

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année 2003

Thèse n°70-2003

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

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

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

présentée et soutenue par

Denis MERCIER

le 10 décembre 2003

***Conception, modélisation, fabrication et
caractérisation de composants MEMS RF***

Thèse dirigée par Dominique CROS et Pierre BLONDY

Jury :

Michel CAMPOVECCHIO	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Président
Sylvain BALLANDRAS	Directeur de Recherches – LPMO/CNRS – Besançon	Rapporteur
Christian PERSON	Professeur au LEST – ENST – Brest	Rapporteur
Pierre CHARVET	Ingénieur au LETI-CEA – Grenoble	Examineur
John PAPAPOLYMEROU	Assistant-Professor, Georgia Institute of Technology, Atlanta	Examineur
Pierre BLONDY	Ingénieur de Recherche CNRS-UMR 6615 – IRCOM Limoges	Examineur
Dominique CROS	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
Bernard JARRY	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
Christine ZANCHI	Ingénieur au CNES – Toulouse	Invitée
Afshin ZIAEI	Ingénieur à THALES – Orsay	Invité

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes, dans l'équipe "Circuits et Dispositifs Microondes" dirigée par Monsieur le Professeur Serge Verdeyme. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour ses compétences et pour ses conseils avisés.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur Pierre Bondy, Ingénieur de recherche à l'IRCOM, et à Monsieur Dominique Cros, Professeur à l'université de Limoges, qui ont encadré ces travaux. Leur compétence, leur disponibilité et leur aide tout au long de ces trois années ont très largement contribué à la bonne progression et à l'aboutissement de ces travaux.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Michel Campovecchio qui me fait l'honneur de présider ce Jury de thèse.

Je remercie également Monsieur Christian Person, Professeur au LEST à Brest, et Monsieur Sylvain Ballandras, Directeur de Recherche au LPMO à Besançon pour avoir rapporté sur ce travail.

J'adresse toute ma reconnaissance à Monsieur Pierre Charvet, Ingénieur au CEA-LETI, pour ses nombreux et précieux conseils lors de nos divers échanges.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur John Papapolymerou, Assistant Professeur au Georgia Institute of Technology à Atlanta, pour m'avoir accueilli pendant plusieurs mois au sein de son équipe.

Je remercie Monsieur Bernard Jarry, Professeur à l'université de Limoges qui m'honore en faisant partie de ce Jury.

J'exprime une sincère gratitude à Mademoiselle Christine Zanchi, Ingénieur au CNES, et à Monsieur Afshin Ziaei, Ingénieur à THALES, pour leur participation à ce Jury.

J'exprime aussi mes plus vifs remerciements à Madame M. L. Guillard, qui a assuré la frappe de ce manuscrit, pour sa grande disponibilité, son efficacité et sa gentillesse.

Enfin, je voudrais tout simplement remercier ma famille et mes amis pour tout ce qu'il m'apportent chaque jour.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	3
-----------------------------------	----------

CHAPITRE I

Composants Microélectromécaniques : Définitions et Propriétés

INTRODUCTION.....	7
--------------------------	----------

I. HISTORIQUE.....	8
II. DÉFINITIONS ET PERFORMANCES GÉNÉRALES.....	8
III. DOMAINES D'APPLICATION.....	10
III.1 LES MICRO-COMMUTATEURS.....	10
III.1.1. Les micro-commutateurs ohmiques.....	10
III.1.2. Les micro-commutateurs capacitifs.....	13
III.2 LES VARACTORS.....	14
III.3 LES DÉPHASEURS.....	15
III.4 OSCILLATEURS COMMANDÉS EN TENSION (OCT).....	16
III.5 LES FILTRES ACCORDABLES.....	17
IV. PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES ET ÉLECTRIQUES.....	19
IV.1 PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES.....	19
IV.1.1. La force électrostatique.....	19
IV.1.1.1 La force de rappel.....	21
IV.1.2. La force d'amortissement.....	23
IV.1.3. Les forces de Van der Waals et les forces répulsives de contact.....	24
IV.2 EQUATION MÉCANIQUE DU MOUVEMENT DE LA MEMBRANE.....	25
IV.3 PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES.....	26
IV.3.1. Calcul de capacité.....	26
IV.3.2. Modèles électriques équivalents.....	27
IV.3.2.1 Les dispositifs parallèles.....	27
IV.3.2.2 Les dispositifs série.....	28
IV.3.3. Fréquence de coupure.....	29

IV.3.4. Facteur de merite (ou de qualité)	29
V. TENUE EN PUISSANCE, INTERMODULATION ET BRUIT DE PHASE	30
V.1 TENUE EN PUISSANCE	30
V.2 MODULATION ET INTERMODULATION	31
V.2.1. Réponse à un signal modulant	31
V.2.2. Réponse à plusieurs signaux	33
V.3 BRUIT DE PHASE	35
V.3.1. Bruit Brownien	35
V.3.2. Bruit de phase	36
V.3.3. Bruit d'amplitude.....	38
V.3.4. Bruit dû à une accélération ou une onde acoustique	39
V.3.5. Bruit dû à une tension de polarisation.....	39
VI. CONCLUSION.....	41

CHAPITRE II

Modélisation des micro-commutateurs et des varactors

INTRODUCTION	45
I. MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE	46
I.1 INTRODUCTION SUR LES MÉTHODES DE MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUES.....	46
I.2 STRUCTURE DES MICRO-COMMUTATEURS FABRIQUÉS À LETI.....	46
I.2.1. Structure à actionnement électrothermique du LETI.....	47
I.2.2. Structure à actionnement électrostatique du LETI.....	49
I.3 MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS : APPLICATION AU MICRO-COMMUTATEUR MIRA FABRIQUÉ AU LETI.....	50
I.3.1. Structures étudiées	50
I.3.2. Optimisation du micro-commutateur MIRA.....	54
I.4 MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE PAR LA MÉTHODE DES MOMENTS : APPLICATION AUX MICRO-COMMUTATEURS ET À UNE MATRICE DE ROUTAGE FABRIQUÉS AU LETI.....	56
I.4.1. Présentation générale des dispositifs étudiés	56
I.4.2. Micro-commutateur série.....	58
I.4.3. Micro-commutateur isostatique	60
I.4.4. Micro-commutateur hyperstatique.....	63
I.4.5. Micro-commutateur série-masse.....	64
I.4.6. Matrice de routage	68
I.5 CONCLUSION.....	71
II. MODÉLISATION ÉLECTROMÉCANIQUE	72
II.1 UTILITÉ DES MODÈLES ÉLECTROMÉCANIQUES	72
II.2 MODÈLE À SOURCES DE COURANT COMMANDÉES EN TENSION.....	72
II.3 MISE EN ŒUVRE DU MODÈLE DANS UN LOGICIEL DE SIMULATION DE CIRCUITS ÉLECTRIQUES	75
II.3.1. Simulation temporelle.....	75
II.3.1.1 Modélisation de l'amplitude de la déflexion	75
II.3.1.2 Modélisation du temps de commutation.....	77
II.3.1.3 Modélisation à la tension d'abaissement de la tension de relâchement.....	78
II.3.1.4 Modélisation de l'amplitude des forces appliquées sous la poutre	79
II.3.1.5 Modélisation des effets parasites (choc, vibration).....	80
II.3.2. Simulation fréquentielle.....	82
II.3.3. Simulation équilibrage harmonique.....	86

II.3.3.1 Modélisation de la modulation et de l'intermodulation.....	86
II.3.3.2 Modélisation de la déflexion de la poutre en fonction de la puissance véhiculée par un signal d'amplitude constante	87
II.3.3.3 Modélisation du bruit de phase et d'amplitude	89
II.3.4. Simulation d'enveloppe.....	91
II.3.5. Simulation des paramètres S large signal	91
II.4 MÉTHODE DE MODÉLISATION	93
II.4.1. Banc de mesure de modulation	93
II.4.2. Méthode de modélisation.....	96
II.4.3. Application de la méthodologie de modélisation.....	97
III. CONCLUSION.....	100

CHAPITRE III

Filtres accordables

INTRODUCTION	103
I. FILTRE 2 PÔLES ACCORDABLE	104
I.1 CONCEPTION DU FILTRE.....	104
I.2 CARACTÉRISTIQUES DES VARACTORS MICRO-USINÉS	106
I.3 FABRICATION	110
I.4 SIMULATIONS ET MESURES	113
I.4.1. Filtre à l'état initial.....	113
I.4.2. Réglage du facteur de qualité extérieur Q_{ext}	114
I.4.3. Réglage du coefficient de couplage inter-résonateur	116
I.4.4. Accord en fréquence centrale.....	117
I.5 MODÉLISATION ÉLECTROMÉCANIQUE DU FILTRE.....	118
I.5.1. Présentation du modèle	118
I.5.2. Etude de la tenue en puissance du filtre.....	121
I.5.3. Etude de l'intermodulation	123
I.5.4. Etude du bruit de phase (bruit Brownien).....	125
II. FILTRE 4 PÔLES ACCORDABLE	127
II.1 CONCEPTION DU FILTRE.....	127
II.2 SIMULATIONS ET MESURES	129
II.2.1. Filtre à l'état initial	129
II.2.2. Accord en fréquence centrale.....	132
II.2.3. Accord en bande passante	133
II.3 MODÉLISATION ÉLECTROMÉCANIQUE DU FILTRE	134
III. CONCLUSION	136
CONCLUSION GÉNÉRALE	139
PERSPECTIVES	141
BIBLIOGRAPHIE	145
BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE	154

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'émergence des Systèmes MicroElectroMécaniques (MEMS) pour les applications aux RadioFréquences (RF) laisse entrevoir de nouvelles perspectives pour la conception de systèmes de télécommunication. Les composants microélectromécaniques RF permettent de réaliser des circuits électroniques reconfigurables grâce au mouvement mécanique d'une poutre micro-usinée suspendue.

Dans un contexte où la qualité et l'encombrement des circuits électroniques sont prépondérants, le développement de dispositifs reconfigurables à faible consommation est une solution attractive pour limiter la complexité des circuits.

Les travaux que nous présentons dans ce mémoire s'inscrivent dans cet axe de recherche. Nous avons conçu, modélisé, fabriqué, et caractérisé des composants microélectroniques pour les systèmes de télécommunication.

Le premier chapitre de ce manuscrit est dédié à la présentation générale des structures MicroElectroMécaniques (MEM) pour les applications RF. Nous présenterons les structures les plus répandues, ainsi que leurs propriétés générales. Nous verrons ensuite quelles sont les caractéristiques actuelles des dispositifs électroniques (tels que les commutateurs, les filtres accordables,...) qui intègrent des composants développés grâce à ces technologies.

Nous présenterons également une étude des propriétés électriques et mécaniques des structures les plus répandues. Ensuite, nous étudierons théoriquement les phénomènes parasites tels que l'intermodulation ou le bruit de phase liés à ces composants.

Le second chapitre traite de la modélisation des structures microélectromécaniques. Dans une première partie, nous nous intéresserons à la modélisation électromagnétique qui constitue une étape importante de la conception de ces structures car elle permet de prévoir leur comportement aux hautes fréquences. La première des deux méthodes que nous utiliserons est fondée sur la méthode des éléments finis, la seconde est fondée sur la méthode des moments. Ces méthodologies seront appliquées à la conception de micro-commutateurs fabriqués sur une technologie du CEA-LETI (Commissariat à l'Energie Atomique-Laboratoire d'Electronique de Technologie de l'Information).

Dans une seconde partie, nous nous intéresserons à la modélisation électromécanique. Nous présenterons le modèle électromécanique que nous avons développé et nous verrons qu'il permet de prévoir simultanément les comportements électrique et mécanique. Nous verrons ensuite l'intégration de ce modèle dans le logiciel de simulation de circuits électriques Agilent-ADS. Il nous permettra alors de réaliser non seulement des simulations au niveau du composant, mais également au niveau du système. A la fin de cette seconde partie, nous présenterons une méthodologie de modélisation électromécanique qui permet d'obtenir les paramètres nécessaires au fonctionnement de notre modèle. Cette méthodologie est basée sur l'extraction des paramètres électriques et mécaniques à l'aide d'un banc de mesures RF.

Le troisième chapitre de ce manuscrit est dédié à l'étude de filtres accordables intégrant des composants microélectromécaniques. Nous présenterons la conception, la fabrication, la caractérisation et la modélisation de filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale aux longueurs d'ondes millimétriques.

Enfin, nous conclurons ce manuscrit par une synthèse des résultats obtenus lors de ce travail de thèse et nous présenterons les perspectives qui en découlent.

CHAPITRE I

*Composants microélectromécaniques : Définitions et
Propriétés*

INTRODUCTION

Ces travaux de recherche s'inscrivent dans le cadre de l'étude de composants microélectromécaniques pour les systèmes de télécommunication.

Dans un premier temps, nous décrirons les principales structures micro-électromécaniques utilisées en RF, nous expliquerons leur principe de fonctionnement et nous décrirons leurs caractéristiques générales. Nous donnerons une liste non exhaustive d'applications RF pour lesquelles ces composants présentent certains avantages et les caractéristiques (mécaniques et électriques) actuelles des systèmes dans lesquels ils ont été mis en œuvre seront également détaillées.

Ensuite, nous nous intéresserons aux propriétés mécaniques et électriques des composants microélectromécaniques les plus répandus. Nous verrons quelles sont les forces mécaniques mises en jeu pour induire un mouvement mécanique et nous verrons quels sont les circuits équivalents électriques des principales structures développées.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de la tenue en puissance et de la génération de produit d'intermodulation dû au caractère non linéaire des composants microélectromécaniques. Une étude théorique de bruit clôturera ce chapitre.

I. HISTORIQUE

Depuis les années 70, les systèmes microélectromécaniques (MEMS) sont développés dans de nombreux laboratoires, pour des applications telles que la métrologie. Ils sont couramment utilisés aujourd'hui sous forme de capteurs (accéléromètres, capteurs de pression,...). Au début des années 90, c'est sous l'impulsion des laboratoires de recherche de l'armée américaine que sont apparus les premiers MEMS pour des applications microondes.

Les très bonnes caractéristiques de ces structures jusqu'à 50 GHz supplantaient de loin celles des dispositifs à base de semi-conducteurs et ont suscité l'intérêt d'un grand nombre de compagnies et laboratoires. Aujourd'hui, les propriétés électriques et mécaniques des composants microélectromécaniques sont mieux connues et malgré leur immaturité en terme de packaging et fiabilité, leur potentiel pour de nombreuses applications télécoms et militaires, rend l'étude et le développement de ces dispositifs très importants [1].

II. DEFINITIONS ET PERFORMANCES GENERALES

Les composants microélectromécaniques, par le biais de mouvements mécaniques, permettent de rendre reconfigurable des dispositifs électroniques. Un composant micro-électromécanique de type micro-commutateur ou varactor se présente sous la forme d'une poutre mobile suspendue, ancrée à au moins l'une de ses extrémités. La poutre peut être à encastrement simple (figure I.1), ou à double encastrement (figure I.1). Le mouvement mécanique de la poutre est obtenu en appliquant une force d'actionnement sur celle-ci. Cette force d'actionnement est généralement de nature électrostatique [1], mais il peut également être thermique [2], ou piezoélectrique [3], ou magnétique [4].

Les composants microélectromécaniques qui n'auront que deux positions fixes (poutre à l'état haut et poutre à l'état bas) seront appelés micro-commutateurs. Les composants dont la poutre aura une variation continue sur une distance définie seront appelés varactors. Dans le cas idéal, un varactor est une capacité variable, dans le cas d'un micro-commutateur c'est un circuit ouvert, ou un court-circuit.

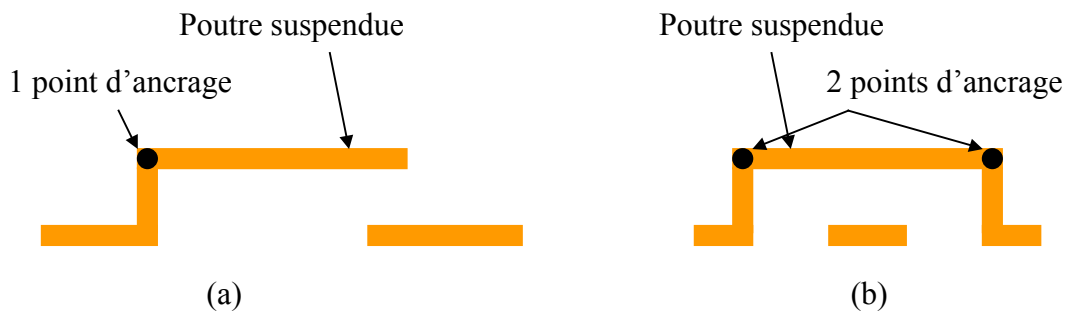


Figure I.1 : (a) poutre à ancrage simple – (b) poutre à double ancrage (pont)

En réalité, un composant microélectromécanique est soit une capacité variable entre deux états, il sera alors appelé dispositif capacitif, soit une capacité à l'état haut et une résistance à l'état bas, il sera ainsi appelé dispositif ohmique. Ces composants peuvent être implantés en série ou en parallèle sur une ligne de transmission (figure I.2).

