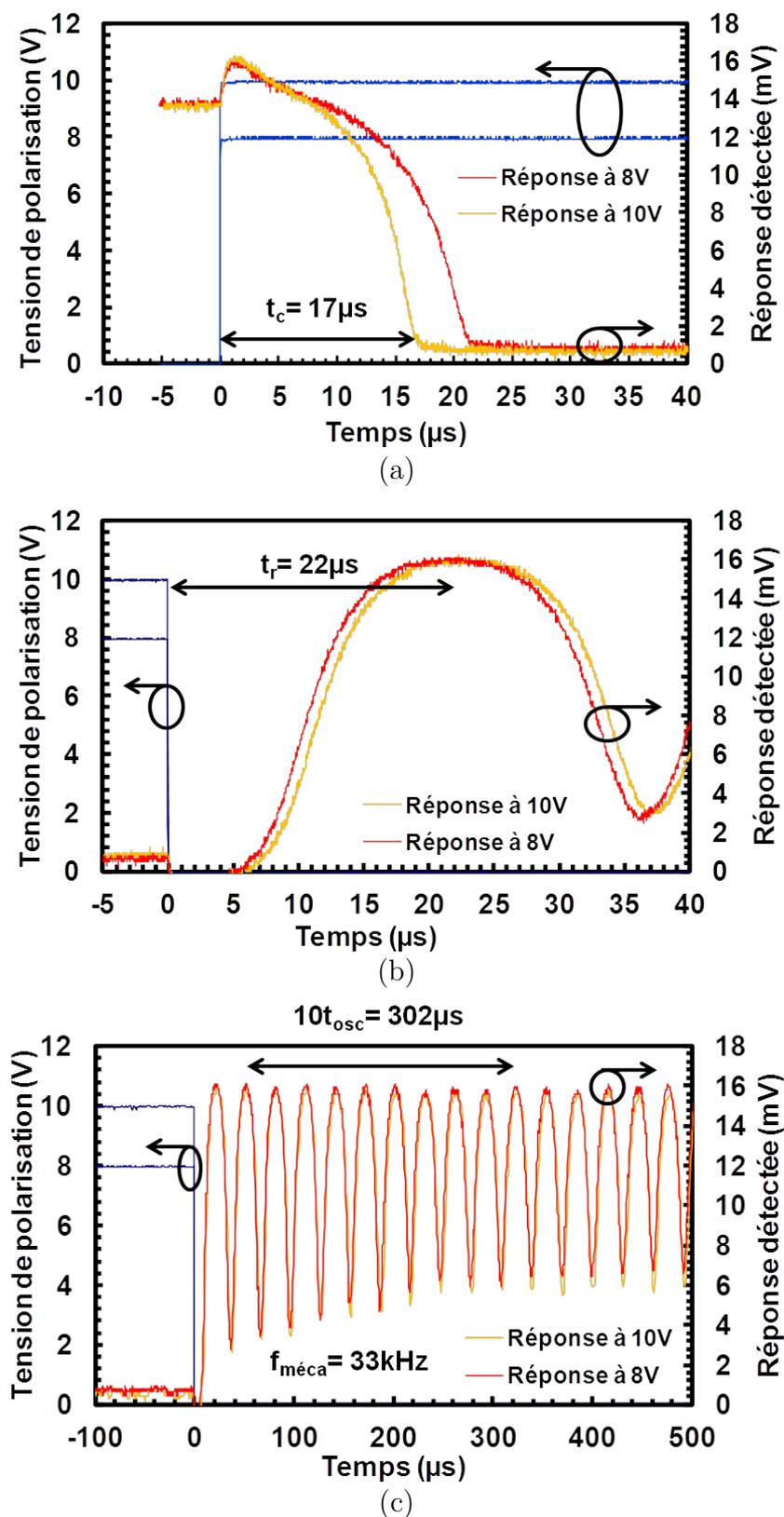


FIGURE 2.16 – Mesures du temps de commutation (a), du temps de relâchement (b) et de la fréquence de résonance mécanique (c) du composant développé pour des impulsions de polarisation d'amplitudes 8 et 10 V.

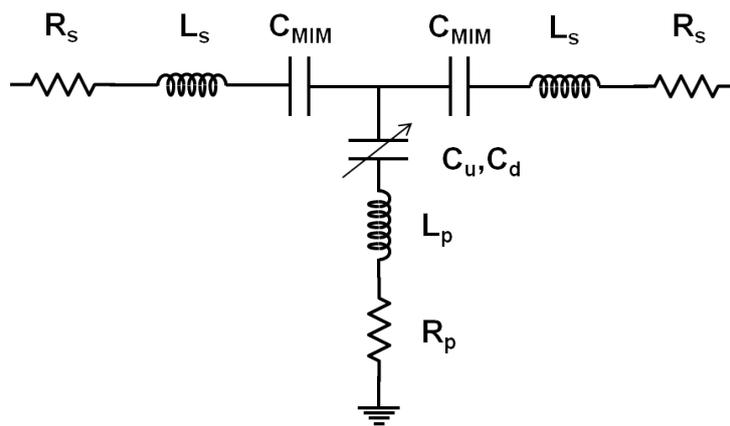
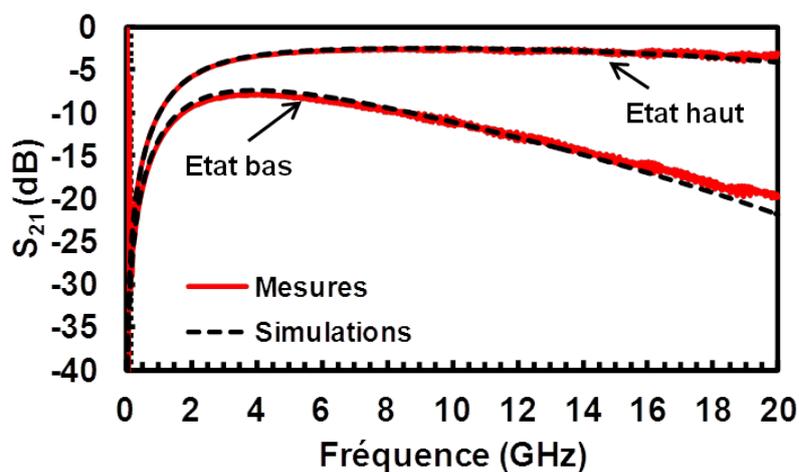
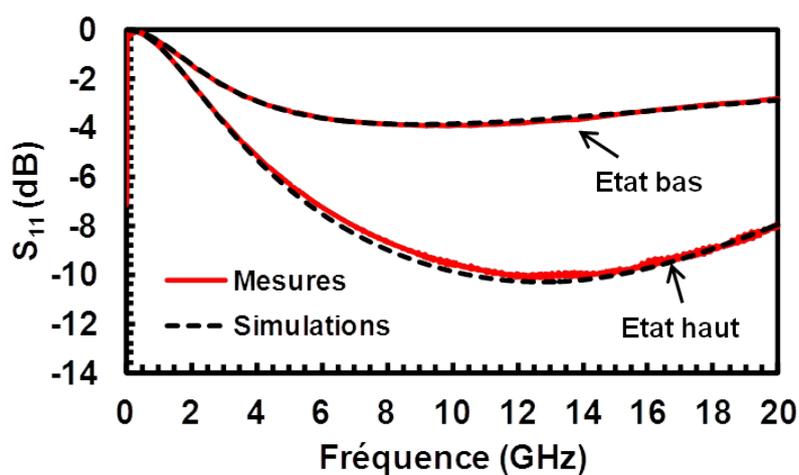


FIGURE 2.17 – Schéma électrique équivalent du MEMS-RF capacitif après fabrication.



(a)



(b)

FIGURE 2.18 – Caractéristiques hyperfréquences de la structure selon son état haut ou bas d'après les mesures et les simulations du schéma électrique équivalent Figure 2.13 (b).

Les caractéristiques hyperfréquences ne constituent pas l'objet principal de l'étude de ce design. Les mesures ont permis de relever une bonne concordance des valeurs de capacités  $C_{on}$  et  $C_{off}$  comparé à l'étude théorique. Cependant, on peut noter que la valeur de  $C_{off} = 273$  fF mesurée diffère légèrement de la valeur  $C_{off} = 297$  fF théorique. Ceci confirme que les effets induits par les contraintes internes ne sont pas négligeables sur cette structure malgré les faibles déformations induites comparées à des MEMS-RF à faible constante de raideur  $k$ .

## 2.4.6 Fiabilité du composant

### Présentation des mesures de fiabilité de MEMS-RF

Afin de valider la méthode de la conception de MEMS-RF à faible tension d'abaissement, des mesures de fiabilité ont été effectuées selon la procédure établie par D. Mardivirin dans le cadre de sa thèse [35].

Les tests de fiabilité de MEMS-RF consistent à mesurer les dérivés des tensions d'actionnement ( $V_p$  et  $V_r$ ) au cours du temps en appliquant un signal de polarisation spécifique appelé « stress ». En effet, il est connu que les tensions d'actionnement des MEMS-RF dérivent au cours du temps. La Figure 2.19 illustre de manière simplifiée comment évaluer la durée de vie des MEMS-RF.

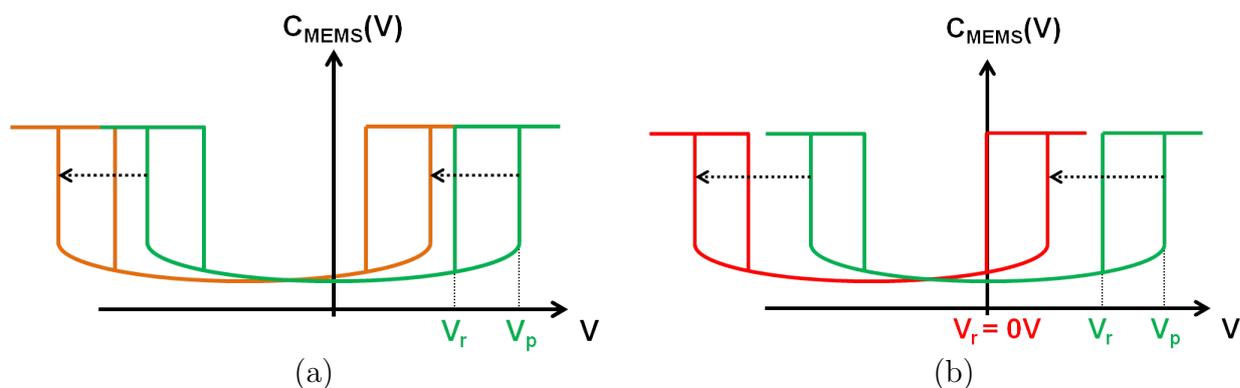


FIGURE 2.19 – Illustration de la dérive des tensions d'actionnement des MEMS-RF au cours du temps (a) jusqu'à la défaillance (b).

Ainsi un micro-commutateur MEMS-RF présente une courbe initiale  $C(V)$  (courbe verte) avec des tensions d'abaissement et de relâchement initiales. Lorsque le composant est « stressé » de manière continue, ces tensions diminuent au cours du temps (courbe orange). Ces dérivés limitent la durée de vie des composants MEMS-RF. En effet, lorsque la tension de relâchement atteint  $V_r = 0V$  (courbe rouge), le micro-commutateur ne peut plus revenir dans son état haut même lorsque le signal de « stress » est enlevé, le composant est donc défaillant.

Le « stress » appliqué au MEMS-RF lors des tests de fiabilité peut faire varier la durée de vie des composants. En effet, dans [35], il a été observé que la durée de vie d'un MEMS-RF défini dépend du type de « stress » appliqué. Les résultats obtenus ont montré que la durée de vie d'un MEMS-RF défini pouvait être améliorée si :

- l'amplitude du signal de « stress » est faible ;
- le rapport cyclique du signal de « stress » est faible ;
- le « stress » est de type bipolaire plutôt que unipolaire ;
- la température du composant est faible.

Pour résumer, si pendant la période de mesures de fiabilité le composant est testé à une température élevée, qu'il est maintenu à l'état bas avec un signal de polarisation unipolaire de forte amplitude, sa durée de vie sera réduite puisque ce cas est le plus critique.

### Mesures de fiabilité du composant développé

Ainsi, nous avons mesuré la durée de vie d'un composant avec une tension de relâchement initiale  $V_r=4.5$  V et une tension d'abaissement initiale  $V_p=6.8$  V. La fiabilité du composant a été évaluée à température ambiante avec des signaux de stress unipolaire et bipolaire d'amplitude 8 V (soit  $1.2 V_p$ ) maintenant le micro-commutateur 98% du temps de mesure à l'état bas, les 2% restant servant à relever les tensions d'actionnement périodiquement. La Figure 2.20 illustre les résultats obtenus.

Ainsi, lorsque le signal de commande est unipolaire, on observe une dérive de la tension de relâchement  $dV_r=2.8$  V après 4 h de test tandis que pour un signal bipolaire la dérive est de seulement  $dV_r=1$  V après 4 h de test et de  $dV_r=1.8$  V après plus de 14 h de test.

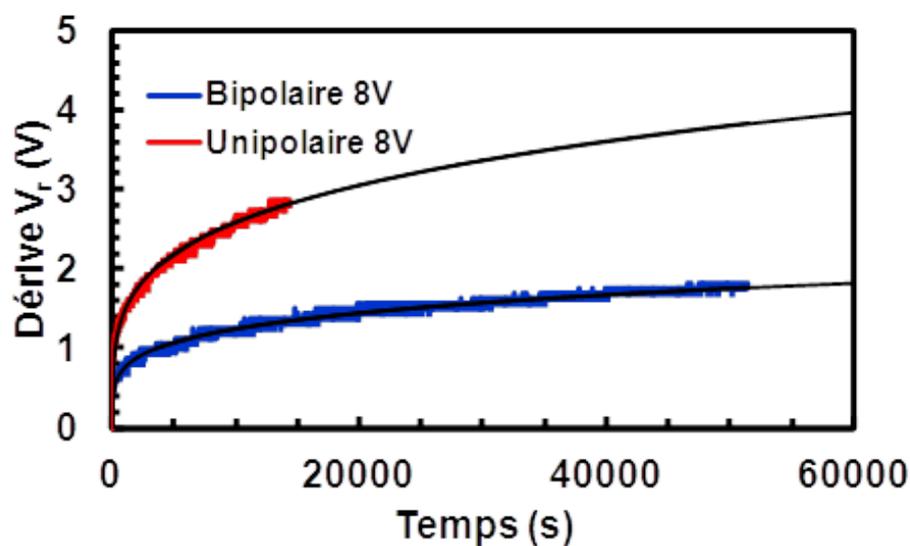
L'évolution des dérives en tension semblent suivre une loi de puissance avec le temps pouvant se modéliser avec l'équation (2.6) [35] :

$$dV = \alpha t^n \quad (2.6)$$

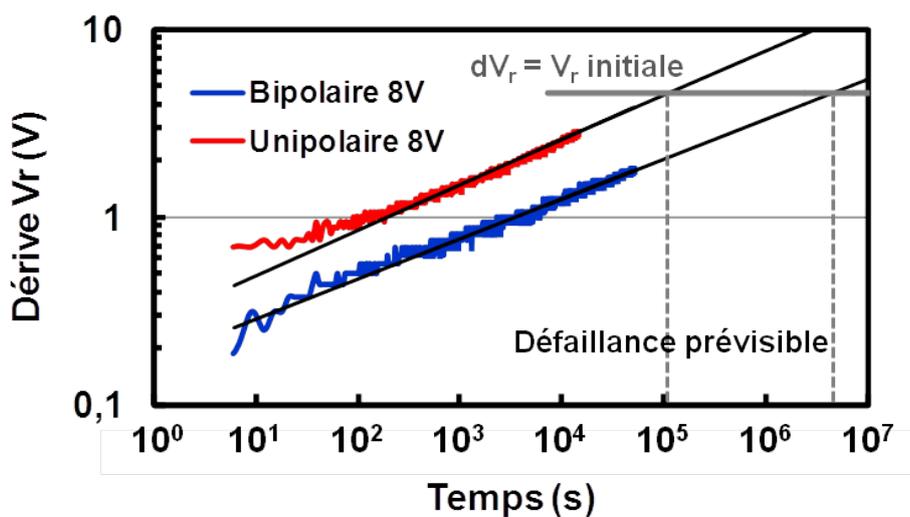
Avec :

- $dV$  : dérive de  $V_r$  ou de  $V_p$  ;
- $t$  : le temps ;
- $\alpha$  : une constante correspondant à l'ordonnée à l'origine ;
- $n$  : paramètre de puissance correspondant à la pente de la droite lorsque celle-ci est tracée avec une échelle double logarithmique.

Le paramètre  $n$  de ce modèle indique la vitesse de la dérive. Ainsi, si  $n$  est faible, la pente de la droite (tracée en échelle double logarithmique) sera faible et la fiabilité du



(a)



(b)

FIGURE 2.20 – Mesures des dérives de la tension de relâchement du MEMS-RF capacitif développé avec un signal de commande unipolaire et bipolaire de rapport cyclique 100% : échelle linéaire (a) et double logarithmique (b). Les droites noires correspondent au modèle de l'équation 2.6 extrapolé jusqu'à la défaillance prévisible du composant.

composant sera meilleure. Le paramètre  $\alpha$  indique quant à lui la dérive de tension au début de l'application du signal de « stress » puisqu'il représente l'ordonnée à l'origine de la droite (tracée en échelle double logarithmique), il est donc moins prépondérant que le paramètre  $n$  concernant la durée de vie des MEMS-RF.

Ainsi, sur la Figure 2.20, nous avons tracé le modèle décrit précédemment afin d'évaluer la durée de vie du composant testé. Les paramètres  $\alpha$  et  $n$  sont regroupés dans le Tableau 2.5.

TABLE 2.5 – Paramètres du modèle appliqués aux mesures de la Figure 2.20.

Signal de commande	$\alpha$	$n$
Unipolaire	0.283	0.241
Bipolaire	0.175	0.213

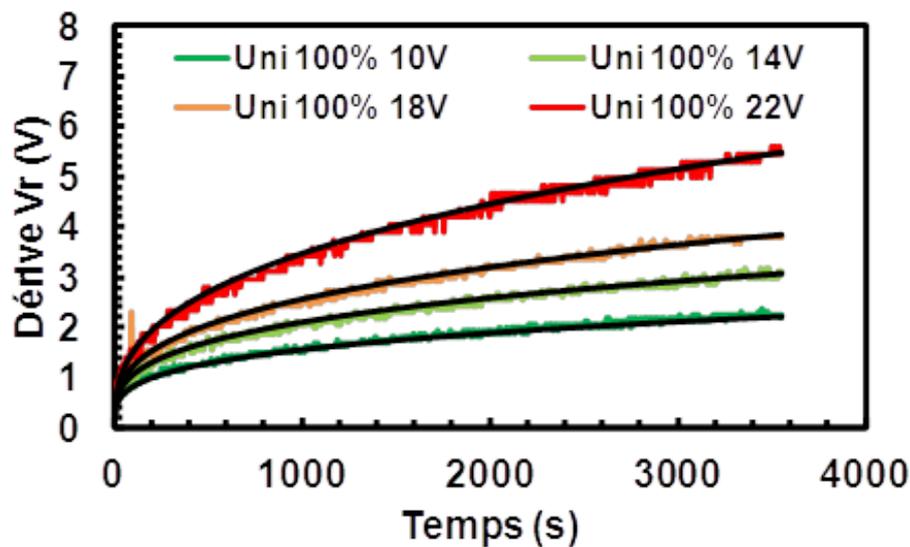
La durée de vie du composant est alors extrapolée avec le modèle lorsque  $dV_r$  atteint la valeur initiale de  $V_r=4.5$  V. Ainsi, lorsque le signal de stress est unipolaire, la durée de vie du composant est extrapolée à 30 heures et pour stress bipolaire, la durée de vie est extrapolée à 52 jours.

Malgré le fait que ces durées de vie n'atteignent pas celles des composants de l'état de l'art dans les mêmes conditions, elles sont encourageantes. En effet, les composants fiables de l'état de l'art ont des tensions de relâchement  $V_r$  bien supérieures à celle du composant développé dans ce chapitre ce qui explique que leur durée de vie est bien supérieure dans ces conditions critiques de test. A titre d'exemple, si la tension de relâchement du composant mesuré était de  $V_r=10$  V, la durée de vie serait extrapolée à 32 jours et 17 h pour un signal unipolaire 100% et à plus de 5 ans et 7 mois pour un signal de commande bipolaire 100%.

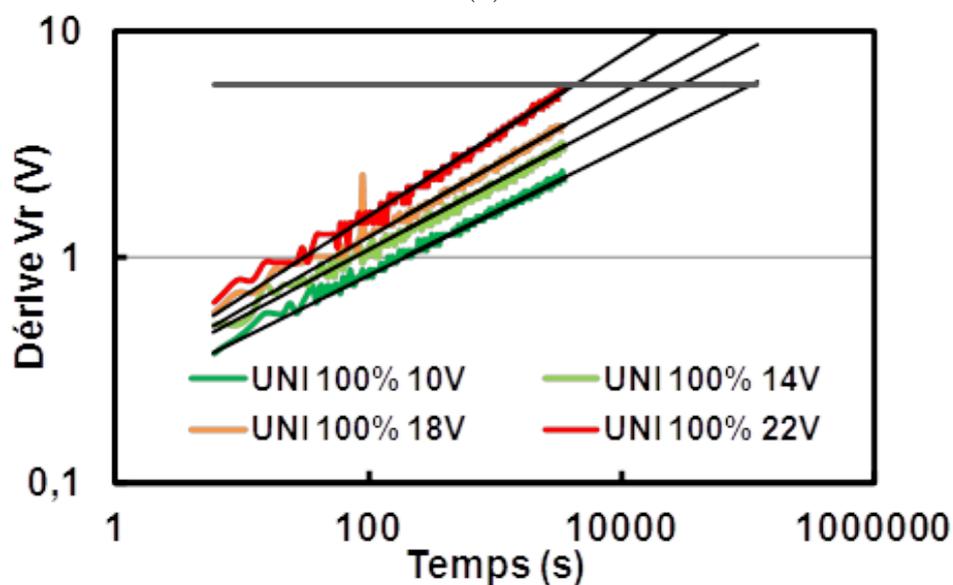
Nous avons également souhaité évaluer la durée de vie de ce composant en augmentant l'amplitude du signal de polarisation. La Figure 2.21 illustre les dérives de la tension de relâchement mesurées durant 1 heure sur un commutateur avec une tension d'abaissement de  $V_p=7.5$  V et une tension de relâchement de  $V_r=5.1$  V. En ayant pris soin de laisser reposer le composant 24h entre chaque mesure afin que le MEMS retrouve ses performances électromécaniques initiales.

De la même manière que précédemment, les paramètres du modèle en puissance ( $\alpha$  et  $n$ ) ont été extraits et sont regroupés dans le Tableau 2.6. Ainsi, la durée de vie du composant est extrapolée en fonction de l'amplitude du signal de commande (Tableau 2.6).

Pour un signal de commande unipolaire 98% d'amplitude 10 V, on retrouve des résultats cohérents avec la mesure de fiabilité sur le composant précédent soit une durée de vie de 28 h. Lorsque l'amplitude du signal de commande augmente, la dérive de la ten-



(a)



(b)

FIGURE 2.21 – Mesures des dérives de la tension de relâchement du MEMS-RF capacitif développé avec un signal de commande unipolaire de rapport cyclique 98% d'amplitude variant de 10 V à 22 V : échelle linéaire (a) et double logarithmique (b). Les courbes noires correspondent au modèle de l'équation 2.6 extrapolé jusqu'à la défaillance prévisible du composant.

TABLE 2.6 – Paramètres du modèle appliqués aux mesures de la Figure 2.21 et durées de vie extrapolées.

Signal de commande	$\alpha$	$n$	Durée de vie
Unipolaire 100% 10 V	0.231	0.278	28 h
Unipolaire 100% 14 V	0.268	0.298	7 h 40 min
Unipolaire 100% 18 V	0.279	0.321	3 h 30 min
Unipolaire 100% 22V	0.291	0.360	1 h

sion de relâchement est plus rapide et la défaillance survient plus tôt. De ce fait, lorsque le signal de commande atteint 3 fois la tension d'abaissement (soit 22 V) la durée de vie du composant n'excède pas 1 h. Il est important de noter que ce composant n'est pas fait pour fonctionner à 22 V mais plutôt autour de 10 V, valeur de tension pour laquelle la durée de vie du composant est 29 fois plus élevée que pour une tension de 22 V.

L'évolution des paramètres  $\alpha$  et  $n$  du modèle en puissance permettant d'extrapoler la durée de vie des composants MEMS-RF en fonction de l'amplitude du signal de commande a été tracée sur la Figure 2.22.

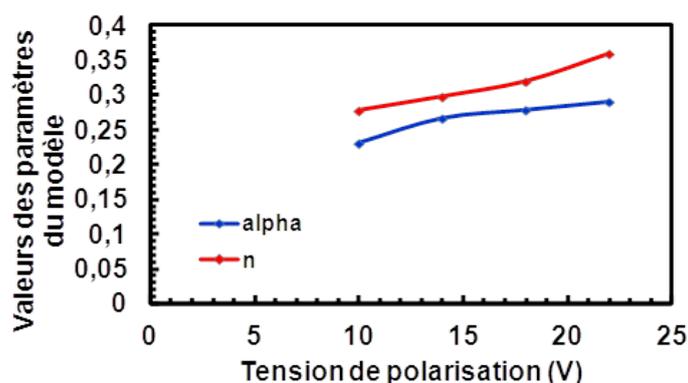


FIGURE 2.22 – Évolution des paramètres  $\alpha$  et  $n$  du modèle en puissance permettant d'extrapoler la durée de vie des composants MEMS-RF testés en fonction de l'amplitude du signal de polarisation.

Suite à ces résultats, on observe que le paramètre *alpha*, correspondant à l'ordonnée à l'origine des courbes de dérive en tension tracées en échelle double logarithmique, semble converger vers une valeur maximale au fur et à mesure que l'amplitude du signal de commande augmente. Le paramètre  $n$ , correspondant à la pente des courbes de dérive en tension tracées en échelle double logarithmique, semble quant à lui augmenter de manière croissante avec l'amplitude du signal de commande.

À l'heure actuelle, nous ne pouvons pas tirer de réelle conclusion sur les phénomènes entrant en jeu dans les dérives en tension de commande dans les micro-commutateurs à

faible tension d'abaissement. En effet, si la réduction de la tension d'actionnement permet de réduire le champ électrique dans le diélectrique et donc les phénomènes d'injection et de piégeage de charge à l'intérieur de celui-ci, les dérives des tensions de commande sont également dues aux déformations mécaniques successives de la poutre du MEMS au fur et à mesure des commutations lors des tests de fiabilité. En effet, le fluage est un phénomène présent dans un solide soumis à une contrainte mécanique permanente ce qui conduit à la modification des paramètres mécaniques du solide entraînant une dérive des tensions de commande d'un micro-commutateur MEMS [61] de la même manière que le chargement du diélectrique.

## 2.5 Optimisation d'un commutateur capacitif à faible tension d'abaissement

### 2.5.1 Objectifs

La méthode employée pour le développement de MEMS-RF à faible tension d'abaissement avec un temps de commutation relativement faible semble fonctionner. Pour la première fois des tests de fiabilité ont été menés indiquant que les composants développés ne sont pas enclins au collage. De ce fait, nous souhaitons concevoir un micro-commutateur capacitif avec de bonnes performances hyperfréquences, un temps de commutation amélioré et une tension d'abaissement maîtrisée de l'ordre de 5 V.

Pour cela, le MEMS-RF doit présenter une capacité initiale  $C_{off}$  la plus faible possible pour que les pertes introduites par le composant à l'état haut soient le plus faible possible. La capacité  $C_{on}$  doit quant à elle être assez élevée pour que le composant présente des pertes importantes dans son état bas.

Il faut également améliorer la reproductibilité du composant face aux simulations afin de retrouver des paramètres de mesures identiques aux paramètres simulés lors de la conception.

Suite à ces remarques, le choix d'une structure plus petite (surface et gap d'air initial) et plus rigide que la précédente a été étudiée (Figure 2.23). Un travail sur le procédé de fabrication a également été effectué afin d'améliorer les performances hyperfréquences.

### 2.5.2 Etude mécanique : utilisation du logiciel ANSYS

Lors de la conception du premier MEMS-RF, les résultats de mesures étaient cohérents avec les résultats de simulations obtenus avec le logiciel de simulation mécanique ANSYS FEA. La géométrie étudiée étant assez complexe, il est difficile de trouver des équations théoriques permettant de calculer sa constante de raideur. Cependant, il est possible de

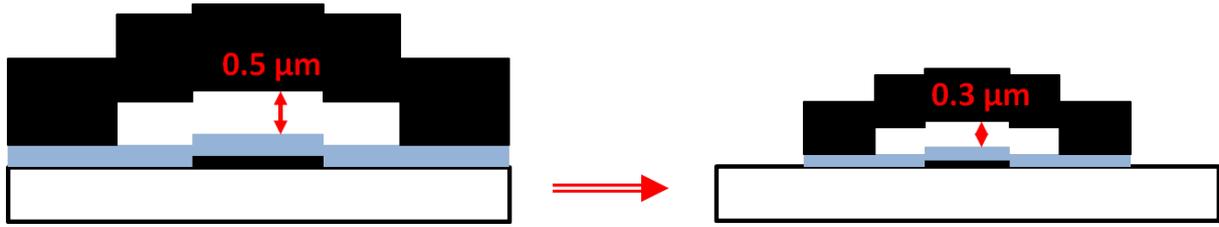


FIGURE 2.23 – Idée retenue pour optimiser la conception d'un MEMS-RF à faible tension d'abaissement.

déterminer la constante de raideur d'une structure MEMS-RF en évaluant le déplacement de sa partie mobile lorsque celle-ci est soumise à une pression localisée sur une surface équivalente à la surface de l'actionneur. Pour simplifier, en évaluant la force de rappel de la structure, il est possible de retrouver sa constante de raideur ( $k$ ) selon l'expression (2.7)

$$F_r = k\Delta g \Rightarrow k = \frac{F}{\Delta g} = \frac{P}{S\delta g} \quad (2.7)$$

Ainsi, la Figure 2.24 illustre la géométrie retenue implémentée dans ANSYS FEA pour évaluer la constante de raideur de la structure en or en fonction de son épaisseur. Le micro-commutateur contient 4 ancrages et la géométrie a été repliée au maximum pour obtenir un composant le plus compact possible dont les dimensions seront énoncés par la suite. Ainsi, pour évaluer la constante de raideur de cette structure, nous appliquons une pression  $P=23810$  Pa équivalente à une force de  $50 \mu N$  répartie de manière uniforme sur la surface en vert ( $S=2.1 \cdot 10^{-9} m^2$ ) représentant la surface de l'actionneur électrostatique (Figure 2.24 (a)). Les simulations ANSYS donnent le déplacement maximal selon l'axe  $Oz$  de la structure induit par cette force (Figure (b)) ce qui nous permet de remonter à la valeur de la constante de raideur  $k$  avec l'expression (2.7)

Ainsi, des simulations ont été effectuées sur cette géométrie pour des épaisseurs de poutre variant de  $0.5$  à  $1.2 \mu m$ . La Figure 2.25 illustre l'évolution de la constante de raideur de cette structure en fonction de son épaisseur.

Pour choisir au mieux la constante de raideur  $k$  afin de conserver une faible tension d'abaissement pour cette structure, nous considérons l'expression (2.8) en souhaitant une tension d'abaissement  $V_p < 7$  V pour faire mieux que la structure précédente.

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\epsilon_0 S}} < 7V \Leftrightarrow k < V_p^2 \frac{27\epsilon_0}{8g_0^3} = 114N/m \quad (2.8)$$

Avec :

- $g_0 = 0.3 \mu m$  ;
- $S = 2.1 \cdot 10^{-9} m^2$  ;
- $\epsilon_0 = 8.8541 \cdot 10^{-12} F/m$ .

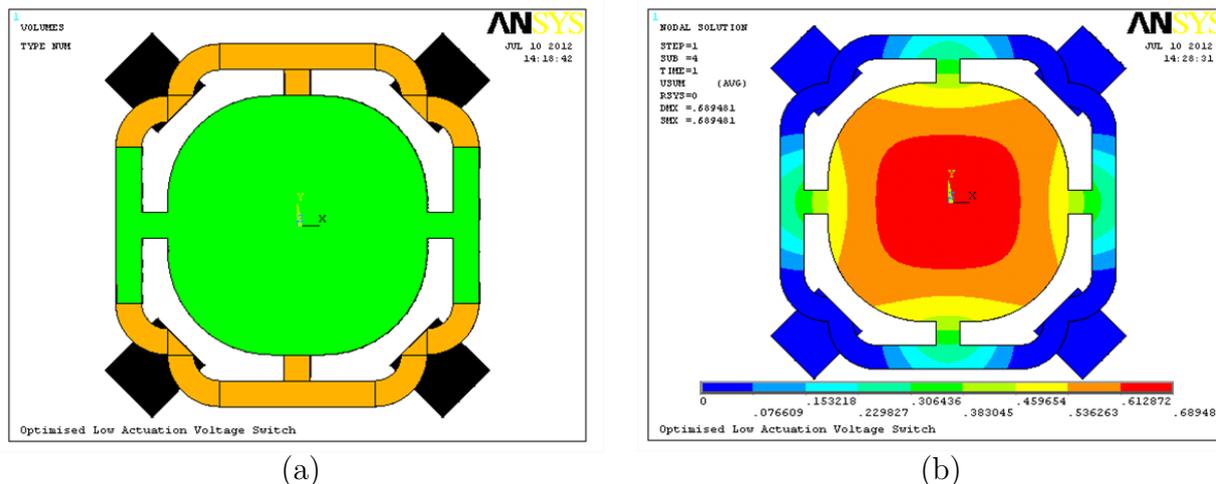


FIGURE 2.24 – Illustration de la procédure permettant d'évaluer la constante de raideur avec ANSYS : application d'une force de  $50 \mu N$  sur la surface en vert de la poutre du micro-commutateur (a), déformation de la poutre d'épaisseur  $0.8 \mu m$  due à cette force (b).

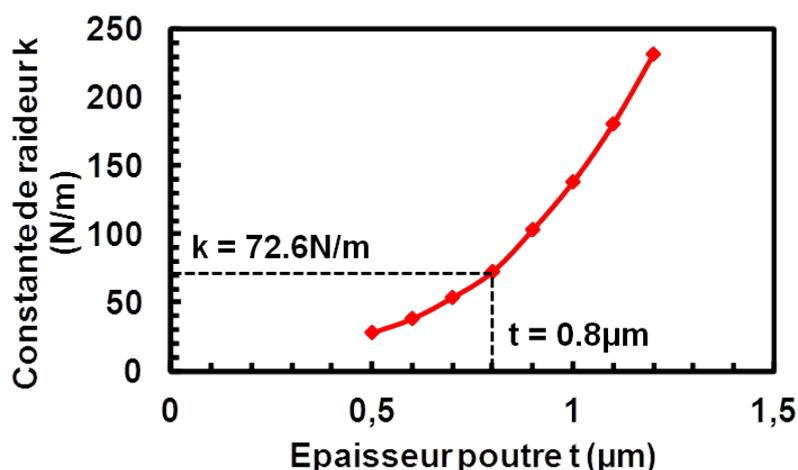


FIGURE 2.25 – Evolution de la constante de raideur  $k$  en fonction de l'épaisseur de la poutre  $t$  pour la géométrie étudiée avec ANSYS.