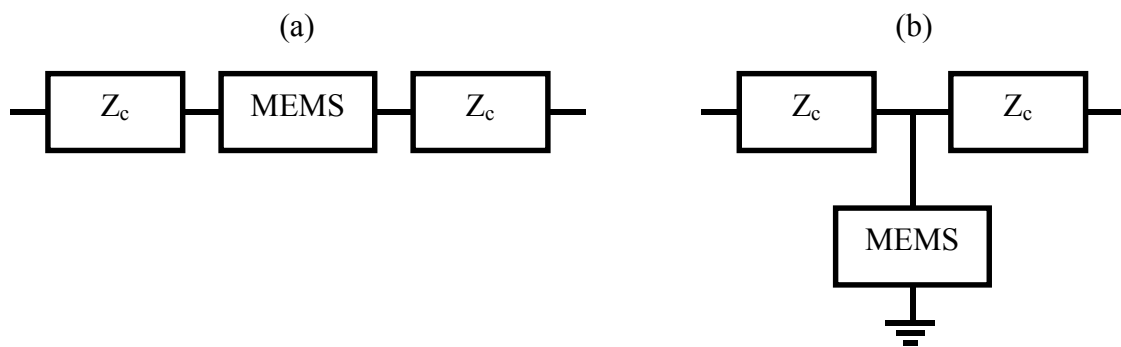


Figure I.2 : (a) MEMS RF en série – (b) MEMS RF en parallèle

Les avantages des composants microélectromécaniques par rapport à leur homologues utilisant des semi-conducteurs sont :

- ↗ une très bonne isolation ;
- ↗ une très faible consommation ;
- ↗ une très haute fréquence de coupure (THz) ;
- ↗ des pertes d'insertions faibles ;
- ↗ un très faible bruit de phase ;
- ↗ une très faible intermodulation ;
- ↗ une fabrication "simple" et "souple", les techniques conventionnelles de lithographie sont utilisées et peuvent être mises en œuvre sur différents types de substrats (quartz, Si, ...).

Leurs limitations sont :

- ↪ une faible vitesse de commutation ($> 1 \mu\text{s}$ généralement) ;
- ↪ des tensions de commutation qui restent élevées (10 à 80 V) ;
- ↪ la fiabilité en cyclage et à long terme ;
- ↪ la tenue en puissance ;
- ↪ l'encapsulation couramment appelée packaging est difficile à réaliser car un packaging hermétique est nécessaire pour assurer une bonne fiabilité ;
- ↪ coût global du dispositif (la majeure partie du coût étant due au packaging) .

Ce sont ces différentes caractéristiques qui déterminent les applications RF pour lesquelles les composants microélectromécaniques peuvent être utilisés.

III. DOMAINES D'APPLICATION

Les principales applications possibles se situent au niveau des systèmes de communication sans fil, des satellites, des radars civils et militaires, des systèmes de mesure... Des composants microélectromécaniques peuvent être utilisés pour réaliser des micro-commutateurs, des varactors, des déphaseurs, des oscillateurs commandés en tension ou des filtres accordables [5]-[8]. Les paragraphes suivants situent les caractéristiques actuelles de ces composants.

III.1 LES MICRO-COMMUTATEURS

III.1.1. LES MICRO-COMMUTATEURS OHMIQUES

De nombreuses compagnies et universités (Radant MEMS, Teravicta, Omron, Rockwell, CEA-LETI, ST Microelectronics, Motorola, HRL, Samsung, l'Université américaine du Nord-Est, Berkeley, l'Université d'Illinois, l'Université du Michigan, l'Université de Limoges,...) ont développé des micro-commutateurs à contacts ohmiques [1], [8]-[15]. Deux types de structures sont plus couramment développés ; celles où la poutre mobile sert de ligne de transmission (figure I.3) et celles où la poutre va simplement permettre

le contact entre les deux extrémités d'une ligne de transmission coupée. Pour le premier type de structure, la plus aboutie actuellement est celle de Radant MEMS qui présente une isolation de 27 dB et des pertes d'insertion de 0,15 dB à 20 GHz. La tension d'actionnement de ce micro-composant varie entre 60 et 80 V et le temps de commutation de 2 à 3 μs suivant les géométries considérées (figure I.3). Le temps de commutation a une grande importance, car de nombreuses applications RF nécessitent des temps de commutation très faibles. Le temps de commutation dépend fortement de la fréquence de résonance mécanique de la poutre, plus elle est haute, plus le temps de commutation sera faible. La structure a été fabriquée avec une épaisseur d'or importante pour rendre la poutre plus rigide ce qui permet d'obtenir une fréquences de résonance mécanique élevée variant de 100 à 300 kHz en fonction de la géométrie considérée. La hauteur de la poutre au niveau du contact varie de 0,2 à 2 μm et la résistance de contact (lorsque le micro-commutateur est actionné) varie de 1 à 1,5 Ω suivant la géométrie de la structure considérée.

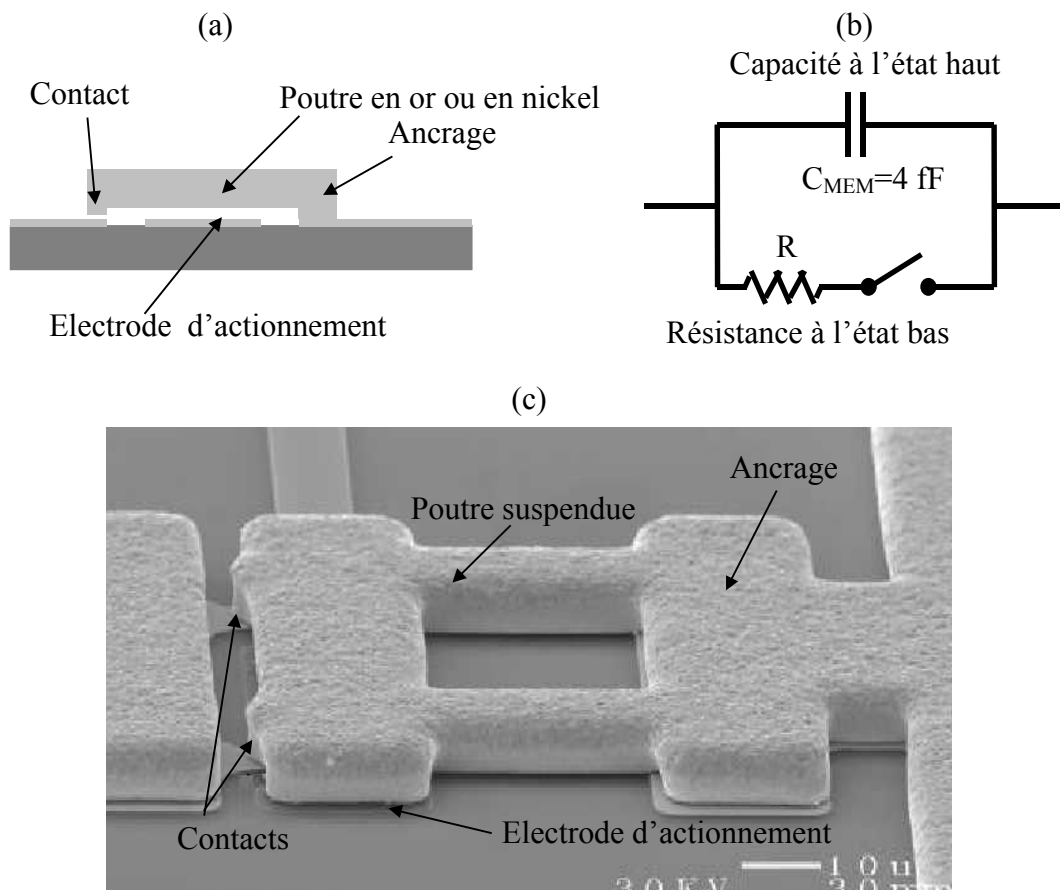


Figure I.3 : Micro-commutateur de Radant MEMS

(a) structure – (b) schéma équivalent électrique – (c) photographie

En ce qui concerne le deuxième type de structure, le micro-commutateur développé par Rockwell est celui qui présente actuellement les meilleures caractéristiques (figure I.4). L'isolation présentée par le composant est de 20 dB jusqu'à 90 GHz (30 dB à 40 GHz), ses pertes d'insertion sont de 0,1 dB pour des fréquences allant de 0,1 à 50 GHz. Son temps de commutation varie de 8 à 10 μs et sa tension d'actionnement de 50 à 60 V suivant la géométrie considérée. La poutre de la structure est ancrée en quatre points grâce à des ressorts (figure I.4.a) qui permettent de diminuer la tension de commutation. Les électrodes d'actionnement en or ont une surface de $75 \times 75 \mu\text{m}^2$ pour une épaisseur de 0,25 μm . La membrane est en dioxyde de silicium, elle a une épaisseur de 2 μm . Le contact métallique en or a une épaisseur variant de 0,5 à 1 μm et une hauteur variant de 2 à 2,25 μm suivant la géométrie de la structure considérée. La résistance de contact varie également en fonction de la géométrie de la structure. Lorsque celui-ci est actionné, elle est comprise entre 0,8 et 2 Ω . Les dimensions globales du composant sont d'environ $150 \mu\text{m} \times 250 \mu\text{m}$.

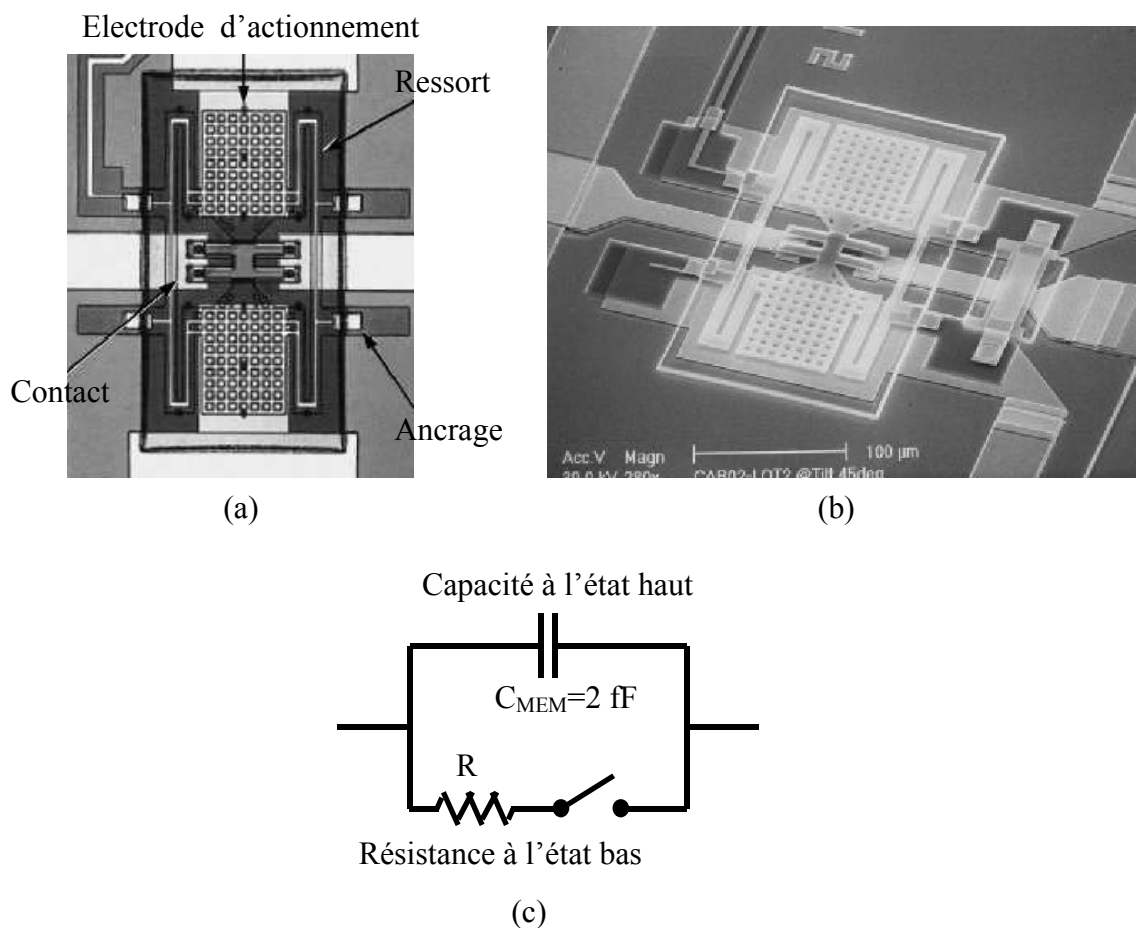


Figure I.4 : Micro-commutateur de Rockwell
(a) structure – (b) photographie – (c) schéma électrique équivalent

De nombreux micro-commutateurs ont été développés. Certains utilisent la même géométrie que ceux que nous venons de décrire d'autre utilisent des géométries plus compliquées (ce qui implique des techniques de fabrication plus complexes), de très bonnes caractéristiques électriques et mécaniques ont également été obtenues [1], [16].

III.1.2. LES MICRO-COMMUTATEURS CAPACITIFS

Le micro-commutateur capacitif le plus mature est celui de Raytheon Systems Company, avec des pertes d'insertion de 0,25 dB et une isolation de 25 dB à 40 GHz [17], [18]. Les tensions d'actionnement varient entre 10 et 60 V suivant la géométrie et le temps de commutation moyen est de 3 μ s. La poutre mobile est en aluminium, sa longueur est comprise entre 270 et 350 μ m et son épaisseur est de 0,5 μ m. Le diélectrique (Si_3N_4) a une épaisseur de 0,1 μ m. La capacité présentée par le composant à l'état bas (C_{off}) est comprise entre 1 et 6 pF et le rapport capacité à l'état haut/capacité à l'état bas (appelé couramment $C_{\text{on}}/C_{\text{off}}$) varie de 80 à 120 en fonction de la géométrie de la structure. Il peut être remarqué que Raytheon est capable de fabriquer des micro-commutateurs sur un wafer de 6 pouces avec une dérive de seulement 1,5 V sur la tension d'actionnement qui est signe d'un procédé de fabrication très abouti.

De nombreux laboratoires (cf III.1.1) travaillent sur de nouvelles géométries et des nouveaux matériaux en vue d'optimiser les caractéristiques des micro-commutateurs dans différentes bandes de fréquence [19]-[27].

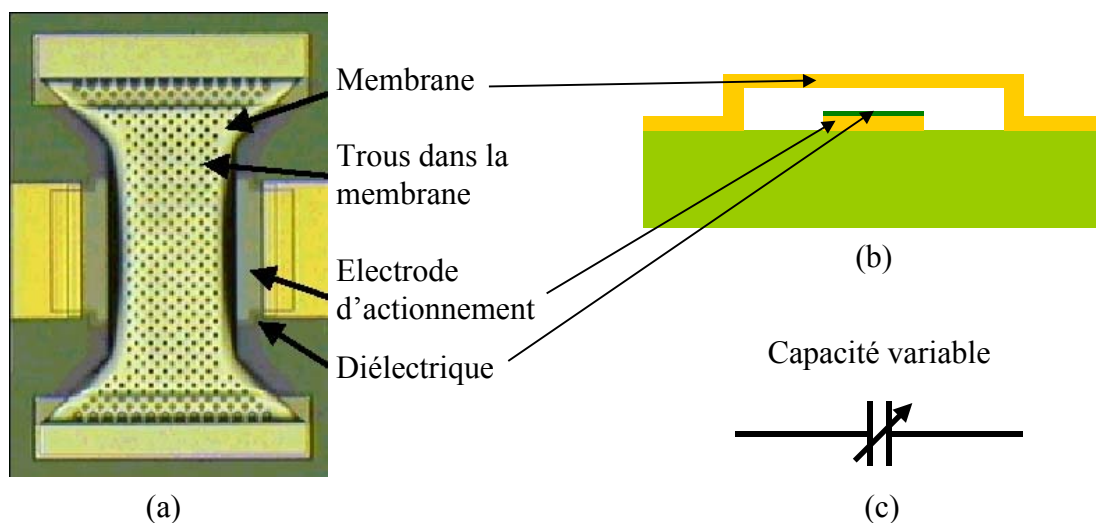
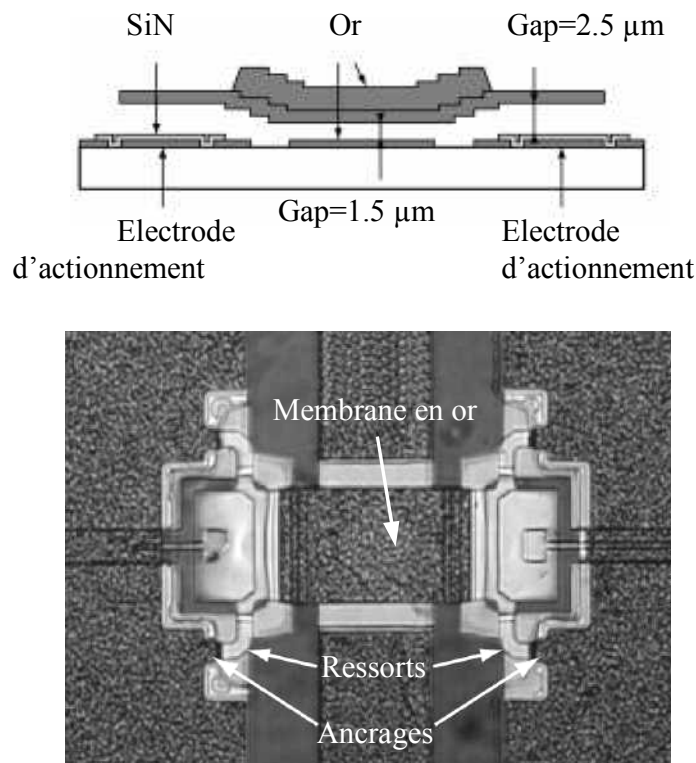


Figure I.5 : (a) photographie du switch de Raytheon Systems Company – (b) vue en coupe – (c) schéma électrique équivalent d'un micro-commutateur capacitif

Les micro-commutateurs capacitifs présentent une isolation à hautes fréquences supérieures aux micro-commutateurs ohmiques, mais ils ont des performances en basse fréquence limitées par le contact capacitif. Il est en effet difficile d'obtenir des valeurs de capacités très élevées à l'état bloqué, nécessaires à une isolation élevée aux basses fréquences.

III.2 LES VARACTORS

Un grand nombre de capacités variables ont été développées, mais nous ne citerons que celles qui sont intégrées sur des lignes coplanaires en rapport avec la suite du manuscrit.



**Figure I.6 : varactor de type pont ayant 50 % de variation
(a) schéma du profil de la poutre – (b) photographie**

Par exemple l'Université de l'Illinois a développé de nouvelles topologies de varactors (poutre à profil particulier) qui permettent d'obtenir de grandes plages de variation de capacité [28]. Cette topologie a été reprise par l'Université du Michigan et appliquée à des varactors du type ponts partiellement électrolysés fabriqués sur une ligne coplanaire (figure I.6) ; des variations de capacité de 50 % ont été obtenues en mesure [29]. Pour obtenir ces plages de variations importantes, le concept utilisé pour les varactors consiste à fabriquer une structure pour laquelle la hauteur de la capacité (g_{capa}) est différente de la hauteur des électrodes d'actionnement (g_{elec}). L'instabilité mécanique induite par l'actionnement électrostatique

n'intervient alors que pour $g_{elec}/3$ et non pour $g_{capa}/3$ (voir IV.3) , la plage de variation continue de la capacité est donc augmentée. Pour des structures plus exotiques, des variations allant jusqu'à 300 % ont été mesurées [30]-[32], en utilisant des procédés de fabrication à base de polysilicium, peu adaptés aux procédés de fabrication monolithique utilisés pour réaliser les circuits RF..

III.3 LES DEPHASEURS

Les déphaseurs sont des éléments prépondérants dans les applications radar et les télécommunications modernes, notamment pour les matrices d'antennes, ils permettent l'ajustement en phase des différents éléments constituant l'antenne. Souvent placés en bout de chaîne juste avant une antenne, leurs pertes ont une grande influence sur le bon fonctionnement du système. Les varactors et les commutateurs sont très intéressants pour réaliser des déphaseurs, car ils ont de faibles pertes. De grands efforts ont été faits dans ce domaine et de très bons résultats ont été publiés [33]-[39].

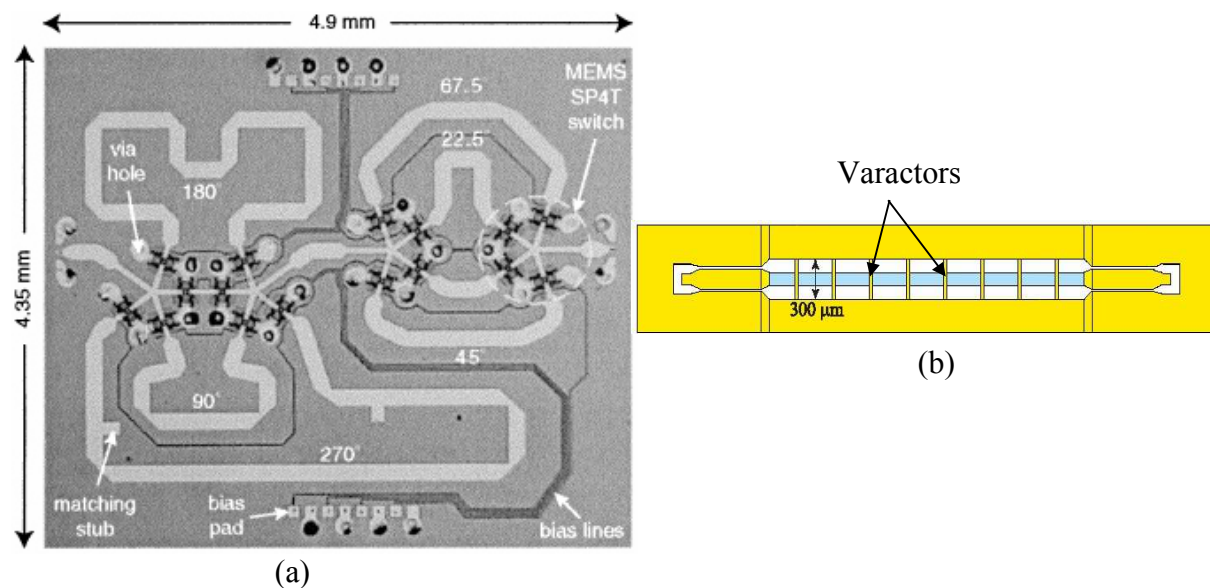


Figure I.7 : (a) photographie du déphaseur 4 bits développé par Rockwell Science Center et l'Université du Michigan – (b) schéma du déphaseur à MEMS distribués de l'Université du Michigan

Deux grands types de structures prédominent : les structures microrubans réalisées avec des micro-commutateurs et les structures coplanaires à micro-dispositifs distribuées. Dans la première catégorie, le déphaseur 4 bits développé par l'Université du Michigan et

Rockwell Science Center présente des pertes d'insertion de 1,2 dB à 10 GHz (figure I.7(a)) [38]. Ce déphaseur utilise des micro-commutateurs pour commuter entre différentes longueurs et lignes microruban. Ces longueurs de lignes sont dimensionnées pour obtenir un déphasage de 22,5°, 45°, 67°, 90°, 180° et 270°, ce qui permet d'obtenir 16 configurations différentes allant de 0° à 337,5°. Dans la seconde catégorie, l'Université du Michigan a réalisé un déphaseur analogique ayant 5 dB de pertes pour un déphasage de 360° soit un déphasage/pertes de $\approx 70^\circ/\text{dB}$ de 75 à 110 GHz (figure I.7(b)) [39]. Il est fabriqué avec des varactors micro-mécaniques distribués périodiquement sur une ligne coplanaire. La valeur de la capacité est modifiée lorsqu'une polarisation électrostatique est appliquée à chaque composant MEM, ceci permet de contrôler électriquement la phase équivalente de la ligne. Les déphaseurs intégrant des composants microélectromécaniques présentent peu de pertes comparés à leurs homologues à base de semi-conducteur. Par exemple, le déphaseur analogique développé par Weinreb [1] fabriqué sur un substrat GaAs utilisant des diodes varactors présente des pertes de 8,7 dB sur la bande 75-110 GHz.

III.4 OSCILLATEURS COMMANDES EN TENSION (OCT)

Les varactors MEM ont des facteurs de qualité élevés (voir IV.3.4), ce qui permet de concevoir des résonateurs accordables à fort coefficient de qualité. Etant donné que le bruit de phase d'un oscillateur dépend directement du facteur de qualité à vide du résonateur, l'utilisation de capacités variables micro-usinées est une solution pour fabriquer des OCT à faible bruit de phase [40]. L'Université de Columbia a présenté un OCT à 2,46 GHz utilisant une capacité variable [41]. Le bruit de phase mesuré est de -122 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse et l'accord en fréquence est de 3,4 % avec une tension de polarisation variant de 0 à 5 V.

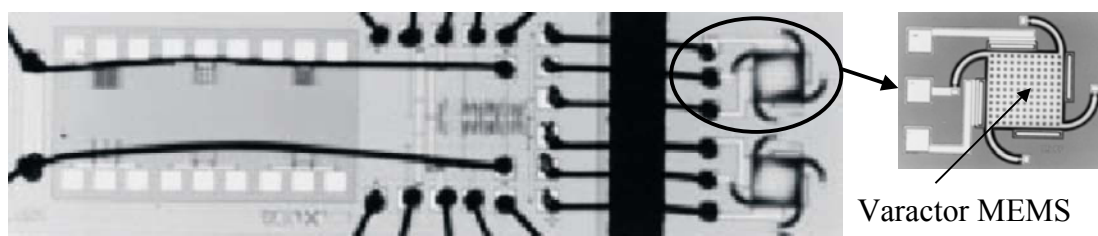


Figure I.8 : Photographie de l'oscillateur contrôlé en tension développé à l'Université de Columbia

III.5 LES FILTRES ACCORDABLES

Actuellement, le besoin d'accordabilité en fréquence dans les émetteurs et récepteurs est réalisé par commutation du filtre à "gabarit fixé". L'utilisation de filtres accordables intégrant des composants microélectromécaniques permettrait de réduire significativement la complexité et les pertes des dispositifs. Des filtres entièrement réglables (en bande et en fréquence) ont été développés en RF. Un de ces filtres est présenté en figure I.9, c'est un filtre 6 pôles dont la fréquence centrale varie de 110 à 160 MHz avec une bande passante variable de 37 à 58 MHz ; les pertes d'insertion varient en fonction de l'état du filtre de 3,7 à 4,2 dB et le coefficient de réflexion reste inférieur à -15 dB [42].

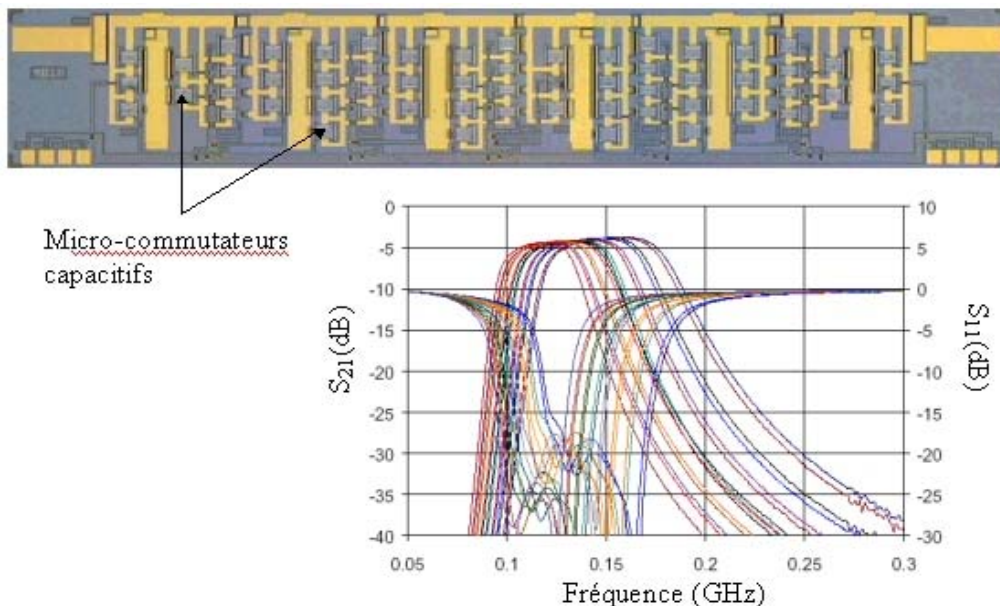


Figure I.9 : Photographie du filtre développé par Raytheon System et paramètres [S] mesurés

Des filtres accordables en fréquence et constants en bande avec de bonnes caractéristiques électriques ont été développés aux fréquences millimétriques. L'université du Michigan a présenté un filtre 3 pôles dont la fréquence centrale peut changer continûment de 21,1 à 18,6 GHz avec des tensions de polarisation variant de 0 à 80 V [43]. La bande passante varie de 7,58 à 7,37 MHz et les pertes d'insertion passent de 3,85 à 4,15 dB en fonction de l'état du filtre. Le coefficient de réflexion reste toujours inférieur à -15 dB. Les résonateurs sont formés par des sections de ligne coplanaire chargée périodiquement par cinq varactors

microélectromécaniques. Les trois résonateurs sont couplés entre eux par des inverseurs d'impédance inductifs (figure I.10.a).

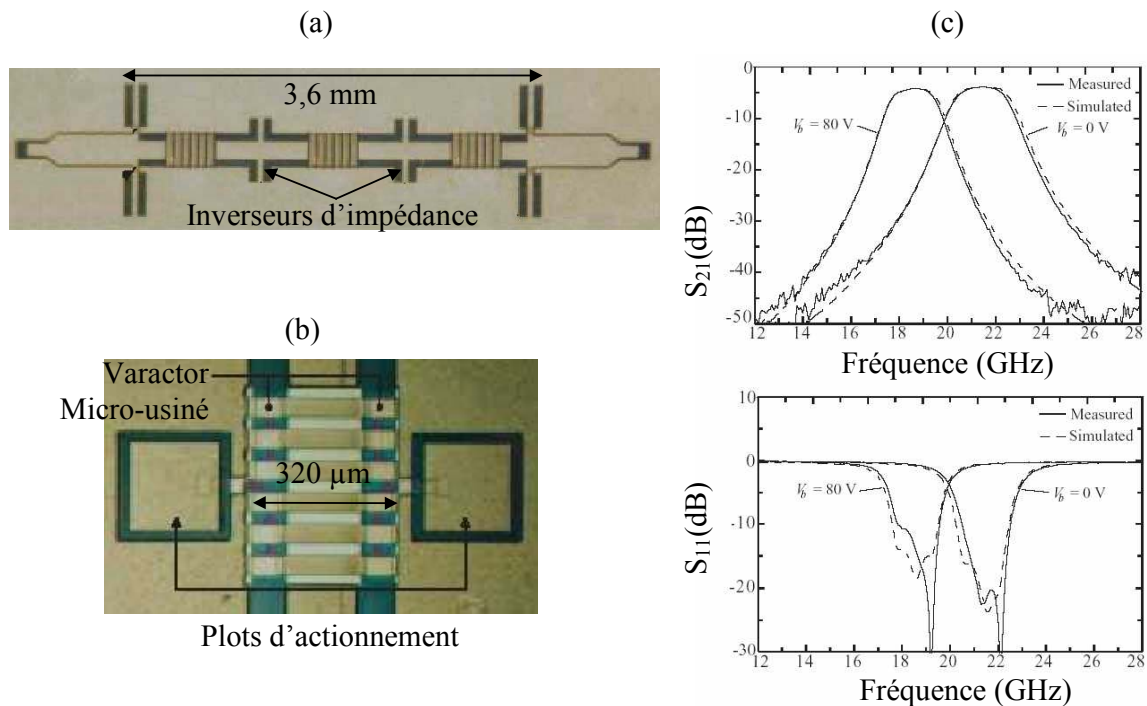


Figure I.10 : (a) photographie du filtre miniature développé à Michigan – (b) photographie des varactors utilisés dans le filtre réglable – (c) paramètres S mesurés

L'IRCOM et le LEST ont également développés un filtre accordable aux même fréquences. A la place des varactors utilisés comme élément de réglage, ce sont des commutateurs micro-usinés qui ont été intégrés dans un filtre deux pôles. Le filtre est présenté en figure I.11, il est formé par deux résonateur en $\lambda_g/4$ couplés inductivement. La fréquence centrale peut être commuter entre deux valeurs, elle change de 21,05 à 18,5 GHz lorsque les commutateurs sont actionnés alors que la bande passante ne varie que de 1 %. Les pertes d'insertion passent de 3,5 à 3,8 dB en fonction de la configuration du filtre et le coefficient de réflexion reste toujours inférieur à -12 dB [44]-[45] (figure I.11).

De nombreuses autres publications [45]-[53] démontrent le potentiel des filtres accordables pour les télécommunications.

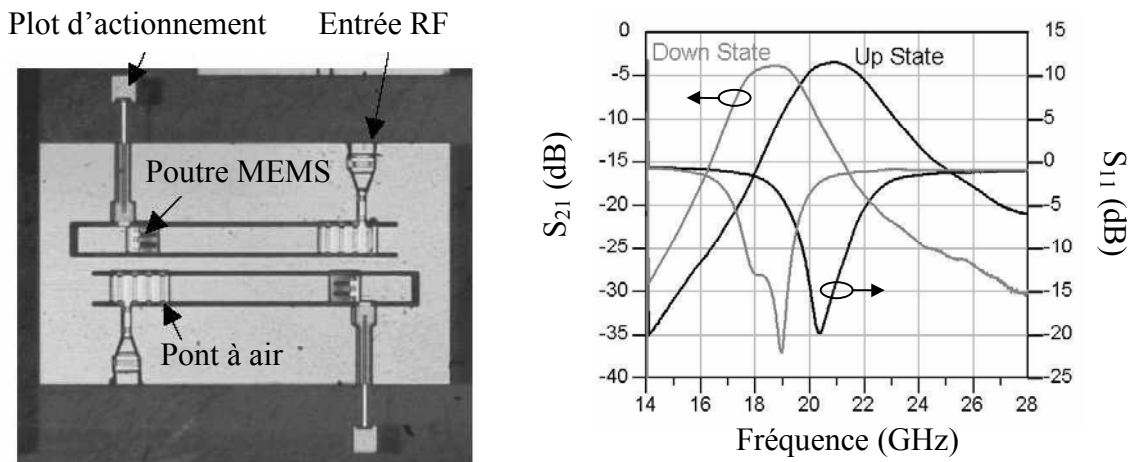


Figure I.11 : Photographie du filtre de l'IRCOM et du LEST et paramètres S mesurés

IV. PROPRIETES MECANIQUES ET ELECTRIQUES

IV.1 PROPRIETES MECANIQUES

Nous nous plaçons dans le cas général d'un composant microélectromécanique (capacitif ou ohmique) à actionnement électrostatique. Deux cas de figure doivent être pris en compte. Le premier lorsque la membrane est "en l'air" et le second lorsque la membrane est complètement baissée. Lorsque la membrane est en l'air nous pouvons appliquer une force électrostatique. C'est alors qu'interviennent la force de rappel et pression hydrostatique (ou force d'amortissement) qui luttent contre l'actionnement. Lorsque la membrane est complètement baissée (état bas), la force d'amortissement est nulle par contre les forces de Van der Waals et les forces de contact entrent en jeu. En effet, comme nous le verrons au IV.1.2 la force d'amortissement est proportionnelle à la vitesse de la poutre, lorsque celle-ci est complètement baissée sa vitesse est nulle ce qui signifie que la force d'amortissement est nulle [1].