Nous fixons l'épaisseur de la poutre à  $t=0.8 \mu m$  pour obtenir une constante de raideur  $k=72.6 N/m$  ce qui correspond à une force de rappel maximale  $F_{r_{MAX}}=22 \mu N$  bien supérieure à celle des composants à faible tension de l'état de l'art. La tension d'abaissement est évaluée de manière théorique à  $V_p=5.58 V$  avec l'expression (2.8).

La Figure 2.26 illustre la structure MEMS complète comprenant le pont et l'électrode d'actionnement avec ses principales dimensions suivant une vue de dessus et une vue en coupe.

La surface de l'actionneur est de  $S=2.1 \cdot 10^{-9} m^2$  ce qui représente une surface 8 fois

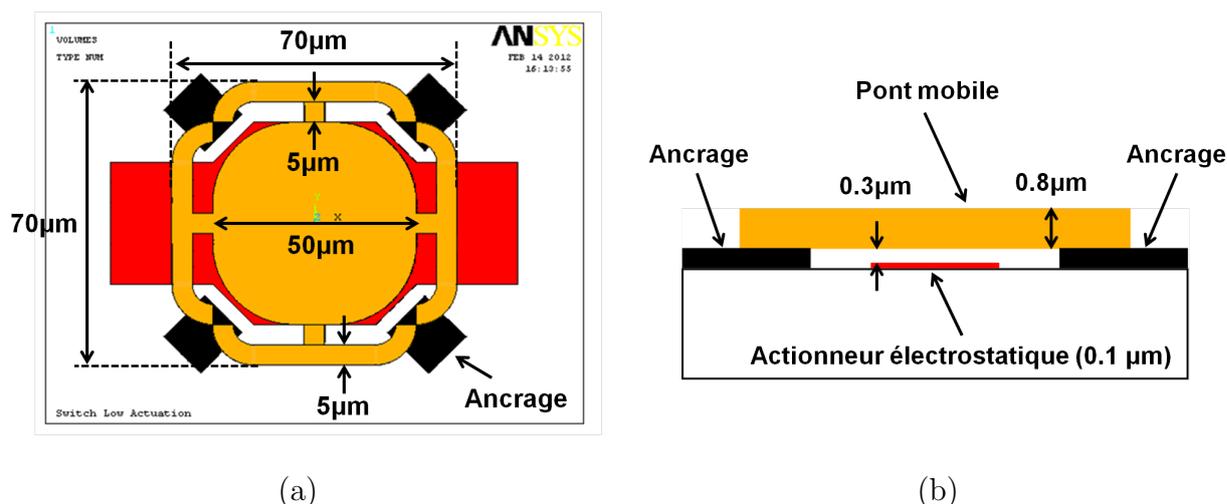


FIGURE 2.26 – Implémentation de la seconde structure MEMS-RF dans ANSYS : vue de dessus (a) et vue en coupe (b).

moins importante que pour la première structure développée. En effet, en plus d'obtenir un composant très compact, cette faible surface va permettre d'obtenir une faible valeur de capacité  $C_{off}$  ( $<100$  fF) pour présenter de bonnes performances hyperfréquences tout en conservant une faible tension d'abaissement. Ces dimensions ont également été choisies de manière à ce que la structure puisse être réalisée avec le matériel disponible dans la salle-blanche du laboratoire XLIM.

### La tension d'abaissement

Afin de conserver une tension d'abaissement faible, le gap d'air initial  $g_0$  a été diminué comparé à la première géométrie tandis que sa raideur a été augmentée pour améliorer le temps de commutation, diminuer sa sensibilité aux contraintes internes et éviter le phénomène de collage.

La Figure 2.27 illustre le déplacement de la poutre mobile pour une différence de potentiel entre les électrodes de l'actionneur égale à 6.5 V qui selon ANSYS représente sa tension d'abaissement puisque le déplacement induit par cette différence de potentiel est égal au gap  $g_0=0.3 \mu m$  fixé.

### Fréquence de résonance mécanique et temps de commutation

De la même manière que pour la première géométrie, la fréquence de résonance mécanique de cette structure a été extraite avec ANSYS à  $f_{méca} = 250$  kHz. Ainsi, il est possible d'évaluer le temps de commutation de cette structure en fonction de la tension d'actionnement d'après la formule du temps de commutation rappelée ci-dessous. La Figure 2.28 montre l'évolution du temps de commutation en fonction du rapport tension d'actionnement / tension d'abaissement pour ce MEMS-RF.

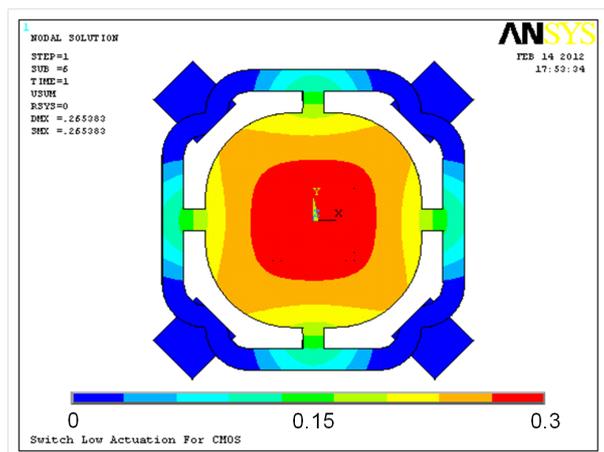


FIGURE 2.27 – Déformation de la poutre pour une tension appliquée de 6.5 V.

$$t_c \approx 3.67 \frac{V_p}{V_{bias} 2\pi f_{méca}} \quad (2.9)$$

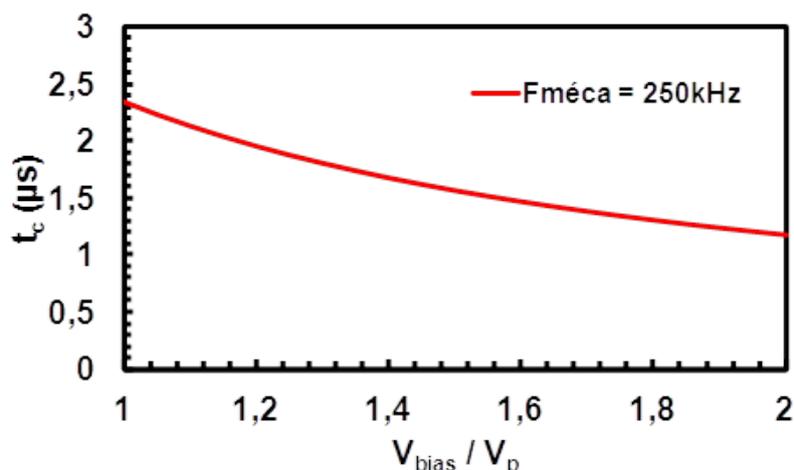


FIGURE 2.28 – Temps de commutation calculé en fonction du rapport tension de polarisation sur tension d'abaissement de la seconde structure.

Le temps de commutation calculé pour cette structure est relativement faible (de l'ordre de 1.5 à 2  $\mu s$ ) et est comparable avec celui des MEMS-RF de l'état de l'art et ce pour des tensions d'actionnement n'excédant pas 10 V.

### Effets d'une tension résiduelle et d'un gradient de contrainte sur la structure

Avant de valider cette géométrie, une simulation de la déformation induite par des contraintes internes a due être effectuée. En effet, il s'avérait que la première géométrie subissait une déformation quasiment comparable au gap d'air initial ce qui n'est pas acceptable. Ainsi, nous avons appliqué exactement les mêmes contraintes à cette nouvelle

géométrie en se basant sur le principe que le procédé de fabrication serait quasiment identique. La Figure 2.29 illustre les résultats obtenus.

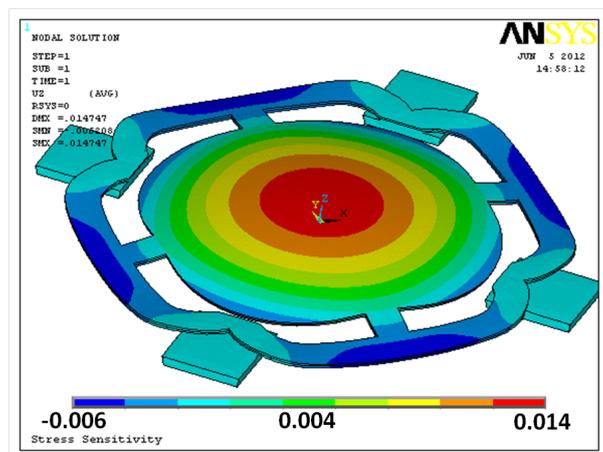


FIGURE 2.29 – Déformation de la poutre en or d'épaisseur  $0.8 \mu\text{m}$  subissant un gradient de contrainte de  $5 \text{ MPa}/\mu\text{m}$  et une tension résiduelle de  $120 \text{ MPa}/\mu\text{m}$ .

La déformation induite par la contrainte interne appliquée représente moins de 5% de  $g_0$  ce qui est non négligeable mais reste relativement faible comparé à la première structure pour laquelle la déformation représentait 48% de  $g_0$ . Ainsi, considérer une structure robuste (fort  $k$ ) permet de réduire l'influence des gradients de contraintes et des tensions résiduelles. Ceci devrait donc permettre de retrouver en mesure le comportement observé en conception.

### 2.5.3 Configuration du commutateur capacitif

De la même manière que pour la première géométrie, nous avons décidé d'intégrer cette structure en parallèle par rapport à la ligne de transmission en reliant les ancrages du micro-commutateur aux plans de masses électriques en vue de réaliser une fonction de limitation de puissance (Figure 2.30).

Afin d'améliorer les performances hyperfréquences comparées à la première structure, nous devons nous affranchir des capacités MIM en série considérées sur le premier MEMS-RF réalisé. De ce fait, lors du procédé de fabrication, il est nécessaire de graver localement la couche de diélectrique afin de permettre une reprise de contact Métal/Métal entre l'électrode d'actionnement (en rouge sur le schéma) et les accès RF (en marron sur le schéma).

Les paramètres  $S$  de cette structure selon l'état haut ou bas (toujours en laissant un gap d'air arbitraire de 10 nm pour tenir compte de la rugosité des matériaux en contact) du MEMS-RF ont été extraits avec Momentum montrant de bonnes caractéristiques hyperfréquences en considérant les épaisseurs de métallisation en or de conductivité  $S=4.1$

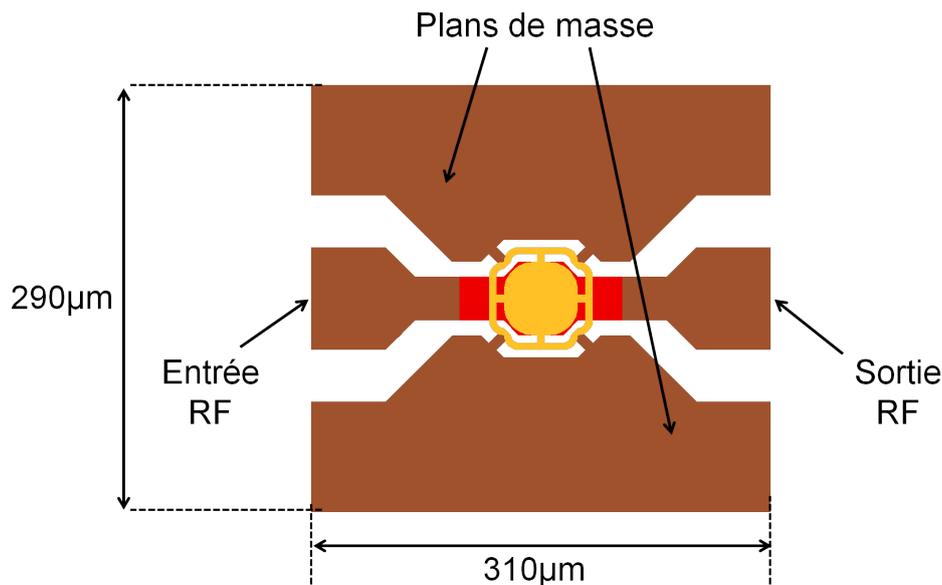


FIGURE 2.30 – Configuration du micro-commutateur capacitif.

$10^7 S/m$  (Figure 2.32 (a) et (b)). Ainsi, les valeurs de capacités extraites sont  $C_{off}=68$  fF et  $C_{on}=670$  fF donnent un contraste capacitif  $C_{on}/C_{off}=9.8$ . Le schéma électrique du composant est illustré Figure 2.31 et les valeurs des éléments localisés sont regroupées dans le Tableau 2.7.

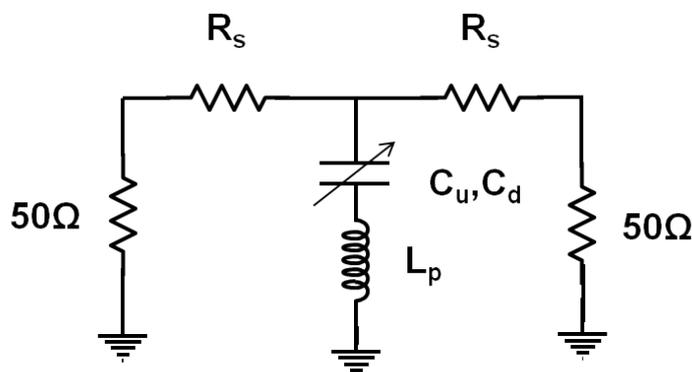
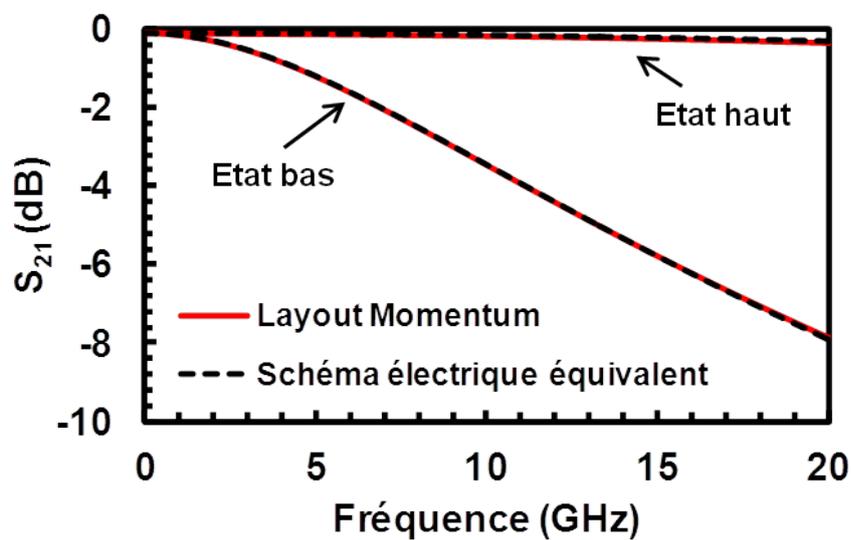


FIGURE 2.31 – Schéma électrique équivalent du second MEMS-RF développé.

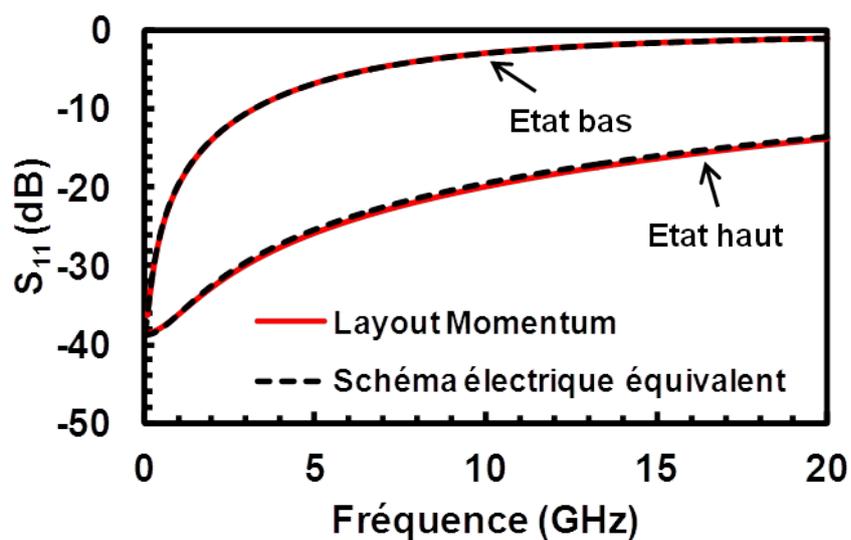
TABLE 2.7 – Valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent (Figure 2.31) au layout Momentum.

$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_p$ (pH)	$R_s$ ( $\Omega$ )
68	670	9.8	5	0.58

Les études mécaniques et électromagnétiques de ce micro-commutateur optimisé ont montré de bons résultats. Il reste maintenant à fabriquer le composant afin de vérifier que



(a)



(b)

FIGURE 2.32 – Paramètres de transmission  $S_{21}$  (a) et de réflexion en entrée  $S_{11}$  (b) du micro-commutateur capacitif parallèle optimisé selon son état haut ou bas.

les caractéristiques obtenues lors de la conception seront retrouvées lors de la mesure.

## 2.5.4 Procédé de fabrication

Pour réaliser la structure MEMS, 4 niveaux de masque sont nécessaires. La Figure 2.33 présente les photographies MEB (Microscope Electronique à Balayage) pour chacune des étapes réalisées lors du procédé de fabrication.

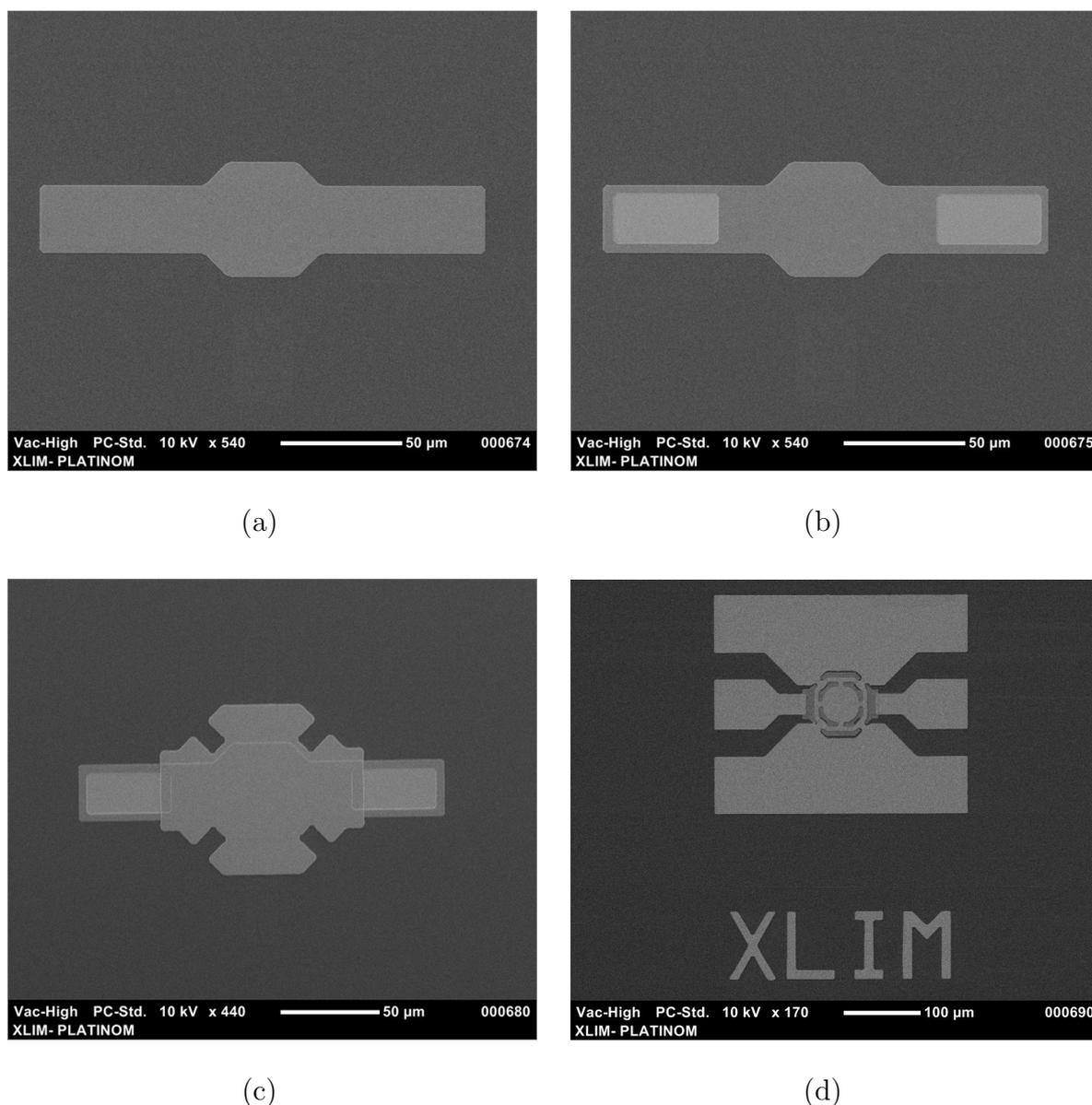


FIGURE 2.33 – Photographies MEB illustrant les différentes étapes du procédé de fabrication des MEMS-RF à faible tension d'actionnement

- (a) : Métall : Ti/Au/Ti (4/100/40 nm). Electrode d'actionnement et ligne de propagation du signal RF réalisée par déposition physique en phase gazeuse (PVD) avec un canon à électron puis gravée successivement avec de l'acide fluoridrique dilué à

- 5% (HF 5%), de l'or Etch et de la HF 5% ;
- (b) : Couche diélectrique : Nitrure d'aluminium (200 nm) déposé par pulvérisation cathodique puis gravée avec un développeur MIF26 chauffé à 60°C ;
- (c) : Couche sacrificielle métallique : Molybdène (300 nm) formant le gap initial interarmature de la structure MEMS déposé par pulvérisation cathodique et gravé avec une solution de Mo Etch constituée d'acide orthophosphorique, d'acide acétique et d'acide nitrique ;
- (d) : Métal2 : Ti/Or/Ti (4/800/4 nm) formant la partie mobile de la structure MEMS. On dépose successivement les couches de titane et d'or d'épaisseur respectives 4 nm et 150 nm par PVD. L'or est ensuite électrolyté pour obtenir une épaisseur de 800 nm puis est recouvert par une dernière couche de titane d'épaisseur 4 nm par PVD. Cette dernière couche de titane sert à symétriser le profil de la poutre constituant le micro-commutateur selon l'axe des  $z$  afin de minimiser au maximum les gradients de contraintes de la structure tandis que la première couche est nécessaire pour améliorer l'adhérence avec le substrat.

La Figure 2.34 présente une photographie optique de la structure terminée après la phase de libération de la couche sacrificielle et de séchage à point critique.



FIGURE 2.34 – Photographie optique du micro-commutateur à contact capacitif optimisé réalisé au laboratoire XLIM.

## 2.5.5 Caractérisation du micro-commutateur capacitif

### Le cycle d'hystérésis en tension

La Figure 2.35 illustre le cycle d'hystérésis en tension positive du micro-commutateur MEMS-RF développé. Ainsi, on relève une tension d'abaissement  $V_p = 5.6$  V et une tension de relâchement  $V_r = 1.6$  V.

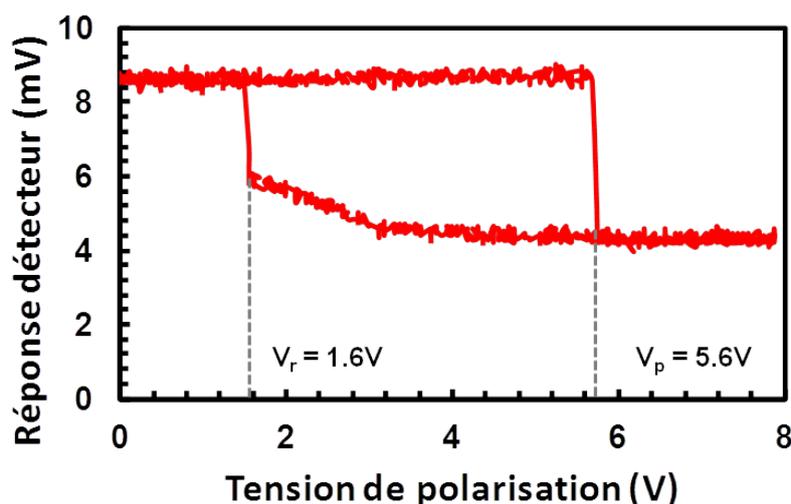


FIGURE 2.35 – Mesures de l’hysteresis en tension sur le second micro-commutateur capacitif développé.

Ces valeurs sont comparables aux simulations effectuées avec ANSYS FEA. En effet, le logiciel donnait une tension d'abaissement de  $V_p = 6.5$  V tandis que de manière calculatoire avec la constante de raideur  $k$  de la structure évaluée avec ANSYS, nous avons calculé une tension d'abaissement  $V_p = 5.58$  V.

Ainsi, les écarts entre la tension d'abaissement mesurée et celle simulée lors de la conception du composant est bien moins élevée que pour la première structure développée. En effet, nous avons étudié l'influence des gradients de contraintes et des tensions résiduelles sur ce composant en montrant que, dans les mêmes conditions que la première structure, la déformation induite sur la poutre était de 15 nm au maximum. Ainsi, la Figure 2.36 illustre les résultats de mesures profilométriques effectuées sur ce composant.

La courbure de la membrane (en rouge sur l'image) mesurée est de l'ordre de 55 nm. Cependant, on peut noter que la rugosité mesurée est du même ordre de grandeur voire plus importante (présence de pics sur l'image 2.36 (c)). Ces résultats donnent une tendance concernant le profil de la poutre du composant réalisé qui semble être bien moins incurvée que la première structure présentée dans ce chapitre ce qui explique que les écarts entre la tension d'abaissement prévue lors de la conception et celle mesurée sont relativement faibles.

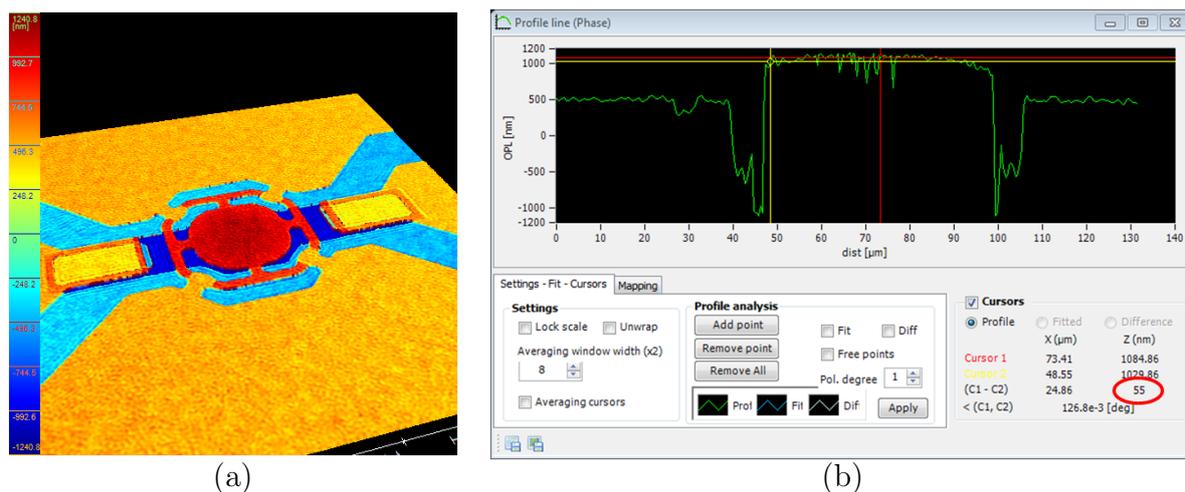


FIGURE 2.36 – Image profilométrique (a) et résultats de mesures de profil (b) du composant fabriqué.

### Temps de commutation, temps de relâchement et fréquence de résonance mécanique

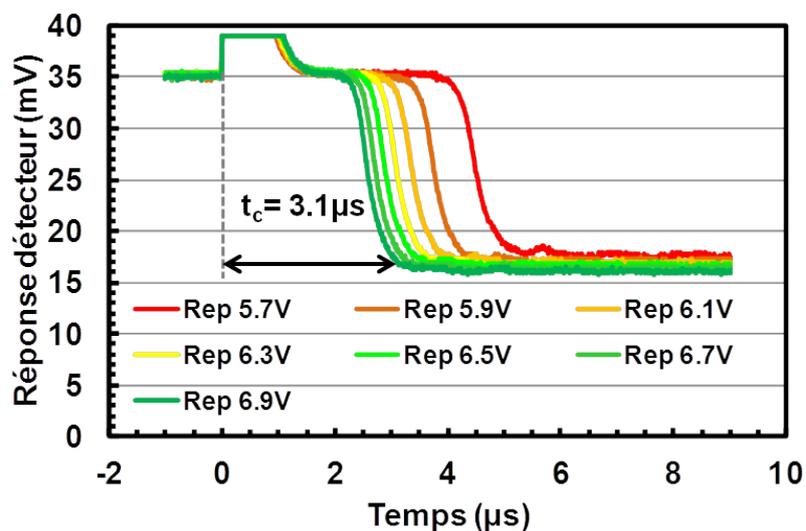
Une étude a été effectuée sur le temps de commutation en fonction de la polarisation appliquée. Sur la Figure 2.37 (a) on remarque que pour une tension de 5.7 V, le temps de commutation est de  $4.9 \mu s$  et qu'il atteint  $3.1 \mu s$  pour une tension appliquée de 6.9 V =  $1.23 V_p$ . Ces valeurs mesurées sont du même ordre de grandeur que les valeurs prévues par les simulations lors de la conception puisque à  $1.2 V_p$ , le temps de commutation était évalué à  $t_c = 2 \mu s$ .

Le temps de relâchement de cette structure a également été mesuré à  $t_r = 3.0 \mu s$  (Cf. Figure 2.37 (b)).

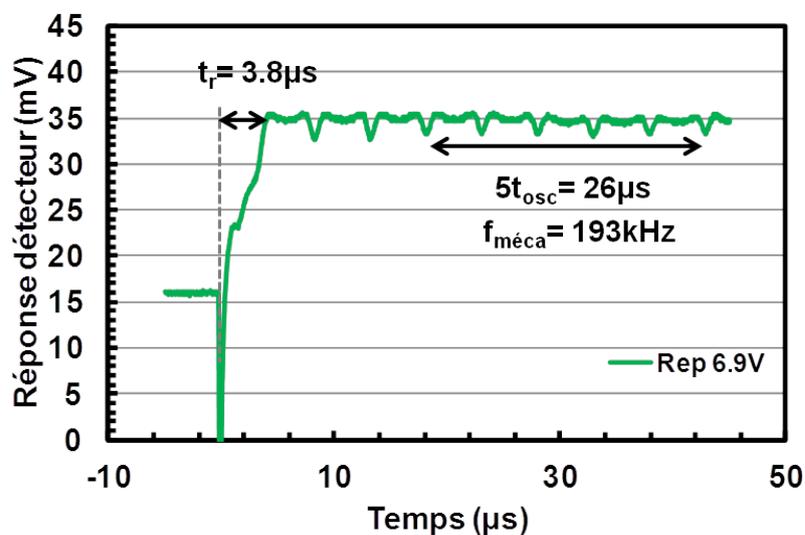
La fréquence de résonance mécanique de cette structure a également été mesurée de la même manière que pour la structure précédente. Celle-ci se mesure avec l'aide des oscillations provoquées lors du relâchement de la structure. Ces mesures étant effectuées dans une station sous vide, les phénomènes d'amortissement de ces oscillations sont extrêmement faibles. Ainsi, la Figure 2.37 (b) illustre ces oscillations. Pour évaluer la fréquence de résonance mécanique de la structure, il suffit de considérer plusieurs périodes d'oscillations, de revenir au temps mis par la structure pour faire une seule oscillation et de prendre l'inverse pour obtenir la valeur de la fréquence de résonance mécanique. On obtient de cette manière  $f_{méca} = 200$  kHz comparé à la simulation ANSYS qui prévoyait  $f_{méca} = 250$  kHz.

### Performances hyperfréquences

Dans son état haut, le micro-commutateur présente une capacité parallèle  $C_{off} = 63$  fF. Ainsi, les pertes en transmission sont inférieures à 0.5 dB jusqu'à 20 GHz. Lorsque



(a)



(b)

FIGURE 2.37 – Mesures du temps de commutation (a), du temps de relâchement et de la fréquence de résonance mécanique (b) du composant développé.

le MEMS-RF est dans son état commuté, la capacité extraite s'élève à  $C_{on}=500$  fF. On remarque ainsi que plus la fréquence du signal RF est élevée et plus les pertes par réflexion sont importantes et par conséquent un signal à fréquence élevée sera stoppé par le composant MEMS. Le rapport capacitif extrait est de  $C_{on}/C_{off} = 7.94$  ce qui constitue une valeur élevée compte tenu du gap d'air initial faible et du diélectrique utilisé. Le Tableau 2.8 regroupe les valeurs extraites des éléments localisés du schéma électrique équivalent de la Figure 2.38. Les paramètres [S] sont illustrés par la Figure 2.39.

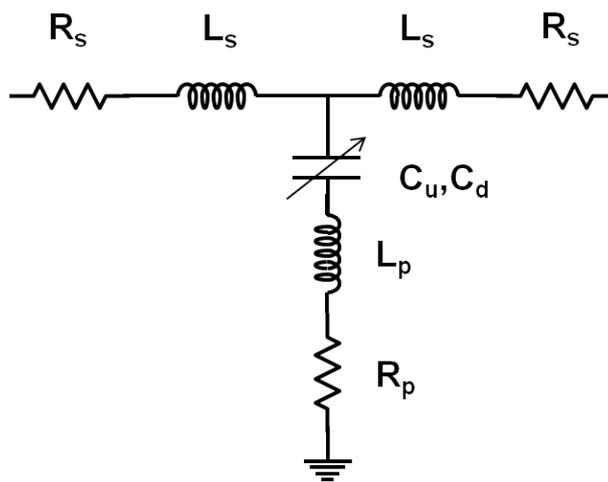
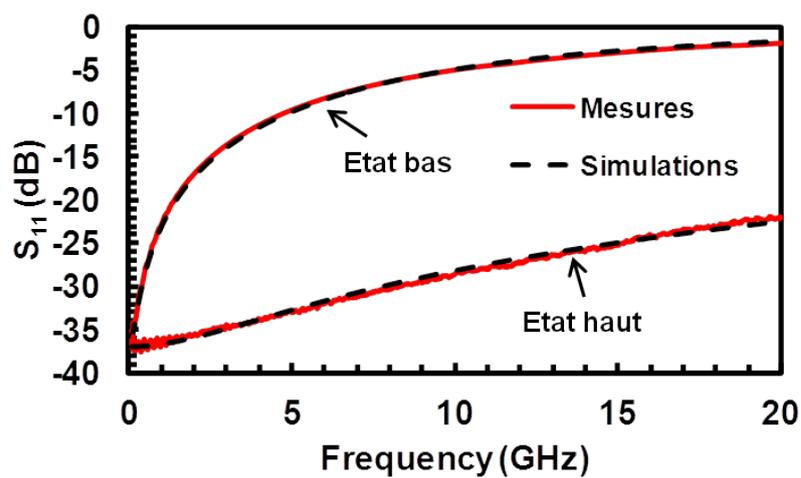


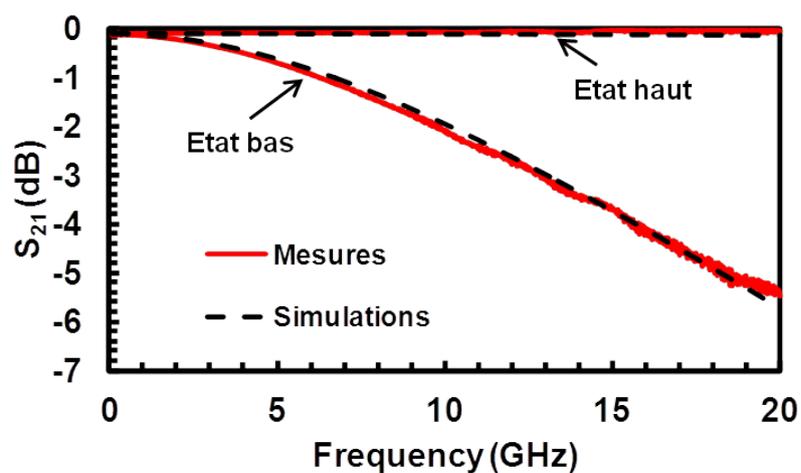
FIGURE 2.38 – Schéma électrique équivalent du second MEMS-RF fabriqué.

TABLE 2.8 – Paramètres extraits de la mesure.

$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_s$ (pH)	$L_p$ (pH)	$R_s(\Omega)$	$R_p(\Omega)$
63	500	7.93	41	6.7	0.8	0.2



(a)



(b)

FIGURE 2.39 – Caractéristiques hyperfréquences mesurées et rétro-simulées selon le schéma électrique équivalent de la Figure 2.38 du composant fabriqué.

## 2.6 Conclusion

Une nouvelle méthode pour la conception de micro-commutateurs MEMS-RF reproductibles à faible tension d'abaissement a été étudiée dans ce chapitre. Les résultats obtenus montrent qu'il est possible d'atteindre des tensions d'abaissement de l'ordre de  $V_p=5$  V sans problèmes de collage en considérant une force de rappel importante. De plus, le fait de considérer une constante de raideur importante permet d'obtenir un temps de commutation comparable avec les performances des MEMS-RF de l'état de l'art ( $t_c=3 \mu s$ ).

Pour la première fois, une étude de fiabilité a été effectuée sur un MEMS-RF à faible tension d'abaissement montrant une durée de vie 30 heures (stress unipolaire) et de 52 jours (stress bipolaire) dans des conditions critiques de test puisque le composant a été maintenu à l'état bas plus de 98% du temps de mesure. Ces tests sont encourageants pour le développement de tels composants.

La conception de micro-commutateurs MEMS-RF à faible tension d'abaissement a également été validée au sein du laboratoire par A. Yahiaoui [62] avec le développement d'un micro-commutateur à contact ohmique avec un gap initial  $g_0=0.35 \mu m$  (Figure 2.40) montrant une tension d'abaissement de  $V_p=6$  V et une tension de relâchement  $V_r=3$  V. Le temps de commutation de ce composant a été mesuré à  $t_c=5 \mu s$ . Les caractéristiques hyperfréquences (Figure 2.41) ont montré une capacité initiale  $C_{off}=22$  fF et une résistance de contact  $R_{on} < 2 \Omega$ .

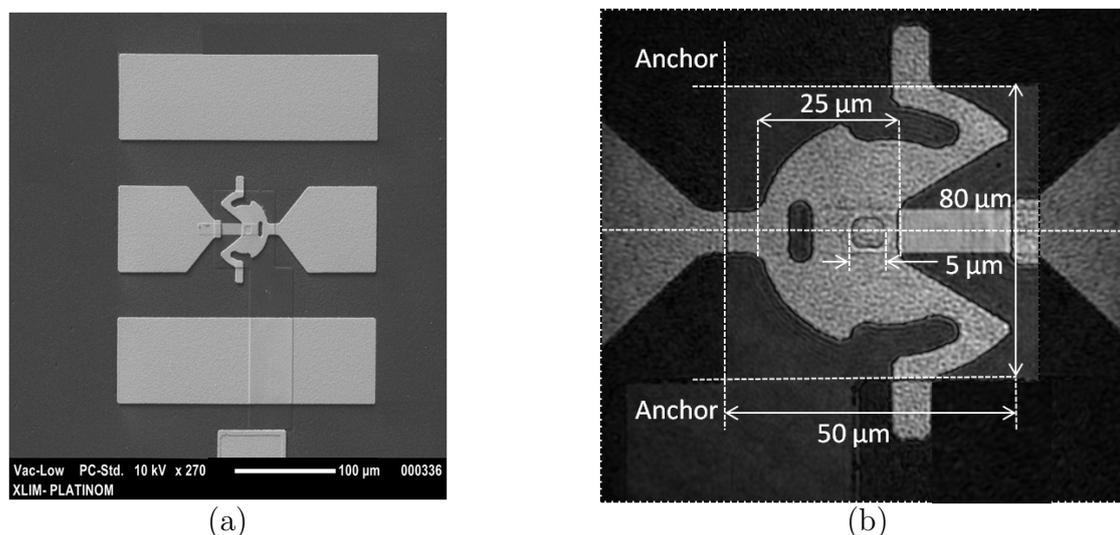


FIGURE 2.40 – Photographie MEB du MEMS-RF à faible tension développé à XLIM par A. Yahiaoui.

Ainsi, les micro-commutateurs à faible tension d'abaissement permettent d'obtenir de bonnes caractéristiques électromécaniques et hyperfréquences tout comme leur homologues de l'état de l'art. Concernant leur fiabilité, une étude doit être menée pour

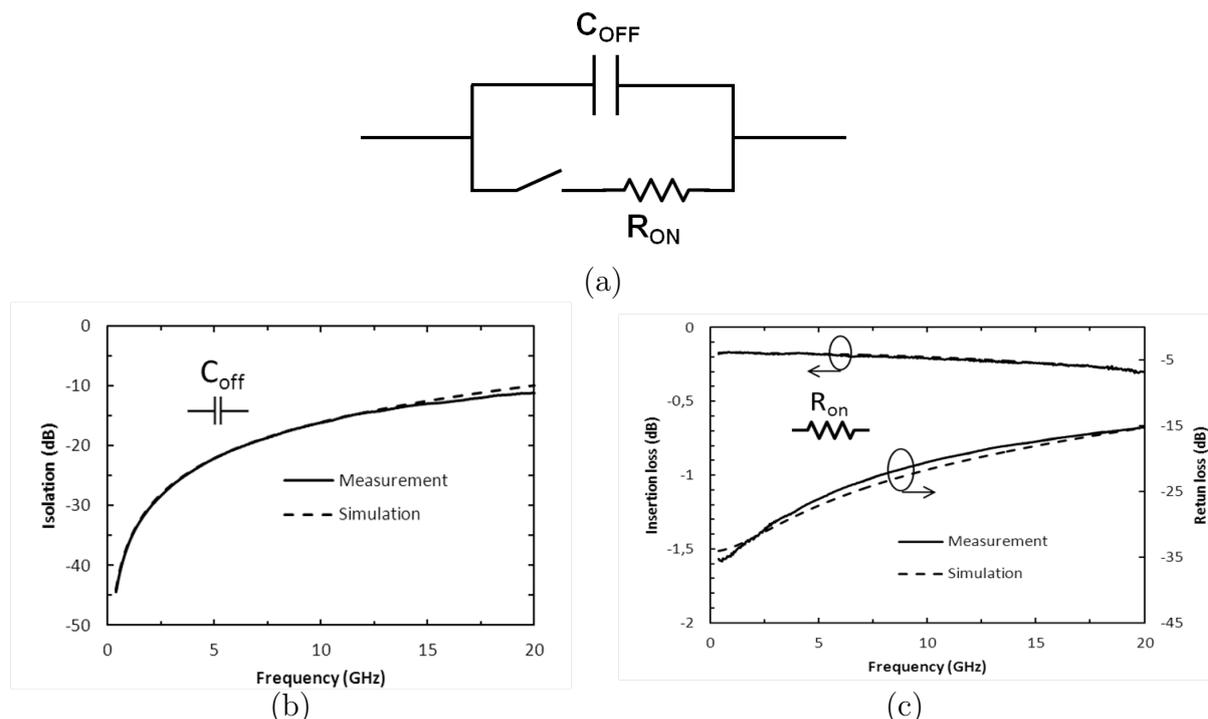


FIGURE 2.41 – Schéma électrique équivalent du MEMS-RF à contact ohmique à faible tension d'abaissement ( $V_p=6$  V) (a) et caractéristiques hyperfréquences selon l'état haut (b) ou bas (c) du composant.

atteindre des durées de vie leur permettant d'intégrer les circuits intégrés de demain. Enfin, les faibles écarts constatés entre la phase de conception et les résultats de mesures sur la structure optimisée (Cf. Tableau 2.9) laissent penser que les dérives technologiques sont relativement faibles lorsque les procédés de fabrication sont maîtrisés.

TABLE 2.9 – Récapitulatif des performances de la structure optimisée dans ce Chapitre.

	$V_p$ (V)	$V_r$ (V)	$C_{off}$ (fF)	$C_{on}$ (fF)	$C_{on}/C_{off}$	$t_c 1.2V_p$ ( $\mu s$ )	$f_{méca}$ (kHz)
<b>Conception</b>	6.5	X	68	670	9.80	2	250
<b>Mesure</b>	5.6	1.6	63	500	7.94	3.1	200

Le composant optimisé dans ce chapitre 2 est d'ores et déjà un limiteur de puissance. Ainsi, le chapitre 3 est dédié à l'utilisation de cette géométrie pour prouver le concept de limitation de puissance bas niveau en utilisant la technologie MEMS-RF.

**Chapitre 3 :**  
**Limiteurs de puissance à MEMS-RF**  
**à très faible consommation et à**  
**faibles pertes**



## 3.1 Introduction

En considérant un phénomène indésirable pour des applications conventionnelles des MEMS-RF (filtres accordables, déphaseurs, etc.), l'auto-actionnement des micro-commutateurs par la puissance d'un signal hyperfréquence, nous avons vu qu'il est possible de concevoir des limiteurs de puissance à base de MEMS-RF. La consommation de tels limiteurs serait très faible puisque l'actionneur électrostatique des MEMS-RF demande une tension de polarisation allant de 5 V à plusieurs dizaines de volts mais ne consomme pas ou très peu de courant. Ainsi, l'objectif de ce chapitre est de démontrer la faisabilité de limiteurs de puissance à base de MEMS-RF pour de faibles niveaux de puissance pour la protection de LNA commerciaux présents dans les chaînes de réception des satellites de télécommunications.

L'utilisation d'un modèle comportemental non-linéaire de MEMS-RF est nécessaire pour la conception de dispositifs intégrant cette technologie à l'instar des modèles non-linéaires de diodes semi-conductrices largement employés. Ainsi, un modèle non-linéaire de MEMS-RF va être utilisé dans ce chapitre. Son principe de fonctionnement est détaillé dans l'annexe A. Développé à l'origine par D. Mercier dans le cadre de sa thèse [6], il permet de prendre en compte de manière simultanée les comportements mécaniques et électriques du composant. Une amélioration du modèle initial permet de visualiser le comportement des structures MEMS-RF lorsqu'ils sont traversés par des signaux de fortes puissances par le biais d'une simulation transitoire d'enveloppe. Il est intégré au logiciel de CAO ADS (Agilent) ce qui permet d'extraire les diverses caractéristiques d'un limiteur à MEMS (puissance seuil, puissance limitée, dynamique, temps de réponse, linéarité...).

Ce chapitre présente les limiteurs de puissance développés sur la base du micro-commutateur capacitif optimisé conçu dans le chapitre 2. Ainsi, quatre dispositifs vont être caractérisés pour montrer que l'utilisation de MEMS-RF peut permettre de limiter la puissance d'un signal hyperfréquence. L'influence d'une polarisation sera également étudiée sur l'un des dispositifs développé afin de vérifier qu'il est possible de diminuer le niveau de puissance limitée en sortie de ce type limiteur. De plus, les résultats de mesures seront comparés aux résultats obtenus avec les simulations intégrant le modèle non-linéaire de MEMS-RF montrant une bonne concordance.

La fin de ce chapitre permet d'étendre le concept de limiteur de puissance à MEMS-RF à des dispositifs absorbants fonctionnant sur une large bande de fréquence en utilisant des MEMS-RF résistifs couplés à un système absorbant.

## 3.2 Extraction du modèle non linéaire du MEMS-RF capacitif optimisé

Le fonctionnement du modèle non-linéaire de MEMS-RF intégré sous ADS est détaillé dans l'annexe A.

Le Tableau 3.1 regroupe les caractéristiques, extraites d'après les mesures, du MEMS-RF optimisé présenté dans le chapitre 2. Ces caractéristiques constituent les paramètres à entrer dans le modèle non-linéaire afin de reproduire le comportement électromécanique du composant développé dans le chapitre 2.

TABLE 3.1 – Modélisation du micro-commutateur optimisé développé dans le chapitre 2

$f_{méca}$ (Hz)	$Q_{méca}$	$k$ (N/m)	$A$ (m <sup>2</sup> )	$g_0$ (m)	$t_d$ (m)	$\varepsilon_r$	$\alpha$	$\beta$
$193 \cdot 10^3$	2	57.6	$2.15 \cdot 10^{-9}$	$0.3 \cdot 10^{-6}$	$0.2 \cdot 10^{-6}$	4.7	$10^9$	5

**NB :** La valeur de la permittivité relative du diélectrique  $\varepsilon_r=4.7$  n'est pas égale à la permittivité relative réelle de l'AlN qui se situe autour de 9. En effet, cette valeur a été choisie afin d'ajuster au mieux la valeur de la capacité MEMS à l'état bas. Ceci s'explique par les raisons précédemment énoncées concernant la rugosité des matériaux en contact. Cet ajustement de la valeur de  $\varepsilon_r$  n'a aucune influence sur le comportement du modèle si ce n'est sur la valeur de la capacité  $C_{on}$ .

### 3.2.1 Simulation de la courbe d'hystérésis C(V)

De la même manière que pour la caractérisation des MEMS-RF, il est possible d'évaluer les tensions d'abaissement et de relâchement du composant modélisé ainsi que l'évolution de la capacité qu'il présente en fonction de la tension de polarisation. La Figure 3.1 et le Tableau 3.2 regroupent les résultats obtenus selon le modèle et les mesures.

TABLE 3.2 – Comparaison des tensions d'abaissement et de relâchement et des valeurs de capacité MEMS obtenues selon les mesures et le modèle non-linéaire extrait

	$V_p$ (V)	$V_r$ (V)	$C_{off}$ (fF)	$C_{on}$ (fF)
<b>Mesures</b>	5,65	1,6	63	500
<b>Modèle</b>	5,6	1,63	59.8	500

Les tensions d'abaissement et de relâchement du modèle coïncident avec celles mesurées lors du chapitre 2. De plus, le modèle permet de tracer directement la courbe  $C_{MEMS}(V)$  ce qui permet de relever les valeurs de  $C_{off} = 59.8 fF$  et  $C_{on} = 500 fF$  correspondant aux valeurs extraites lors des mesures.

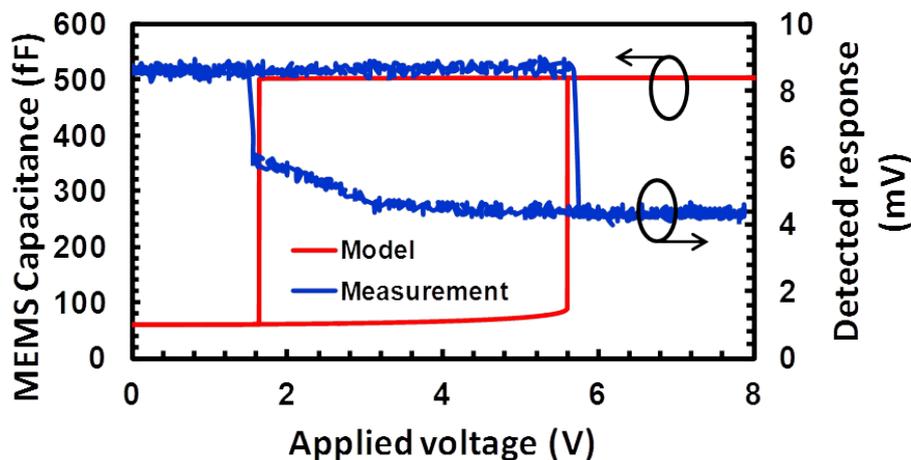


FIGURE 3.1 – Hysteresis en tension selon les mesures et la simulation du modèle extrait.

### 3.2.2 Simulations du temps de commutation, du temps de relâchement et de la fréquence de résonance mécanique

La simulation du temps de commutation du composant modélisé est également possible. La Figure 3.2 compare les résultats obtenus d'après les mesures et les simulations du modèle en fonction de l'amplitude du signal de commande.

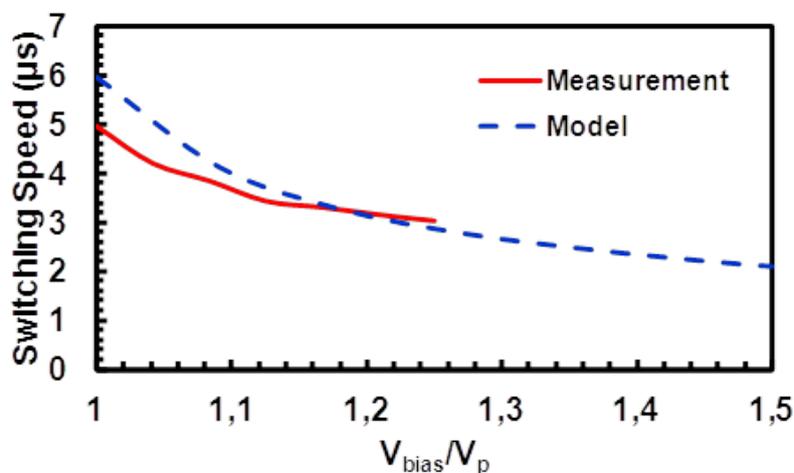


FIGURE 3.2 – Temps de commutation en fonction du rapport tension de polarisation / tension d'abaissement obtenus selon simulations du modèle et mesures.

Les résultats de simulations concernant le temps de relâchement et la fréquence de résonance mécanique de la structure sont illustrés Figure 3.3.

Le Tableau 3.3 regroupe les résultats obtenus selon le modèle extrait et les mesures.

Le modèle non-linéaire extrait du MEMS-RF développé dans le chapitre 2 est également pertinent sur ce point puisque les résultats obtenus coïncident avec les me-

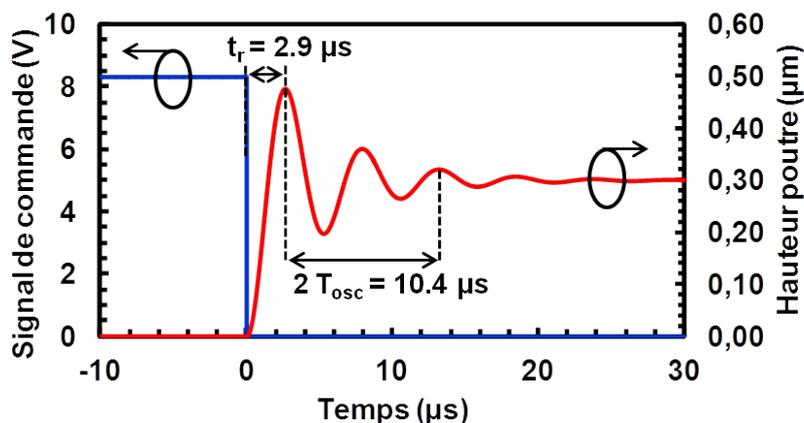


FIGURE 3.3 – Temps de relâchement et fréquence de résonance mécanique obtenus par simulation du modèle extrait.

TABLE 3.3 – Comparaison du temps de relâchement et de la fréquence de résonance mécanique obtenus selon les mesures et le modèle non-linéaire extrait

	$t_r$ ( $\mu s$ )	$F_{méca}$ (kHz)
<b>Mesures</b>	3.8	193
<b>Modèle</b>	2.9	193

sures réalisées sur le composant.

L'ensemble des résultats des simulations du modèle extrait est cohérent avec les mesures effectuées sur le composant. De ce fait, ces simulations DC permettent la validation du modèle non-linéaire qui peut être utilisé dans les simulations non-linéaires.

### 3.2.3 Théorie sur l'auto-actionnement et modèle non-linéaire de MEMS-RF

#### Simulations en puissance du modèle

Dans le chapitre 1, nous avons vu que, lorsqu'un micro-commutateur MEMS-RF est inséré en parallèle par rapport à une ligne de transmission signal dans un système où  $Z_{source} = Z_{charge} = Z_0 = 50\Omega$  (Cf. Figure 3.4), celui-ci s'actionne en présence de signaux radiofréquences de fortes puissances. De plus, en fonction du produit des impédances aux accès, de la pulsation du signal radiofréquence et de la valeur de la capacité MEMS initiale ( $Z_0 C_0 \omega$ ), celui-ci peut s'actionner avec ou sans hystérésis.

Considérons le modèle non-linéaire qui vient d'être validé par les simulations DC à la place de la capacité variable de la Figure 3.4.

La capacité initiale du micro-commutateur est  $C_{off} = C_0 = 59.8fF$  et sa tension d'abaissement est  $V_p = 5.6V$ . En insérant ce MEMS-RF en parallèle par rapport à

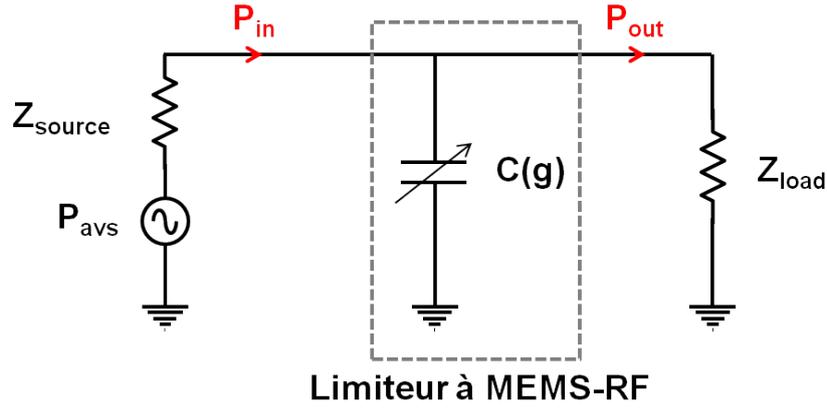


FIGURE 3.4 – Illustration d’un limiteur de puissance à MEMS-RF capacitif parallèle implémenté dans un système où  $Z_{source} = Z_{charge} = Z_0 = 50\Omega$ .

une ligne de transmission, il est possible d’évaluer ses puissances d’actionnement et de relâchement grâce aux équations théoriques du chapitre 1 rappelées ici (3.1) et (3.2).

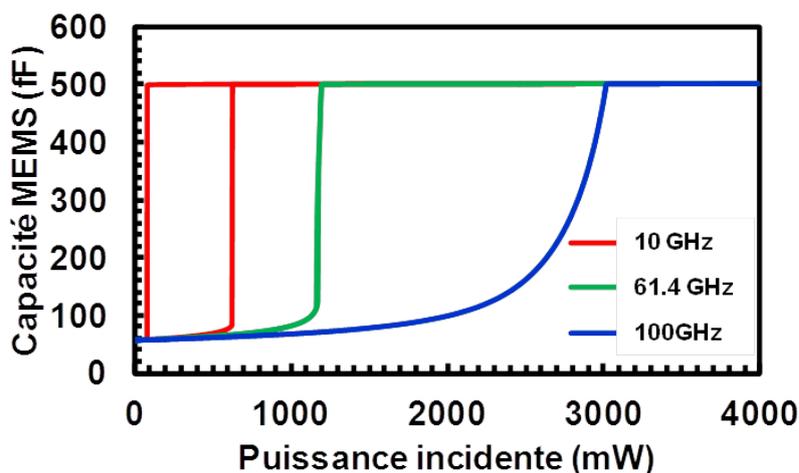
$$P_{actionnement} = \frac{V_p^2}{2Z_0} \left[ \left(1 + \frac{9}{4}X\right) + \left(\frac{4}{3} - \frac{9}{8}X\right) \sqrt{1 - \frac{3}{4}X} - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{3}{4}X\right)^{\frac{3}{2}} \right] \quad (3.1)$$

$$P_{relâchement} = \frac{V_p^2}{2Z_0} \left[ \left(1 + \frac{9}{4}X\right) - \left(\frac{4}{3} - \frac{9}{8}X\right) \sqrt{1 - \frac{3}{4}X} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{3}{4}X\right)^{\frac{3}{2}} \right] \quad (3.2)$$

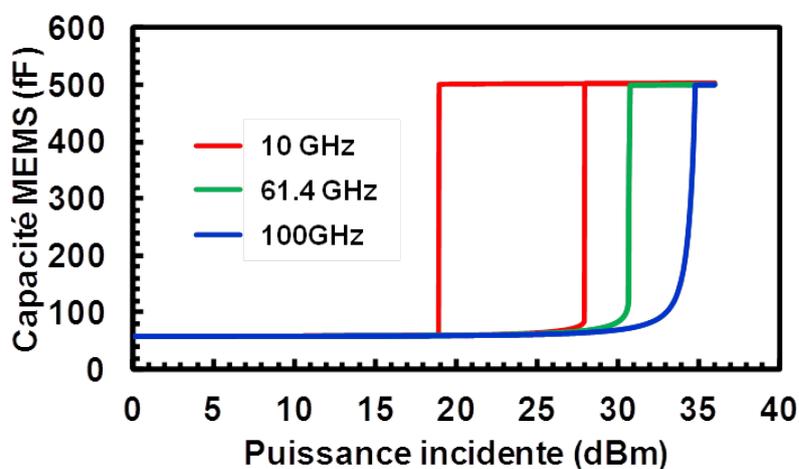
Avec  $X = Z_0^2 \omega^2 \frac{\varepsilon_0^2 A^2}{g_0^2} = Z_0^2 \omega^2 C_0^2$  et  $V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\varepsilon_0 A}}$ .

Des simulations non-linéaires en puissance (transitoire d’enveloppe) ont été effectuées en considérant 3 signaux de fréquences différentes (10 GHz, 61.4 GHz et 100 GHz) et le modèle non-linéaire de MEMS-RF extrait. La Figure 3.5 illustre les courbes  $C_{MEMS}(P_{RF})$  obtenues d’après le modèle. Le Tableau 3.4 regroupe les puissances d’actionnement et de relâchement simulées avec le modèle et calculées selon les équations (3.1) et (3.2).

Le comportement du modèle extrait est identique à la théorie, lorsque l’on considère un signal hyperfréquence comme seul actionneur électrostatique des MEMS-RF, ceux-ci peuvent s’actionner sans hystérésis si le produit des impédances aux accès par la fréquence du signal et la capacité MEMS initiale  $Z_0 C_0 \omega$  est supérieur à  $2/\sqrt{3}$  ( $Z_0 C_0 \omega \geq 2/\sqrt{3}$ ). De plus, les puissances d’actionnement et de relâchement obtenues selon le modèle pour les signaux à 10 GHz et 61.4 GHz coïncident bien aux valeurs théoriques calculées par le biais des équations (3.1) et (3.2). En ce qui concerne les résultats obtenus pour un signal hyperfréquence à 100 GHz, on retrouve bien un comportement de varactor, la capacité



(a)



(b)

FIGURE 3.5 – Variation de la capacité du limiteur à 1 MEMS-RF en considérant la puissance du signal hyperfréquence comme seul actionneur électrostatique (10 GHz / 64.4 GHz / 100 GHz).

varie de manière continue en fonction de la puissance du signal puisque la partie mobile du MEMS-RF remplit toujours les conditions d'équilibre mécanique.

Il est également possible de tracer l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée du dispositif. Les différents résultats sont illustrés par la Figure 3.6 dans les mêmes conditions que précédemment pour des signaux hyperfréquences à 10 GHz, 61.4 GHz et 100 GHz.

Lorsque le signal hyperfréquence est à 10 GHz (Figure 3.6 (a)), le micro-commutateur s'actionne pour une puissance d'entrée de 27.9 dBm. La puissance en sortie du limiteur chute de 2 dB puis continue d'augmenter proportionnellement à la puissance d'entrée. La puissance limitée en sortie du limiteur s'élève à 27.8 dBm. La courbe en pointillés ( $P_s = P_{in}$ ) permet d'évaluer les pertes d'insertion du limiteur qui sont très faibles puisque

TABLE 3.4 – Puissances d’actionnement et de relâchement du MEMS précédent inséré en dérivation par rapport à une ligne de transmission signal en considérant 3 signaux de fréquences différentes

<b>Fréquence signal (GHz)</b>	10	61.4	100
$Z_0 C_0 \omega ?$	$< 2/\sqrt{3}$	$= 2/\sqrt{3}$	$> 2/\sqrt{3}$
<b>Comportement du MEMS-RF</b>	Bistable avec Hystérésis	Bistable sans Hystérésis	Varactor
$P_{act}$ théorique (mW)	588	1254	NC
$P_{act}$ modèle (mW)	620	1117	NC
$P_{rel}$ théorique(mW)	88.8	1254	NC
$P_{rel}$ modèle (mW)	79	1117	NC
$P_{act}$ théorique(dBm)	27.7	30.9	NC
$P_{act}$ modèle (dBm)	27.9	30.7	NC
$P_{rel}$ théorique(dBm)	19.4	30.9	NC
$P_{rel}$ modèle (dBm)	18.9	30.7	NC

les deux courbes se superposent en deçà du seuil d’actionnement du micro-commutateur. Dans ce cas, les pertes d’insertions sont évaluées à moins de 0.1 dB correspondant au paramètre de transmission  $S_{21}$  lorsque le MEMS-RF est dans son état initial pour une fréquence de 10 GHz. Lorsque la puissance incidente au limiteur diminue, celui-ci revient dans son état initial pour une puissance incidente de 18.9 dBm.

Lorsque le signal hyperfréquence est à 61.4 GHz (Figure 3.6 (b)), le micro-commutateur s’actionne sans hystérésis pour une puissance d’entrée de 30.7 dBm. La puissance en sortie du limiteur chute de 9.9 dB puis continue d’augmenter proportionnellement à la puissance d’entrée. La puissance limitée en sortie du limiteur s’élève à 27.8 dBm tout comme le cas précédent. Dans ce cas, les pertes d’insertions sont évaluées à 1.2 dB correspondant au paramètre de transmission  $S_{21}$  lorsque le MEMS-RF est dans son état initial pour une fréquence de 61.4 GHz. Lorsque la puissance incidente au limiteur diminue, celui-ci revient dans son état initial pour une puissance incidente de 30.7 dBm égale à la puissance d’actionnement du dispositif.

Lorsque le signal hyperfréquence est à 100 GHz (Figure 3.6 (c)), on observe que le micro-commutateur permet d’écarter le signal en sortie du limiteur lorsque la puissance incidente atteint 32.3 dBm. Dans ce cas, la puissance en sortie du limiteur chute progressivement avec l’augmentation de la puissance d’entrée jusqu’à l’actionnement complet du micro-commutateur. La puissance limitée en sortie du limiteur s’élève à 27.8 dBm tout comme les cas précédents. Dans ce cas, les pertes d’insertions sont évaluées à 2.6 dB

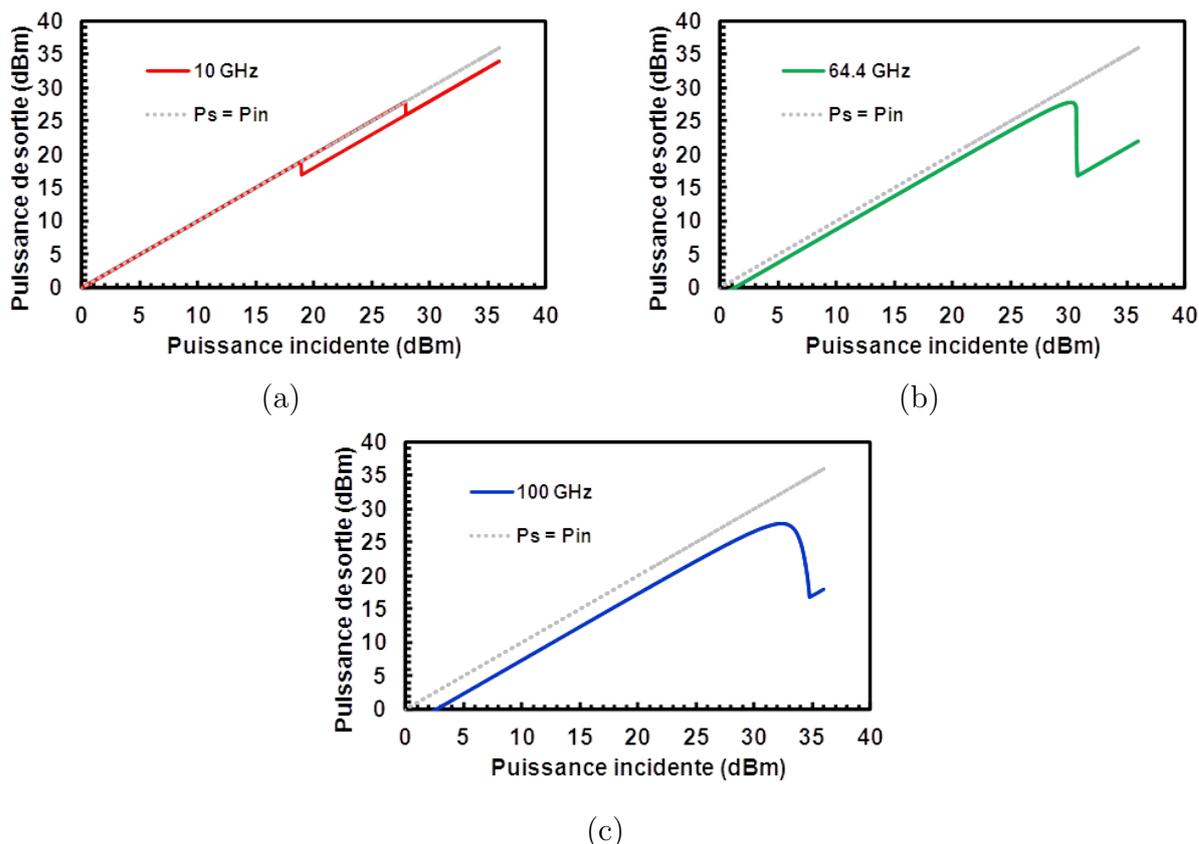


FIGURE 3.6 – Caractéristiques en puissance du dispositif limiteur de puissance à 1 MEMS-RF illustré par la Figure 3.4 pour un signal hyperfréquence à 10 GHz(a), 61.4 GHz (b) et 100 GHz (c).

correspondant au paramètre de transmission  $S_{21}$  lorsque le MEMS-RF est dans son état initial pour une fréquence de 100 GHz. Lorsque la puissance incidente au limiteur diminue, celui-ci revient dans son état initial pour une puissance incidente inférieure à 32.3 dBm.

Pour résumer, en considérant le micro-commutateur développé dans le chapitre 2 :

- si on souhaite concevoir un limiteur de puissance avec de très faibles pertes, il faudra travailler à des fréquences inférieures à 20 GHz. La capacité à l'état haut déterminera les pertes d'insertion du limiteur à la fréquence de travail considérée. La capacité à l'état bas déterminera l'atténuation introduite par le limiteur à la fréquence de travail considérée. Pour ces fréquences, le limiteur devrait fonctionner avec hystérésis, c'est à dire que les puissances d'actionnement et de relâchement du limiteur seront différentes ;
- si on souhaite concevoir un limiteur de puissance sans hystérésis, il faudra travailler à des fréquences supérieures à 61.4 GHz. Cependant, les pertes d'insertions d'un tel limiteur seront supérieures à 1.2 dB sans considérer de systèmes d'adaptation d'impédance.