IV.1.1. LA FORCE ELECTROSTATIQUE

La force électrostatique apparaît entre deux conducteurs portés à des potentiels différents séparés par un milieu diélectrique, quelque soit leur forme et la nature de ce dernier milieu.

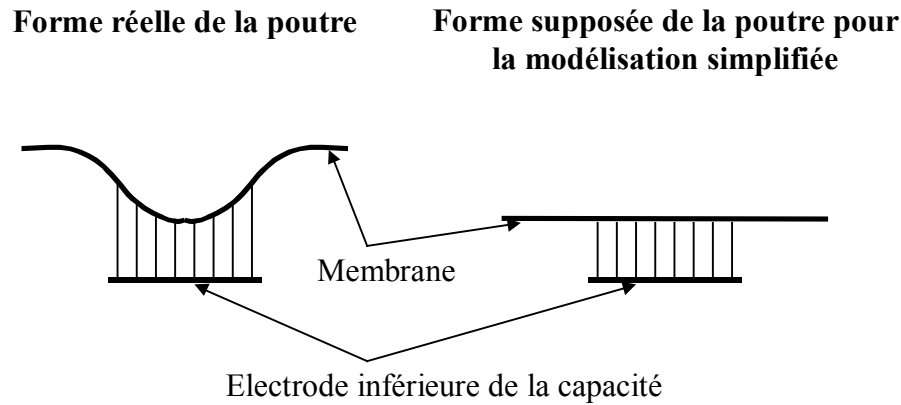


Figure I.12 : Hypothèse de base pour une modélisation simplifiée d'une poutre fléchie par effet électrostatique

Pour simplifier la modélisation, nous faisons l'hypothèse des capacités planes (figure I.12). L'expression de la force électrostatique est alors :

$$F_{el} = -\frac{\varepsilon AV^2}{2g^2} \quad (N) \quad (I.1)$$

où A est la surface en regard des électrodes de la capacité, V est la différence de potentiel appliquée entre les électrodes, g est la hauteur l'entrefer électrostatique et ε la permittivité du milieu entre les électrodes (dans l'air $\varepsilon = \varepsilon_0$).

Dans le cas de structures capacitives une couche de diélectrique peut être déposée sur l'électrode inférieure afin d'éviter tout effort de conduction directe. Elle est prise en compte dans l'expression de la force électrostatique comme suit :

$$F_{el} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon AV^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad (N) \quad (I.2)$$

où t_d est l'épaisseur de diélectrique et ε_r sa permittivité.

Il faut également tenir compte des effets de bord du champ électrique (figure I.13). Ces effets de bord sont fonction de la taille des électrodes, plus elles sont grandes, moins ces effets sont importants et plus la distance entre les électrodes diminue, plus l'influence des effets de bord diminue. A l'état haut, ces effets modifient la force électrostatique d'environ

30 % (généralement entre 20 et 50 %), alors qu'à l'état bas, ils ne la modifient que d'environ 5 %. Ces valeurs sont courantes dans la littérature, elles ont été extraites de la comparaison entre des mesures et le calcul théorique d'une capacité à plaques parallèles [1]. Ce modèle, très simple, est suffisant pour modéliser la plupart des structures micromécaniques. Il n'est généralement pas nécessaire de tenir compte de la variation des effets de bord en fonction g , car ces effets ne varient quasiment pas lorsque la poutre se déplace de moins de $g_0/3$ (g_0 étant la hauteur initial de la poutre).

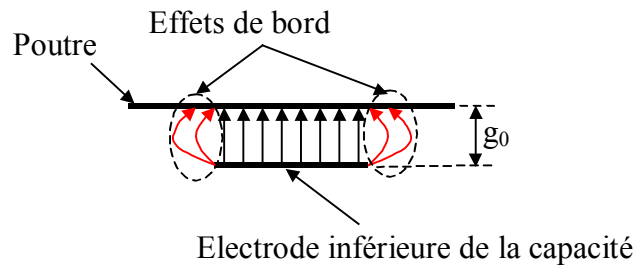


Figure I.13 : Effets de bord sur une capacité plane

L'expression de la force électrostatique peut être alors approchée à l'aide de la formule suivante:

$$F_{el} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon AV^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \left(1 + \frac{X}{100}\right) \quad (I.3)$$

où X est un nombre entre 5 et 50 qui permet la modélisation des effets de bord.

IV.1.1.1 La force de 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 rappel k (N/m) qui induit une force rappel $k.z(N)$, où z est le déplacement de la membrane.

La constante de rappel peut être calculée analytiquement pour des structures ayant des géométries simples comme celles de la figure I.14.

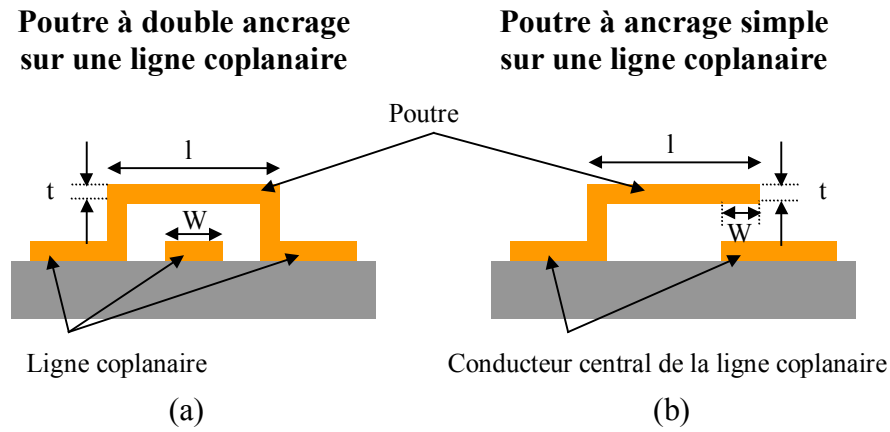


Figure I.14 : Structures micromécaniques à géométrie simple

Dans le cas d'un pont fabriqué sur une ligne coplanaire (figure I.14.a), la constante de raideur a pour expression (hypothèse de la poutre de Bernouilli) [54]-[55] :

$$k = k' + k'' = \frac{32 E w t^3}{\ell^3} \left(\frac{1}{2 - \left(2 - \frac{w}{\ell}\right) \left(\frac{w}{\ell}\right)^2} \right) + \frac{8\sigma(1-\gamma)wt}{\ell} \left(\frac{1}{2 - \frac{w}{\ell}} \right) \quad (\text{N/m}) \quad (\text{I.4})$$

où E (GPa) est le module d'Young, ℓ (m) la longueur de la membrane, t (m) son épaisseur ; w (m) sa largeur et W la longueur de l'électrode d'actionnement inférieure ; γ est le coefficient de Poisson et σ la contrainte résiduelle biaxiale.

k' est la partie due à la géométrie de la poutre et aux matériaux dont elle est composée. k'' est liée à la fabrication, la contrainte sur la membrane dépendant des conditions de dépôt. La formule pour k'' n'est valable que dans le cas d'une membrane en tension.

Dans le cas d'une poutre à ancrage simple (figure I.14.b) la constante de rappel calculée à l'extrémité libre de la poutre a pour expression :

$$k = \frac{2 E W w t^3}{8 \ell^3 W - 6 t^2 w^2 + w^4} \quad (\text{N/m}) \quad (\text{I.5})$$

où W est la longueur de recouvrement poutre – conducteur.

Le calcul de la hauteur de la poutre lorsque la force électrostatique et la force de rappel sont égales pour différentes tensions de polarisation, permet de déduire l'expression suivante pour la tension d'actionnement (dans laquelle la présence éventuelle d'une couche de diélectrique n'est pas prise en compte):

$$V_p = \sqrt{\frac{8k g_0^3}{27 \varepsilon_0 A} \frac{100}{100 + X}} \quad (V) \quad (I.6)$$

où g_0 est la hauteur initiale de la membrane.

L'équation I.6 permet le calcul la tension d'actionnement V_p (tension seuil au delà de laquelle la poutre commute en position basse) et la l'équation I.7 permet de calculer la tension de relâchement, c'est-à-dire la tension à partir de laquelle la poutre va remonter. Dans l'équation I.7 l'épaisseur de diélectrique est prise en compte, par contre, les phénomènes de piégeage de charge dans le diélectrique ne sont pas pris en compte de même que les effets de bord. Les effets de bord n'ont que peu d'influence sur la tension de relâchement ce sont généralement les phénomènes de piégeage de charge qui rendent approximatif son calcul. La tension de relâchement peut se mettre sous la forme :

$$V_r = \sqrt{\frac{2k (g_0 - t_d) t_d^2}{\varepsilon' \varepsilon_0 A \varepsilon_r^2}} \quad (V) \quad (I.7)$$

où ε' est un coefficient variant entre 0,4 et 0,8. En effet, à cause de la rugosité du diélectrique, la membrane en position basse n'est pas complètement en contact avec le diélectrique et une fine lame d'air vient modifier la permittivité entre les électrodes. Ce coefficient ε' permet de tenir compte de ce phénomène, il peut être facilement déterminer par la comparaison de mesures avec le calcul théorique d'une capacité plane.

IV.1.2. LA FORCE D'AMORTISSEMENT

C'est une force compliquée à modéliser, elle dépend non seulement de la géométrie de la poutre, mais également de l'environnement dans lequel se trouve la structure (le fluide entourant la poutre : air, gaz inerte, vide,...). La force d'amortissement peut s'écrire $F_a = \xi.v$,

où ξ est le coefficient d'amortissement et v la vitesse à laquelle la membrane se déplace. Pour une poutre rectangulaire ou circulaire sans trou et dans le cas de déplacements de faible amplitude (de l'ordre de la hauteur initiale de la poutre), le coefficient d'amortissement peut s'écrire [1] :

$$\xi = \frac{3\mu \ell}{2\pi} \frac{w}{g_0} \quad (\text{N.s/m}) \quad (\text{I.8})$$

où μ est la viscosité du gaz environnant, pour l'air $\mu = 1,8.10^{-5} \text{ kg/m}^3$. Des modèles plus compliqués tenant compte de la variation de ξ en fonction de la hauteur de la membrane peuvent être utilisés, mais leur précision reste également limitée. Dans l'idéal, il faudrait un modèle de coefficient d'amortissement différent pour chaque géométrie considérée [56].

IV.1.3. LES FORCES DE VAN DER WAALS ET LES FORCES REPULSIVES 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 [57] :

$$F_{VDW} + F_{contact} = \frac{C_1 A_{contact}}{(g_0 - z)^3} - \frac{C_2 A_{contact}}{(g_0 - z)^{10}} \quad (\text{N}) \quad (\text{I.9})$$

où $A_{contact}$ est la surface en regard au niveau du contact, g_0 la hauteur initiale de la poutre, C_1 détermine l'énergie de surface due aux forces de Van der Waals et C_2 représente la distance d'équilibre entre la surface de la poutre et la surface de l'électrode de contact. Ces deux nombres dépendent très fortement de l'état de surface de la microstructure, donc des conditions de fabrication. Etant donné la grande difficulté de caractériser ces forces, une fonction mathématique, développée spécialement par De Flaviis et Coccioli [58] pour modéliser les forces de contact des dispositifs micromécaniques, sera utilisée par la suite pour les représenter. C'est une fonction mathématique qui se présente sous la forme d'une exponentielle afin d'exprimer la variation extrêmement rapide de ces forces lorsque la membrane arrive à l'état bas.

$$F_C = \left[e^{-[\alpha(z-t_d)]^p} - 1 \right] U(t_d - z) \quad (\text{I.10})$$

où α et β sont des nombres servant à exprimer la vitesse de variation des forces en fonction de la hauteur et où $U(z)$ est la fonction échelon, qui implique que la force F_c soit nulle lorsque la membrane n'est pas abaissée. La fonction mathématique exponentielle a été choisie tout d'abord pour modéliser la variation rapide de la force mais également parce qu'elle et sa dérivée, présentent l'avantage d'être continues, ce qui est une condition nécessaire pour la résolution numérique de l'équation du mouvement de la membrane (voir IV.2)

IV.2 EQUATION MECANIQUE DU MOUVEMENT DE LA MEMBRANE

Dans le cas de déplacements de faible amplitude, le mouvement mécanique de la membrane peut être modélisé par l'équation suivante [59] :

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} + \xi \frac{dz}{dt} + kz = F_{el} \quad (I.11)$$

Cette expression est valable pour un actionnement électrostatique. Pour qu'elle soit valable pour d'autres types d'actionnement, il suffit de remplacer F_{el} par l'expression de la force extérieure qui permet d'actionner la poutre.

La transformée de Laplace de l'équation I.11 permet d'obtenir la fonction de transfert mécanique du dispositif (sa réponse mécanique en fréquence).

$$H = \frac{Z(j\omega)}{F_{el}(j\omega)} = \frac{1}{k} \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{meca}}\right)^2 + \frac{j\omega}{Q_{meca} \omega_{meca}}} \quad (I.12)$$

où $\omega_{meca} = \sqrt{k/m}$ est la pulsation de résonance mécanique et $Q_{meca} = k/\xi\omega_{meca}$ est le facteur de qualité mécanique.

Il a été montré par analyse modale que la valeur de la masse m n'est pas sa valeur réelle, mais sa valeur effective [1]. Cela est dû au fait que toute la poutre ne se déplace pas de la même amplitude sur toute sa longueur, en effet, près des ancrages le déplacement est très faible. La valeur de la masse effective dépend de la taille des électrodes d'actionnement, de l'épaisseur de la poutre et sa constante de raideur. Elle est généralement comprise entre 0,35 et 0,45 fois la masse réelle.

Dans la plupart des systèmes à actionnement électrostatique, la fréquence de résonance est comprise entre 1 et 200 kHz et le facteur de qualité mécanique dépend des matériaux utilisés et de l'environnement de la poutre.

La réponse en fréquence d'un dispositif tel qu'étudié jusqu'ici est du type passe-bas du second ordre comme le montre la figure I.15.

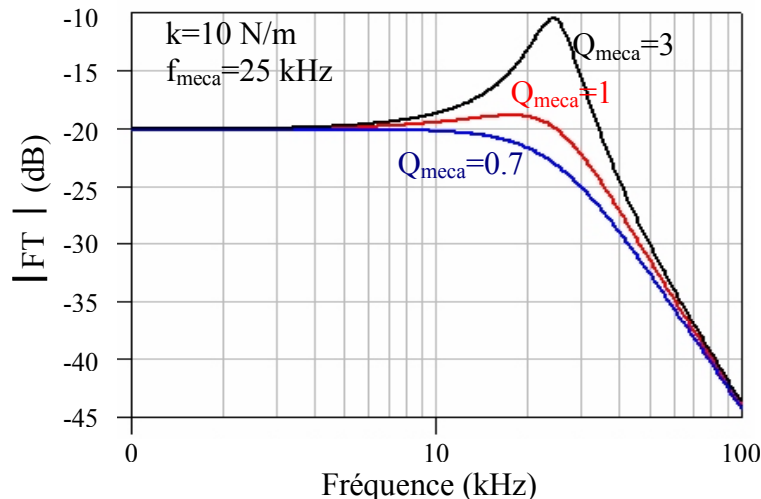


Figure I.15 : Réponse en fréquence d'une poutre micro-mécanique

Si nous calculons la position de la poutre en fonction de la tension de polarisation appliquée pour un actionnement électrostatique ($F_{el}=kz$), nous remarquons que la poutre va avoir une position mécaniquement stable pour un déplacement $z < g_0/3$. Par contre si la tension de polarisation devient trop importante, la poutre se déplace de plus du tiers de sa hauteur initiale ($z > g_0/3$) et se trouve en position instable : elle va complètement s'abaisser.

Dans le cas de déplacements de plus grande amplitude (le dispositif commute en position basse) les forces modélisant le contact lorsque le micro-commutateur est abaissé sont alors prises en compte. L'équation mécanique du mouvement de la membrane devient :

$$m \frac{d^2z}{dt^2} + \xi \frac{dz}{dt} + k_z = F_{el} - F_C \quad (I.13)$$

IV.3 PROPRIETES ELECTRIQUES

IV.3.1. CALCUL DE CAPACITE

La capacité d'un composant microélectromécanique peut être calculée analytiquement grâce à l'expression suivante :

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \left[1 + \frac{X}{100} \right] \quad (F) \quad (I.14)$$

où les effets de bord ont été pris en compte conformément à ce qui a été expliqué au paragraphe IV.1.1.

IV.3.2. MODELES ELECTRIQUES EQUIVALENTS

Le modèle équivalent d'un composant à poutre suspendue actionnée électrostatiquement est composé d'une capacité, d'une self inductance et d'une résistance qui sont en série ou en parallèle suivant la structure considérée. Il faut également différencier les structures capacitatives des structures ohmiques pour lesquelles la membrane à l'état bas n'est plus une capacité mais une résistance.

IV.3.2.1 Les dispositifs parallèles

Le modèle équivalent d'un micro-commutateur parallèle est présenté en figure I.16. C est la capacité du dispositif à l'état haut ou bas pour les structures capacitatives. L est l'inductance, R la résistance dues à la poutre métallique et R_{contact} est la résistance de contact pour les structures ohmiques.

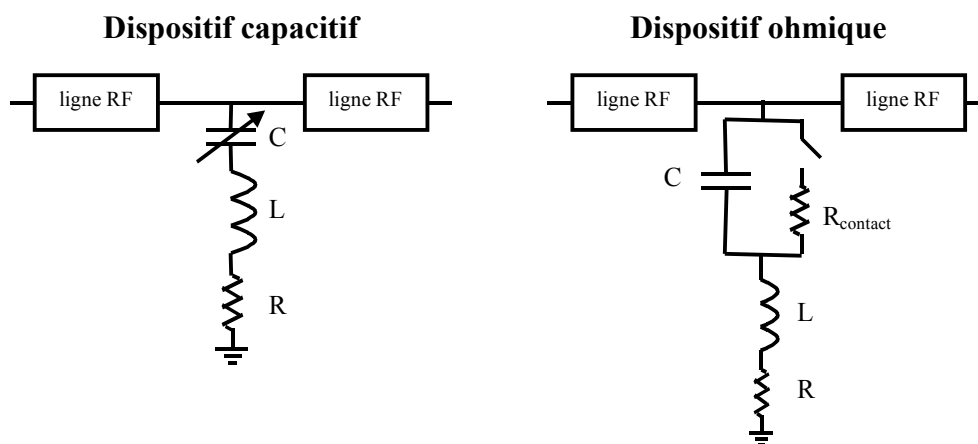


Figure I.16 : Schémas équivalents de dispositifs parallèles

Dans le cas de micro-commutateurs capacitifs, les paramètres S s'écrivent :

$$S_{11} = -\frac{j\omega C Z_0}{2 + j\omega C Z_0} \quad (\text{I.15})$$

$$S_{21} = \frac{2}{2 + j\omega C Z_0} \quad (\text{I.16})$$

où Z_0 est l'impédance de la ligne (généralement $Z_0 = 50 \Omega$) et où L et R sont négligés.

Si L (pour $\omega \ll \frac{1}{\sqrt{LC}}$) et R (sans pertes) sont négligés, il est simple de remonter à la valeur de la capacité du composant.

IV.3.2.2 Les dispositifs série

Dans ce cas, les éléments localisés sont en série comme le montre la figure I.17.

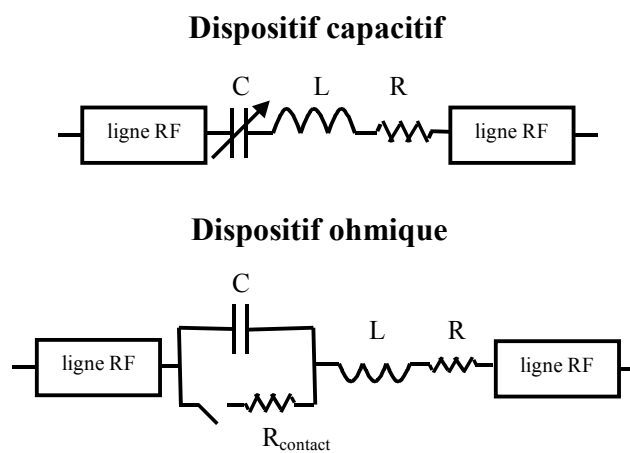


Figure I.17 : Schémas équivalents de dispositifs série

L'expression des paramètres S est la suivante :

$$S_{12} = \frac{1}{1 + 2j\omega C Z_0} \quad (\text{I.17})$$

$$S_{21} = \frac{j2C\omega Z_0}{1 + j2C\omega Z_0} \quad (\text{I.18})$$

où L et R sont négligés.

IV.3.3. FREQUENCE DE COUPURE

La fréquence de coupure (fréquence maximale de fonctionnement) des micro-commutateurs (capacitifs et ohmiques) est définie comme la fréquence à laquelle le rapport des impédances des capacités à l'état haut et à l'état bas est égale à 1.

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} \quad (\text{Hz}) \quad (\text{I.19})$$

où C est la capacité du dispositif à l'état haut. Typiquement, pour un composant ohmique, nous avons $R = 1 \Omega$ et $C = 5 \text{ fF}$ et pour un composant capacitif, nous avons $R = 0,1 \Omega$ et $C = 50 \text{ fF}$, ce qui correspond à une fréquence de coupure supérieure au THz.

La fréquence de coupure définie comme telle est utilisée pour les diodes PIN et schottky. En fait, pour les composants capacitifs, il est plus juste de dire que la fréquence maximum de fonctionnement avant une dégradation trop importante de l'isolation est définie par :

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} = 2f_0 \quad (\text{I.20})$$

où L est l'inductance générée par la poutre et f_0 la fréquence de résonance ($\neq f_{\text{méca}}$).

IV.3.4. FACTEUR DE MERITE (OU DE QUALITE)

Ce facteur de mérite n'est pas défini à la fréquence de résonance (comme un facteur de qualité « classique ») mais à la fréquence de fonctionnement du dispositif dans lequel la structure micro-électromécanique est insérée. Les dispositifs étudiés présentent de faibles pertes, ils ont un facteur de mérite (ou de qualité) électrique élevé. Ils ont donc peu d'influence sur le facteur de qualité global des dispositifs électroniques dans lesquels ils sont intégrés. Le facteur de mérite est défini par :

$$Q = \frac{\Im(Z)}{\Re(Z)} \quad (\text{I.21})$$

où Z est l'impédance du modèle électrique équivalent. Le facteur Q a généralement une valeur autour de 300 quelque soit le type de structure micro-électromécanique (à simple ou double ancrage).

V. TENUE EN PUISSANCE, INTERMODULATION ET BRUIT DE PHASE

V.1 TENUE EN PUISSANCE

C'est un phénomène lié à l'actionnement électrostatique. Si le dispositif est traversé par un signal dont la fréquence est inférieure à sa fréquence de résonance mécanique, alors le mouvement de la poutre va être proportionnel à l'amplitude du signal. Par contre, si la fréquence du signal devient grande devant la fréquence de résonance mécanique de la poutre, alors celui-ci n'a plus le temps de bouger avec le signal qui est trop rapide. Le déplacement de la membrane va alors être proportionnel à l'amplitude efficace du signal.

Si le signal RF qui traverse le dispositif véhicule une puissance trop importante, elle peut actionner la poutre de celui-ci si elle est à l'état haut (on parlera d'auto-actionnement) ou la maintenir baissée si elle est à l'état bas. Dans les deux cas, le dispositif admet une puissance maximum qu'il convient de ne pas dépasser pour assurer son bon fonctionnement. Cette valeur de puissance dépend de la géométrie de la structure considérée. La puissance maximale admise est [1], [60]-[62] :

$$P_{\max} = \Re \left(\frac{V_p^2}{Z_0} \right) \quad (\text{W}) \quad (\text{I.22})$$

où V_p est la tension d'actionnement définie par l'équation I.6 et Z_0 l'impédance locale.

La puissance maximum admissible pour éviter les problèmes de maintien pour les dispositifs parallèles et série s'écrit :

$$P_{\text{Parallèle}} = \frac{V_r^2}{4Z_0} (C \omega Z_0)^2 \quad (\text{W}) \quad \text{pour } C \omega Z_0 \gg 1 \quad (\text{I.23})$$

$$P_{\text{série}} = \frac{V_r^2}{Z_0} (C \omega Z_0)^2 \quad (\text{W}) \quad \text{pour } C \omega Z_0 \gg 1 \quad (\text{I.24})$$

où V_r est la tension de relâchement définie par l'équation I.7 et C la capacité du composant à l'état bas.

Des études ont montré que les variations de température du dispositif en fonction de puissance RF le traversant modifient les expressions précédentes de tenue en puissance [63], [64]. En effet les variations de températures entraînent des modifications au niveaux des contraintes appliquées sur la poutre (variation de k), de même que la densité de courant sur la poutre peut la dégrader. Ces phénomènes sont abordés dans [1] mais il n'y a pas encore d'explication claire à la dégradation de dispositifs ohmiques soumis à de fortes puissances par exemple.

V.2 MODULATION ET INTERMODULATION

V.2.1. REPONSE A UN SIGNAL MODULANT

Il a été expliqué précédemment que les dispositifs à actionnement électrostatique sont sensibles aux signaux RF les traversant. Ces signaux entraînent des variations de la capacité générant ainsi des effets non-linéaires tels que la modulation et l'intermodulation [65], [66]. Ces effets non linéaires sont dus à la force électrostatique qui varie avec le carré de la tension de polarisation. Il a été montré précédemment que le paramètre S_{21} d'un dispositif parallèle capacitif pouvait s'écrire de la façon suivante (équation I.16) :

$$S_{21} = \frac{2}{2 + jC\omega Z_0} \approx 1 - \frac{jC\omega Z_0}{2} \quad (\text{I.25})$$

où $\frac{C\omega Z_0}{2} \ll 1$

donnant une phase ϕ en sortie :

$$\phi = -\frac{C\omega Z_0}{2} \quad (\text{rad}) \quad (\text{I.26})$$

Pour de faibles déplacement de la poutre $z(t) \ll g$, la capacité peut s'écrire :

$$C(t) = C + \Delta C(t) = \frac{\epsilon_0 A}{g + z(t)} = C \left(1 - \frac{z(t)}{g} \right) \quad (F) \quad (\text{I.27})$$

En associant les expressions (I.26) et (I.27) la phase en sortie devient :

$$\phi + \Delta\phi = \phi \left(1 - \frac{z(t)}{g} \right) \quad (rad) \quad (I.28)$$

Cette équation montre que de faibles déplacement de la membrane aboutissent à une variation de capacité et par conséquent, à une modulation de phase de la tension de sortie. Dans le cas d'un signal incident incluant trois composantes : une composante continue, une composante modulante basse fréquence à f_m et un signal RF à f_{RF} comme suit :

$$V(t) = V_{cont} + V_{m0} \sin(\omega_m t) + V_{RF_0} \sin(\omega t) \quad (V) \quad (I.29)$$

Ensuite nous nous plaçons en statique, à l'équilibre nous avons $kz = F_{el}$. Si il est établi que $f_m < f_{meca}$, où f_{meca} est la fréquence de résonance mécanique de la poutre et que $z \ll g$ (ceci implique la variation de la force électrostatique en fonction de z est négligeable), le déplacement de la poutre devient :

$$z(t) = \frac{Fel}{k} = \frac{C}{2kg} \left[V_{cont}^2 + \frac{V_{m0}^2}{2} + \frac{V_{RF_0}^2}{2} + 2V_{cont} V_{m0} \sin(\omega_m t) - \frac{V_{m0}^2}{2} \cos(2\omega_m t) \right] \quad (m) \quad (I.30)$$

où les termes hautes fréquences à f_{RF} , $2f_{RF}$ et $f_{RF} \pm f_m$ sont négligés car $f_{RF} \gg f_{meca}$ (les termes hautes fréquences sont filtrés par la réponse en fréquence du type passe bas (équation I.12 et figure I.15).

La tension de sortie RF s'écrit alors :

$$\begin{aligned} V_S(t) &= V_{RF_0} \sin(\omega_{RF} + \phi + \Delta\phi) \\ &= V_{RF_0} \sin(\omega_{RF} + \phi) \pm V_{cont} V_{m0} V_{RF_0} \frac{\phi C}{2kg^2} \sin[(\omega_{RF} \pm \omega_m)t + \phi] \\ &\quad + \frac{V_{m0}^2 V_{RF_0}}{4} \frac{\phi C}{2kg^2} \cos[(\omega \pm 2\omega_m)t + \phi] \quad (V) \end{aligned} \quad (I.31)$$

Le niveau de modulation à $f_{RF} \pm f_m$ et $f_{RF} \pm 2f_m$ est :

$$N_{\text{mod},f_m} = \frac{P_{\text{harmonique } f_m}}{P_{\text{porteuse}}} = \left(V_{\text{cont}} V_{\text{mo}} \frac{\phi C}{2k g^2} \right)^2 \quad (\text{I.32})$$

$$N_{\text{mod},2f_m} = \frac{P_{\text{harmonique } 2f_m}}{P_{\text{porteuse}}} = \left(\frac{V_{\text{mo}}^2}{4} \frac{\phi C}{2k g^2} \right)^2 \quad (\text{I.33})$$

La figure I.18 présente le spectre de modulation autour de la fréquence porteuse f_{RF} .

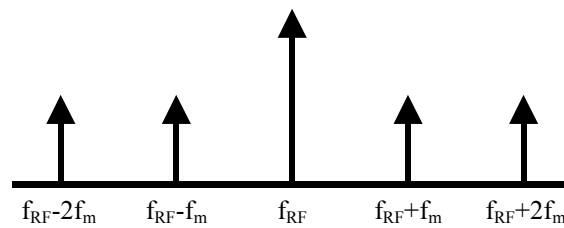


Figure I.18 : Spectre de modulation

La modulation suit la réponse en fréquence du dispositif du type passe bas du second ordre (voir équation I.12). En d'autres termes, les composantes de modulation aux fréquences très supérieures à $f_{\text{méca}}$ sont filtrées.

L'équation I.12 met évidence qu'à $f_m = f_{\text{méca}}$ et $f_m \gg f_{\text{méca}}$, les niveaux de modulation sont respectivement multipliés par $Q_{\text{méca}}^2$ et $\left(\frac{\omega_{\text{méca}}}{\omega_m} \right)^4$.

V.2.2. REPONSE A PLUSIEURS SIGNAUX

Si le composant est traversé par un signal RF incident de la forme :

$$V(t) = V_{\text{cont}} + V_{\text{RF1}} \sin(\omega_{\text{RF1}} t + \phi) + V_{\text{RF2}} \sin(\omega_{\text{RF2}} t + \phi) \quad (V) \quad (\text{I.34})$$

avec $|f_{\text{RF1}} - f_{\text{RF2}}| < f_{\text{méca}}$ le déplacement de la membrane est :

$$z(t) = \frac{C}{2kg} \left[V_{\text{cont}}^2 + \frac{V_{\text{RF1}}^2}{2} + \frac{V_{\text{RF2}}^2}{2} + 2V_{\text{RF1}} V_{\text{RF2}} \cos[(\omega_{\text{RF1}} - \omega_{\text{RF2}})t] \right] \quad (m) \quad (\text{I.35})$$

où les termes hautes fréquences f_{RF1} , f_{RF2} , $2 f_{RF1}$, $2 f_{RF2}$ et $f_{RF1} + f_{RF2}$ sont négligés car f_{RF1} et f_{RF2} sont très supérieures à f_{meca} (termes hautes fréquences sont filtrés par la fonction passe bas du dispositif).

La forme du signal en sortie peut s'écrire :

$$\begin{aligned} V_{\text{sortie}} &= V_{RF1} \sin[\omega_{RF1} t + \phi + \Delta\phi(t)] + V_{RF2} \sin[\omega_{RF2} t + \phi + \Delta\phi(t)] \\ &\approx V_{RF1} \sin(\omega_{RF1} t + \phi) + V_{RF2} \sin(\omega_{RF2} t + \phi) - \frac{V_{RF1} V_{RF2}}{2} \frac{\phi C}{2kg^2} \\ & [V_{RF1} \cos[(2\omega_{RF1} - \omega_{RF2})t + \phi] + V_{RF2} \cos[(2\omega_{RF2} - \omega_{RF1})t + \phi]] \quad (V) \quad (I.36) \end{aligned}$$

Si $V_{RF1} = V_{RF2}$, le niveau d'intermodulation à $2 f_{RF1} - f_{RF2}$ et $2 f_{RF2} - f_{RF1}$ est :

$$N_{\text{intermod}} = \frac{P_{\text{harmonique}}}{P_{\text{porteuse}}} = \left(V_{RF1} V_{RF2} \frac{\phi}{2} \frac{C}{2kg^2} \right)^2 \quad (I.37)$$

Le point d'interception de l'intermodulation à l'ordre 3 (IIP3) est le point pour lequel la puissance transmise par la porteuse est égale à la puissance transmise par les harmoniques. Il peut être calculé à partir de l'expression précédente ; il s'écrit :

$$IIP3 = \frac{V_{RF1} V_{RF2}}{2Z_0} = \frac{2kg^2}{\phi C Z_0} \quad (I.38)$$

La même étude peut être réalisée pour des dispositifs série avec $\phi = -2 C \omega Z_0$. Le produit d'intermodulation est alors multiplié par 16 pour un dispositif série mais il reste largement inférieur à celui généré par les commutateurs à semi-conducteurs [1], [66].

Remarque :

L'auto-actionnement est un phénomène parasite qui intervient lorsque le dispositif est soumis à une onde véhiculant une puissance RF trop importante. Il se peut que la structure considérée ait des électrodes d'actionnement différentes des électrodes entrant en jeu dans l'auto-actionnement (figure I.19). Dans le cas des structures présentées en figure I.19 ce sont donc les ligne RF qui sont les électrodes d'auto-actionnement. Dans le cas où la structure considérée à des électrodes d'actionnement découplées des lignes RF, la constante de raideur

k devra être recalculer en fonction du type d'actionnement considéré (actionnement « classique » ou auto-actionnement).