De plus, si on considère le cas à 10 GHz, le limiteur possède une dynamique de limitation de 2dB ce qui reste relativement faible comparé à l'état de l'art. Cependant, un moyen d'augmenter cette dynamique serait de considérer plusieurs micro-commutateurs MEMS-RF placés en dérivation par rapport à la ligne de transmission et s'actionnant les uns après les autres sous l'effet d'un signal de forte puissance limitant la puissance en sortie du dispositif à un niveau constant sur une plus large dynamique.

### 3.2.4 Superposition DC + RF

Malgré la considération d'un micro-commutateur avec une tension d'abaissement de  $V_p=5.6$  Volts, la puissance seuil du limiteur s'élève à 27.9 dBm pour une fréquence de 10 GHz. Un tel limiteur ne pourrait pas répondre à des spécifications en vue d'une application faible puissance. Cependant, nous avons vu dans le chapitre 1 que la superposition d'une tension de polarisation proche de la tension d'abaissement du MEMS permettrait de réduire le seuil d'actionnement du micro-commutateur. La Figure 3.7 montre la caractéristique en puissance à 10 GHz lorsque le limiteur à 1 MEMS-RF, de la Figure 3.4 intégrant le modèle non-linéaire, est polarisé à 5 V.

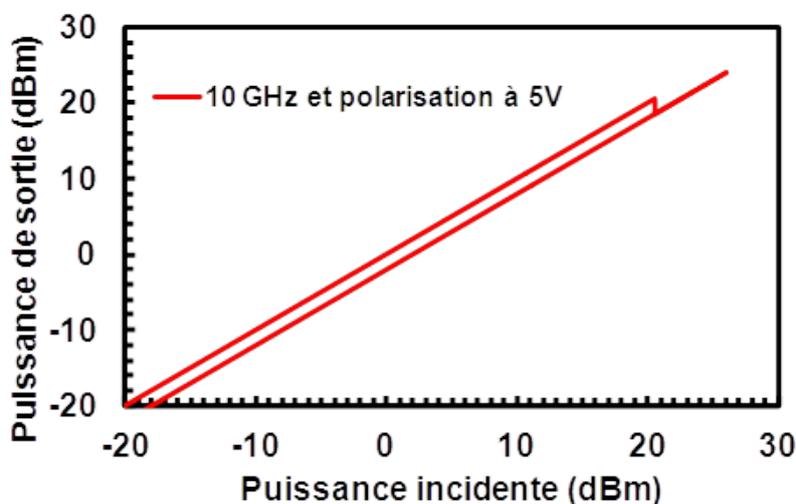


FIGURE 3.7 – Caractéristique en puissance à 10 GHz simulée du dispositif limiteur de puissance à 1 MEMS-RF illustré par la Figure 3.4 avec une polarisation du MEMS à 5V.

Comparé à la Figure 3.6 (a), le limiteur s'actionne pour une puissance incidente de 20.5 dBm lorsque il est polarisé à 5 V alors qu'il s'actionne pour une puissance incidente de 27.9 dBm sans polarisation. De ce fait, en polarisant le micro-commutateur à 5 V, la puissance de sortie est limitée à 20.4 dBm ce qui représente moins de  $1/5^{\text{ème}}$  de la valeur obtenue sans polarisation.

Ainsi, polariser un limiteur à MEMS-RF devrait effectivement permettre de diminuer

le niveau de puissance limitée en sortie. Cependant, lorsque la puissance incidente décroît, il est nécessaire d'enlever la polarisation pour que le limiteur à MEMS-RF revienne dans son état initial. En effet, lorsqu'une polarisation de 5 V est appliquée en continu, le micro-commutateur MEMS-RF ne peut revenir dans son état initial puisque la valeur de polarisation est supérieure à sa tension de relâchement  $V_r = 1.63\text{V}$ . Ainsi, même si la puissance du signal devient nulle, le micro-commutateur polarisé restera à l'état bas dès qu'il s'actionnera en présence d'un signal de forte puissance : c'est le phénomène d'auto-maintien.

### 3.3 Méthode de simulation en puissance des limiteurs développés intégrant le modèle non-linéaire extrait

Afin de permettre la validation du modèle extrait, il est nécessaire d'effectuer des simulations pertinentes des dispositifs limiteur de puissance développés. Ainsi, une comparaison directe entre les résultats de mesures et les simulations incluant le modèle non-linéaire de MEMS-RF pourra être effectuée.

Prenons l'exemple du composant développé dans le chapitre 2 équivalent à un limiteur à 1 MEMS-RF, le layout de ce dispositif est illustré par les Figures 3.8 (a) et (b). Afin d'obtenir des résultats pertinents pour les simulations en puissance incluant le modèle non-linéaire, nous avons simulé le layout de la ligne de transmission sans le limiteur en insérant des ports internes sur les ancrages et sur la ligne de transmission au niveau du composant MEMS-RF avec Momentum (Figures 3.8 (c) et (d)). Le layout de cette ligne de transmission sans limiteur est ensuite inséré dans une fenêtre de simulation circuit ADS dans laquelle il est possible d'intégrer le modèle non-linéaire extrait (Figures 3.8 (e) et (f)) et d'effectuer diverses simulations non-linéaires en puissance du limiteur. On parle alors de simulations hybrides.

Nous avons développé des limiteurs de puissance avec 1, 2 et 4 MEMS-RF reprenant le procédé de fabrication énoncé dans le second chapitre. Ainsi, cette procédure va être répétée pour les simulations des limiteurs incluant 2 et 4 MEMS-RF dont les résultats seront comparés avec les mesures. De cette manière, les simulations des limiteurs de puissance à MEMS-RF développés seront pertinentes puisqu'on se retrouvera avec des conditions identiques en simulations et en mesures ce qui n'aurait pas été le cas avec la seule prise en compte d'un schéma électrique équivalent (impédances caractéristiques des lignes, propagation du signal hyperfréquence le long de la ligne).

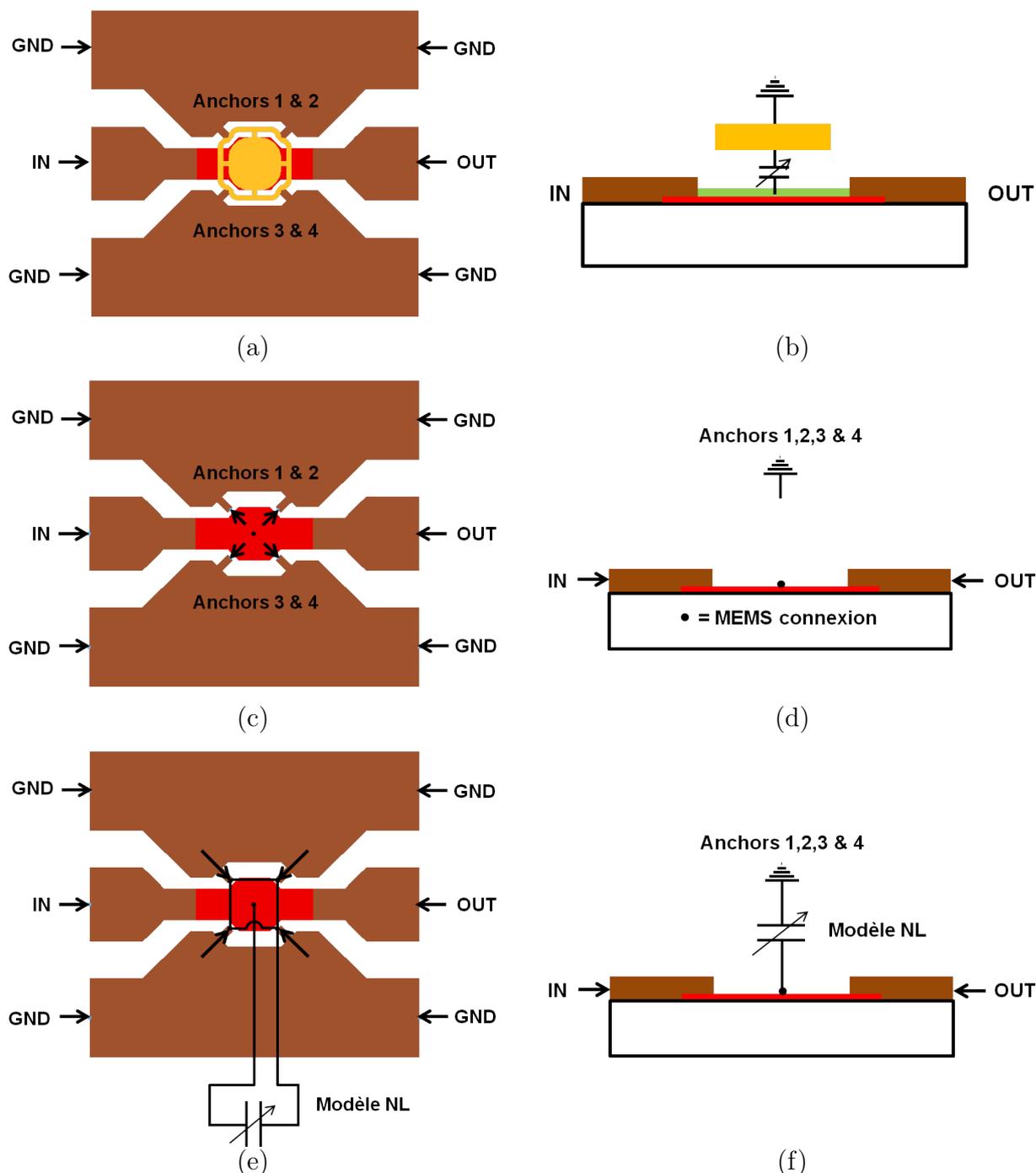


FIGURE 3.8 – Méthode hybride utilisée pour la simulation en puissance de limiteur à MEMS-RF en utilisant le modèle non-linéaire extrait : layout Momentum du limiteur à MEMS en vue de dessus (a) et vue en coupe (b), layout Momentum de la ligne de transmission sans le limiteur en vue de dessus (c) et vue en coupe (d), layout Momentum de la ligne de transmission sans le limiteur avec insertion du modèle non-linéaire de MEMS-RF dans une fenêtre schématique circuit en vue de dessus (e) et vue en coupe (f) équivalent au layout Momentum du limiteur à MEMS

## 3.4 Le banc de mesures en puissance

Dans cette section, nous présentons succinctement le banc de mesures en puissance élaboré pour extraire la caractéristique  $P_s = f(P_e)$  des limiteurs de puissance à MEMS-RF développés.

### 3.4.1 Le matériel

Voici la liste du matériel utilisé pour ce banc de test.

- Une source de puissance interne à un analyseur de réseaux vectoriel : ZVA24 Rohde & Schwarz 4 ports (10 MHz - 24 GHz) ;
- Une sonde de puissance : NRP-Z24 AVG Power Sensor (Puissance moyenne maximale admissible : +45 dBm) (10 MHz - 18 GHz) ;
- Un filtre passe bande à 10.24 GHz ;
- Un amplificateur de puissance large bande (6 - 18 GHz). Pour une fréquence de 10.24 GHz, son gain est de  $G = 63$  dB et son point à 1 dB de compression  $P_{1dB} = -16$  dBm correspond à la puissance maximale en entrée pour un fonctionnement linéaire de l'amplificateur ;
- Une paire de pointes de puissance Zprobe (Puissance CW maximale admissible = +39 dBm à 40 GHz) (DC - 40 GHz) ;
- Deux atténuateurs 10dB (50 Watts maximum admissible) (DC - 18 GHz) ;
- Trois circulateurs (6 - 18 GHz) ;
- Trois charges  $50\Omega$  de puissance : deux supportent une puissance de 50 Watts et la troisième a une puissance maximale admissible de 10 W (DC - 40 GHz) ;
- Deux tés de polarisation : SHF BT 45D HV200 (Tension DC maximale admissible = 200 V, Puissance maximale admissible = 30 dBm) ;
- Trois câbles RF utilisables jusqu'à 40 GHz ;
- Une source de tension continue (DC) capable de générer des signaux allant jusqu'à 40 V.

### 3.4.2 Sans polarisation

Le banc de puissance pour la mesure de limiteur de puissance à MEMS-RF sans polarisation est illustré Figure 3.9.

Le tenue en puissance du matériel étant limité, nous avons calibré le banc de telle manière que la puissance maximale dans le plan d'entrée soit de +36 dBm. Ainsi, après calibration, la source de puissance délivre un signal hyperfréquence à 10.24 GHz dont l'amplitude varie de manière croissante entre -35 dBm et -7 dBm ce qui conduit à une rampe de puissance croissante allant de +8 à +36 dBm dans le plan d'entrée. La sonde

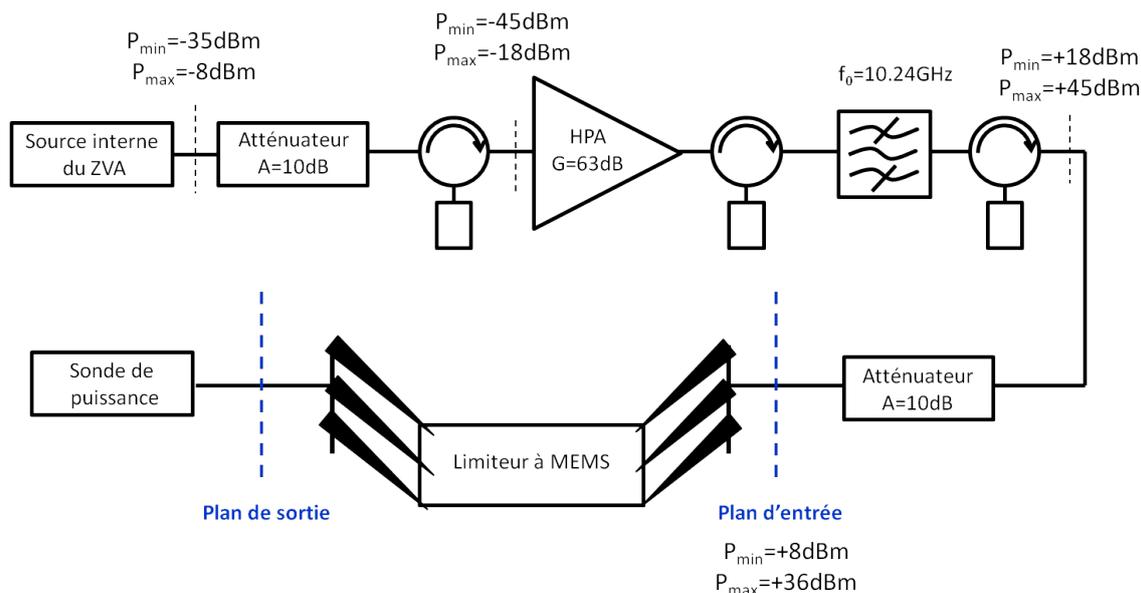


FIGURE 3.9 – Banc de mesures en puissance calibré pour la caractérisation des limiteurs de puissance à MEMS-RF développés.

de puissance permet de mesurer la puissance en sortie du dispositif en fonction de la puissance dans le plan d'entrée.

### 3.4.3 Avec polarisation

Le banc de puissance pour la mesure de limiteur de puissance à MEMS-RF avec polarisation est illustré Figure 3.10.

Le tenue en puissance du matériel étant limité, nous avons calibré le banc de telle manière que la puissance maximale dans le plan d'entrée soit de 30 dBm. Ainsi, après calibration, la source de puissance délivre un signal hyperfréquence à 10.24 GHz dont l'amplitude varie de manière croissante entre -35 dBm et -13 dBm ce qui conduit à une rampe de puissance croissante allant de +8 à +30 dBm dans le plan d'entrée. La sonde de puissance permet de mesurer la puissance en sortie du dispositif en fonction de la puissance dans le plan d'entrée. Le générateur de tension DC permet de polariser le limiteur à MEMS-RF par le biais des tés de polarisation.

## 3.5 Limiteur de puissance à 1 MEMS-RF

Puisque le modèle non-linéaire extrait du MEMS-RF développé dans le chapitre 2 est cohérent avec la théorie sur l'auto-actionnement évoquée dans le chapitre 1, il ne reste plus qu'à caractériser le composant développé en vue de valider le concept de limiteur de puissance à base de MEMS-RF ainsi que le modèle non-linéaire utilisé.

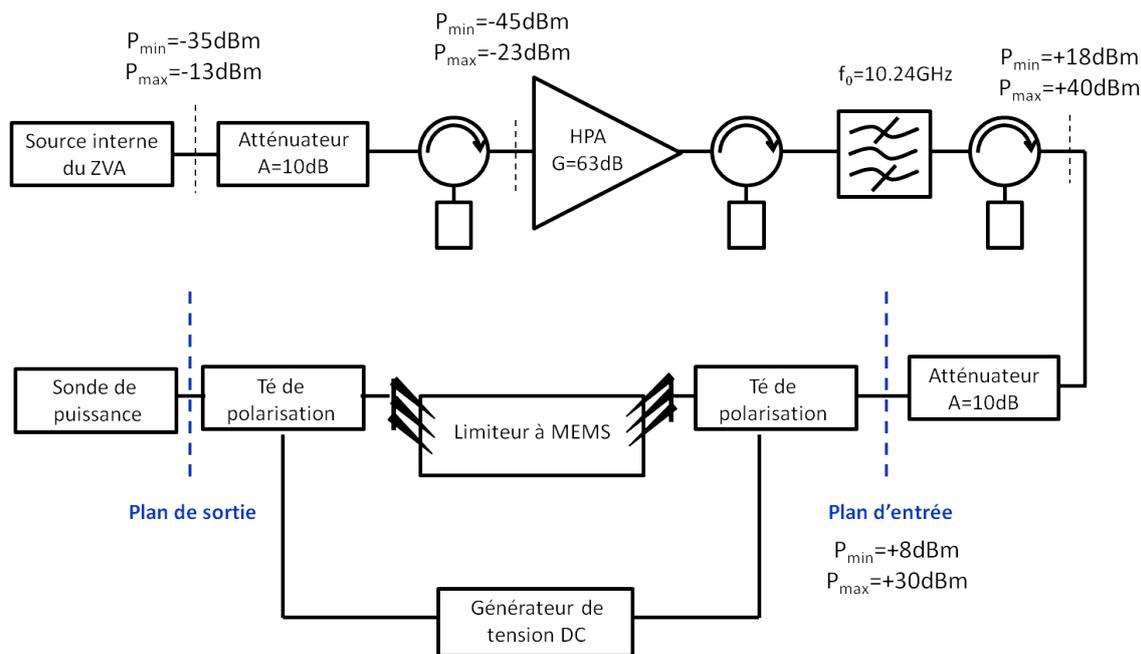


FIGURE 3.10 – Banc de mesures en puissance calibré pour la caractérisation des limiteurs de puissance à MEMS-RF développés avec polarisation extérieure.

Pour rappel, le limiteur à 1 MEMS-RF est très compact ( $L=310\mu\text{m}$  x  $l=290\mu\text{m}$ ) et est illustré par la Figure 3.11 avec son schéma électrique équivalent.

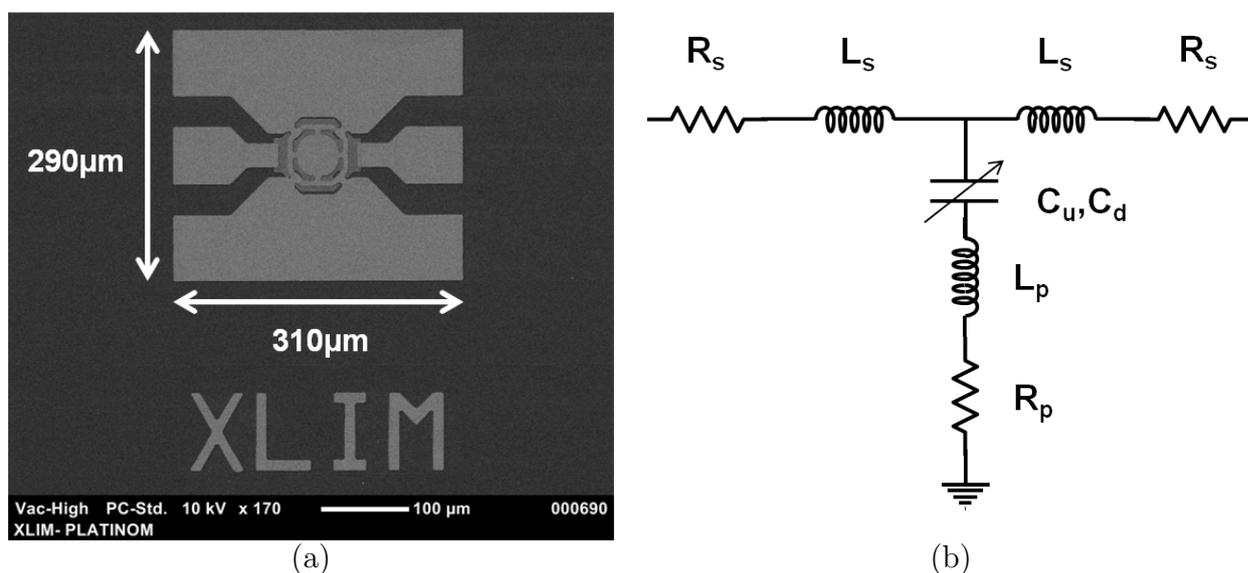


FIGURE 3.11 – Photographie MEB (a) et schéma électrique équivalent (b) du limiteur à 1 MEMS-RF développé.

Pour la caractérisation d'un limiteur de puissance, il est nécessaire de mesurer ses paramètres S selon qu'il soit actif ou non. Ainsi, des mesures de ses paramètres S sans polarisation (Limiteur OFF) et avec polarisation supérieure à la tension d'abaissement

du MEMS-RF (Limiteur ON) ont été effectuées afin de permettre l'évaluation des pertes d'insertion du limiteur lorsqu'il n'est pas actif et l'atténuation introduite lorsqu'il est actif en fonction de la fréquence du signal hyperfréquence.

Ensuite, le banc de mesure en puissance permet de relever la puissance de sortie en fonction de la puissance incidente au limiteur pour une fréquence du signal égale à 10.24GHz, les résultats de ces mesures vont être comparés avec la simulation hybride intégrant le modèle non-linéaire du MEMS-RF (Cf. Figure 3.8 (e) et (f)).

La Figure 3.12 illustre les paramètres S ainsi que les résultats de mesures et de simulation en puissance avec hystérésis du limiteur à 1 MEMS-RF. Le Tableau 3.5 rappelle les valeurs des éléments du schéma électrique équivalent (Figure 3.11 (b)) au limiteur à 1 MEMS-RF servant notamment à retrouver les valeurs de capacités introduites par le MEMS-RF selon son état haut ou bas.

TABLE 3.5 – Valeurs extraites des éléments de la Figure 3.11 (b) correspondant au limiteur à 1 MEMS-RF

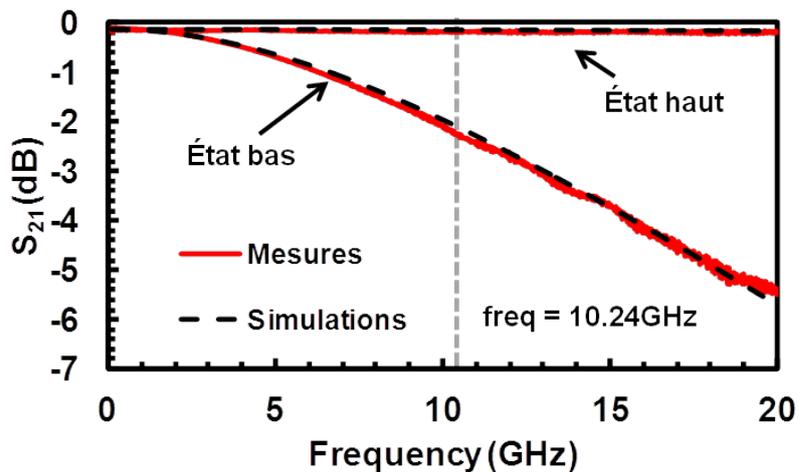
$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_s$ (pH)	$L_p$ (pH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_p$ ( $\Omega$ )
63	500	7.9	41	6.7	0.80	0.2

Sur les Figures 3.12 (a) et (b) sont représentés les paramètres S du limiteur selon l'état haut ou bas du MEMS-RF. Les courbes en pointillés sont obtenues en simulant le schéma de la Figure 3.11 avec les valeurs regroupées dans le Tableau 3.5. Seule la valeur de la capacité change entre l'état haut et l'état bas avec  $C_u$  capacité MEMS dans son état haut et  $C_d$  dans son état bas.

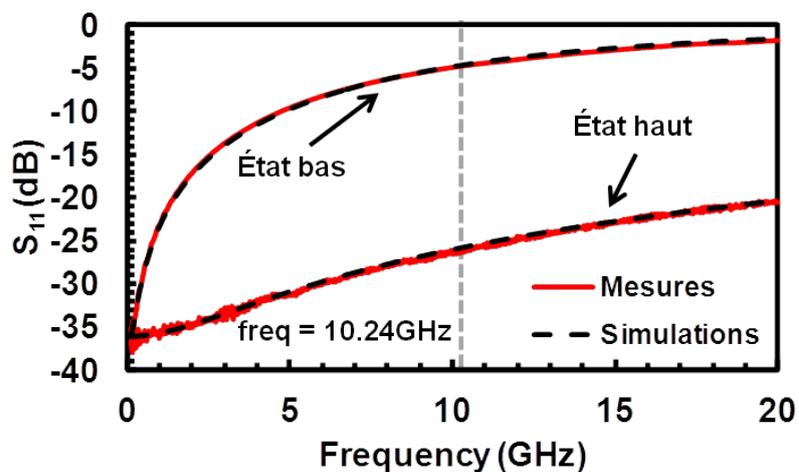
Sur la Figure 3.12 (a) sont représentés les paramètres de transmission du limiteur selon l'état haut ou bas du micro-commutateur MEMS. A 10.24 GHz, les pertes d'insertion de ce limiteur sont de  $P_{ins}=0.2$  dB correspondant à  $S_{21}$  lorsque le MEMS-RF n'est pas actionné. Toujours à la même fréquence, le paramètre  $S_{21}$  lorsque le composant est actionné représente l'atténuation du signal introduite par le limiteur égale à 2.2 dB.

Sur la Figure 3.12 (b) sont représentés les paramètres de réflexion en entrée du limiteur selon l'état haut ou bas du micro-commutateur MEMS. A 10.24 GHz, la réflexion du signal lorsque le limiteur est passant est de -26.3 dB. Lorsque le limiteur est actif, la réflexion du signal à l'entrée du dispositif devient plus importante ( $S_{11}=-4.9$  dB) puisqu'il est composé d'un micro-commutateur capacitif. Le limiteur développé est réfléchissant puisqu'il présente une réflexion importante à la fréquence considérée.

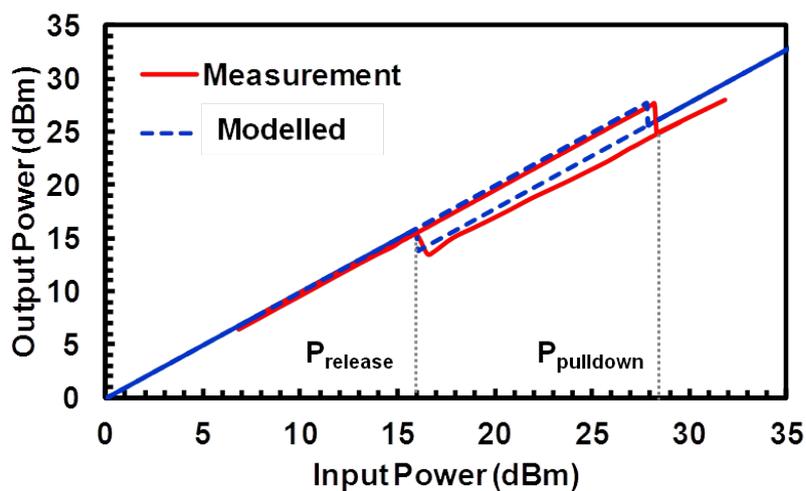
Sur la Figure 3.12 (c) sont représentées la puissance en sortie du limiteur en fonction de la puissance incidente pour un signal à 10.24 GHz selon les mesures et la simulation hybride incluant le modèle extrait du composant MEMS-RF. On observe une bonne concordance des résultats. Ce limiteur se déclenche pour une puissance incidente de 28.3 dBm, pour



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.12 – Paramètres S (a) et (b) et caractéristique en puissance à 10.24GHz (c) du limiteur à 1 MEMS-RF.

cette valeur, la puissance en sortie du limiteur est atténuée de 2.7 dB puis continue d'augmenter avec la puissance incidente. La puissance limitée en sortie du dispositif est de 27.8 dBm et la dynamique de limitation est de 3.3 dB. Le limiteur revient dans son état passant lorsque la puissance incidente décroît en dessous de 15.5 dBm.

Comme cela fût prévu dans la précédente section de ce chapitre, la dynamique de ce limiteur est relativement faible et directement reliée à l'atténuation introduite lorsqu'il est actif. Cependant, les pertes d'insertion de ce limiteur sont faibles et le MEMS-RF s'actionne au seuil de puissance incidente prévu par la théorie et le modèle. De ce fait, les 2 autres dispositifs contenant 2 et 4 MEMS-RF devraient présenter une dynamique améliorée avec des seuils de déclenchement identiques à celui-ci.

### 3.5.1 Tenue en puissance du limiteur à 1 MEMS-RF

Des mesures ont également été effectuées pour évaluer la tenue en puissance du dispositif. La Figure 3.13 illustre les résultats obtenus.

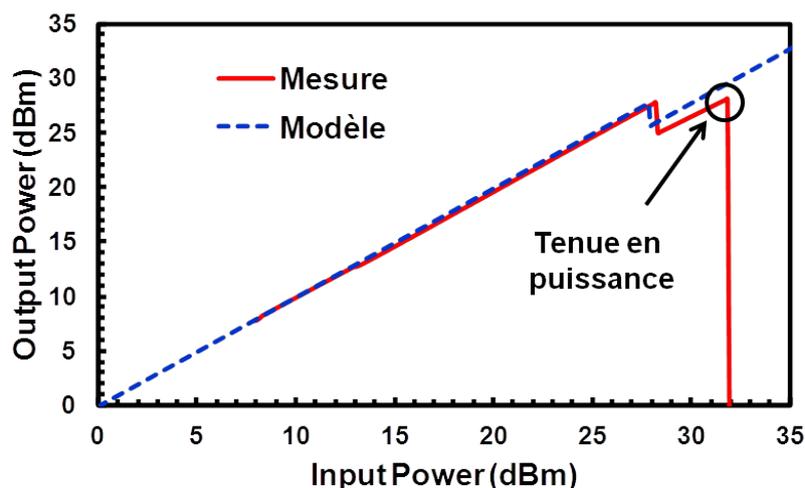
Sur la Figure 3.13 (a), on observe que le limiteur se déclenche lorsque la puissance incidente atteint 28.3 dBm. Lorsque la puissance incidente atteint 31.9 dBm, un court-circuit s'effectue entre la ligne de transmission et les plans de masse de la ligne coplanaire. Ainsi, la tenue en puissance de ce dispositif est de 31.9 dBm. Les Figures 3.13 (b) et (c) montrent les photographies optiques d'un limiteur de puissance à 1 MEMS-RF avant et après la défaillance. Le court-circuit s'effectue à l'entrée du micro-commutateur, là où le niveau de puissance est le plus important.

Le modèle non-linéaire utilisé ne permet pas de prendre en compte les phénomènes conduisant à cette défaillance. Il est donc nécessaire d'effectuer d'autres simulations électromagnétiques (logiciel commercial HFSS) afin de comprendre la provenance de ce phénomène qui, à première vue, peut provenir du claquage de la couche diélectrique causé par un champ électrique trop important, supérieur à son champ de claquage.

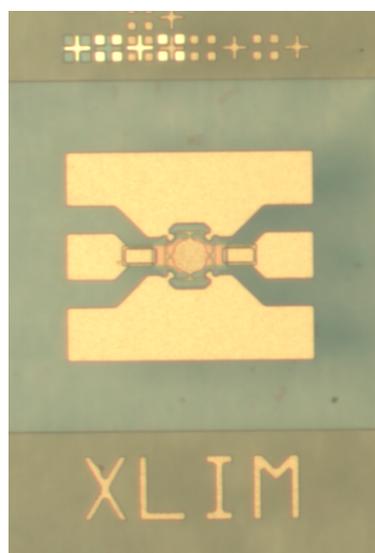
## 3.6 Mesures du limiteur de puissance à 2 MEMS-RF

L'utilisation d'un seul MEMS-RF ne permet pas d'obtenir une bonne dynamique de limitation, ainsi un limiteur intégrant 2 MEMS-RF a été développé en utilisant un procédé de fabrication identique à celui énoncé dans le chapitre précédent. Celui-ci est illustré Figure 3.14 (a) et devrait permettre d'améliorer la dynamique comparé au limiteur à 1 MEMS-RF. Le schéma électrique équivalent simplifié 3.14 (b) de ce limiteur est identique à celui du limiteur à 1 MEMS-RF, la capacité représentée regroupe les deux capacités MEMS-RF en parallèle.

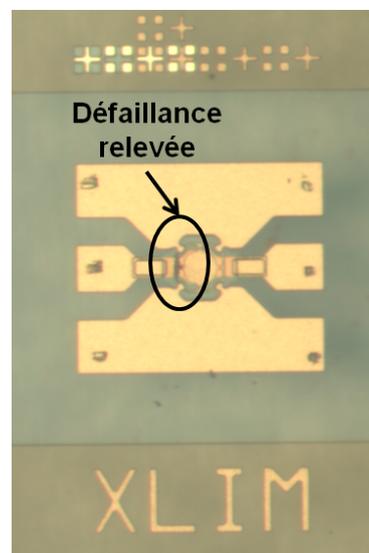
La caractérisation de ce limiteur a été effectuée dans les mêmes conditions que pour



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.13 – Caractéristiques en puissance mesurée et simulée du limiteur à 1 MEMS-RF (a) et photographie optique avant (b) et après la défaillance (c).

le limiteur à 1 MEMS-RF. Les simulations hybrides incluant 2 fois le modèle non-linéaire suivent également la même procédure que pour les simulations hybrides du limiteur à 1 MEMS-RF.

Les principaux résultats sont regroupés sur la Figure 3.15. Le Tableau 3.6 regroupe les valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent simplifié de la Figure 3.14 (b) extraites d'après les mesures de paramètres S.

Sur les Figures 3.15 (a) et (b) sont représentés les paramètres S du limiteur selon l'état haut ou bas des 2 MEMS-RF. Les courbes en pointillés sont obtenues en simulant le schéma de la Figure 3.14 (b) avec les valeurs regroupées dans le Tableau 3.6. Seule la valeur de la capacité change entre l'état haut et l'état bas avec  $C_u$  capacité MEMS dans

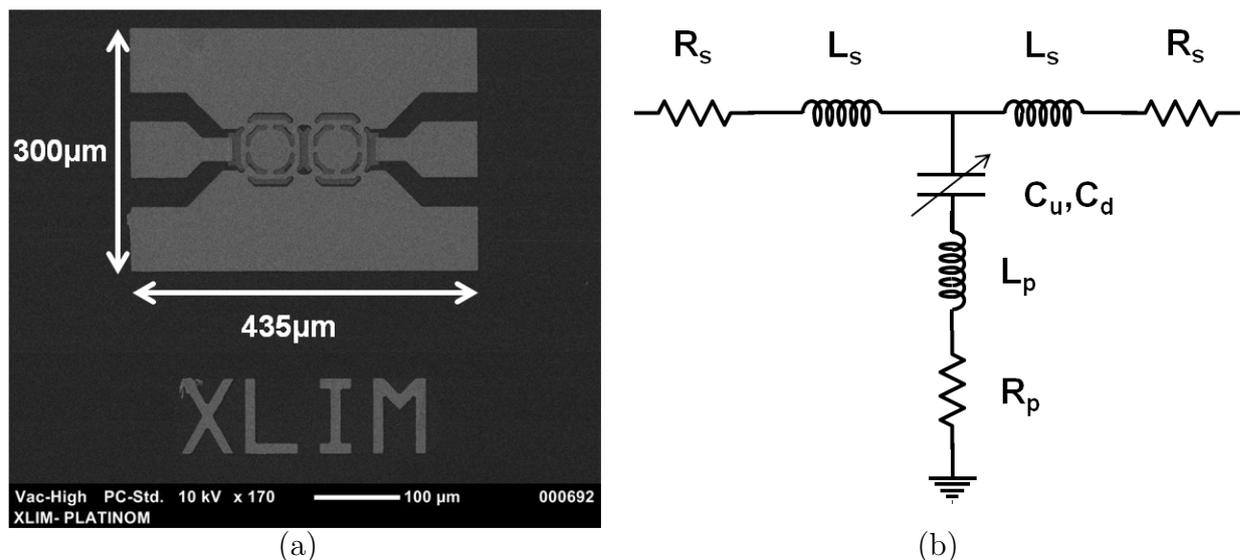


FIGURE 3.14 – Photographie MEB (a) et schéma électrique équivalent (b) du limiteur à 2 MEMS-RF développé.

son état haut et  $C_d$  dans son état bas. Dans ce cas, elle représente la valeur introduite par les 2 composants MEMS-RF en parallèle. On retrouve approximativement 2 fois les valeurs obtenues avec le limiteur à 1 MEMS-RF.

Sur la Figure 3.12 (a) sont représentés les paramètres de transmission du limiteur selon l'état haut ou bas des 2 micro-commutateurs MEMS. A 10.24 GHz, les pertes d'insertions de ce limiteur sont de  $P_{ins}=0.35$  dB correspondant à  $S_{21}$  lorsque les MEMS-RF ne sont pas actionnés (Limiteur OFF). Toujours à la même fréquence, le paramètre  $S_{21}$  lorsque les composants sont actionnés représente l'atténuation du signal introduite par le limiteur (Limiteur ON) égale à 5.9 dB. De ce fait, la dynamique de limitation est estimée à 5.9 dB.

Sur la Figure 3.12 (b) sont représentés les paramètres de réflexion en entrée du limiteur selon l'état haut ou bas du micro-commutateur MEMS. A 10.24 GHz, la réflexion du signal lorsque le limiteur est passant est de -18.2 dB. Toujours à la même fréquence, lorsque le limiteur est actif la réflexion du signal à l'entrée du dispositif devient plus importante -1.9 dB pour les mêmes raisons que précédemment.

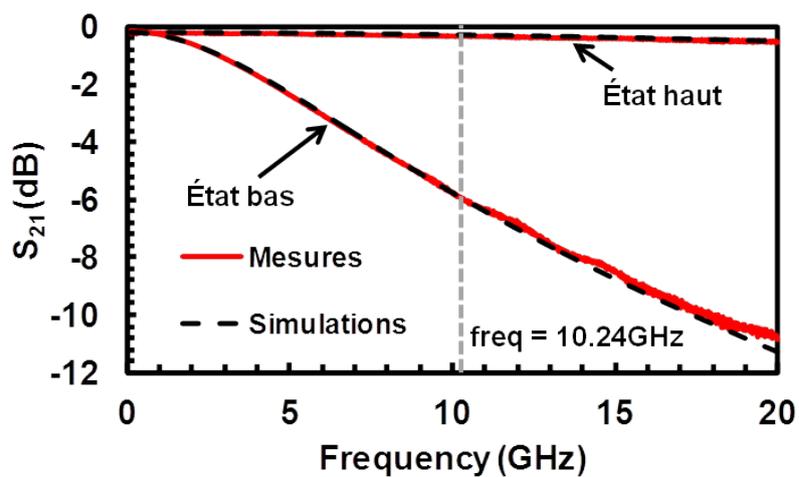
Sur la Figure 3.12 (c) sont représentées la puissance en sortie du limiteur en fonction de la puissance incidente pour un signal à 10.24 GHz selon les mesures et la simulation hybride incluant 2 fois le modèle non-linéaire du composant. On observe une bonne concordance des résultats. Ce limiteur se déclenche lorsque le premier MEMS-RF s'actionne pour une puissance incidente de 28.4 dBm, pour cette valeur, la puissance en sortie du limiteur est atténuée de 3.1 dB puis continue d'augmenter avec la puissance incidente jusqu'à ce que le second micro-commutateur s'actionne pour une puissance incidente de 31.3 dBm, la puissance de sortie est de nouveau atténuée de 2.6 dB. Ainsi, lorsque les 2 micro-

commutateurs sont actionnés, la puissance en sortie du limiteur est atténuée de  $2.9 + 2.6 = 5.5\text{dB}$ , si on ajoute les pertes d'insertions on retombe sur l'atténuation introduite par le limiteur mesurée via  $S_{21}$  lorsque le limiteur est actif. La puissance limitée en sortie du dispositif est de  $27.3\text{ dBm}$  et la dynamique de limitation est supérieure à  $5\text{ dB}$ . Cependant, lorsque la puissance incidente atteint  $31.6\text{ dBm}$ , on relève une défaillance identique à celle relevée sur le limiteur à  $1\text{ MEMS-RF}$ . Ainsi, la tenue en puissance maximale est quasi identique à celle du limiteur à  $1\text{ MEMS}$  et s'élève à  $31.6\text{ dBm}$ . Selon le modèle extrait du composant, le limiteur devrait revenir dans son état passant lorsque la puissance incidente diminue en dessous de  $16.1\text{ dBm}$ .

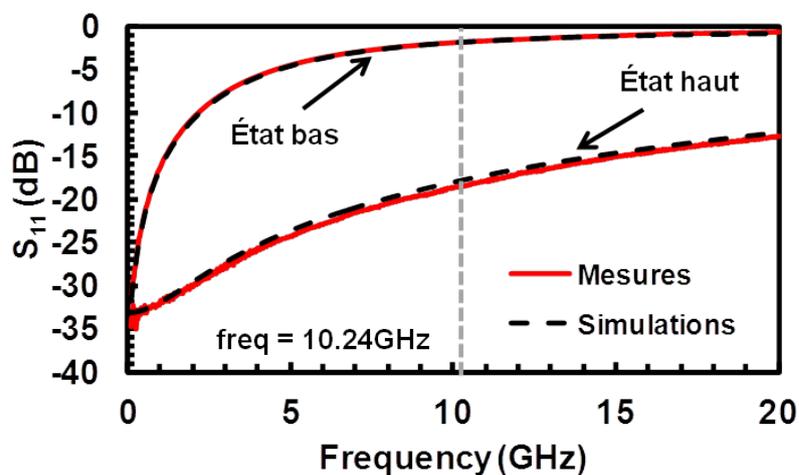
Comme cela fût prévu, la dynamique de ce limiteur est améliorée comparée au limiteur à  $1\text{ MEMS}$ . Cependant, la tenue en puissance, qui est la même que pour le cas du limiteur à  $1\text{ MEMS-RF}$ , limite son fonctionnement et ne permet pas l'évaluation précise de sa dynamique. Malgré tout, les pertes d'insertions de ce limiteur sont faibles ( $0.35\text{ dB}$ ) et les MEMS-RF s'actionnent au seuil de puissance incidente prévu par la théorie et la simulation non-linéaire incluant le modèle.

TABLE 3.6 – Valeurs extraites des éléments de la Figure 3.14 (b) correspondant au limiteur à  $2\text{ MEMS-RF}$

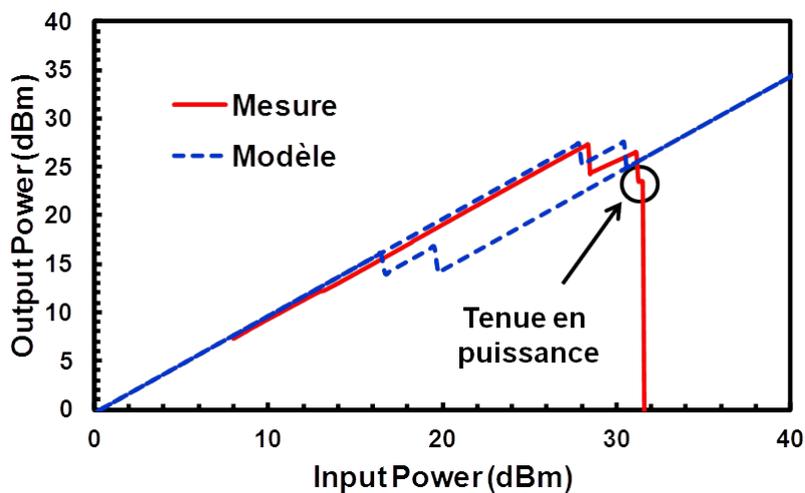
$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_s$ (pH)	$L_p$ (pH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_p$ ( $\Omega$ )
120	1010	8.4	53	3.4	1.15	0.2



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.15 – Paramètres S (a) et (b) et caractéristiques en puissance à 10.24 GHz (c) mesurés et simulés du limiteur à 2 MEMS-RF.

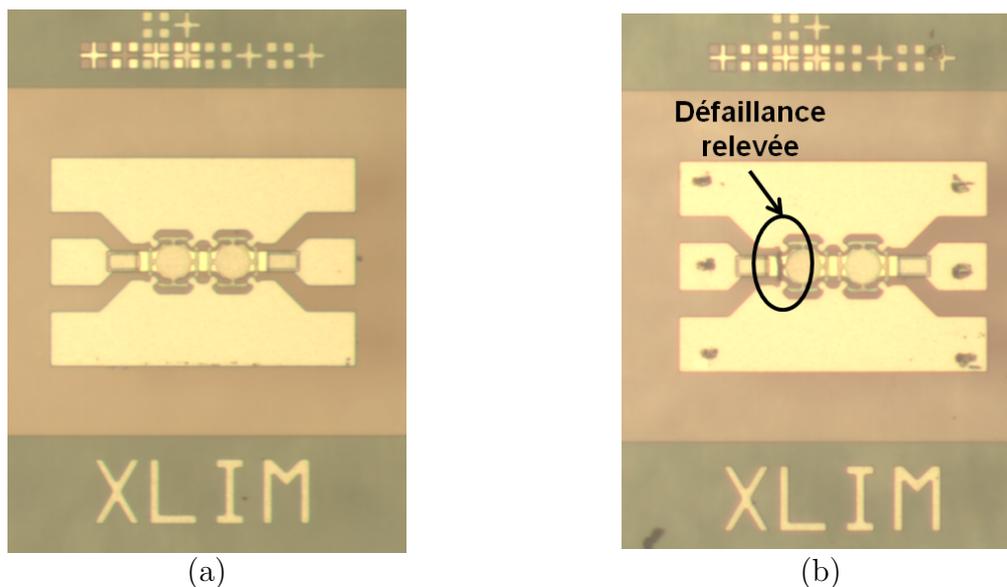


FIGURE 3.16 – Photographies optiques du limiteur à 2 MEMS-RF avant (a) et après la défaillance (b).

### 3.7 Mesures du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF

L'utilisation d'un seul MEMS-RF ne permet pas d'obtenir une bonne dynamique de limitation, ainsi un limiteur intégrant 2 MEMS-RF a été développé montrant une meilleure dynamique de limitation. Cependant, la tenue en puissance de ces deux dispositifs reste la même (environ 32 dBm soit 1.6 W). Un dispositif légèrement différent incluant 4 MEMS-RF a également été développé et fabriqué au laboratoire en utilisant un procédé de fabrication identique au 2 précédents. Celui-ci est illustré Figure 3.17 (a). Le schéma électrique équivalent simplifié 3.17 (b) de ce limiteur est identique à ceux des précédents limiteurs à 1 et 2 MEMS-RF, la capacité représentée regroupe les quatre capacités MEMS-RF en parallèle.

Les résultats obtenus concernant le limiteur à 4 MEMS-RF capacitifs sont regroupés sur la Figure 3.18 et le Tableau 3.8.

Sur les Figures 3.15 (a) et (b) sont représentés les paramètres S du limiteur selon l'état haut ou bas des 4 MEMS-RF. Les courbes en pointillés sont obtenues en simulant le schéma de la Figure 3.17 (b) avec les valeurs regroupées dans le Tableau 3.6. Seule la valeur de la capacité change entre l'état haut et l'état bas avec  $C_u$  capacité MEMS dans son état haut et  $C_d$  dans son état bas. Dans ce cas, elle représente la valeur introduite par les 4 composants MEMS-RF en parallèle. On retrouve approximativement 4 fois les valeurs obtenues avec le limiteur à 1 MEMS-RF.

Sur la Figure 3.12 (a) sont représentés les paramètres de transmission du limiteur selon l'état haut ou bas des 4 micro-commutateurs MEMS. A 10.24 GHz, les pertes d'insertion de ce limiteur sont de  $P_{ins}=0.65$  dB correspondant à  $S_{21}$  lorsque les MEMS-RF ne sont

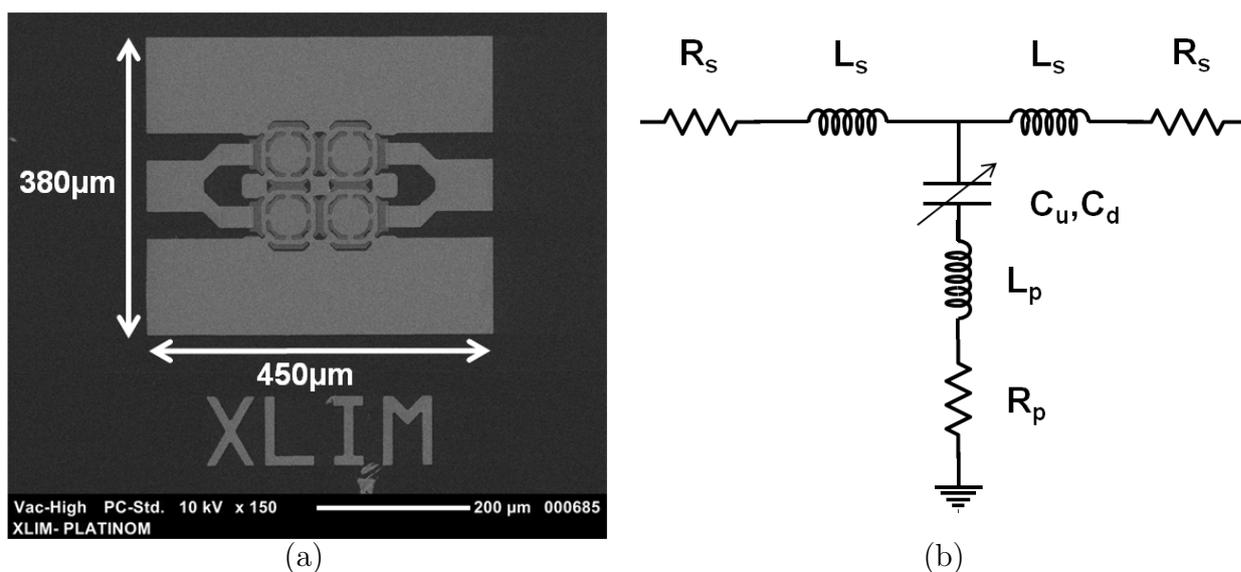


FIGURE 3.17 – Photographie MEB (a) et schéma électrique équivalent (b) du limiteur à 4 MEMS-RF développé

pas actionnés. Toujours à la même fréquence, le paramètre  $S_{21}$ , lorsque les composants sont actionnés, représente l'atténuation du signal introduite par le limiteur actif. Cette atténuation est égale à 11.3 dB. De ce fait, la dynamique de limitation est estimée à 11.3dB.

Sur la Figure 3.12 (b) sont représentés les paramètres de réflexion en entrée du limiteur selon qu'il soit passant ou non. A 10.24 GHz, la réflexion du signal lorsque le limiteur est passant est de -10.1 dB. Lorsque les MEMS sont actionnés, le limiteur est actif et la réflexion du signal en l'entrée devient plus importante  $S_{11} = -0.8$  dB.

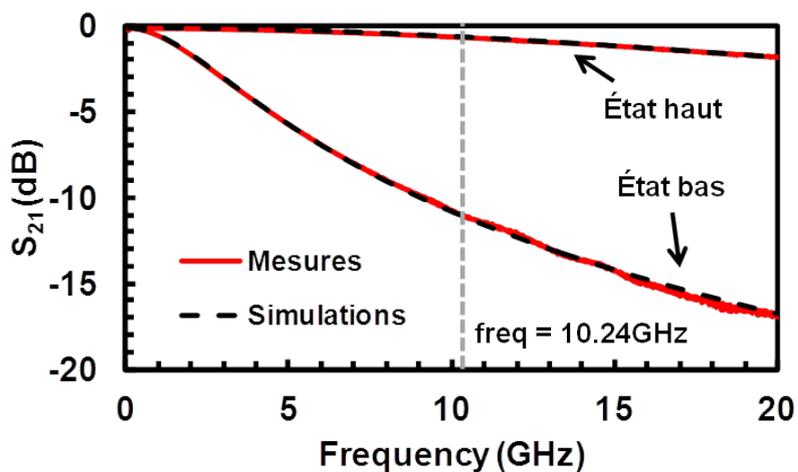
Sur la Figure 3.12 (c) sont représentées la puissance en sortie du limiteur en fonction de la puissance incidente pour un signal à 10.24 GHz selon les mesures et la simulation hybride intégrant 4 fois le modèle non-linéaire du composant. On observe une bonne concordance des résultats. Ce limiteur se déclenche lorsque le premier MEMS-RF s'actionne pour une puissance incidente de 28.4 dBm, pour cette valeur, la puissance en sortie du limiteur est atténuée de 2.8 dB puis continue d'augmenter avec la puissance incidente jusqu'à ce que le second micro-commutateur s'actionne pour une puissance incidente de 31.0 dBm, la puissance de sortie est de nouveau atténuée de 2.3 dB puis continue d'augmenter avec la puissance incidente jusqu'à ce que le troisième micro-commutateur s'actionne pour une puissance incidente de 34.5 dBm, la puissance de sortie est de nouveau atténuée de 1.2 dB. La puissance limitée en sortie du dispositif est de 27.2 dBm et la dynamique de limitation est supérieure à 8 dB. Cependant, le banc de mesures en puissance ne permet pas d'obtenir des puissances incidentes supérieures à 35 dBm (3.16 W). De ce fait, l'actionnement du 4<sup>ème</sup> micro-commutateur ne peut être mesurée dans ces conditions puisqu'il faudrait une puissance incidente atteignant 36.9 dBm selon la simulation hybride.

On peut noter qu'aucune défaillance n'est relevée pour ce dispositif. Ainsi, la tenue en puissance de ce limiteur contenant 4 MEMS-RF est supérieure à 35dBm. Enfin, selon la simulation hybride incluant 4 fois le modèle non-linéaire du composant, le limiteur devrait revenir dans son état passant lorsque la puissance incidente décroît en dessous de 16.8dBm.

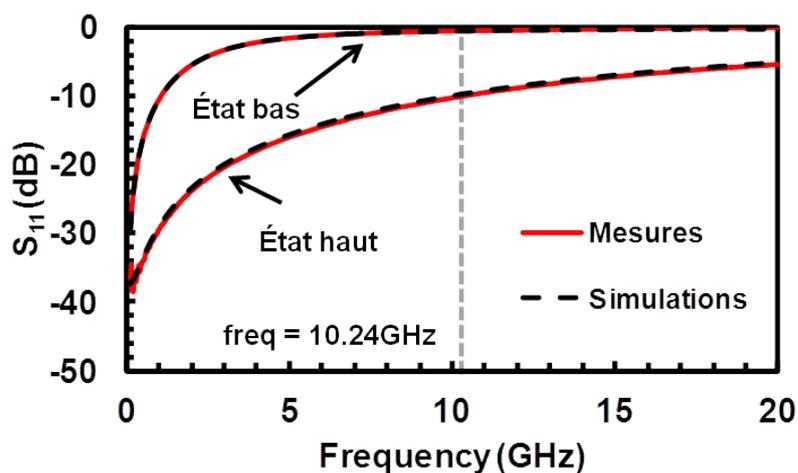
La dynamique de ce limiteur est améliorée comparée aux limiteurs à 1 et 2 MEMS-RF. De plus, la tenue en puissance de ce dispositif est supérieure à 35 dBm pour ce dispositif. Les pertes d'insertions de ce limiteur sont faibles (0.65 dB) et les MEMS-RF s'actionnent aux seuils de puissance incidente prévus par la théorie et le modèle.

TABLE 3.7 – Valeurs extraites des éléments de la Figure 3.17 (b) correspondant au limiteur à 4 MEMS-RF

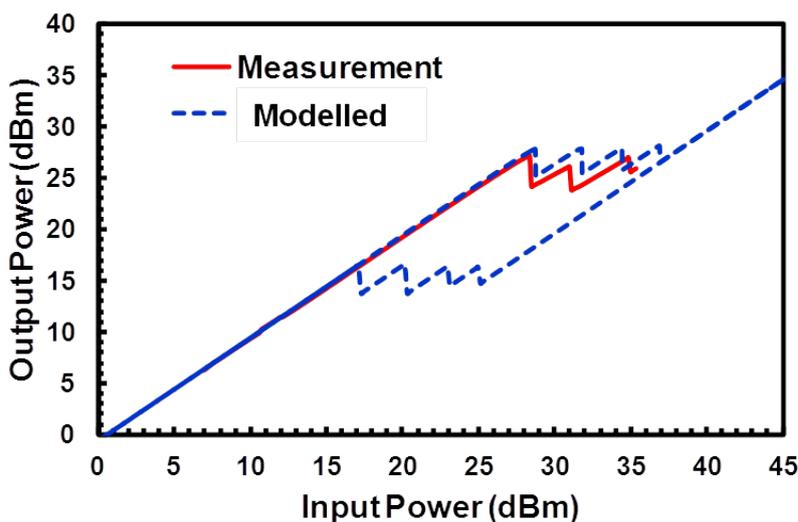
$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_s$ (pH)	$L_p$ (pH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_p$ ( $\Omega$ )
260	2020	7.8	53	3.4	0.72	0.2



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.18 – Paramètres S (a) et (b) et caractéristique en puissance à 10.24GHz (c) du limiteur à 4 MEMS-RF.

### 3.7.1 Mesures du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF avec polarisation

Dans une précédente section de ce chapitre, nous avons vu qu'il était possible de diminuer la puissance seuil de déclenchement d'un limiteur à MEMS et ainsi diminuer la puissance limitée en sortie de celui-ci afin de se rapprocher des spécifications souhaitables pour une application faible niveau. Suite aux bons résultats obtenus pour le limiteur à 4 MEMS-RF en terme de pertes d'insertions, de dynamique et de tenue en puissance, nous avons mesuré la caractéristique en puissance à 10.24GHz en le polarisant à 5.2V soit très légèrement en dessous de la tension d'abaissement des MEMS-RF qu'il contient ( $V_p=5.6V$ ). La Figure 3.19 illustre la caractéristique en puissance à 10.24 GHz obtenue en mesure et selon la simulation hybride.

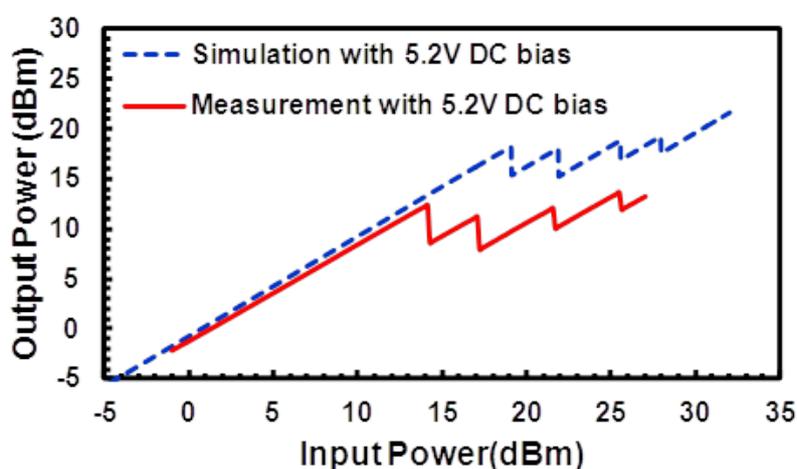


FIGURE 3.19 – Puissance de sortie en fonction de la puissance incidente à 10.24GHz du limiteur à 4 MEMS-RF polarisé à 5.2V.

Ce limiteur polarisé présente des pertes d'insertion de 1.2 dB. En effet, en polarisant les micro-commutateurs à une tension proche de leur tension d'abaissement, la capacité présentée par chacun des MEMS devient supérieure à leur capacité initiale s'élevant à 65fF ce qui induit une augmentation des pertes d'insertion comparé au cas où le limiteur n'est pas polarisé. Cependant, dans ces conditions, le limiteur se déclenche pour une puissance incidente de 14 dBm, la puissance limitée en sortie du dispositif est de 13.7 dBm. La dynamique de limitation s'élève à plus de 13 dB et on observe l'actionnement des 4 micro-commutateurs sous l'effet du signal hyperfréquence.

Afin de se rendre compte des performances de ce limiteur, la même caractéristique en puissance à été tracée en utilisant le  $mW$  comme unité. La courbe  $P_s = P_{in}$  de la Figure 3.20 permet de bien se rendre compte du phénomène de limitation de puissance.

Avec une puissance incidente de 500mW, la puissance en sortie du dispositif reste

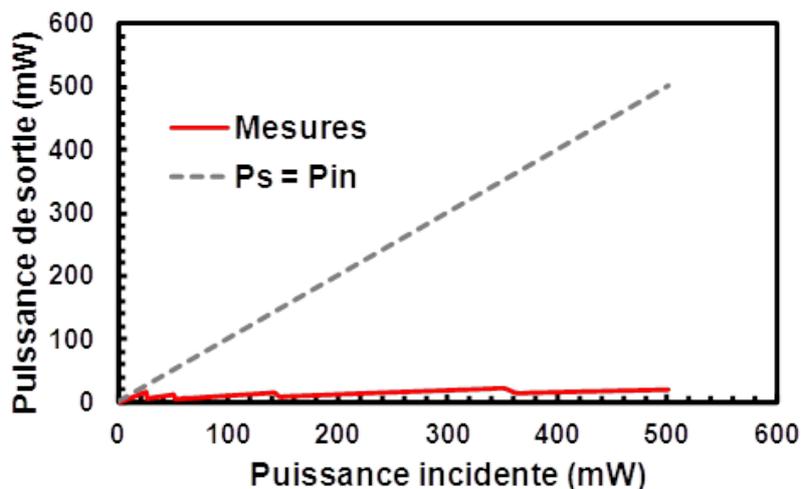


FIGURE 3.20 – Puissance de sortie (mW) du limiteur à 4 MEMS-RF en fonction de la puissance incidente (mW) à 10.24GHz pour une polarisation à 5.2V.

limitée au maximum à 23.4mW ce qui représente une valeur inférieure à  $1/5^{\text{ème}}$  de la puissance incidente.

### 3.7.2 Mesures et simulations du temps de réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF

Comme cela a été dit dans le premier chapitre de ce manuscrit, le temps de réponse constitue également une caractéristique importante des limiteurs de puissance. Ainsi, nous avons développé un banc de mesures afin d’extraire le temps de réponse du limiteur à 4 MEMS-RF en considérant une agression à la fréquence de 10.24GHz. Le schéma de ce banc de mesures est illustré par la Figure 3.21.

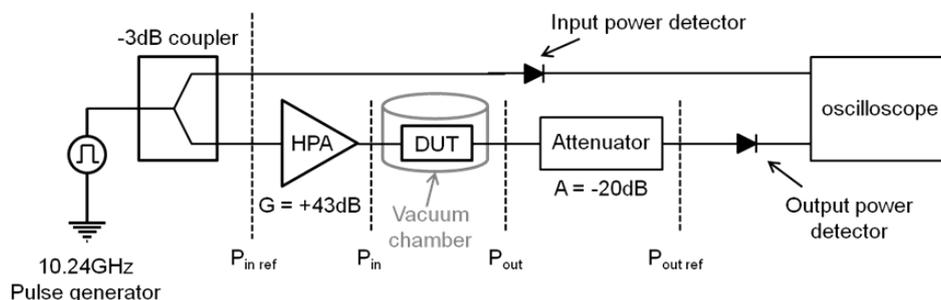
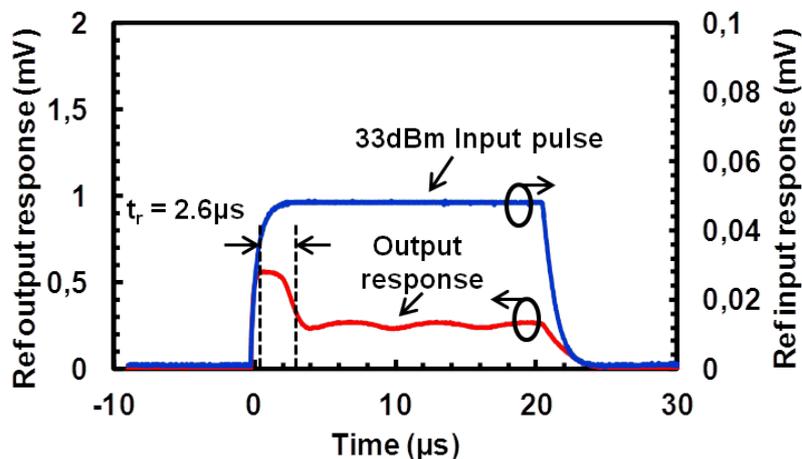


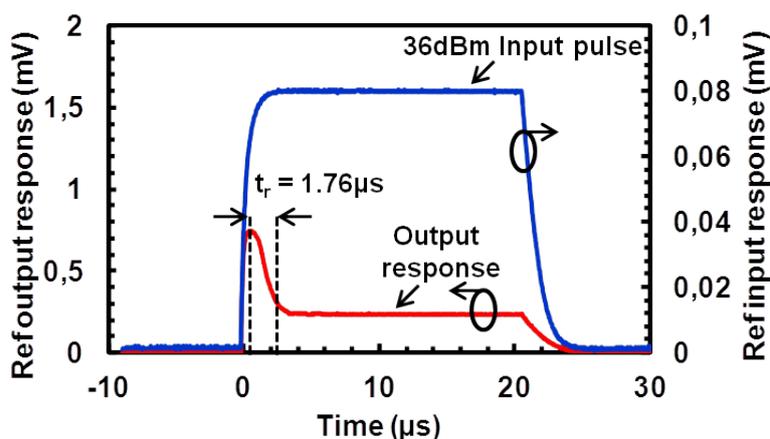
FIGURE 3.21 – Banc de mesures développé pour mesurer le temps de réponse d’un limiteur de puissance.

Le limiteur de puissance à mesurer est placé dans une enceinte sous-vide. Un coupleur 3dB permet de séparer le signal RF en 2 afin d’obtenir sur l’oscilloscope un signal de

référence correspondant à l'agression arrivant sur le limiteur ( $P_{inref}$ ) et un signal correspondant à la réponse du limiteur à cette agression ( $P_{outref}$ ). Ainsi, nous avons mesuré le temps de réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF lorsque celui-ci subit deux agressions à la fréquence de 10.24GHz, l'une d'amplitude +33dBm et l'autre d'amplitude +36dBm. Les résultats obtenus sont montrés Figure 3.22.



(a)



(b)

FIGURE 3.22 – Mesures du temps de réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24 GHz) d'amplitude 33 dBm (2 W) (a) et 36 dBm (4 W) (b).

Ces résultats montrent bien l'effet de limitation du dispositif mesuré qui écrête le signal en sortie à un niveau constant lorsqu'il est agressé par un signal à 33dBm et 36dBm. On remarque également que le temps de réponse est amélioré lorsque l'amplitude de l'agression est plus importante ( $t_{rep} = 2.6\mu s$  pour +33dBm et  $t_{rep} = 1.76\mu s$  pour +36dBm). Ce résultat est logique puisque le temps de commutation des MEMS-RF diminue avec l'augmentation du signal de polarisation comme cela a été vu avec la Figure 3.2. De plus, ces résultats concernant le temps de réponse sont cohérents avec les valeurs mesurées

concernant le temps de commutation du MEMS-RF ( $t_c \approx 3 \mu s$ ).

Nous avons constaté lors des précédentes sections de ce chapitre que les résultats obtenus en utilisant le modèle comportemental non-linéaire du MEMS-RF sont représentatifs de la réalité. De ce fait, nous avons utilisé ce modèle afin d'évaluer le temps de réponse du limiteur de puissance contenant 4 MEMS-RF pour le comparer aux mesures. Nous avons simulé la réponse du limiteur intégrant 4 MEMS-RF à une impulsion de puissance à la fréquence de 10.24 GHz. Les temps de montée et de descente de l'impulsion considérée sont nulles pour simplifier l'étude. la Figure 3.23 illustre les résultats obtenus pour des impulsions de puissance ayant des amplitudes crêtes variant de 27 dBm (500 mW) et 37 dBm (5 W) et 40 dBm (10 W).

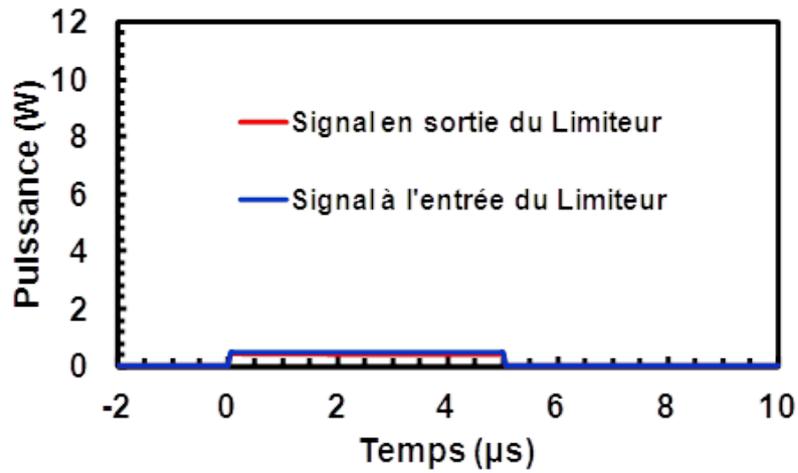
Ainsi, une impulsion d'amplitude 500 mW n'est pas suffisante pour déclencher le limiteur, le signal est alors transmis en sortie au pertes près. Le niveau du signal transmis dans ce cas est de 410 mW.

Dans le cas d'une impulsion d'amplitude 5 W (37 dBm), le limiteur se déclenche puisque sa puissance seuil est de 690 mW (28.4 dBm) à 10.24 GHz. Le temps de réponse est évalué à  $1.1 \mu s$  et la puissance de sortie est limitée à 408 mW. On peut constater que le temps de réponse du limiteur est inférieur au temps de commutation du composant. En effet, une impulsion d'amplitude 5 W à 10.24GHz est équivalent à une impulsion en tension de 21 V soit  $3.8V_p$ . C'est la raison pour laquelle le temps de réponse dans ce cas est plus faible que le temps de commutation mesuré à  $1.25V_p$ . On remarque que le temps de réponse simulé à une agression de 37dBm ( $t_{rep} = 1.1 \mu s$ ) est du même ordre de grandeur que le temps de réponse mesuré à une agression de 36 dBm ( $t_{rep} = 1.76\mu s$ ). Une fois de plus, le modèle est cohérent avec la mesure.