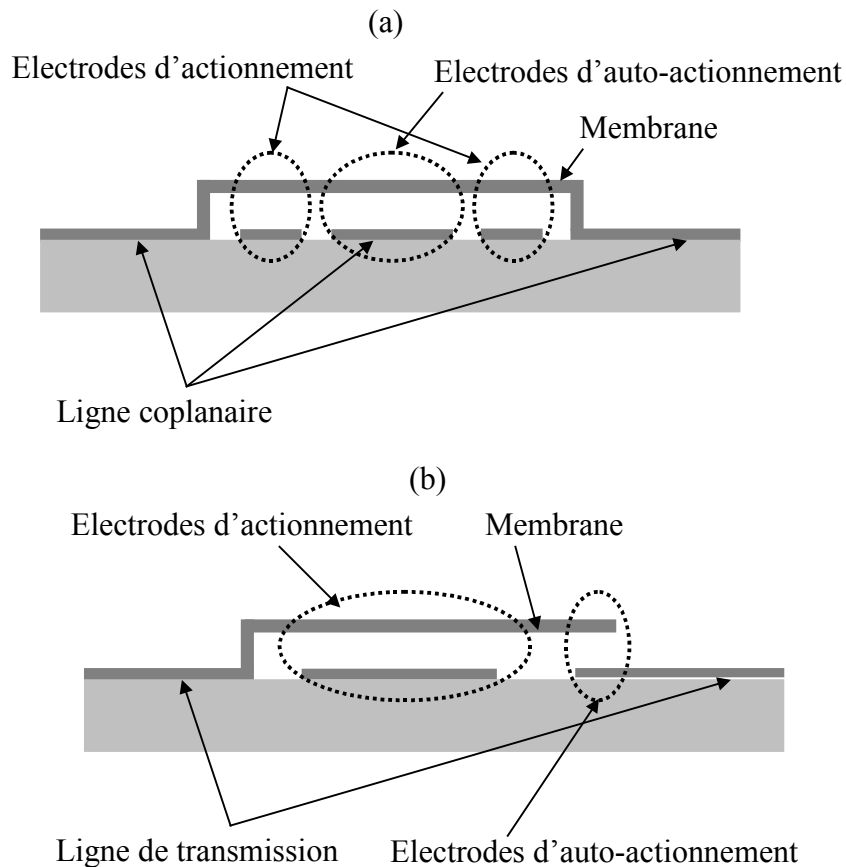


Figure I.19 : Schéma d'une structure où les électrodes d'actionnement sont différentes des électrodes d'auto-actionnement

(a) structure de type pont polarisé par les gap de la ligne coplanaire

(b) structure de type poutre à ancrage simple

V.3 BRUIT DE PHASE

V.3.1. BRUIT BROWNIEN

Le bruit Brownien est dû à l'énergie thermique stockée dans le micro-système mécanique. Cette énergie induit des déplacements de la poutre générant ainsi une variation de la capacité. Si on considère que la poutre ne bouge quasiment pas ($z_n \ll g_0$), alors nous pouvons faire l'approximation que la force appliquée est constante et a pour expression :

$$f_n = \sqrt{4k_B T \xi} \quad (\text{N}/\sqrt{\text{Hz}}) \quad (\text{I.39})$$

Pour une structure avec une constante de raideur k , un coefficient d'amortissement mécanique ξ , et une pulsation de résonance mécanique ω_{meca} , le bruit Brownien s'écrit [67] :

$$z_n(\omega') = \frac{\sqrt{4k_B T \xi}}{k} \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega'}{\omega_{\text{meca}}}\right)^2 + \frac{j\omega'}{Q_{\text{meca}} \omega_{\text{meca}}}} \quad (\text{m}/\sqrt{\text{Hz}}) \quad (\text{I.40})$$

où k_B est la constante de Boltzman, $Q_{\text{meca}} = k/\omega_{\text{meca}} \xi$ et $\omega_{\text{meca}} = \sqrt{k/m}$, où m est la masse effective de la poutre et T la température. Par analogie avec l'équation I.12 nous avons $z_n = H(\omega) \cdot F_n(\omega)$.

Le bruit Brownien peut être représenté par une somme d'ondes sinusoïdales d'amplitude et de phase aléatoires. Une onde sinusoïdale à une fréquence mécanique ω' et d'amplitude égale à la racine carrée de la puissance de bruit dans une bande de 1 Hz autour de ω' s'écrit [67]:

$$z_n(\omega') = \sqrt{2 z_n^2(\omega')} \sin(\omega' t) \quad (\text{m}/\sqrt{\text{Hz}}) \quad (\text{I.41})$$

V.3.2. BRUIT DE PHASE

Le bruit Brownien va induire un mouvement de la membrane qui va entraîner un changement de capacité et par conséquent va générer du bruit de phase et d'amplitude.

La capacité d'un composant microélectromécanique avec le bruit Brownien dans l'hypothèse des capacités planes et pour $z_n \ll g_0$ s'écrit :

$$C_{pp} = \frac{\epsilon A}{g_0 + z_n} \approx C_{pp} \left(1 - \frac{z_n}{g_0}\right) \quad (\text{I.42})$$

Si les effets de bord sont inclus de façon à ce que la capacité soit $C_T = C_{pp} + C_{\text{bord}} = (1 + \gamma)C_{pp}$ avec $\gamma < 1$ (voir paragraphe IV.1.1 avec $\gamma = X/100$), alors la capacité du composant peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_T = (1 + \gamma) C_{pp} \left(1 - \frac{1}{1 + \gamma} \frac{z_n}{g_o} \right) \quad (I.43)$$

Il a été montré précédemment (voir équation I.26), que la phase d'un dispositif parallèle s'écrit :

$$\phi = -\frac{C_T \omega Z_0}{2} \quad (I.44)$$

L'association des deux expressions précédentes (I.43 et I.44) permet d'obtenir :

$$\phi = -\frac{(1 + \gamma) C_{pp} \omega Z_0}{2} \left(1 - \frac{1}{1 + \gamma} \frac{z_n}{g_o} \right) = \phi_0 \left(1 - \frac{1}{1 + \gamma} \frac{z_n}{g_o} \right) \quad (I.45)$$

Si un signal de la forme $A \cos(\omega t)$ est appliqué au composant, en faisant les approximations $\cos(\phi_0 z_n / g_o) = 1$ et $\sin(\phi_0 z_n / g_o) = \phi_0 z_n / g_o$ et en remplaçant ϕ par l'équation I.45 le signal en sortie peut s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} V_S(t) &= A \cos(\omega t + \phi) = A \cos \left((\omega t + \phi_0) - \left(\frac{\phi_0}{g_o} \frac{1}{1 + \gamma} z_n \right) \right) \\ &= A \cos(\omega t + \phi_0) + \frac{1}{1 + \gamma} \frac{A \phi_0}{2 g_o} \sqrt{2 z_n^2} [\cos[(\omega - \omega')t + \phi_0] - \cos[(\omega + \omega')t + \phi_0]] \end{aligned} \quad (I.46)$$

où les termes de modulation d'amplitude ont été négligés car c'est à la génération de bruit de phase que nous nous intéressons ici.

La puissance de bruit relative à la puissance de la porteuse est :

$$N_{ph} = \frac{1}{2} \frac{1}{(1 + \gamma)^2} \frac{\overline{z_n^2}}{g_o^2} \phi_0^2 \quad (/ Hz) \quad (I.47)$$

où
$$\overline{z_n^2} = \frac{4 k_B T \xi}{k^2}$$

Pour un composant microélectromécanique parallèle avec $C_T = 50$ fF, $\gamma = 0,35$, $f = 10$ GHz, $Z_0 = 50 \Omega$, $k = 10$ N/m, $Q_{\text{méca}} = 1$, $f_{\text{méca}} = 50$ kHz, $g_0 = 3 \mu\text{m}$, le bruit de phase relatif à la porteuse est -180 dBc/Hz. Ce bruit est très faible et n'a en général aucune incidence sur le bruit total d'un dispositif électronique.

Pour un dispositif série $\phi = -2C_T \omega Z_0$ et $\phi_0 = -2(1 + \gamma)C_{pp} \omega Z_0$. La plupart des micro-commutateurs série sont de type ohmique. Il présentent une capacité à l'état bloqué qui est très faible (< 5 fF). Le bruit de phase qu'il génèrent est donc insignifiant.

V.3.3. BRUIT D'AMPLITUDE

Dans le cas d'un dispositif parallèle où $\frac{C_T \omega Z_0}{2} \ll 1$, S_{21} s'écrit :

$$|S_{21}| = 1 - \frac{C_T^2 \omega^2 Z_0^2}{8} \quad (\text{I.48})$$

La tension de sortie s'écrit : avec l'effet du bruit Brownien sur l'amplitude du signal est :

$$V_S(t) = \left(1 - \frac{C_T^2 \omega^2 Z_0^2}{8} \right) A \cos(\omega t) \quad (\text{I.49})$$

Si z_n et C_t sont remplacés par leurs expressions (équations I.41 et I.43), la tension de sortie avec l'effet du bruit Brownien sur l'amplitude du signal a pour expression :

$$V_S(t) = A \cos(\omega t) + \frac{1}{1 + \gamma} \frac{A \phi_0^2}{2 g_o} \sqrt{2 z_n^2} [\sin(\omega - \omega')t - \sin(\omega + \omega')t] \quad (\text{I.50})$$

La puissance de bruit d'amplitude relative à la porteuse s'écrit :

$$N_{am} = \frac{1}{2} \frac{1}{(1 + \gamma)^2} \frac{\overline{z_n^2}}{g_o^2} \phi_0^4 \quad (/ \text{Hz}) \quad (\text{I.51})$$

Cette puissance de bruit est généralement négligeable devant le bruit de phase.

V.3.4. BRUIT DU A UNE ACCELERATION OU UNE ONDE ACOUSTIQUE

Les équations précédentes restent les mêmes, seul le stimulus change. Au lieu d'avoir une force de bruit Brownien $f_n = \sqrt{4k_B T \xi}$, dans le cas d'un bruit d'accélération la force f_n deviendra $f_n = ma$ (N/\sqrt{Hz}) et $f_n = PA$ (N/\sqrt{Hz}) pour une force acoustique ; où m est la masse à la membrane, a est le bruit d'accélération en $m/s^2/\sqrt{Hz}$, P est le bruit de pression entre les deux électrodes de la capacité et A la surface de la poutre.

Le bruit dû à une accélération est généralement négligeable pour une accélération inférieure à 10 G et pour des dispositifs packagés, le bruit dû à une onde acoustique est négligeable.

V.3.5. BRUIT DU A UNE TENSION DE POLARISATION

Dans ce cas encore, seule la force de bruit f_n change. Si une tension continue est appliquée, la force s'écrit :

$$f_n = \frac{\varepsilon A}{2g_o^2} (2V_{dc} v_n) \sqrt{B} \quad (N) \quad (I.52)$$

où v_n est un bruit blanc en tension en V/\sqrt{Hz} , V_{dc} est la tension continue appliquée et B est la bande de bruit.

Si la tension continue appliquée est nulle, f_n devient :

$$f_n = \frac{\varepsilon A}{2g_o^2} \sqrt{2 v_n^2} B \quad (N) \quad (I.53)$$

Si le bruit dû à une polarisation est inférieur à 200 mV sur toute la bande de bruit, il est généralement négligeable devant le bruit Brownien.

Il faut noter que pour tous les cas précédents, la puissance de bruit suit la réponse en fréquence du dispositif, ce qui signifie qu'à ω_{meca} , la valeur de la puissance de bruit est multipliée par Q_{meca}^2 et à $\omega \gg \omega_{\text{meca}}$ elle est multipliée par $\left(\frac{\omega_{\text{meca}}}{\omega}\right)^4$.

Dans tous les cas précédents, il n'y a pas de tension de polarisation appliquée. Les niveaux de bruit changent si une tension est appliquée. Le calcul direct avec les équations précédentes n'est plus possible et un modèle non linéaire est nécessaire pour calculer les nouveaux niveaux de bruit. Ces équations nous permettront de valider le fonctionnement d'un modèle électromécanique que nous présenterons au cours du second chapitre.

VI. CONCLUSION

Ce chapitre a été dédié à la présentation générale des dispositifs micro-électromécaniques et de leurs propriétés (mécaniques et électriques) actuelles.

Nous avons présentés leurs propriétés mécaniques, notamment les forces mises en œuvre au cours de l'actionnement ainsi que l'équation décrivant le mouvement des membranes mobiles. Nous avons également décrit leurs propriétés électriques et vu les schémas électriques équivalents des structures les plus répandues.

Cette étude fut également complétée par une présentation de la tenue en puissance et des phénomènes parasites tels que, l'intermodulation et le bruit de phase.

Les travaux que nous avons menés durant ces trois années de doctorat, furent principalement consacrés à la modélisation, la conception, la fabrication et la caractérisation de dispositifs microélectromécaniques pour les télécommunications. Dans le prochain chapitre, nous présenterons des modélisations électromagnétiques et électromécaniques de structures microélectromécaniques, et dans le troisième chapitre, nous détaillerons la conception, la fabrication et la caractérisation et de filtres accordables fondés sur les micro-technologies.

CHAPITRE II

Modélisation des micro-commutateurs

et des varactors

INTRODUCTION

Les outils de modélisation électromagnétique sont couramment utilisés lors des phases de conception et d'optimisation des caractéristiques électriques. Par contre, les modèles intégrés aux logiciels de simulation « circuit » qui décrivent le comportement électromécanique des dispositifs à base de micro-dispositifs sont peu répandus.

Ce chapitre présente notre travail de modélisation électromagnétique et électromécanique de micro-composants RF sur des structures fabriquées au CEA-LETI et à l'IRCOM. Dans un premier temps, nous nous intéresserons à la modélisation électromagnétique. Deux types de modélisation seront utilisés : la méthode des éléments finis et la méthode des moments. La modélisation par la méthode des éléments finis sera appliquée à la conception d'un micro-commutateur ohmique dans le cadre du projet RMNT MIRA (Micro-commutateur Radiofréquences). La méthode des moments sera appliquée à la conception de micro-commutateurs ohmiques dans le cadre d'un projet CNES et également pour la conception d'une matrice de routage, toujours sur une technologie du LETI.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous présenterons un modèle électromécanique implémenté dans un logiciel de simulation « circuit ». Nous verrons les différents types de simulation qu'il permet de réaliser ainsi que les informations qu'il peut fournir sur les comportements électrique et mécanique des dispositifs étudiés.

A la fin du chapitre, une méthodologie de modélisation électromécanique applicable à tous les types de structures RF, sera présentée. Elle sera illustrée de résultats de simulation comparés à des résultats expérimentaux.

I. MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE

I.1 INTRODUCTION SUR LES METHODES DE MODELISATION ELECTROMAGNETIQUES

La modélisation électromagnétique occupe une part importante de la conception des micro-commutateurs, c'est en effet le seul moyen fiable d'optimiser les caractéristiques électriques des micro-dispositifs. Les méthodes de modélisation électromagnétiques sont de plus en plus répandues et sont relativement simples à mettre en œuvre. Les méthodes utilisables sont principalement la méthode des lignes, la méthode des moments et la méthode des éléments finis [1], [9], [13], [35], [36], [44], [45], [68]-[72].

Nous avons utilisé la méthode des éléments finis et la méthode des moments que nous avons appliquées à la conception et à l'optimisation de micro-commutateurs fabriqués par le CEA-LETI.

Les procédés de fabrication des différentes structures étudiées dans cette partie de modélisation électromagnétique sont protégés par des clauses de confidentialité et ne seront donc pas reportés dans ce document.

I.2 STRUCTURE DES MICRO-COMMUTATEURS FABRIQUES AU LETI

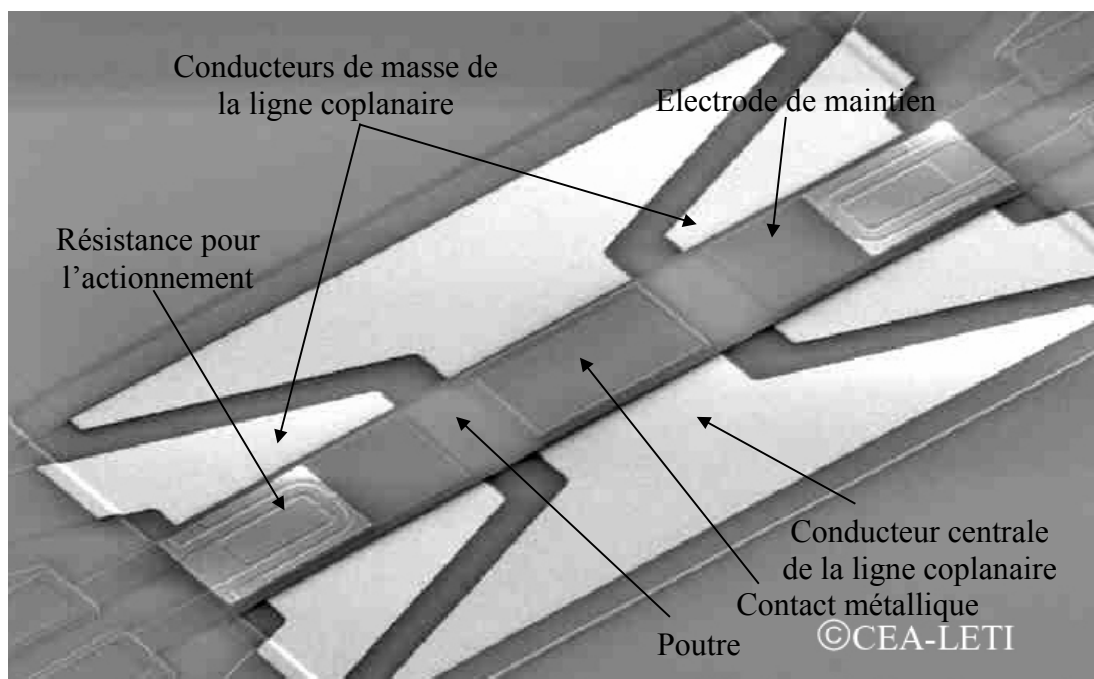


Figure II.1 : Photographie au microscope électronique à balayage d'un composant micro-électromécanique fabriqué au LETI

Toutes les structures sont réalisées sur des lignes coplanaires et dans chaque cas, la partie mobile est un diélectrique (SiN) sous laquelle est disposée une électrode métallique. Lorsque la poutre est actionnée, elle se déforme et l'électrode métallique entre en contact (ohmique) avec la ligne coplaire permettant ainsi la commutation. Nous verrons deux configurations différentes de micro-commutateurs.