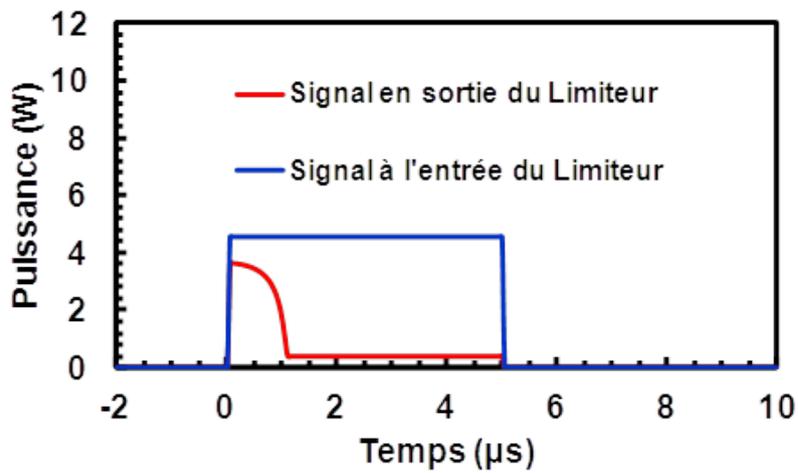
Lorsqu'une impulsion de puissance d'amplitude 10W arrive sur le limiteur, celui-ci se déclenche avec un temps de réponse évalué à  $0.7 \mu s$ . Cependant, l'amplitude de l'impulsion étant supérieure à la puissance seuil du limiteur + sa dynamique de limitation, la puissance transmise en sortie du limiteur excède les 408 mW pour atteindre 900 mW. Malgré un temps de réponse plus rapide dû à une impulsion de plus forte amplitude, le limiteur n'est plus utilisable dans ce cas puisque l'impulsion est d'amplitude trop importante pour ce limiteur.

Malgré un temps de commutation mesuré à  $1.25V_p = 3\mu s$  pour le composant MEMS utilisé, les simulations et les mesures de temps de réponse du limiteur à 4 MEMS-RF indiquent que le temps de réponse du limiteur est inférieur (de l'ordre de la micro-seconde). Ceci résulte des tensions équivalentes importantes dues aux niveaux de puissance considérées.

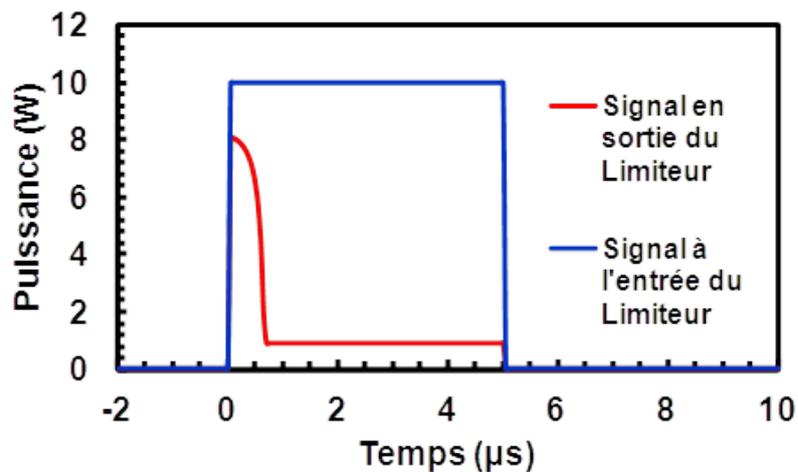
Observons en simulation l'influence de la polarisation sur la réponse d'un limiteur à



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.23 – Simulation des réponses du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24 GHz) d'amplitude 27 dBm (500 mW) (a), 37 dBm (5 W) (b) et 40 dBm (10W) (c).

MEMS-RF. La Figure 3.24 montre la réponse du limiteur à 4 MEMS-RF polarisé à 5.2 Volts soumis à une impulsion de puissance radiofréquence à 10.24 GHz d'amplitude 27 dBm.

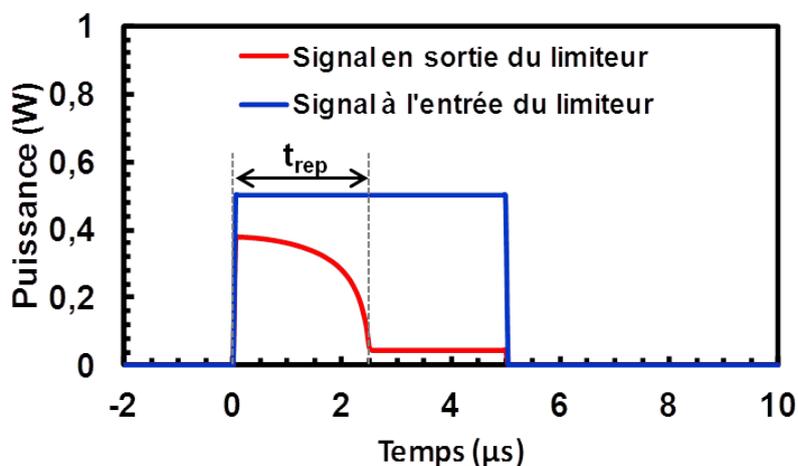
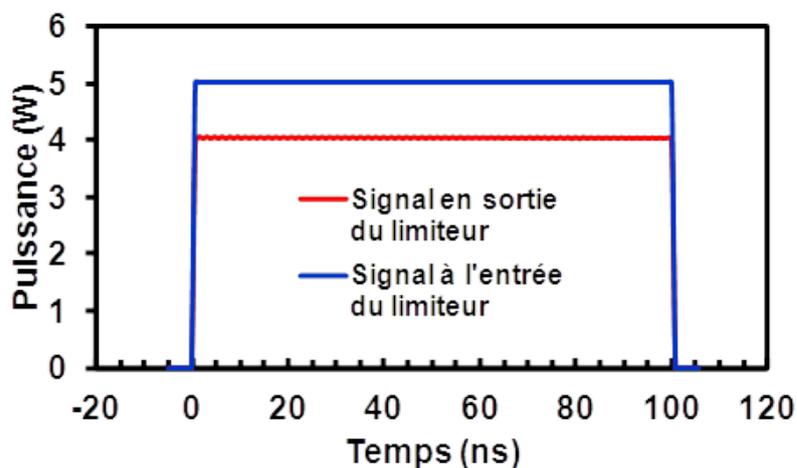


FIGURE 3.24 – Simulation de la réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF, polarisé à 5.2 Volts, à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24 GHz) d'amplitude 27 dBm (500 mW).

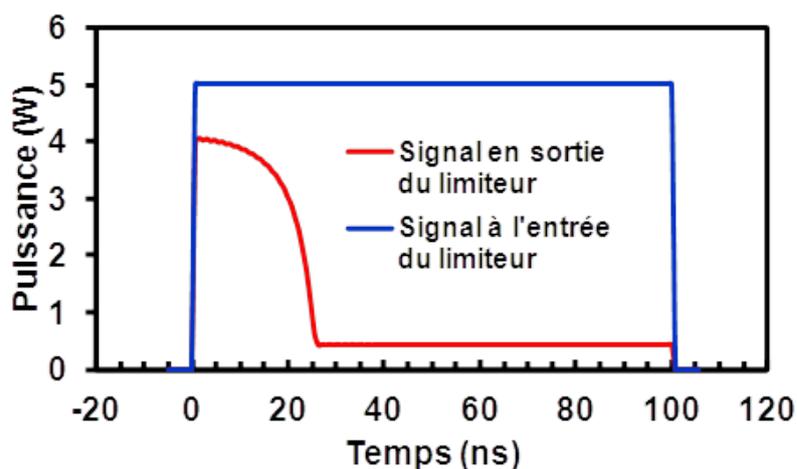
Le temps de réponse dans ces conditions est de  $t_{rep}=2.5 \mu s$  ce qui est plus élevé que le temps de réponse du limiteur lorsqu'il n'est pas polarisé. Deux explications peuvent permettre d'interpréter ce résultat. Le signal considéré (27 dBm) est d'amplitude plus faible que dans le cas du limiteur non polarisé (37 dBm), ainsi, la tension équivalente à ce niveau de puissance est plus faible que dans le cas du limiteur non polarisé ce qui peut expliquer que le temps de réponse est plus élevé. De plus, le fait de polariser le limiteur induit une déformation légère des composants MEMS-RF dont le gap est réduit comparé au cas où le limiteur n'est pas polarisé. Ainsi, les propriétés mécaniques (notamment la fréquence de résonance mécanique) des MEMS-RF polarisés sont différentes ce qui peut également expliquer que le temps de réponse est plus élevé.

Nous avons vu dans le premier chapitre que l'état de l'art concernant les temps de réponse des limiteurs de puissance à diodes était de l'ordre de la dizaine à la centaine de nanoseconde. Un tel limiteur à MEMS-RF serait donc inutile si une agression de durée inférieure au temps de réponse arrivait sur le limiteur. Cependant, en 2010, Aurélie Verger et al. ont développé un micro-commutateur MEMS-RF avec un temps de commutation mesuré de 40 ns [63]. De ce fait, nous allons considérer le modèle du micro-commutateur développé en modifiant son temps de commutation à 40 ns afin de visualiser la réponse d'un tel limiteur soumis à des impulsions micro-ondes d'une largeur de 100ns que l'on peut retrouver dans les sources HPM actuelles. La Figure 3.25 illustre la réponse du li-

mitteur développé à une impulsion de 5 W de largeur 100 ns en considérant le modèle précédemment extrait, et le modèle précédemment extrait mais dont le temps de commutation a été modifié à 40 ns.



(a)



(b)

FIGURE 3.25 – Réponse du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF à une impulsion de puissance radiofréquence (10.24GHz) d'amplitude 37dBm (5W) en considérant le limiteur fabriqué (a) et un limiteur contenant des micro-commutateurs très rapides (b).

On remarque que pour une impulsion étroite de puissance importante, le limiteur développé ne permet pas d'écarter le signal puisque le temps de commutation des micro-commutateurs qui le composent est bien supérieur à la durée de l'impulsion (Cf. Figure 3.25 (a)). De ce fait, le signal non désirable de forte puissance sera transmis aux pertes près. En développant des micro-commutateurs rapides, il serait possible d'obtenir des temps de réponse inférieurs à la centaine de nanosecondes ce qui permettrait de se rapprocher de l'état de l'art des limiteurs de puissance existants (Cf. Figure 3.25 (b)). Cependant, la conception de MEMS-RF rapides avec des tensions d'abaissement de 5 Volts devra

résulter de très nombreux compromis pour certainement se rapprocher des composants NEMS-RF (Radio-Frequency Nano ElectroMechanical Systems). En effet, le composant rapide développé par A. Verger [63] se rapproche déjà des NEMS-RF mais possède une tension d'abaissement de  $V_p = 30$  Volts ce qui ne permettrait pas de réaliser un limiteur de puissance à MEMS-RF bas niveau.

### 3.7.3 Linéarité du limiteur de puissance à 4 MEMS-RF

Nous avons constaté, lors des précédentes sections de ce chapitre, que les résultats obtenus en utilisant le modèle non-linéaire du MEMS-RF capacitif sont représentatifs de la réalité. De ce fait, nous avons utilisé ce modèle afin d'évaluer la linéarité du limiteur de puissance contenant 4 MEMS-RF puisque le banc de mesure correspondant n'a pas pu être développé dans le cadre de ces travaux.

La Figure 3.26 présente l'OIP3 (Output Third-Order Intercept Point) du limiteur à 4 MEMS-RF modélisé en fonction de l'écart fréquentiel entre 2 tons pour une fréquence centrale considérée de  $f_0=10.24$  GHz, les deux tons sont respectivement aux fréquences  $f_1=10.24$  GHz -  $\Delta f/2$  et  $f_2=10.24$  GHz +  $\Delta f/2$ . Les résultats obtenus sont montrés lorsque le limiteur est non polarisé et lorsqu'il est polarisé à 5.2 V.

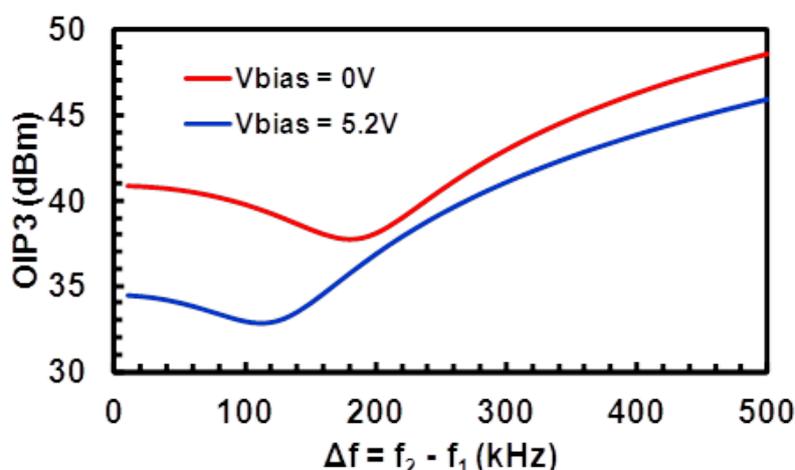


FIGURE 3.26 – Point d'interception d'ordre 3 du limiteur fabriqué pour  $f_0=10.24$  GHz selon le modèle extrait lorsque le limiteur est polarisé à 5.2 V ou non.

Dans le cas où le limiteur n'est pas polarisé ( $V_{bias}=0$  V), on observe que la valeur minimale de l'IP3 est de 37.8 dBm pour  $\Delta f = 193$  kHz soit pour un écart fréquentiel entre les deux tons égal à la fréquence de résonance mécanique  $f_{méca}$  de la structure. Pour rappel, la puissance seuil du limiteur est de 28.4 dBm dans ce cas selon le modèle. De ce fait, la valeur de l'IP3 étant de 10 dB supérieure à la puissance seuil du limiteur et

ce quelquesoit la valeur de  $\Delta f$  considérée, on considère que le système est linéaire à la fréquence centrale de  $f_0=10.24$  GHz. De ce fait, les produits d'intermodulations n'auront pas d'incidence sur la réponse du limiteur.

Lorsque le limiteur est polarisé à 5.2 V, la valeur minimale de l'IP3 est de 32.9 dB pour  $\Delta f=110$  kHz. Cette valeur est inférieure à la fréquence de résonance mécanique initiale puisque les MEMS-RF polarisés n'ont plus les mêmes propriétés mécaniques que les MEMS-RF non polarisés ce qui explique en partie le temps de réponse plus long pour le limiteur polarisé comme cela a été montré dans la section précédente. Cependant, la puissance seuil du limiteur dans ce cas est de 19.1dBm selon le modèle. De ce fait, l'IP3 est plus de 13 dB supérieur à la puissance seuil du limiteur et ce quelquesoit l'écart fréquentiel considéré. De ce fait, le limiteur polarisé est linéaire et les produits d'intermodulations n'auront aucune influence sur la réponse du limiteur.

### 3.8 Limiteur de puissance absorbant à base de MEMS-RF capacitifs

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous avons vu que les limiteurs réfléchissants constituent la solution la moins souhaitable puisque le signal réfléchi vers l'antenne de réception peut permettre la détection de l'équipement notamment pour des applications militaires.

Afin de prouver le concept de limiteur absorbant en utilisant des MEMS-RF capacitifs, nous avons développé un dispositif pour lequel le MEMS-RF capacitif est relié aux plans de masse coplanaire via une résistance d'une valeur de 63  $\Omega$ . Cette résistance est constituée d'un film mince d'épaisseur 50nm de Silice de Chrome (SiCr) déposé par évaporation thermique lors du procédé de fabrication monolithique. De ce fait, lorsque le MEMS-RF s'actionne sous l'effet d'un signal de puissance supérieure à sa puissance d'actionnement, une partie du signal va être dissipée à travers la résistance. Ainsi, le paramètre de réflexion de ce limiteur devrait être amélioré. Le composant développé est illustré Figure 3.27 avec son schéma électrique équivalent.

De la même manière que les limiteurs développés précédemment, les paramètres S de ce dispositif ont été mesurés selon l'état haut ou bas du composant MEMS. Les résultats sont montrés Figure 3.28.

TABLE 3.8 – Valeurs extraites des éléments de la Figure 3.27 correspondant au limiteur absorbant à 1 MEMS-RF

$C_u$ (fF)	$C_d$ (fF)	$C_u/C_d$	$L_s$ (pH)	$L_p$ (pH)	$R_s(\Omega)$	$R_{abs} (\Omega)$
52	440	8.4	63	6	0.74	63

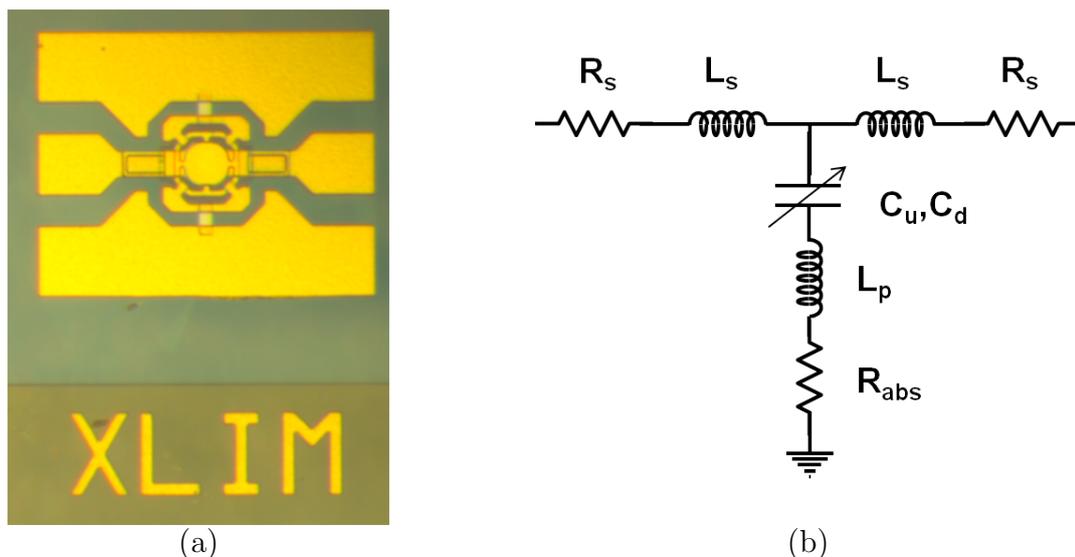


FIGURE 3.27 – Photographies optiques du limiteur absorbant à 1 MEMS-RF développé (a) et schéma électrique équivalent (b).

Pour une fréquence de 10.24 GHz, les pertes d'insertion sont évaluées à 0.32 dB et l'atténuation introduite par le limiteur lorsque celui-ci est actif et de 2.3 dB. On observe également que le paramètre de réflexion  $S_{11}$  est amélioré comparé au cas du limiteur à 1 MEMS-RF réfléchissant. En effet, lorsque le limiteur est actif, la réflexion à 10.24 GHz est de -13.7 dB comparé au limiteur réfléchissant à 1 MEMS-RF dont la réflexion pour cette fréquence s'élève à -4.9 dB. De ce fait, lorsque ce limiteur est actif, une partie de la puissance non désirée sera absorbée par la résistance empêchant ainsi la réflexion du signal vers l'entrée du dispositif.

De la même manière que pour les limiteurs présentés dans les sections précédentes, une mesure de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée a été effectuée pour une fréquence de 10.24 GHz. Le modèle a également été simulé dans ces conditions et les résultats sont regroupés Figure 3.29.

En fait, dès que le MEMS-RF s'actionne pour une puissance seuil de 28.1 dBm, les résistances ne sont pas capables de dissiper la puissance et claquent (Figure 3.29 (c)). Malgré cette défaillance, les résultats donnés par la simulation du modèle non-linéaire indiquent une puissance d'actionnement de 29.1 dBm et une puissance de relâchement de 25.6 dBm. Comparé au limiteur de puissance réfléchissant à 1 MEMS-RF, le phénomène d'hystérésis est plus étroit [49].

La faisabilité de limiteur de puissance absorbant à base de MEMS-RF capacitifs devrait pouvoir être démontrée avec l'utilisation de résistances commerciales capables de supporter des niveaux de puissance importants. Il suffirait de prévoir un design sur lequel ces résistances seraient reportées après la fabrication.

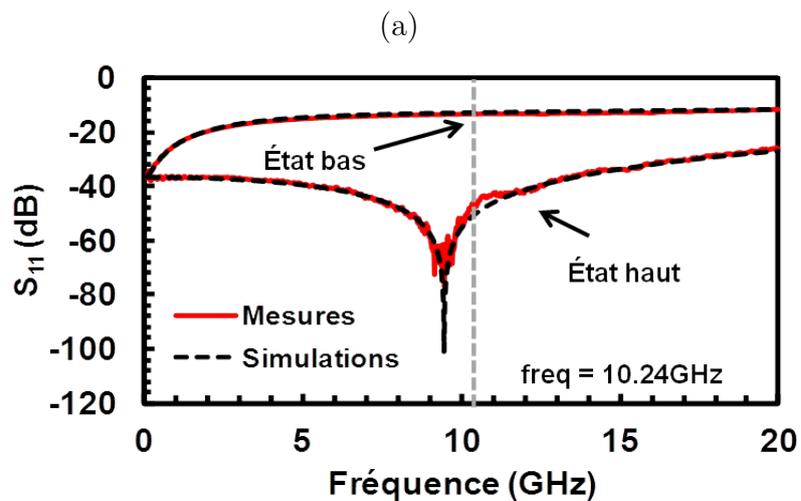
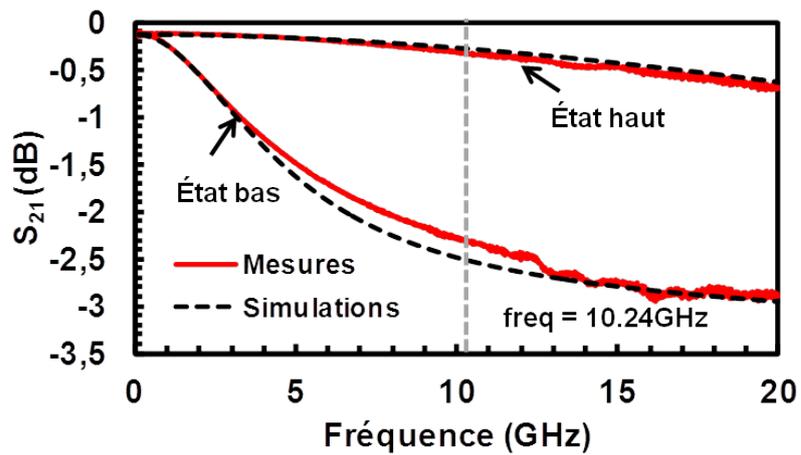
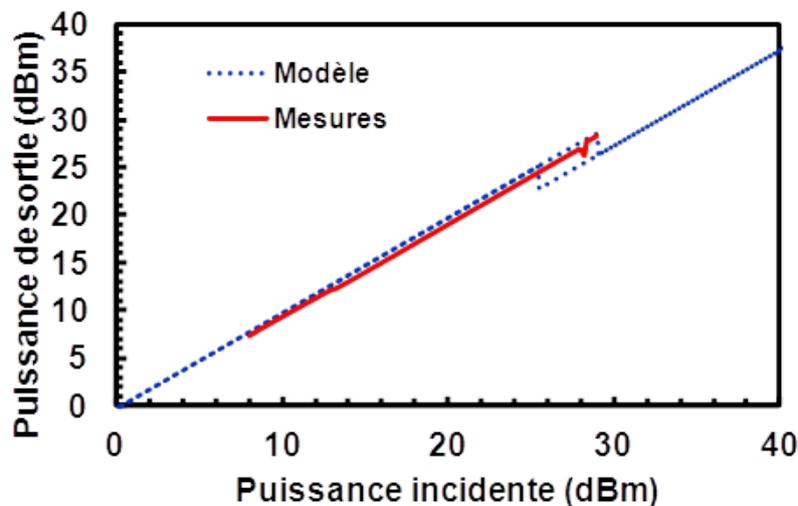
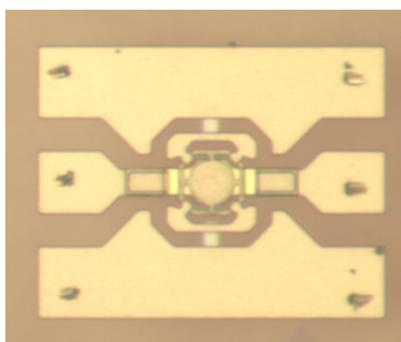


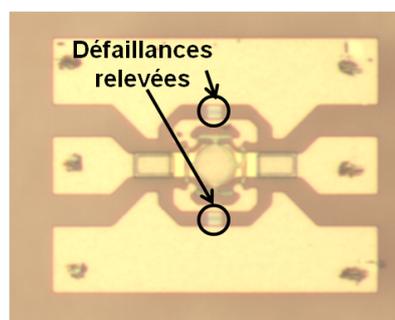
FIGURE 3.28 – Paramètres de transmission ( $S_{21}$ ) (a) et de réflexion ( $S_{11}$ ) (b) du limiteur absorbant à 1 MEMS selon l'état haut ou bas du composant.



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.29 – Caractéristique en puissance mesurée et simulée (a) et photographie optique d'un limiteur à 1 MEMS-RF avant (b) et après la défaillance (c).

### 3.9 Limiteur de puissance absorbant large bande

Afin d'étendre le principe d'un limiteur à MEMS-RF à un dispositif réfléchissant fonctionnant sur une large bande de fréquence, nous avons souhaité commencer une étude en utilisant des MEMS-RF résistifs couplés à un système absorbant.

Puisque les précédents résultats ont montré que les mesures coïncidaient avec les simulations hybrides intégrant le modèle non-linéaire, cette section va utiliser le modèle non-linéaire extrait à partir d'un MEMS-RF résistif développé au laboratoire [42]. Ce modèle est décrit dans la seconde partie de l'annexe A. Les performances du composant modélisé sont référencées dans le Tableau 3.10 et son schéma électrique équivalent est illustré Figure 3.30.

Pour réaliser un limiteur de puissance absorbant sur une large bande de fréquence en utilisant ce composant, il est nécessaire de relier les MEMS-RF à une résistance d'absorption. Cette résistance d'absorption doit être choisie en fonction de la puissance qu'elle

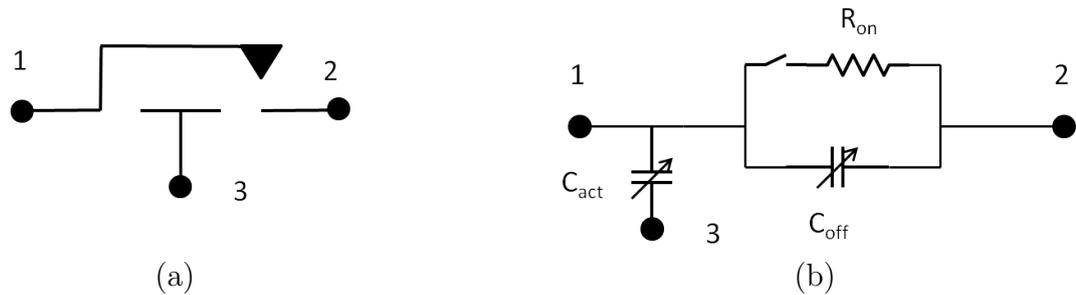


FIGURE 3.30 – Schéma électrique équivalent du MEMS-RF résistif modélisé.

TABLE 3.9 – Principales caractéristiques du MEMS-RF résistif modélisé

$C_{actoff}$ (fF)	$C_{acton}$ (fF)	$C_{off}$ (fF)	$R_{on}$ ( $\Omega$ )	$V_p$ (V)	$V_r$ (V)	$k$ (N/m)	$f_{méca}$ (kHz)
250	400	17.5	3	40	39.6	1340	350

va avoir à dissiper (valeur de la résistance et puissance maximale admissible). De plus, pour améliorer l'adaptation sur une large bande de fréquence, il est nécessaire d'optimiser la distance entre les MEMS-RF le long de la ligne de transmission. A titre d'exemple, nous avons effectué une simulation circuit du schéma électrique présenté Figure 3.31. Les selfs (ou inductances) sont équivalentes à des bouts de ligne de transmission dont les paramètres peuvent être calculés facilement.

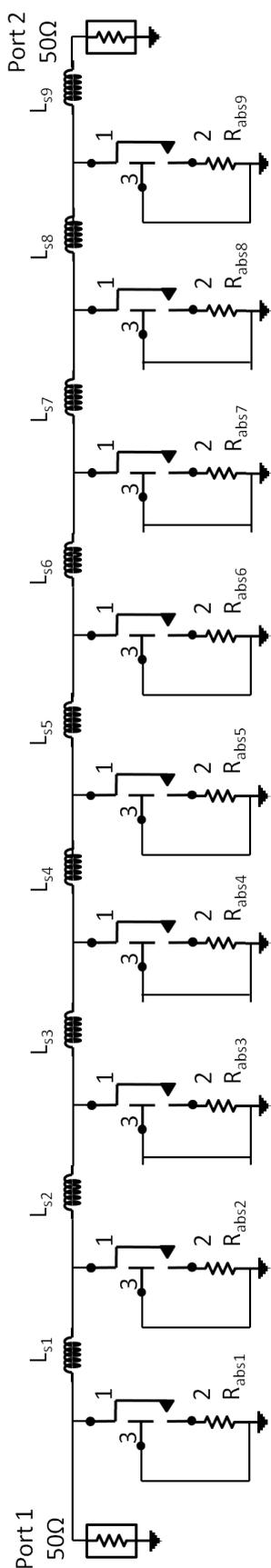
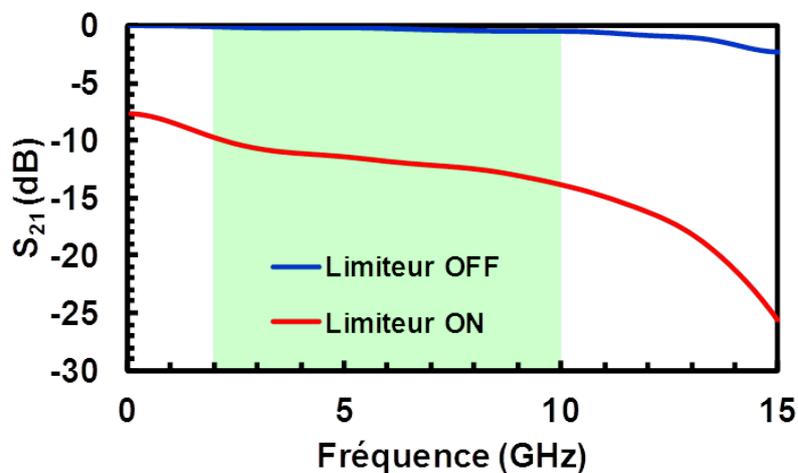


FIGURE 3.31 – Schéma électrique du limiteur de puissance absorbant large bande étudié contenant 9 MEMS-RF.

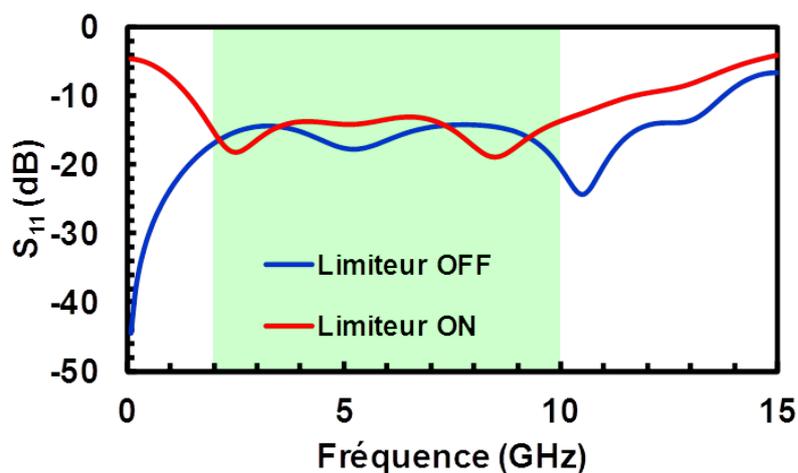
TABLE 3.10 – Principales caractéristiques du MEMS-RF résistif modélisé

Unité	$L_{s1}$	$L_{s2}$	$L_{s3}$	$L_{s4}$	$L_{s5}$	$L_{s6}$	$L_{s7}$	$L_{s8}$	$L_{s9}$
(pH)	717	608	895	1000	869	913	869	810	392
Unité	$R_{abs1}$	$R_{abs2}$	$R_{abs3}$	$R_{abs4}$	$R_{abs5}$	$R_{abs6}$	$R_{abs7}$	$R_{abs8}$	$R_{abs9}$
( $\Omega$ )	200	200	200	200	150	150	150	110	110

Les paramètres S de ce dispositif incluant le modèle du MEMS-RF résistifs ont été extraits selon que le limiteur soit passant ou non. La Figure 3.32 illustre les résultats obtenus.



(a)



(b)

FIGURE 3.32 – Paramètres de transmission ( $S_{21}$ ) (a) et de réflexion ( $S_{11}$ ) (b) du limiteur large bande absorbant à 9 MEMS-RF résistifs selon l'état haut ou bas du composant

Ce limiteur peut être utilisé pour une bande de fréquence de 2 à 10 GHz. En effet, les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) lorsque le limiteur est OFF sont inférieures à 0.5 dB jusqu'à 10GHz. Lorsque le limiteur est ON, l'atténuation ( $S_{21}$ ) introduite s'étend de 10 dB à 2 GHz pour atteindre 13.9 dB à 10 GHz. De plus, le paramètre de réflexion  $S_{11}$  à l'entrée de ce dispositif est inférieure à -13 dB quelque soit l'état du limiteur (ON ou OFF) ce qui confirme l'aspect absorbant de ce limiteur.

Pour compléter ces résultats, nous avons simulé ce dispositif en puissance pour des signaux à des fréquences allant de 2 GHz à 10 GHz. Les courbes  $P_s = f(P_e)$  obtenues sont présentées Figure 3.33.