La première sera de type série avec une ligne coplaire coupée au niveau du conducteur central. Dans ce cas, lorsque la poutre du commutateur est levée, celui-ci est à l'état bloqué. Lorsque la poutre est actionnée, l'électrode métallique vient fermer le conducteur central de la ligne coplaire, le micro-commutateur est alors passant.

La seconde configuration étudiée est de type parallèle avec une ligne coplaire continue cette fois-ci. Cela signifie que le micro-commutateur est à l'état passant lorsque la poutre est relevée. Lorsqu'elle est actionnée, l'électrode métallique située sous la poutre vient court-circuiter le conducteur central avec les conducteurs de masse de la ligne coplaire. Le micro-commutateur se trouve alors à l'état bloqué. Deux types d'actionnement différents seront utilisés : un actionnement électrothermique dans le projet MIRA, et un actionnement électrostatique dans le projet CNES.

1.2.1. STRUCTURE A ACTIONNEMENT ELECTROTHERMIQUE DU LETI

Les micro-commutateurs que nous avons étudiés dans le cadre du projet MIRA sont à actionnement électrothermique et maintien électrostatique. Ce type d'actionnement permet d'obtenir un mouvement de la poutre pour des tensions de polarisation faibles tout en conservant une constante de raideur importante. En effet pour pouvoir faire passer de la puissance RF importante la poutre doit avoir une constante de raideur élevée (voir équations I.6 et I.7). Le fonctionnement de l'actionnement électrothermique est le suivant : un courant est injecté dans deux résistances situées de part et d'autre de la poutre. Par effet Joule, on obtient un échauffement local qui se transmet par conduction aux matériaux environnant. Les plots d'actionnement en aluminium sont situés dans cette zone. Par différence de température entre ces plots et la poutre (principe du bilame), on obtient une force mécanique qui déforme la poutre jusqu'à ce que l'électrode métallique située sous la poutre vienne en butée sur la ligne coplaire (figure II.1). Les électrodes de maintien supérieures sont dans la poutre. Elles sont situées à proximité des résistances de chauffage, en regard avec les plans de masse de la ligne coplaire qui jouent le rôle d'électrodes de maintien inférieures. Une fois la poutre

déformée par effet de contraintes thermoélastique différentielle, un potentiel est appliqué aux électrodes supérieures. La force électrostatique ainsi générée maintient le contact fermé (figures II.2 et II.3).

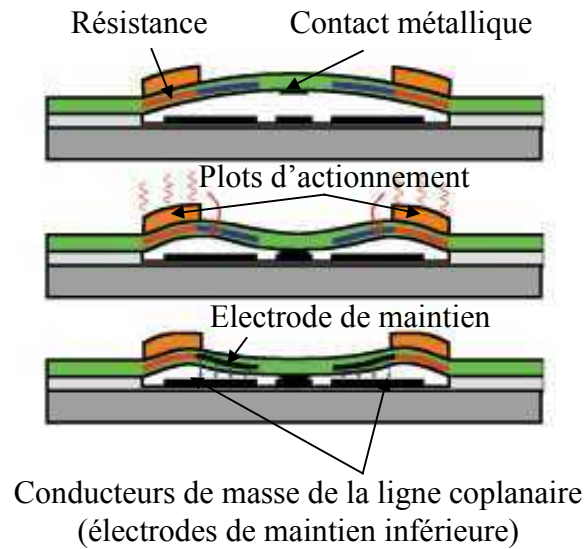


Figure II.2 : Schéma et principe de fonctionnement d'un micro-commutateur à actionnement électrothermique et maintien électrostatique

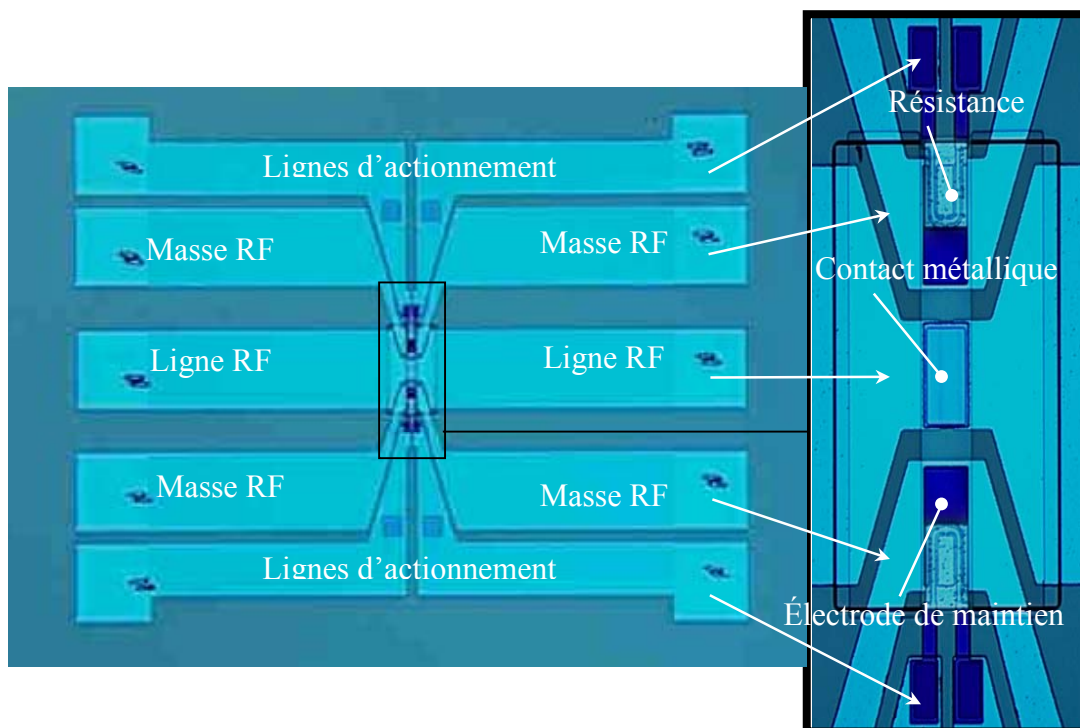
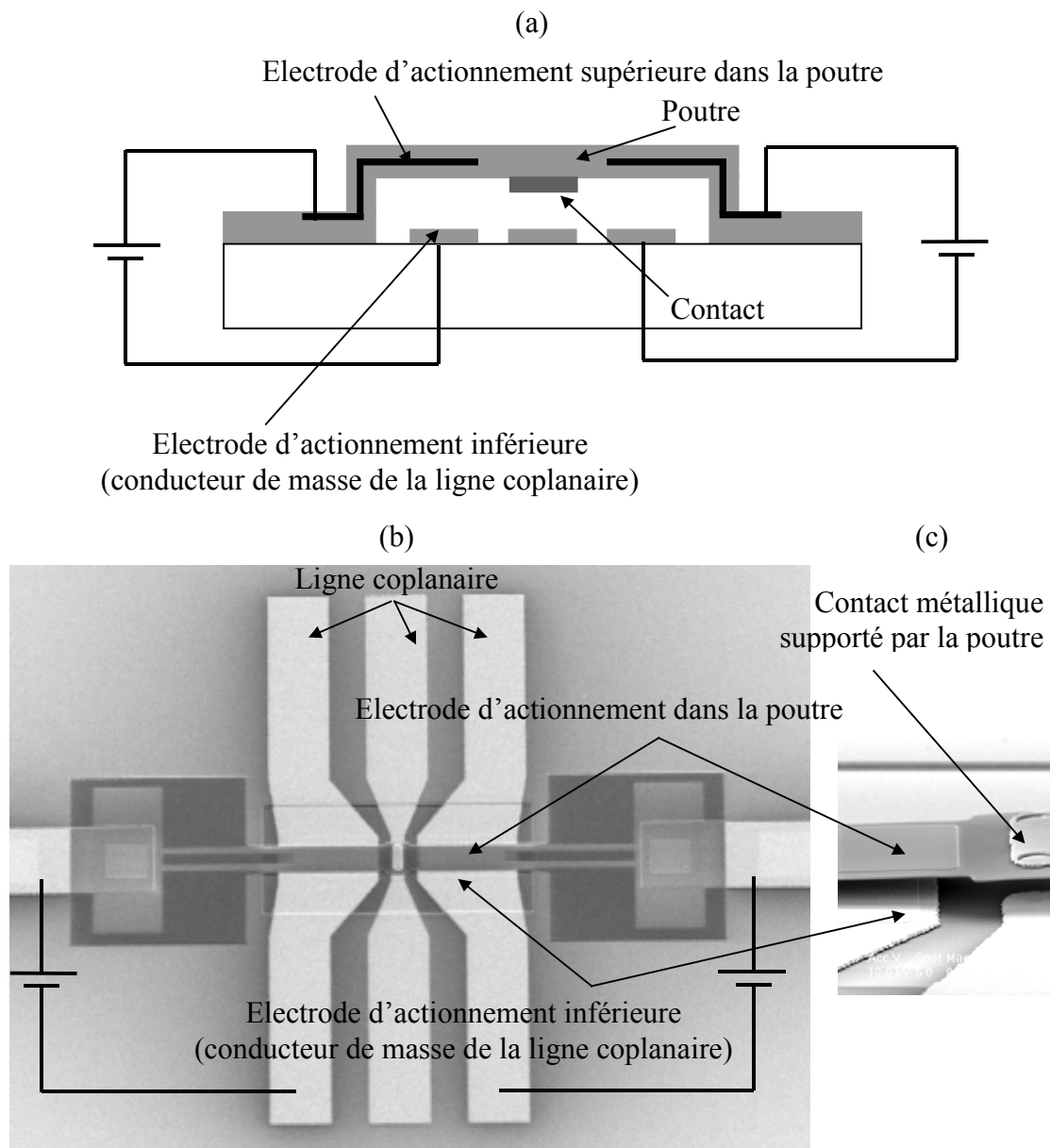


Figure II.3 : Micro-photographie du micro-commutateur MIRA

I.2.2. STRUCTURE A ACTIONNEMENT ELECTROSTATIQUE DU LETI

Les micro-commutateurs que nous avons étudiés dans le cadre du projet CNES sont à actionnement électrostatique. Les électrodes d'actionnement inférieures sont les plans de masse de la ligne coplanaire. Les électrodes d'actionnement supérieures sont situées à l'intérieur de la poutre et sont en regard avec les plans de masse de la ligne coplanaire. En appliquant une différence de potentiel entre les électrodes inférieures et les électrodes supérieures, une force électrostatique est induite. Elle déforme la poutre jusqu'à ce que le contact métallique situé sous la poutre arrive en butée sur la ligne coplanaire, ce qui provoque la commutation (figure II.3).



**Figure II.4 : (a) Schéma de la structure à actionnement électrostatique
(b) et (c) Vue au microscope électronique à balayage d'un commutateur
à actionnement électrostatique**

I.3 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS :

APPLICATION AU MICRO-COMMUTATEUR MIRA FABRIQUE AU LETI

I.3.1. STRUCTURES ETUDIEES

Avec le logiciel fondé sur la méthode des éléments finis développé en interne à l'IRCOM par Michel Aubourg, nous avons utilisé une modélisation 3D, ce qui implique une discrétisation volumique des structures étudiées.

Le micro-commutateur étudié est de type série avec un actionnement électrothermique et un maintien électrostatique. La bande d'étude s'étend de 0,9 à 3 GHz.

Nous avons étudié deux géométries différentes : une structure à entrefer perpendiculaire et une structure à entrefer parallèle (figure II.5).

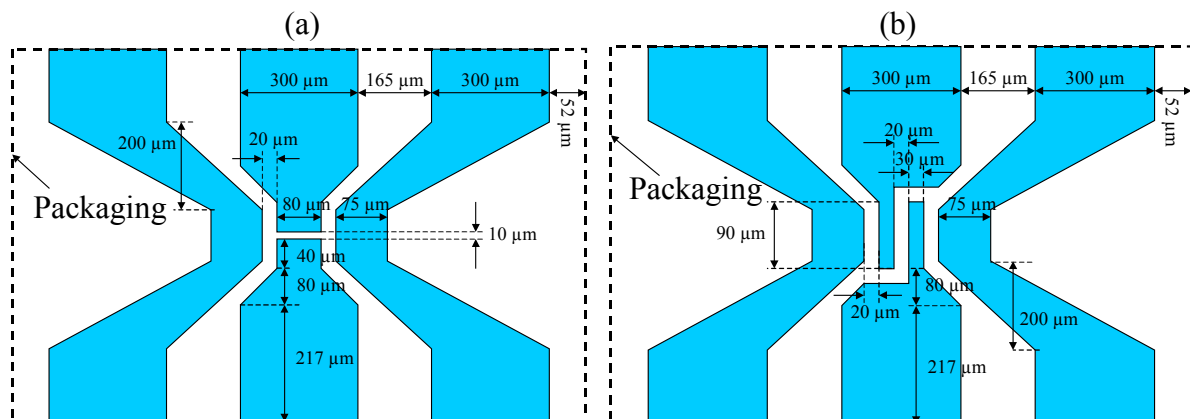


Figure II.5 : (a) Structure à entrefer perpendiculaire – (b) Structure à entrefer parallèle

Les simulations ont servi à optimiser les pertes d'insertion (état passant) et l'isolation (état bloqué). La résistance de contact n'a pas été prise en compte lors des simulations électromagnétiques des pertes d'insertion, car ce niveau varie avec la qualité du contact ohmique difficilement reproductible en fabrication, il varie en moyenne de 0,5 à 3 Ω . Les résultats obtenus nous ont tout de même permis d'optimiser les dimensions de la structure comme la longueur de la transition et la largeur des conducteurs de la ligne coplanaire sous la poutre. Nous ne détaillerons donc que les résultats de simulation sur l'isolation. Les

dimensions des structures optimisées sont détaillées en figure II.5. Pour diminuer les pertes d'insertion, la largeur des lignes sous la poutre et la transition sont dimensionnées de façon à ce que la ligne reste adaptée à 50Ω . L'isolation dépend de la largeur des lignes sous la poutre, en effet, l'isolation est meilleure lorsque les dimensions transversales de la ligne sont petites. Cependant, les pertes d'insertion augmentent lorsque la largeur des lignes diminue. Les dimensions définitives résultent d'un compromis entre isolation et pertes d'insertion.

Les isolations simulées sont présentées en figure II.6. L'isolation présentée par la structure perpendiculaire est de 24,5 dB et celle présentée par la structure parallèle est de 22 dB. Ces résultats sont logiques, en effet, les surfaces en vis à vis dans la structure à entrefer perpendiculaire sont plus faibles, la capacité responsable du couplage parasite est plus petite et par conséquent l'isolation est meilleure.

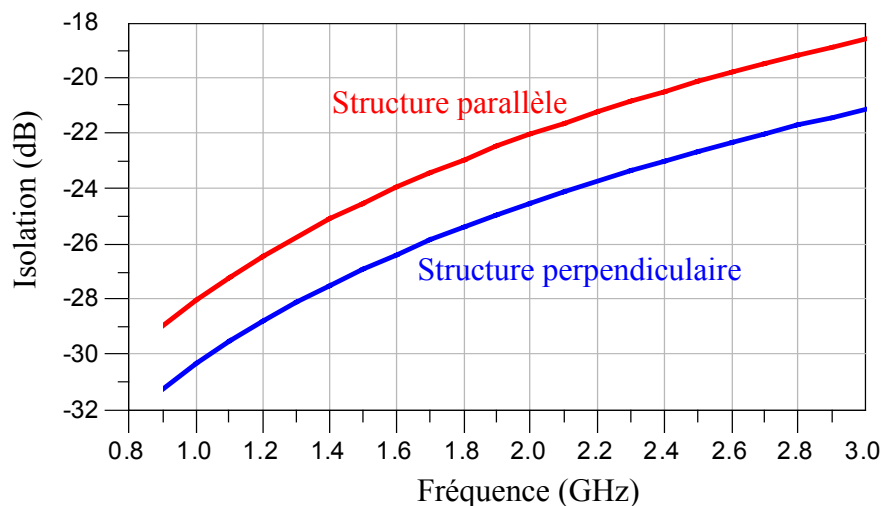
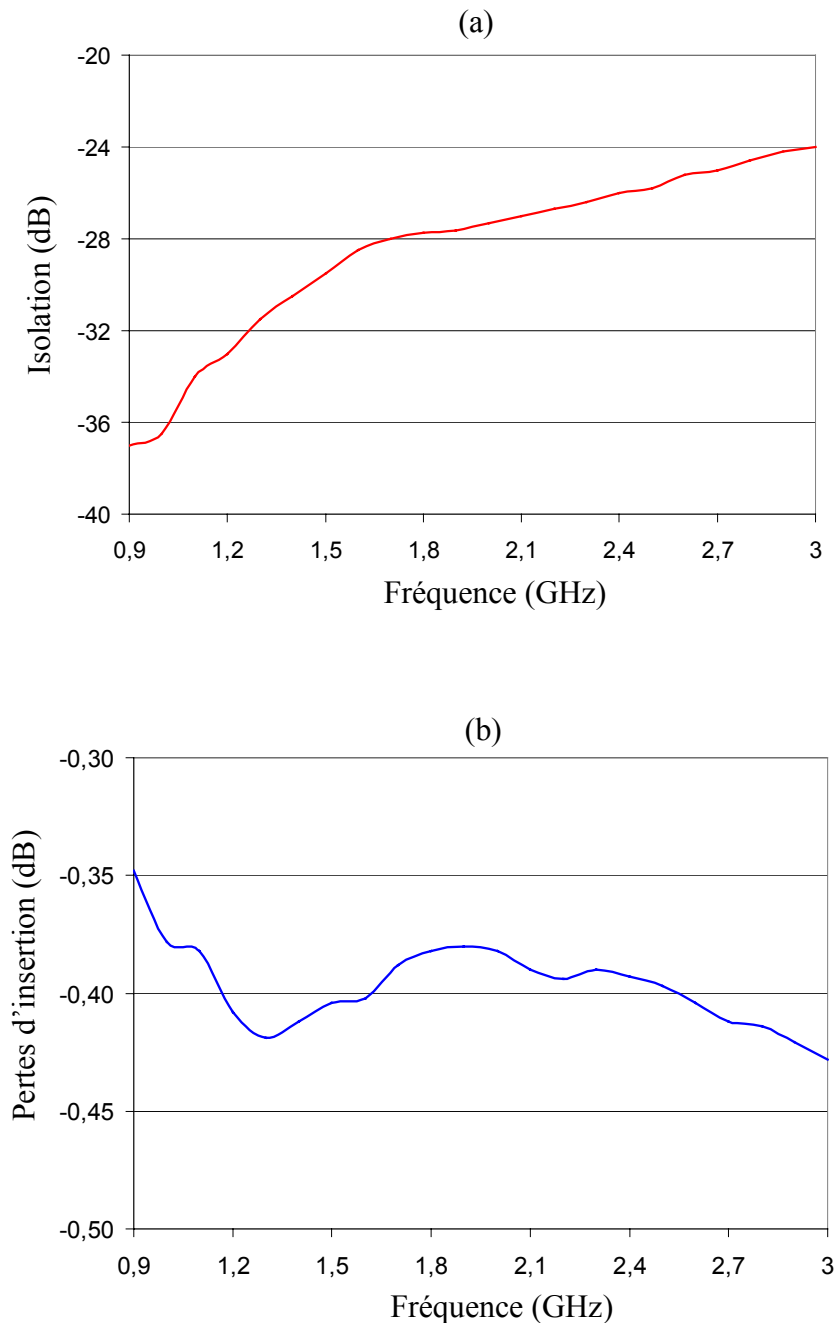


Figure II.6 : Isolation des structures perpendiculaires et parallèles

Les résultats de mesure d'un micro-commutateur à entrefer perpendiculaire sont présentés en figure II.7. A 2 GHz, l'isolation mesurée est de 27,3 dB et les pertes d'insertion sont de 0,4 dB.