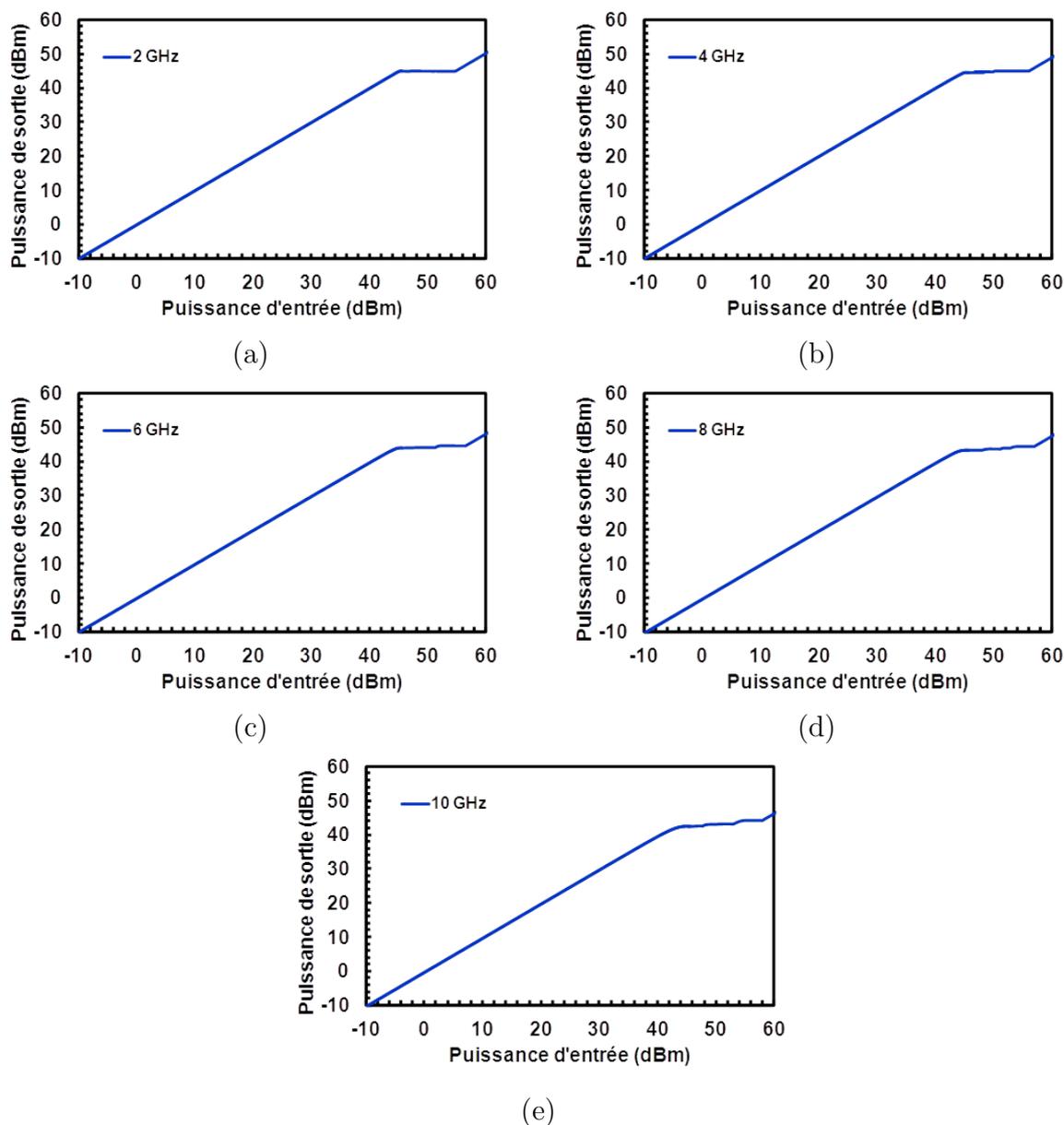


FIGURE 3.33 – Puissance de sortie en fonction de la puissance d’entrée simulée du limiteur de puissance large bande à 9 MEMS-RF résistifs pour : (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 6 GHz, (d) 8 GHz, (e) 10 GHz,

La puissance limitée par ce dispositif est quasiment plane pour des signaux allant de 2 à 10 GHz. De plus, le MEMS-RF modélisé ayant un hystérésis très étroit, celui-ci n’est pas visible sur les courbes. Ainsi, la puissance de déclenchement du limiteur serait la même que sa puissance de relâchement. La puissance seuil s’élève autour de 45 dBm (soit plus de 31 W) ce qui est relativement élevé mais cohérent avec la tension d’abaissement du composant ( $V_p = 40$  V). Les pertes d’insertion sont inférieures à 0.5 dB pour toutes les fréquences considérées ce qui rejoint l’étude des paramètres S de ce limiteur. La dynamique de limitation en puissance s’étend de 10 dB (à 2 GHz) à 14 dB

(à 10 GHz).

Cette première étude est très encourageante pour le développement de ce type de dispositifs. Elle montre qu'il est possible de concevoir un limiteur de puissance absorbant fonctionnant sur une large bande de fréquence (2 à 10 GHz) avec de très faibles pertes ( $P_{ins} \geq 0.5dB$ ), une dynamique supérieure à 10 dB et une très faible consommation puisque des MEMS-RF à actionnement électrostatique sont considérés.

### 3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, 3 dispositifs ont été développés prouvant la faisabilité de limiteurs de puissance réfléchissants à base de MEMS-RF confirmant ainsi les résultats de l'étude théorique menée lors du chapitre 1. De plus, l'utilisation d'un modèle comportemental non-linéaire de MEMS-RF permet de retrouver les résultats obtenus d'après les mesures effectuées sur ces dispositifs. Ainsi, l'utilisation de ce modèle en vue d'une conception de limiteurs à MEMS-RF avec une topologie plus complexe s'avère indispensable tout comme les modèles non-linéaires de diodes qui sont largement utilisés dans la phase de conception des systèmes utilisant cette technologie.

Les résultats ont montré qu'il était également possible d'obtenir des puissances limitées acceptables par les LNA commerciaux en polarisant les limiteurs à MEMS-RF à une valeur proche de leur tension d'abaissement. Cependant, il faudrait associer à ce limiteur un système permettant d'enlever et de remettre la polarisation lorsque l'agression subie par le récepteur prend fin pour que ceux-ci fonctionnent correctement.

Le Tableau 3.11 récapitule l'ensemble des résultats obtenus sur le limiteur de puissance à 4 MEMS-RF.

TABLE 3.11 – Récapitulatif des performances du limiteur à 4 MEMS-RF développé

	Mesures	Modèle	Mesures	Modèle
<b>Polarisation</b>	0 V	0 V	5.2 V	5.2 V
<b>fréquence (GHz)</b>	10.24	10.24	10.24	10.24
$P_{ins}$ (dBm)	0.65	0.6	1.2	0.9
$P_{seuil}$ (dBm)	28.4	28.8	14.0	19.1
$P_{limitée}$ (dBm)	27.5	28.2	13.7	19.0
<b>Dynamique (dB)</b>	> 8	10.5	13	10.5
<b>Tenue en puissance (dBm)</b>	>35	X	>27	X
<b>Linéarité <math>IP3_{min}</math> (dBm)</b>	X	37.8	X	32.9
<b>Temps de réponse (<math>\mu s</math>)</b>	$\approx 1.76\mu s$	$\approx 1.1\mu s$	X	$\approx 2.5\mu s$

Concernant le temps de réponse des limiteurs développés, celui-ci reste encore élevé comparé aux limiteurs de puissance existants. Cependant, en 2010, un micro-commutateur avec un temps de commutation de 40 ns a été développé par Verger et al. [63]. L'utilisation de composants MEMS-RF rapides devrait ainsi permettre d'améliorer le temps de réponse de limiteur à MEMS-RF.

Une étude sur le développement d'un limiteur de puissance absorbant en utilisant un MEMS-RF capacitif a également été menée. Cependant, la faible tenue en puissance des résistances contenues dans ces dispositifs monolithiques ne permet pas de valider intégralement son fonctionnement. Malgré cela, la mesure des paramètres S sur ce dispositif a montré une réflexion diminuée comparé au limiteur réfléchissant à 1 MEMS-RF. De plus, la simulation en puissance du modèle indique un resserrement du cycle d'hysteresis qui coïncide avec la théorie sur l'auto-actionnement des MEMS-RF établie par Rottenberg [49]. Ainsi, en considérant des résistances capables de supporter des niveaux de puissance importants, il devrait être possible de démontrer la faisabilité de limiteurs de puissance absorbants hybrides en utilisant des MEMS-RF capacitifs.

Enfin, suite à ces résultats, une étude a été menée pour étudier la faisabilité de limiteurs de puissance absorbants, large bande, en utilisant des MEMS-RF résistifs. Les résultats de cette étude préliminaire s'avèrent encourageants puisque d'après les simulations du modèle non-linéaire extrait, le limiteur étudié serait capable de fonctionner sur une bande de fréquence s'étalant de 2 GHz à 10 GHz.



# Conclusion générale



Les travaux réalisés au cours de cette thèse avaient pour principal objectif de démontrer la faisabilité de limiteurs de puissance à base de MEMS-RF à consommation nulle et à très faible pertes pour la protection des têtes de chaînes d'émission-réception satellites. Un travail sur la conception et la réalisation de micro-commutateurs capacitifs à faible tension d'abaissement a été mené en vue de réaliser un limiteur de puissance à MEMS-RF bas niveau. Ce travail a conduit à l'élaboration et à la caractérisation de dispositifs limiteurs de puissance basés sur cette technologie. De plus, un modèle comportemental non-linéaire de MEMS-RF a été extrait afin de valider la méthode de conception des limiteurs développés en comparant les résultats de mesures aux simulations non-linéaires.

La première partie de ces travaux a consisté à recenser l'état de l'art des dispositifs limiteurs de puissance afin d'en situer le contexte et le besoin d'améliorer leurs performances en terme de pertes d'insertion, de consommation et d'intégration. En vue d'utiliser les MEMS-RF pour une application de limitation de puissance, le premier chapitre regroupe également un état de l'art des composants MEMS-RF. Ainsi, l'intérêt d'utiliser la technologie MEMS-RF à la place de semi-conducteurs, qui occupent la plupart des systèmes électroniques actuels et notamment les dispositifs limiteurs de puissance, est illustré dans cette section. La dernière partie de ce chapitre a été dédiée à l'étude de faisabilité d'un limiteur de puissance utilisant des MEMS-RF à actionnement électrostatique puisque la consommation de ces composants est quasi nulle. L'idée se base sur l'utilisation d'un phénomène indésirable pour des applications usuelles de MEMS-RF : l'auto-actionnement lié à un signal hyperfréquence de puissance trop importante qui conduit à la commutation des composants MEMS-RF sans apport d'énergie extérieure. Cependant, cette étude montre la nécessité de développer des MEMS-RF avec une tension d'abaissement de 5 Volts pour réaliser des limiteurs de puissance bas niveau tandis que les composants de l'état de l'art ont des tensions d'abaissement de quelques dizaines de Volts.

Le second chapitre est donc consacré au développement de MEMS-RF à faible tension d'abaissement pour démontrer la faisabilité de limiteurs de puissance à MEMS-RF bas niveau découlant de l'étude menée dans le premier chapitre. Ce chapitre débute avec un recensement des MEMS-RF à faible tension d'abaissement de l'état de l'art en mettant l'accent sur les problèmes liés à la très faible force de rappel de ces composants. Une autre méthode est ainsi étudiée et appliquée à la conception de deux composants MEMS-RF capacitifs à faible tension d'abaissement. Le premier composant réalisé a permis d'effectuer des tests de fiabilité sur un MEMS-RF avec une très faible tension d'abaissement ( $V_p=6.8$  V). Ces résultats montrent que le composant à faible tension développé n'est pas soumis au collage. Ainsi, la méthode de conception a été renforcée

avec l'élaboration d'un second composant MEMS-RF à faible tension d'abaissement ( $V_p=5.6$  V) en vue de l'utiliser pour réaliser une fonction de limitation de puissance. Pour cela, une réduction des dimensions a été effectuée pour obtenir une force de rappel importante, une faible tension d'abaissement et de bonnes caractéristiques électriques. Enfin, la méthode décrite dans ce chapitre a également été validée au sein du laboratoire avec la conception d'un micro-commutateur ohmique dont la tension d'abaissement est de  $V_p=6$  V.

Dans le dernier chapitre, nous avons utilisé le composant optimisé du chapitre 2 afin de réaliser une fonction de limitation de puissance pour des applications bas niveaux. Les MEMS-RF à actionnement électrostatique consomment extrêmement peu, ainsi, un limiteur de puissance basé sur cette technologie a une consommation très faible. Pour la première fois, des dispositifs limiteurs de puissance réfléchissants utilisant 1, 2 et 4 MEMS-RF capacitifs ont été fabriqués et caractérisés. Le limiteur de puissance à 4 MEMS-RF a de faibles pertes d'insertion ( $P_{ins} = 0.65$  dB), une puissance seuil de 28.2dBm et une dynamique de limitation supérieure à 8 dB et un temps de réponse de  $1.7\mu s$  pour un signal hyperfréquence à 10.24 GHz. Cependant, le seuil de puissance de ce limiteur ne permet pas de répondre à des applications spatiales faibles niveaux. C'est pourquoi nous avons cherché à diminuer la puissance seuil de ce limiteur en le polarisant à une tension proche de la tension d'abaissement des MEMS-RF qu'il contient. Les résultats obtenus en polarisant le limiteur à 4 MEMS-RF à 5.2 Volts (pour  $V_p=5.6$  V) montrent, à 10.24GHz, des pertes d'insertion de 1.2dB, une puissance seuil de 14.1dBm et une dynamique de limitation de 13dB. Les résultats de mesures de ce chapitre sont accompagnés des résultats de simulations qui intègrent le modèle non-linéaire du MEMS-RF extrait à partir des mesures effectuées dans le second chapitre. Les résultats de simulations non-linéaires présentés sont en bon accord avec les mesures.

Les résultats obtenus au cours de ce travail de recherche ouvrent de nombreuses perspectives. Une nouvelle méthode pour la conception de MEMS-RF à faible tension d'abaissement a été mise au point. Celle-ci peut être appliquée pour la conception de dispositifs accordables tels que des filtres, des déphaseurs ou des adaptateurs d'impédances qui utilisent aujourd'hui des composants avec une tension d'abaissement de plusieurs dizaines de volts. Les résultats obtenus sur cette partie permettent d'ouvrir des portes quant à l'intégration des MEMS-RF à basse tension de commande dans des circuits intégrés utilisant une technologie CMOS. Cependant, une étude sur une méthode d'encapsulation hermétique faible coût des MEMS-RF doit être menée ce qui permettrait également d'améliorer leur durée de vie.

En utilisant une méthode de conception détaillée associée à l'utilisation d'un modèle

comportemental non-linéaire de MEMS-RF, la possibilité de réaliser une fonction de limitation de puissance en utilisant la technologie MEMS-RF a été démontrée avec le développement de prototypes ultra compacts ( $< 0.5mm^2$ ). Les résultats obtenus sur ces premiers prototypes sont convaincants et peuvent permettre la conception de limiteurs de puissance absorbants large bande en utilisant des MEMS-RF capacitifs ou ohmiques reliés à un système absorbant. Une telle étude est introduite à la fin du dernier chapitre de ce manuscrit en utilisant un modèle non-linéaire de MEMS-RF pour la conception. Les résultats obtenus d'après les simulations électriques semblent très prometteurs et il serait intéressant de fabriquer de tels dispositifs pour étendre le concept de limiteur de puissance à MEMS-RF.



**Annexe A :**  
**Modélisation comportementale**  
**non-linéaire de MEMS-RF intégré à**  
**un logiciel de conception assistée par**  
**ordinateur.**



## A.1 Introduction

Une modélisation précise des MEMS-RF constitue un atout majeur dans leur conception ainsi que dans le développement de circuits reconfigurables à base de micro-commutateurs radiofréquence.

La difficulté dans la modélisation de MEMS-RF vient du fait qu'il est nécessaire de prendre en compte les interactions entre les comportements mécaniques et électriques de ces composants, et ce, en considérant tout type de signaux électriques (DC, RF, DC et RF).

Le modèle présenté dans cette annexe est basé sur la méthode de modélisation établie par Denis MERCIER lors de sa thèse au sein de XLIM [6]. C'est un modèle 1D, compatible avec ADS (Agilent), basé sur des équivalences électriques/mécaniques qui permettent de reproduire le mouvement de la poutre.

Dans cette annexe, le modèle non-linéaire du micro-commutateur optimisé dans le chapitre 2 va être extrait. Les résultats donnés par le modèle seront comparés aux mesures afin de permettre sa validation. Par la suite, le modèle d'un micro-commutateur ohmique va également être extrait. Ce second modèle sert d'appui à l'élaboration d'un limiteur de puissance absorbant fonctionnant sur une large bande de fréquence qui est introduit à la fin du chapitre 3.

## A.2 Equation mécanique du mouvement de la poutre d'un MEMS-RF

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, la partie mobile d'un composant MEMS-RF est soumise à diverses forces qui induisent un changement d'état de la structure. Afin d'établir un modèle de MEMS-RF précis, il est nécessaire de modéliser l'équation mécanique du mouvement de la poutre donnée par la relation suivante [64] :

$$m \frac{dz^2}{dt^2} + \xi \frac{dz}{dt} + kz = F_{el} - F_c \quad (\text{A.1})$$

La solution  $z$  de cette équation donne la déflexion de la poutre. Dans cette expression non-linéaire, on distingue les différentes forces à modéliser.

### A.2.1 Force électrostatique (Rappel)

Une force électrostatique apparaît entre deux conducteurs portés à des potentiels différents séparés par un milieu diélectrique. Nous rappelons ici son expression dans le cas d'un MEMS-RF avec présence de diélectrique :

$$F_{\text{électrostatique}} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad (\text{A.2})$$

Avec :

- $\varepsilon_0 = 8.8510^{-12} F.m^{-1}$  : permittivité du vide ;
- $S$  : surfaces des électrodes formant l'actionneur en  $m^2$  ;
- $V$  : différence de potentiel appliquée entre les deux électrodes ;
- $g$  : gap d'air séparant l'électrode fixe de l'électrode mobile du commutateur MEMS en m ;
- $t_d$  : épaisseur de la couche diélectrique en m ;
- $\varepsilon_r$  : permittivité relative de la couche diélectrique sans unité.

### A.2.2 Force de rappel (Rappel)

Le mouvement de la membrane étant limité à de faibles amplitudes, le comportement mécanique de la poutre peut être modélisé par une constante de raideur  $k$  (N/m) qui induit une force de rappel donnée par la relation suivante :

$$F_{\text{rappel}} = k(g_0 - g) = kz \quad (\text{A.3})$$

Avec :

- $k$  : constante de raideur de l'électrode mobile en  $N/m$  ;
- $g_0$  : gap d'air initial séparant l'électrode fixe de l'électrode mobile du commutateur MEMS lorsque aucun signal de polarisation n'est appliqué(m) ;
- $g$  : gap d'air séparant l'électrode fixe de l'électrode mobile du commutateur MEMS pour une tension de commande différente de 0V (m) ;
- $z$  : déplacement de la poutre par rapport à sa hauteur initiale  $z = g_0 - g$  (m).

La constante de rappel peut être calculée analytiquement pour des structures ayant des géométries simples. Elle dépend de la géométrie et du ou des matériaux composant la poutre.

### A.2.3 Force d'amortissement

Cette force dépend de la géométrie et des matériaux constituant la poutre ainsi que du milieu dans lequel se trouve le composant MEMS (air ambiant, vide, gaz neutre...). La force d'amortissement est donnée par la relation suivante :

$$F_{\text{amortissement}} = \xi v = \xi \frac{dz}{dt} \quad (\text{A.4})$$

Avec :

- $\xi$  : coefficient d'amortissement ( $N.s/m$ );
- $v$  : vitesse à laquelle la poutre se déplace ( $m/s$ ).

Le coefficient d'amortissement  $\xi$  peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\xi = \frac{k}{(\omega_{\text{méca}} Q_{\text{méca}})} \quad (\text{A.5})$$

Avec :

- $\xi$  : coefficient d'amortissement ( $N.s/m$ );
- $k$  : constante de raideur ( $N/m$ );
- $\omega_{\text{méca}}$  : pulsation de résonance mécanique de la poutre ( $rad/s$ );
- $Q_{\text{méca}}$  : facteur de qualité du milieu dans lequel se trouve la structure.

On remarque que cette expression tient compte des paramètres géométriques et physiques de la poutre ( $k, \omega_{\text{méca}}$ ) ainsi que du milieu ( $Q_{\text{méca}}$ ) dans lequel le MEMS-RF est considéré.

#### A.2.4 Forces de Van Der Waals et forces répulsives de contact

Les forces de Van der Waals et les forces répulsives de contact apparaissent au moment où la membrane entre en contact avec un matériau lorsqu'elle est abaissée. Ces forces peuvent s'écrire sous la forme [65] :

$$F_{VDW} + F_{\text{contact}} = \frac{C_1 A_{\text{contact}}}{(g_0 - z)^3} - \frac{C_2 A_{\text{contact}}}{(g_0 - z)^{10}} \quad (\text{A.6})$$

Avec :

- $A_{\text{contact}}$  : surface en regard au niveau du contact ( $m^2$ );
- $g_0$  : gap d'air initial séparant l'électrode fixe de l'électrode mobile du commutateur MEMS lorsque aucun signal de polarisation n'est appliqué(m);
- $C_1$  : énergie de surface due aux forces de Van der Waals;
- $C_2$  : distance d'équilibre entre la surface de la poutre et la surface de l'électrode de contact.

$C_1$  et  $C_2$  dépendent très fortement de l'état de surface des éléments en contact et donc du procédé de fabrication. Il est très difficile de caractériser ces forces de cette manière. C'est pourquoi une fonction mathématique spécialement dédiée à la modélisation

des forces de contact des dispositifs électromécaniques va être utilisé par la suite. Cette fonction a été développée par De Flaviis et Coccioli [?] et a pour expression :

$$F_c = \left[ e^{-[\alpha(z-t_d)]^\beta} - 1 \right] U(t_d - z) \quad (\text{A.7})$$

$\alpha$  et  $\beta$  sont des nombres servant à exprimer la vitesse de variation des forces en fonction de la hauteur de la poutre.  $U(t_d - z)$  est la fonction échelon qui implique que les forces de contact sont nulles si la poutre n'est pas abaissée. La fonction mathématique exponentielle a été choisie d'une part pour modéliser la variation rapide de cette force et d'autre part, car cette fonction et sa dérivée sont continues. Ainsi, la résolution numérique de l'équation du mouvement de la poutre est possible.

## A.3 Modélisation non-linéaire de MEMS-RF

### A.3.1 MEMS-RF capacitif avec électrode d'actionnement et électrode signal confondues

Considérons la Figure A.1 illustrant un micro-commutateur capacitif dont l'électrode d'actionnement et l'électrode signal sont confondues comme celui présenté dans le Chapitre 2.

L'électrode d'actionnement et l'électrode signal étant confondues, la capacité de l'actionneur électrostatique forme également la capacité MEMS-RF soit  $C_{act} = C_{MEMS}$ . L'expression de ces capacités en fonction de l'entrefer  $g$  est donnée par la relation suivante :

$$C(g) = \frac{\varepsilon_0 A}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} = \frac{\varepsilon_0 S}{\left(g_0 - z + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (\text{A.8})$$

Le mouvement de la poutre de ce type de micro-commutateur est modélisé en le considérant comme un système masse-ressort amorti à une dimension (1D) excité par une force électrostatique. Ce système permet de décrire l'équation mécanique du mouvement de la poutre (équation A.1). La solution de cette équation donne la déflexion de la poutre et permet le calcul de la capacité plane. Ce modèle est fondé sur les équivalences électriques / mécaniques (Figure A.1 (c)).

Les sources de courant  $I_{Fel}$ ,  $I_k$ ,  $I_\xi$ ,  $I_{Fc}$  représentent les forces appliquées sur la poutre. La tension  $U_v$ , qui représente la vitesse de la membrane, est appliquée aux bornes de la capacité  $C_m$  qui a pour valeur  $m(F)$ , où  $m$  est égal à la masse de la poutre en kg. Cette tension conditionne le courant de la source  $I_{-1}$  (conductance  $G_{-1} = -1$ ) qui délivre un courant égal à  $G_{-1}U_v$ . Ce courant traverse la capacité  $C_1$  qui a pour valeur 1 F. Le courant  $I_{-1}$  est relié à la tension  $U_v$  par la relation [6] :

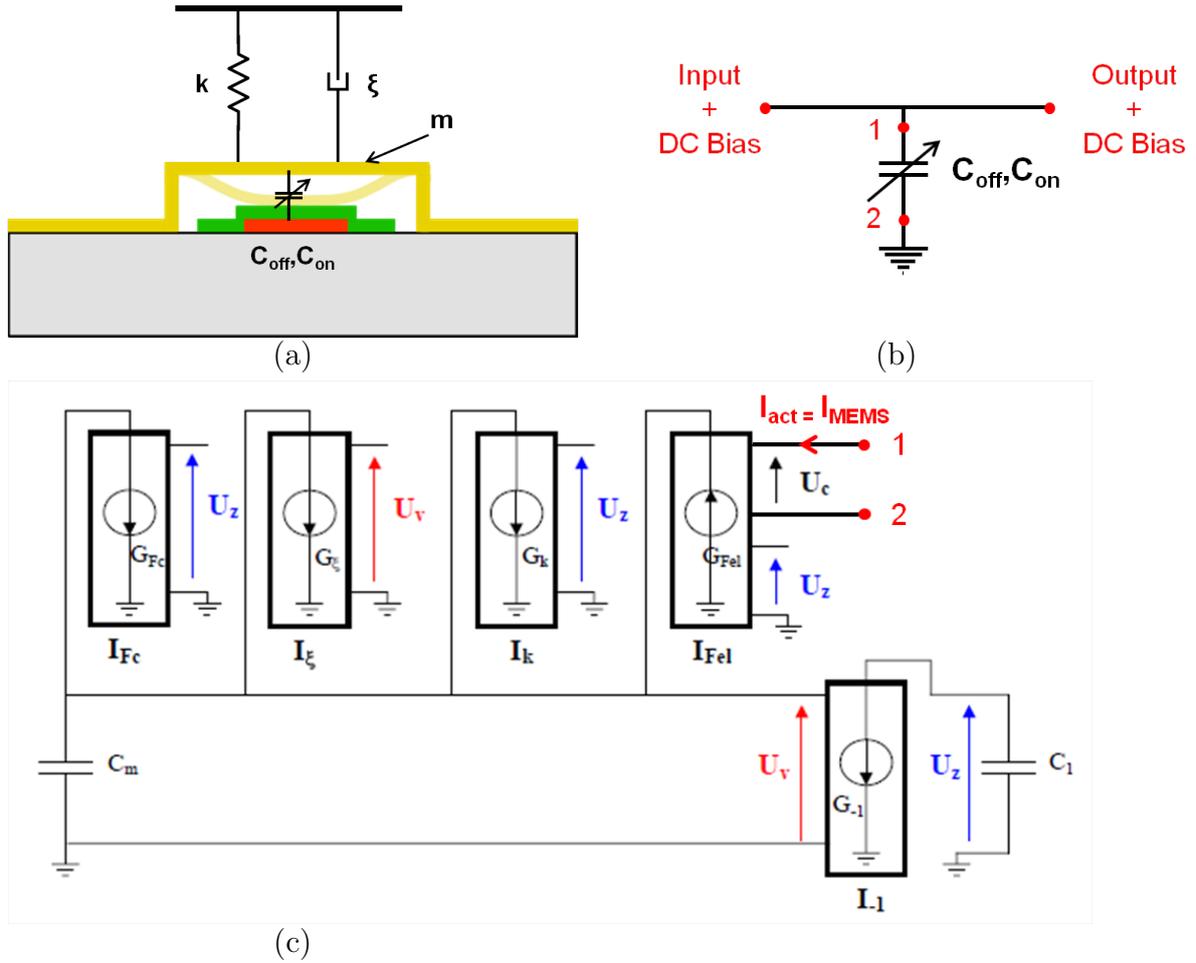


FIGURE A.1 – Modèle mécanique 1D (a), schéma électrique équivalent simplifié (b) et modèle électromécanique à sources de courant commandées en tensions du micro-commutateur optimisé, développé dans le chapitre 2 [6].

$$I_{-1} = C_1 \frac{dU_z}{dt} \quad (\text{A.9})$$

où l'on retrouve l'équation mécanique :

$$vitesse \Leftrightarrow U_v = \frac{dU_z}{dt} \Leftrightarrow \frac{dposition}{dt} \quad (\text{A.10})$$

L'utilisation de sources de courant commandées par une ou plusieurs tensions permet de modéliser les différentes non linéarités des forces appliquées sur la poutre. Ainsi, la force électrostatique peut être modélisée par une source de courant commandée par les tensions  $U_z$  et  $U_c$ , où  $U_c$  sera la tension de commande du dispositif. Il en est de même pour  $I_k$  qui représente la force de rappel,  $I_\xi$  qui représente la force d'amortissement et  $I_{F_c}$  qui représente la force de contact. La somme des courants aux bornes de la capacité  $C_m$  (Figure A.1 (c)) aboutit à l'équation :

$$C_m \frac{dU_v}{dt} = -I_k - I_\xi + I_{Fel} - I_{Fc} \quad (\text{A.11})$$

Cette expression est une représentation équivalente à l'équation (A.1) du mouvement de la membrane. Pour compléter le modèle, il faut lui ajouter une source de charge commandée par les tensions  $U_z$  et  $U_c$ . Cette source charge permet de modéliser la capacité MEMS en fonction de la déflexion de la poutre représenté par  $U_z$  (équation (A.12)) qui dépend de la tension de commande  $U_c$ . Nous obtenons ainsi une capacité variable en fonction d'un signal de commande (Figure A.1 (b)) entre les points 1 et 2.

Par la suite, les dispositifs seront définis avec les paramètres suivants :

- $f_{méca}$  : fréquence de résonance mécanique de la partie mobile (Hz) ;
- $k$  : constante de raideur équivalente de la partie mobile (N/m) ;
- $Q_{méca}$  : facteur de qualité mécanique de la structure MEMS ;
- $A$  : Surface de l'électrode d'actionnement et de l'électrode formant la capacité MEMS ( $m^2$ ) ;
- $g_0$  : gap initial séparant les électrodes formant l'actionneur électrostatique et la capacité MEMS (m) ;
- $t_d$  : épaisseur de la couche diélectrique (m) ;
- $\varepsilon_r$  : permittivité relative de la couche diélectrique.
- $\alpha$  et  $\beta$  : Constantes pour la convergence de la force de contact.

Il suffit d'implémenter ce modèle non-linéaire dans un logiciel de simulation circuit afin que les modifications mécanique de la structure MEMS-RF dues à un signal de commande électrique soient répercutées sur la réponse électrique du système global dans lequel il peut être intégré. Ceci a été fait dans *ADS* (Agilent) avec l'aide de blocs SDD (Symbolically Defined Device).

De cette manière, les paramètres nécessaires à la modélisation du composant optimisé lors du chapitre 2 ont été extraits. Le Tableau A.4 regroupe les paramètres définis par l'utilisateur dans le modèle non-linéaire implémenté dans *ADS*.

Les paramètres  $A$  et  $g_0$  sont fixés dans le procédé de fabrication du composant. La fréquence de résonance mécanique du composant a été mesurée lors du chapitre 2. La valeur de la constante de raideur équivalente est directement reliée à la valeur de la tension d'abaissement du composant qui a été mesurée dans le Chapitre 2. Les paramètres  $t_d$  et  $\varepsilon_r$  sont choisis de manière à fitter la valeur de  $C_{om}$ . En effet, lors du procédé de fabrication, une couche de nitrure d'aluminium d'épaisseur  $0.2\mu m$  a été déposée sur l'électrode d'actionnement, sa permittivité relative est de  $\varepsilon_r=9.6$ . Cependant, du fait de la rugosité des matériaux en contact les valeurs que l'on retrouve dans le tableau ne sont pas exactement

TABLE A.1 – Modélisation du micro-commutateur optimisé développé dans le chapitre 2

$f_{méca}$ (Hz)	$193.10^3$
$Q_{méca}$	2
$k$ (N/m)	57.6
$A$ ( $m^2$ )	$2.15.10^{-9}$
$g_0$ (m)	$0.3.10^{-6}$
$t_d$ (m)	$0.2.10^{-6}$
$\varepsilon_r$	4.7
$\alpha$	$10^9$
$\beta$	5

les mêmes. De ce fait, pour obtenir un modèle se rapprochant le plus possible de la réalité, il a été nécessaire de choisir une valeur de permittivité relative  $\varepsilon_r=4.7$  afin de retrouver la valeur de capacité  $C_{on}$  qui a été mesurée lors du chapitre 2 sur ce composant. Cette valeur de permittivité relative modifiée constitue une alternative efficace permettant de prendre en compte un film mince d'air entre les matériaux en contact lorsque le commutateur est à l'état bas. Enfin, les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont choisis pour faire converger la force de contact lorsque le micro-commutateur est à l'état bas.

Afin de valider ce modèle non-linéaire de MEMS-RF, quelques simulations ont été effectuées et comparées aux mesures effectuées lors du Chapitre 2.

### A.3.2 Validation du modèle

Afin de valider la modélisation d'un composant, il faut effectuer une comparaison entre les résultats de simulations et les mesures.

la Figure A.2 présente la courbe  $C(V)$  du composant modélisé, les résultats obtenus sont comparés aux mesures dans le tableau A.2.

TABLE A.2 – Comparaison des tensions d'abaissement et de relâchement et des valeurs de capacité MEMS obtenues selon les mesures et le modèle non-linéaire extrait

	$V_p^+$	$V_p^-$	$V_r^+$	$V_r^-$	$C_{on}$	$C_{off}$
<b>Modèle</b>	5,53 V	-5,53 V	1,56 V	-1,56 V	500 fF	58 fF
<b>Mesures</b>	5,6 V	X	1,5 V	X	500 fF	62 fF

Les valeurs mesurées du tableau sont un rappel des valeurs mesurées sur le composant dans le chapitre 2. On remarque une bonne concordance entre le modèle et les mesures.

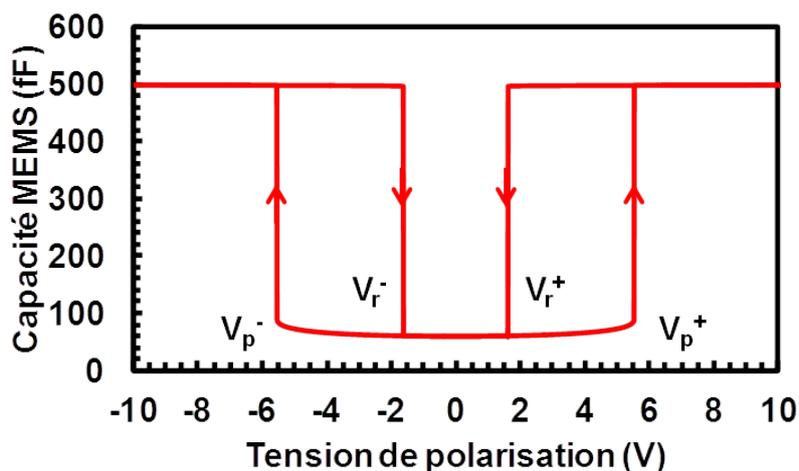


FIGURE A.2 – Courbe  $C(V)$  obtenue selon le modèle non-linéaire du composant optimisé du chapitre 2.

Il est également possible d'extraire le temps de commutation de la structure modélisée. Pour cela, il suffit d'appliquer un signal de type impulsion en tension DC d'amplitude supérieure à la tension d'abaissement de la poutre et d'observer la réponse du modèle. Des simulations ont été effectuées pour une tension de polarisation variant de  $V_p$  à  $1.5 V_p$ . La Figure A.3 compare les résultats de mesures aux résultats obtenus par simulations.

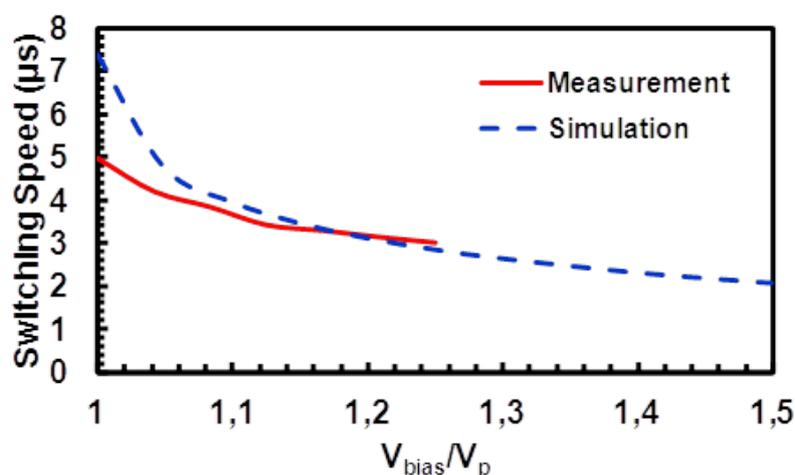


FIGURE A.3 – Temps de commutation mesuré et simulé en fonction de la tension de polarisation.

Les résultats donnés par le modèle coïncident avec les résultats mesurés lors du chapitre 2. De ce fait, ce modèle non-linéaire peut-être utilisé dans la conception de circuits reconfigurables à base de MEMS-RF.

C'est pourquoi nous l'avons utilisé dans le chapitre 3 afin d'évaluer les performances des limiteurs à MEMS-RF capacitifs développés dans le cadre de cette thèse.

### A.3.3 MEMS-RF ohmique avec électrode d'actionnement et électrode signal séparées

Puisque les résultats de mesures concernant les limiteurs de puissance réfléchissants à base de MEMS-RF capacitifs coïncident avec les simulations intégrant le modèle utilisé, nous avons souhaité modéliser un micro-commutateur ohmique afin d'étendre le concept de limiteur de puissance à base de MEMS-RF à des dispositifs absorbants fonctionnant sur une large bande de fréquence.

Considérons la Figure A.3.3 illustrant un micro-commutateur ohmique dont l'électrode d'actionnement et l'électrode signal sont séparées comme celui utilisé à la fin du chapitre 3.

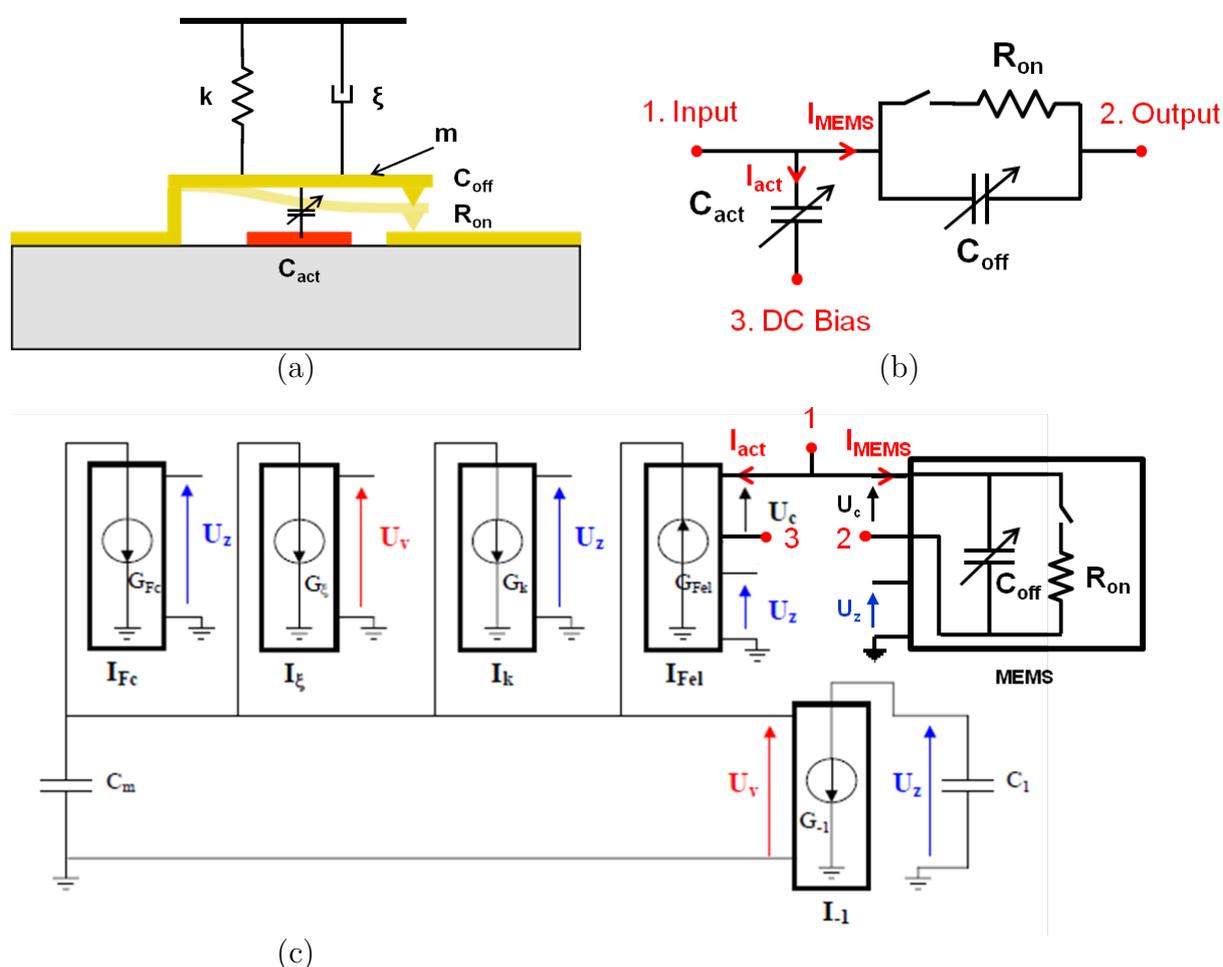


FIGURE A.4 – Modèle mécanique 1D (a), schéma électrique équivalent simplifié (b) et modèle électromécanique à sources de courant commandées en tension du micro-commutateur ohmique, utilisé dans le Chapitre 4.

L'électrode d'actionnement et l'électrode signal étant séparées, la capacité de l'actionneur électrostatique est différente de la capacité MEMS-RF soit  $C_{act} \neq C_{MEMS}$ . La Figure A.5 illustre la simplification effectuée afin de modéliser une telle structure.

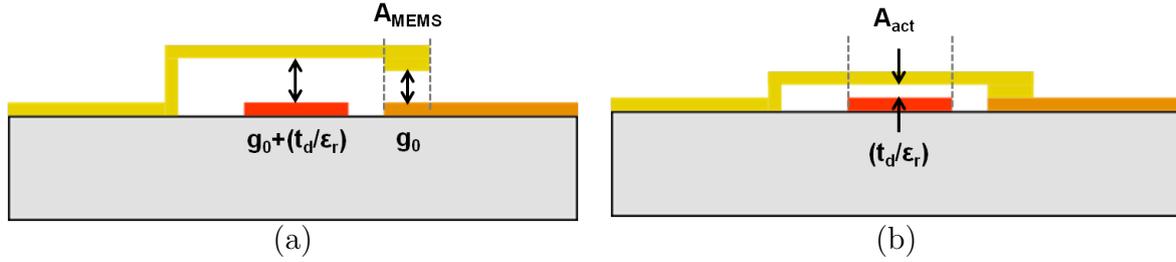


FIGURE A.5 – Simplifications pour modéliser un MEMS-RF ohmique dont l'électrode d'actionneur et l'électrode signal sont séparées : état haut (a) et état bas (b).

L'expression de la capacité de l'actionneur en fonction de l'entrefer  $g$  est donnée par la relation suivante :

$$C_{Act}(g) = \frac{\varepsilon_0 A_{act}}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} = \frac{\varepsilon_0 A_{act}}{\left(g_0 - z + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (\text{A.12})$$

La capacité et la résistance MEMS en fonction de l'entrefer sont quant à elles données par les relations suivantes :

$$C_{MEMS}(g) = \begin{cases} \frac{\varepsilon_0 A_{MEMS}}{g} = \frac{\varepsilon_0 A_{MEMS}}{(g_0 - z)} & \text{si } g > 0 \\ \infty & \text{si } g = 0 \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

$$R_{MEMS}(g) = \begin{cases} \infty & \text{si } g > 0 \\ R_{on} & \text{si } g = 0 \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

Le mouvement de la poutre de ce type de micro-commutateur est modélisé de la même manière que pour le micro-commutateur capacitif précédent. La seule différence vient du fait que nous avons séparé la capacité de l'actionneur de la capacité/résistance MEMS (Figure (c)). Ainsi, lorsqu'un signal de commande est appliqué sur l'actionneur électrostatique, celui-ci entraîne une modification de la capacité de l'actionneur électrostatique et de la capacité MEMS puisque la partie mobile du MEMS-RF est toujours considérée comme horizontale et se déplace de  $z$ . De ce fait, lorsque la tension d'abaissement est atteinte,  $z$  devient égal à  $g_0$ , la capacité de l'actionneur devient  $C_{acton} = \varepsilon_0 A_{act}/(t_d/\varepsilon_r)$  et le MEMS-RF présente une résistance  $R_{on}$  définie par l'utilisateur.

Voici les paramètres extraits du micro-commutateur ohmique à grande force de contact à modéliser :

### A.3.4 Validation du modèle

Le MEMS-RF ohmique modélisé a été développé au sein du laboratoire. C'est un micro-commutateur possède une grande force de contact qui permet d'obtenir une résistance de contact faible. Les performances mesurées sur ce composant sont comparés au fil de cette

TABLE A.3 – Modélisation du micro-commutateur optimisé développé dans le chapitre 2

$f_{méca}$ (Hz)	$300.10^3$
$Q_{méca}$	2
$k$ (N/m)	1336
$A_{act}$ ( $m^2$ )	$2,81.10^{-8}$
$A_{MEMS}$ ( $m^2$ )	$0.75^{-9}$
$g_0$ (m)	$0.38.10^{-6}$
$t_d$ (m)	$0,62.10^{-6}$
$\varepsilon_r$	1
$R_{on}$ ( $\Omega$ )	3
$\alpha$	$10^9$
$\beta$	5

section aux résultats obtenus avec le modèle extrait.

Ainsi, nous avons tracé la courbe montrant l'évolution des entrefers des capacités formant l'actionneur électrostatique et le MEMS (Figure A.6) :

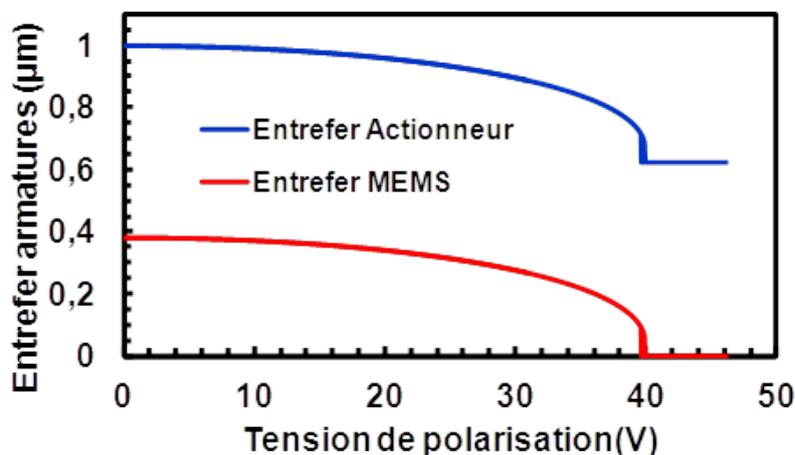


FIGURE A.6 – Entrefers des 2 capacités du MEMS-RF ohmique modélisé.

Les tensions d'abaissement et de relâchement sont très proches ( $V_p=40V$  et  $V_r=39.6V$ ). En effet, le déplacement maximal de la poutre du micro-commutateur s'élève à  $g=0.38\mu m$  ce qui représente légèrement plus de  $1/3g_0$ . De ce fait, l'hystérésis en tension est très étroit pour ce MEMS-RF ce qui s'est vérifié par la mesure.

Nous avons également tracé l'évolution de ses paramètres électriques en fonction de la tension de polarisation. Le tout est illustré par la Figure A.7 :

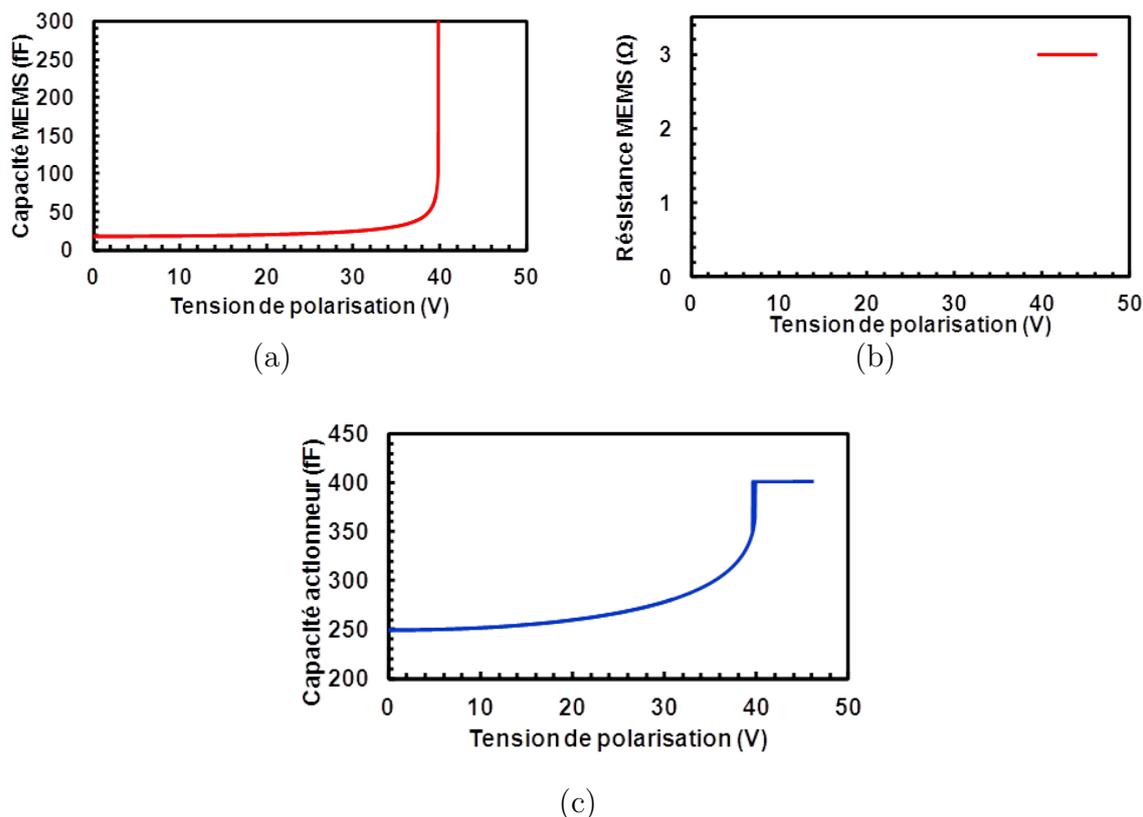


FIGURE A.7 – Evolution de la capacité MEMS (a), de la résistance de contact (b) et de la capacité de l'actionneur électrostatique (c) du MEMS-RF ohmique modélisé en fonction de la tension de polarisation.

Les différentes valeurs obtenues d'après le modèle de ce MEMS-RF sont regroupées dans le tableau suivant :

TABLE A.4 – Résultats du micro-commutateur ohmique modélisé utilisé dans le Chapitre 4

$V_p$	$V_r$	$C_{actoff}$	$C_{acton}$	$C_{off}$	$R_{on}$
40 V	39.6 V	250 fF	403 fF	17.5 fF	3 $\Omega$

De la même manière, nous avons simulé le temps de commutation du composant modélisé. Les résultats sont présentés Figure A.8 :

Le temps de commutation a été mesuré à  $1\mu s$  pour une tension de 50V lors d'une campagne de mesures. Ainsi, le modèle est également cohérent sur ce point ce qui permet sa validation. C'est pourquoi il a été utilisé dans la dernière partie du chapitre 3 afin d'étendre le concept de limiteurs de puissance à MEMS-RF pour la conception de dispositifs absorbants et large bande.

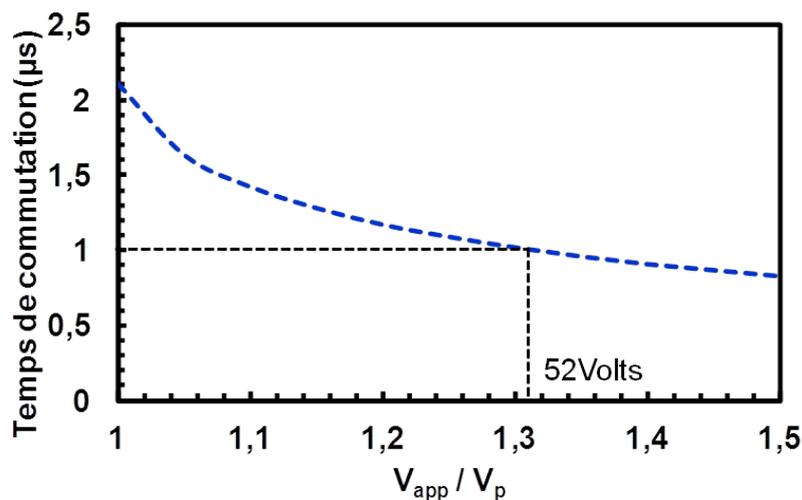


FIGURE A.8 – Temps de commutation du MEMS-RF ohmique modélisé en fonction de la tension de polarisation.

## A.4 Conclusion

La méthode de modélisation d'un composant MEMS-RF utilisée dans ce manuscrit permet la simulation de limiteurs de puissance basé sur la technologie MEMS-RF dans le chapitre 3. Cette annexe présente les modèles de 2 composants MEMS-RF, l'un capacitif, l'autre ohmique, qui ont été validés en comparant les résultats de simulations avec les mesures effectuées sur les composants.

En guise de synthèse, la Figure A.9 illustre les paramètres nécessaires à la modélisation d'un composant MEMS-RF jusqu'à l'étape de validation.

Lors de la phase de validation du modèle, si certains résultats ne coïncident pas avec les mesures effectuées, il suffit de modifier les paramètres entrés dans le modèle. Par exemple, si le temps de commutation  $t_c$  ne correspond pas, il suffit de changer la valeur de  $Q_{méca}$  pour se rapprocher au mieux des résultats de mesures sachant qu'une modification de ce paramètre n'entraîne pas d'autres modifications sur le comportement du MEMS-RF. Concernant la valeur de capacité  $C_{on}$ , dans le cas de MEMS-RF capacitifs, la valeur de  $\epsilon_r$  peut être optimisée pour prendre en compte la rugosité des matériaux en contact lorsque la poutre est abaissée.

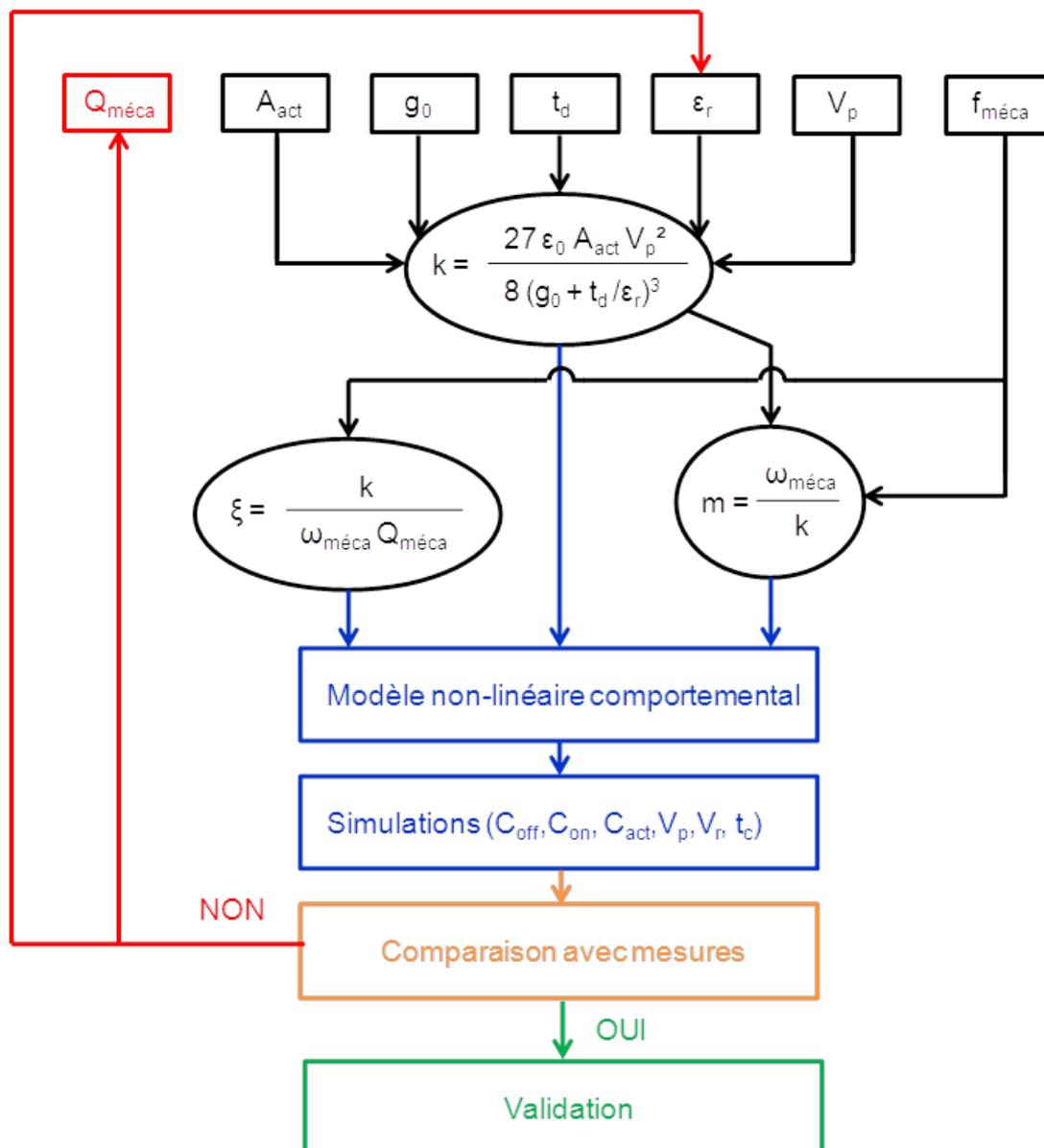


FIGURE A.9 – Méthode de modélisation de MEMS-RF jusqu'à validation.

# Bibliographie

- [1] G. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S. Park, M. El-tanani, A. Grichener, and A. Brown, "Tuning in to rf mems," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 55–72, October 2009.
- [2] ELECTROIQ. [Online]. Available : <http://www.electroiq.com/articles/stm/2012/01/rf-mems-primed-for-growth-shows-smartphone-win.html>
- [3] L. Fernández, R. Wiegerink, J. Flokstra, J. Sesé, H. Jansen, and M. Elwenspoek, "A capacitive rf power sensor based on mems technology," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 16, no. 7, pp. 1099–1107, April 2006.
- [4] Z. Zhang, X. Liao, L. Han, and Y. Cheng, "A gaas mmic-based coupling rf mems power sensor with both detection and non-detection states," *Sensors and Actuators*, vol. 1, pp. 30–38, March 2010.
- [5] D. Senturia, *Microsystem Design*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [6] D. Mercier, "Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants mems rf," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2003.
- [7] D. Laney, M. Matloubian, and L. Larson, "Microelectromechanical rf and microwave frequency power limiter and electrostatic device protection," *United States Patent number 6504447*, 2003.
- [8] F. Sabath, M. Backstrom, B. Nordstrom, D. Serafin, A. Kaiser, B. Kerr, and D. Nitsch, "Overview of four european high-power microwave narrow-band test facilities," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, no. 3, pp. 329–334, 2004.
- [9] D. Smith, D. Heston, J. Heston, B. Heimer, and K. Decker, "Designing reliable high-power limiter circuits with gaas pin diodes," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1245–1247, 2002.
- [10] S. Bera, K. Basak, V. Jain, R. Singh, and V. Garg, "Schottky diode-based microwave limiter with adjustable threshold power level," *Microwave and Optical technology Letters*, vol. 52, no. 7, pp. 1671–1673, 2010.
- [11] A. Phommahaxay, "Contribution à l'étude de micro-dispositifs de protection des circuits radiorécepteurs aux impulsions hyperfréquences de puissance associant micro-technologies et phénomènes d'émission électronique," Ph.D. dissertation, Université de Marne la Vallée, 2007.
- [12] J. Booth, D. Rudman, and R. Ono, "A self-attenuating superconducting transmission line for use as a microwave power limiter," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 13, no. 2, pp. 305–310, June 2010.
- [13] J. Booth, K. Leong, and S. Schima, "A superconducting microwave power limiter for high- performance receiver protection," June 2004, pp. 139–142.

- [14] J. Givernaud, "Etude, conception et fabrication de dispositifs micro-ondes à base de matériaux intelligents type vo2," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2010.
- [15] J. Givernaud, A. Crunteanu, J. Orlianges, A. Pothier, C. Champeaux, A. Catherinot, and P. Blondy, "Microwave power limiting devices based on the semiconductor-metal transition in vanadium dioxide thin films," *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium*, vol. 59, no. 9, pp. 2352–2361, September 2010.
- [16] F. Sansalone and E. Spencer, "Low-temperature microwave power limiter," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 9, pp. 272–273, May 1961.
- [17] R. Comstock, "Synthesis of filter-limiters using ferrimagnetic resonators," *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium*, vol. 12, pp. 599–607, November 1964.
- [18] M. Cohn and A. Eikenberg, "A high-power ferroelectric limiter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, pp. 47–54, 1965.
- [19] J. Horton and M. Donaldson, "A one-ghz ferroelectric limiter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, pp. 517–523, September 1967.
- [20] S. Das, "Ferroelectric rf limiter," *Patent*, vol. US PATENT, no. 5,589,440, December 1996.
- [21] ©Epcos, "Surge arresters and switching spark gaps," <http://www.epcos.com>, August 2008.
- [22] H. Nathanson, W. Newell, R. Wickstrom, and J. D. Jr., "A resonant-gate transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 14, no. 3, pp. 117–133, Mars 1967.
- [23] AnalogDevices. [Online]. Available : <http://www.analog.com/en/index.html>
- [24] K. Petersen, "Micromechanical membrane switches on silicon," *JBM Journal of Research and Development*, vol. 23, pp. 376–385, Juillet 1979.
- [25] C. Goldsmith, T. Lin, B. Powers, R. Wen, and B. Norvell, "Micromechanical membrane switches for microwave applications," *IEEE Microwave Theory Tech. Symp.*, vol. 1, pp. 91–94, Mai 1995.
- [26] R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, and G. Rebeiz, "Compact 2-pole and 4-pole 2.4-2.8 ghz dual-mode tunable filters," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 1480–1483, 2010.
- [27] B. Pillans, A. Malczewski, R. Allison, and J. Brank, "6-15 ghz rf mems tunable filters," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 919–922, 2005.
- [28] C. Cheng, C. Ko, A. Morris, and G. Rebeiz, "A very low loss 1.9-2.1 ghz rf mems phase shifter," *Technical Digest of the IEEE International Microwave Symposium MTT-S*, 2012.

- [29] R. Malmquist, P. Rantakari, C. Samuelson, M. Lahti, S. Cheng, J. Saijest, T. Vähä-Heikkilä, A. Rydberg, and J. Varis, “Rf mems based impedance matching networks for tunable multi-band microwave low noise amplifiers,” *Proceedings of the International Semiconductor Conference*, pp. 303–306, 2009.
- [30] S. Fouladi, F. Domingue, N. Zahirovic, and R. Mansour, “Distributed mems tunable impedance-matching network based on suspended slow-wave structure fabricated in a standard cmos technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 4, pp. 1056–1064, April 2010.
- [31] SEMI. [Online]. Available : <http://semi.org/eu/Industries/MEMS>
- [32] W. Inc. [Online]. Available : <http://www.wispri.com/>
- [33] C. Kinetics. [Online]. Available : <http://www.cavendish-kinetics.com/index.php/>
- [34] F. Barrière, “Mise au point d’une solution d’encapsulation sur tranche pour les micro-commutateurs mems rf,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2010.
- [35] D. Mardivirin, “Etude des mécanismes mis en jeu dans la fiabilité des micro-commutateurs mems-rf,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2010.
- [36] H. Newman, J. Ebel, D. Judy, and J. Maciel, “Lifetime measurements on a high-reliability rf-mems contact switch,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 100–102, February 2008.
- [37] Advantest. [Online]. Available : <http://www.advantest.co.jp/news/press-2011/20120319/en-index.shtml>
- [38] M. Fujii, I. Kimura, T. Satoh, and K. Imanaka, “Rf mems switch with wafer level package utilizing frit glass bonding,” *Proc. European Microwave Conf.*, pp. 1–3, October 2002.
- [39] CEA-LETI. [Online]. Available : <http://www-leti.cea.fr/fr>
- [40] Eetimes. [Online]. Available : <http://www.eetimes.com/design/military-aerospace-design/4213378/RF-switch-applications-for-space-systems->
- [41] DelfMEMS. [Online]. Available : [http://www.delfmems-blog.com/pages/gt\\_Company-5403021.html](http://www.delfmems-blog.com/pages/gt_Company-5403021.html)
- [42] P. Blondy, A. Pothier, R. Stefanini, J. Gauvin, D. Passerieux, O. Vendier, and F. Courtade, “Development of an all-metal large contact force reliable rf-mems relay for space applications,” *EumW 2012*, October 2012.
- [43] D. Molinero, C. Palego, X. Luo, J. Hwang, and C. Goldsmith, “Rf burn-in of dielectric-charging characteristics of micro-electromechanical capacitive switches,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012.

- [44] B. Pillans, L. Coryell, A. Malczewski, C. Moody, F. Morris, and A. Brown, "Advances in rf mems phase shifters from 15 ghz to 35 ghz," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012.
- [45] E. Meniconi, B. Schoenlinner, U. Prechtel, J. Hartmann, R. Sorrentino, and V. Ziegler, "Broadband rf-mems based switching network for automated measurements of multifeed antennas," *EumW 2011 conference Proc.*, pp. 676–679, 2011.
- [46] I. Microelectronics. [Online]. Available : <http://www.ihp-microelectronics.com/en%5C/solutions%5C/aerospace.html>
- [47] G. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design, and Technology*. J. Wiley and sons, 2003.
- [48] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, and M. Eberly, "Rf power handling of capacitive rf mems devices," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, p. 329332, June 2002.
- [49] X. Rottenberg, S. Brebels, W. D. Raedt, B. Nauwelaers, and H. Tilmans, "Rf-power : Driver for electrostatic rf-mems devices," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 14, no. 9, pp. 43–48, August 2004.
- [50] X. Rottenberg and S. Pauwen, "Self-actuating rf mems device by rf power actuation," *United States Patent number 8067810*, Novembre 2009.
- [51] D. Annaprna and K. Sisir, *Microwave engineering*. Tata McGraw-Hill Education, 2000.
- [52] K. Chan, M. Daneshmand, R. Mansour, and R. Ramer, "Rf-mems switches with new beam geometries : Improvement of yield and lowering of actuation voltage," *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, no. art 680026, 2008.
- [53] S. Pacheco, L. Katehi, and C. Nguyen, "Design of low actuation voltage rf mems switch," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 1*, pp. 165–168, 2000.
- [54] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and L. Katehi, "Electromechanical considerations in developing low-voltage rf mems switches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 51*, vol. 1, no. 2, pp. 259–270, 2003.
- [55] Y. Jang, S. Kang, H. Kim, and K. Chun, "An rf mems switch with a differential gap between electrodes for high isolation and low voltage operation," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 21, no. 7, p. art. no. 075016, 2003.
- [56] GoodFellow. [Online]. Available : <http://www.goodfellow.com/catalogue/GFCat2H.php?ewd.token=TIMIR8U4inbk3vxnwthywp6e7GuAcM&n=v4i6vxrUumt9IMUurrJ9tyGbUvTHIp&ewd.urlNo=GFCat2L3&Head=AU00>

- [57] E. Papandreou, G. Papaioannou, and T. Lisec, "A correlation of capacitive rf-mems reliability to aln dielectric film spontaneous polarization," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, no. 1, pp. 43–47, 2009.
- [58] B. Lacroix, "Conception de capacités commutées mems rf miniatures et application à la reconfiguration rapide de déphaseurs," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [59] F. Maury, "Conception, réalisation et test de déphaseurs micro-ondes intégrant une technologie mems," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [60] MicroChem. [Online]. Available : <http://www.microchem.com/pdf/RevPMGI-Resists-data-sheetV-rhcredit-100311.pdf>
- [61] M. Gils, J. Bielen, and G. McDonald, "Evaluation of creep in rf mems devices," *Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation Experiments in Microelectronics and Micro-Systems, EuroSime 2007*, pp. 1–6, 2007.
- [62] A. Yahiaoui, E. Lemoine, A. Pothier, and P. Blondy, "Mechanical nano gap switch for low power on-board electronics," *Memswave 13th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems*, 2012.
- [63] A. Verger, A. Pothier, C. Guines, A. Crunteanu, P. Blondy, J. Orlianges, J. Dhenin, F. Courtade, and O. Vendier, "Sub-hundred nanosecond electrostatic actuated rf mems switched capacitors," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 20, no. 6, p. art. no. 064011, 2010.
- [64] W. Weaver, S. Timoschenko, and D. Young, *Vibration problem in engineering*. J. Wiley and sons, 1990.
- [65] E. Chan, E. Kan, R. Dutten, and P. Pinsky, "Nonlinear dynamic modeling of micro-machined microwave switches," vol. 3, 1997, pp. 1511–1514.



## **Résumé :**

L'évolution constante des systèmes de télécommunications a conduit à la nécessité de les protéger contre d'éventuelles agressions extérieures pouvant causer une détérioration des récepteurs radars ou satellites par exemple. Des dispositifs limiteurs de puissance sont alors placés en tête des chaînes de réception pour éviter un dysfonctionnement du système lors d'un éblouissement dû à un signal de forte puissance. Malgré leurs pertes d'insertion importantes et leur consommation de puissance non négligeable, les limiteurs de puissance à diodes permettent aujourd'hui de remplir cette fonction. Depuis quelques années, les MEMS-RF à actionnement électrostatique ont montré qu'ils pouvaient remplacer les semi-conducteurs dans des dispositifs accordables puisque les pertes et la consommation de cette technologie sont bien meilleures. Ainsi, l'étude de faisabilité d'un limiteur de puissance à MEMS-RF, totalement passif, à consommation quasi-nulle et à très faible pertes constitue une solution intéressante et innovante pour permettre la réduction des coûts d'un système tout en améliorant ses performances. Le travail de recherche de cette thèse s'inscrit dans ce contexte et vise à investiguer la possibilité d'intégrer les MEMS-RF pour protéger les récepteurs des systèmes de télécommunications.

## **Abstract :**

The constant evolution of telecommunications systems has led to the necessity to protect them against possible attacks that can cause deterioration of radar or satellite receivers. Thus, microwave power limiting devices are placed in front-ends receivers chains to avoid system malfunction during a glare. Despite their significant insertion loss and high power consumption, devices using PIN and Schottky diodes perform the power limiting function. In recent years, electrostatically actuated RF-MEMS demonstrated they can replace semiconductors in tunable devices since losses and consumption of this technology are much better. Thus, the study of a power limiter RF-MEMS-based, fully passive with almost zero consumption and very low losses is an interesting and innovative solution to reduce costs while improving performances of this kind of system. The research of this thesis is in this context and aims to investigate the possibility of integrating RF-MEMS into front-end receivers to protect telecommunications systems against high power signals.