**Figure II.7 : Résultats de mesure du micro-commutateur MIRA
(a) isolation à l'état bloqué – (b) pertes d'insertion à l'état passant**

Les résultats de simulation sont en bon accord avec les résultats de mesure. La différence est principalement due à la grande difficulté de mailler correctement une telle structure pour la simulation électromagnétique 3D. Comme le montre la figure II.8, les épaisseurs des couches sont très petites par rapport aux dimensions globales du circuit, ce qui entraîne une discrétisation volumique de qualité moyenne (figure II.9).

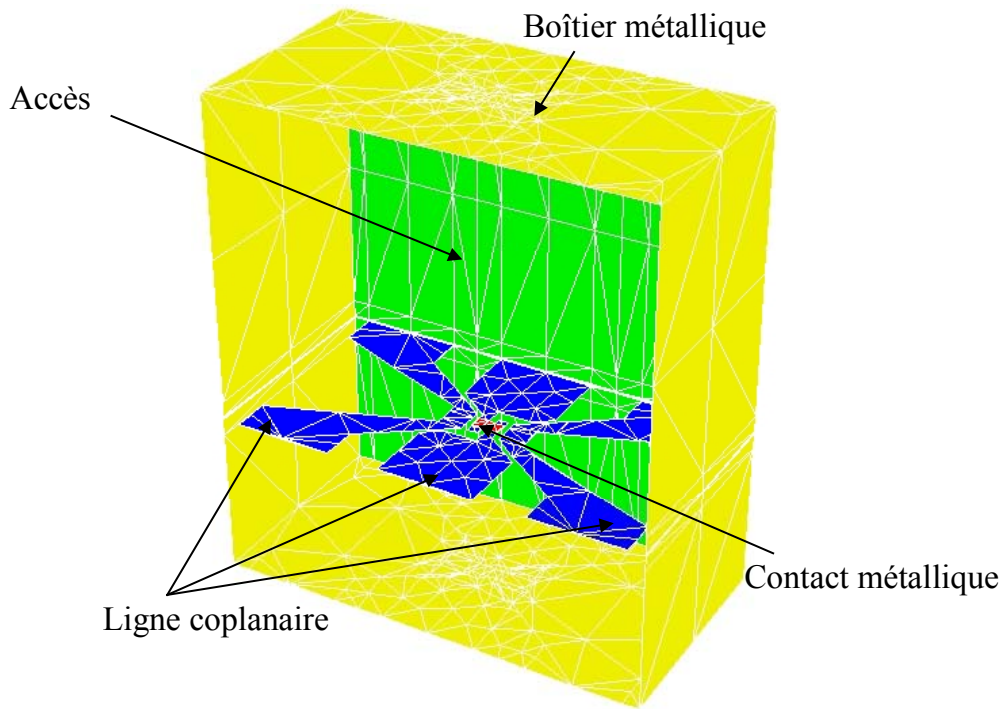


Figure II.8 : Structure 3D du micro-commutateur utilisée pour la simulation électromagnétique

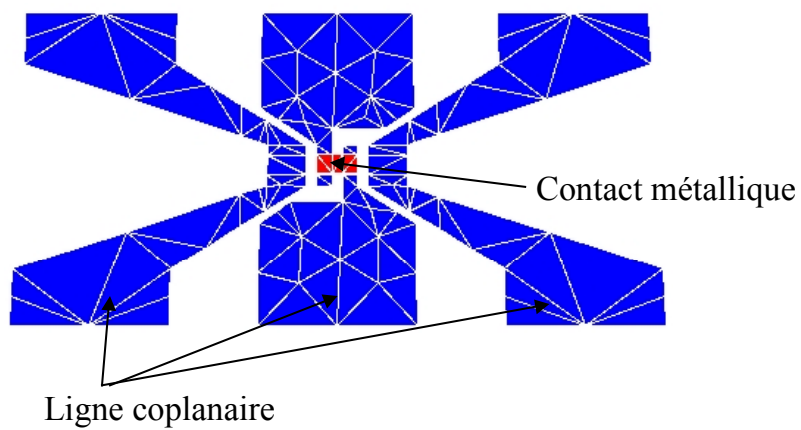


Figure II.9 : Maillage généré pour la simulation électromagnétique

I.3.2. OPTIMISATION DU MICRO-COMMUTATEUR MIRA

L'optimisation géométrique a été réalisée sur la forme de l'entrefer. Comme le montre la figure II.10, nous avons arrondi les arêtes pour diminuer les capacités en vis-à-vis et ainsi augmenter l'isolation.

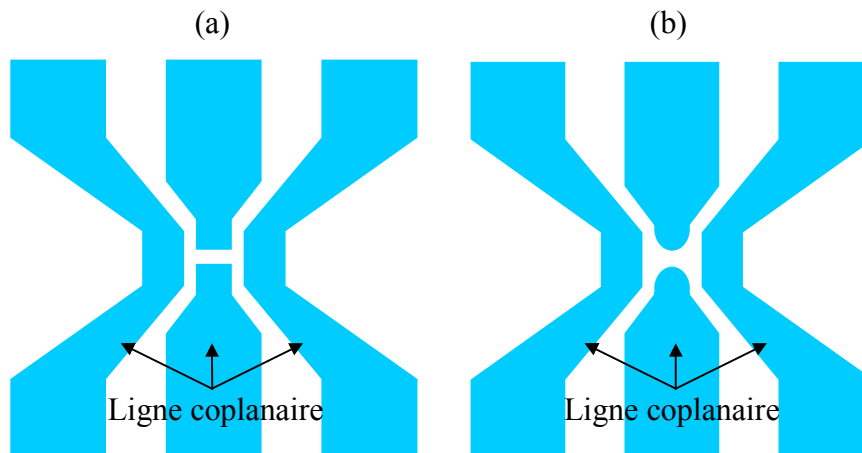


Figure II.10 : (a) entrefer non optimisé – (b) entrefer optimisé

Cette optimisation géométrique a été associée à une optimisation des procédés de fabrication.

En fait, c'est surtout l'amélioration des procédés technologiques qui a permis un gain d'une dizaine de dB sur l'isolation. Par exemple, l'augmentation de la hauteur de la poutre permet de diminuer le couplage électromagnétique entre les lignes et le contact métallique, et ainsi contribue à l'amélioration de l'isolation.

Les résultats de mesure des structures optimisées sont présentés en figure II.11. A 2 GHz, l'isolation mesurée est de 51,6 dB à l'état bloqué et les pertes d'insertion mesurées à l'état passant sont de 0,3 dB [75]-[78].

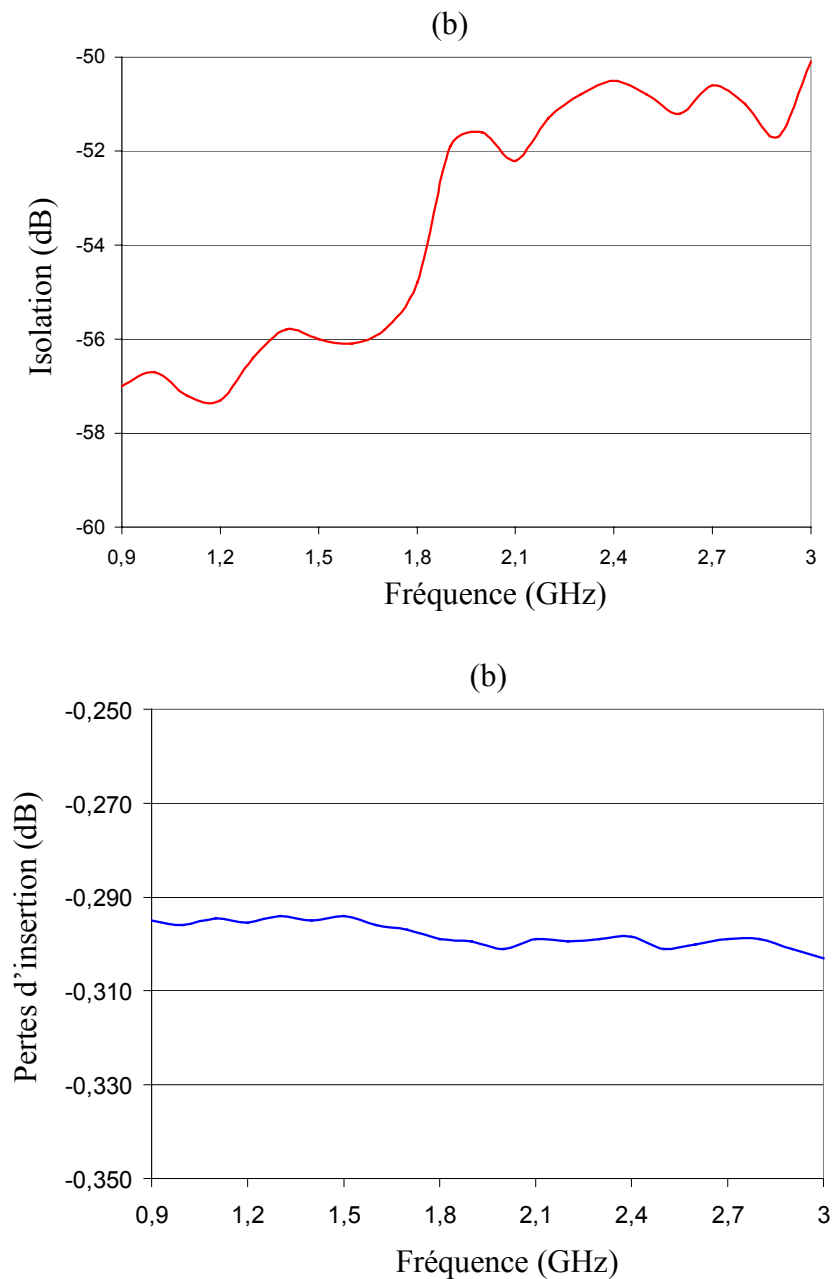


Figure II.11 : Résultats de mesure du micro-commutateur MIRA optimisé
(a) isolation à l'état bloqué – (b) pertes d'insertion à l'état passant

Les caractéristiques du micro-commutateur MIRA optimisé dépassent les spécifications requises pour un micro-commutateur devant être utilisé pour la commutation de bande (GSM/DCS à UMTS). Les spécifications et les caractéristiques mesurées sont données dans le tableau II-1.

	<i>spécifications pour la commutation de bande en émission</i>	<i>Caractéristiques mesurées</i>
<i>Pertes d'insertion</i>	< 0,5 dB	0,3 dB
<i>Isolation</i>	> 30 dB	> 50 dB
<i>Temps de commutation</i>	< 10 ms	300 μ s
<i>Nombre de cycle</i>	10^6	$80 \cdot 10^6$
<i>Tension de commande</i>	2,7 V	2 V
<i>Courant consommé lors de la commutation</i>	10 mA	10 mA
<i>Tension de maintien</i>	≤ 50 V	40 V
<i>Taille</i>	< 3 mm x 3 mm x 1 mm	2,13 mm x 2,13 mm x <1 mm

Tableau II-1

**Spécifications pour la commutation de bande
et caractéristiques du micro-commutateur MIRA**

**I.4 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE PAR LA METHODE DES MOMENTS :
APPLICATION AUX MICRO-COMMUTATEURS ET A UNE MATRICE DE ROUTAGE
FABRIQUES AU LETI**

I.4.1. PRESENTATION GENERALE DES DISPOSITIFS ETUDIES

Nous avons étudié des micro-commutateurs à actionnement électrostatique qui fonctionnent en bande Ka (27-31 GHz). Ils pourraient servir pour effectuer des opérations de redondance d'amplificateurs faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) dans les systèmes de télécommunications embarqués (figure II.12).

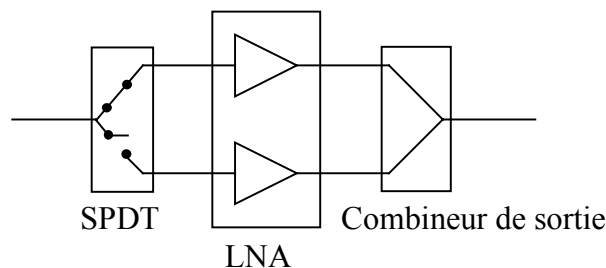


Figure II.12 : Schéma d'un module de réception redondé

La figure II.13 présente les différentes configurations envisagées, pour réaliser des dispositifs avec une voie en entrée et deux voies en sortie couramment appelé SPDT (Single Pole Double Throw).

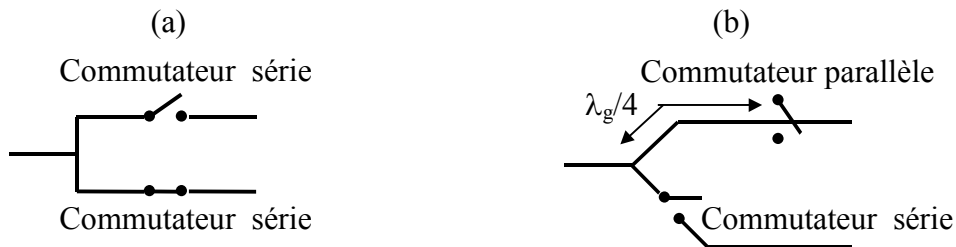


Figure II.13 : Configurations envisagées pour réaliser des opérations de redondance

Les objectifs sont une isolation de 20 à 25 dB, des pertes d'insertion inférieures à 0,5 dB et une adaptation supérieure à 15 dB pour chaque micro-commutateur aux fréquences allant jusqu'à 31 GHz.

Sur la même technologie, nous avons développé une matrice de routage. L'étude de la matrice de routage à été réalisée dans le cadre d'un projet CNES. L'idée est de développer une matrice à quatre accès qui fonctionne avec des micro-commutateurs et qui permet de faire du routage de signal en bande de base. Le type de commutation que nous avons étudié est présenté en ure II.14.

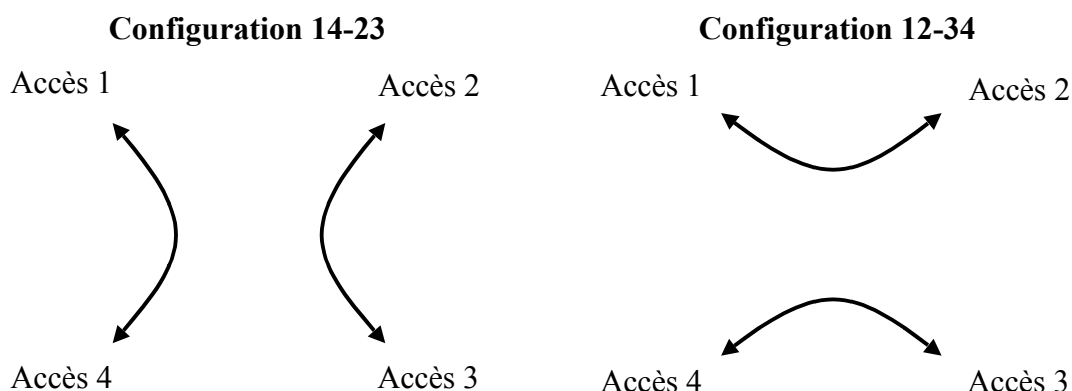


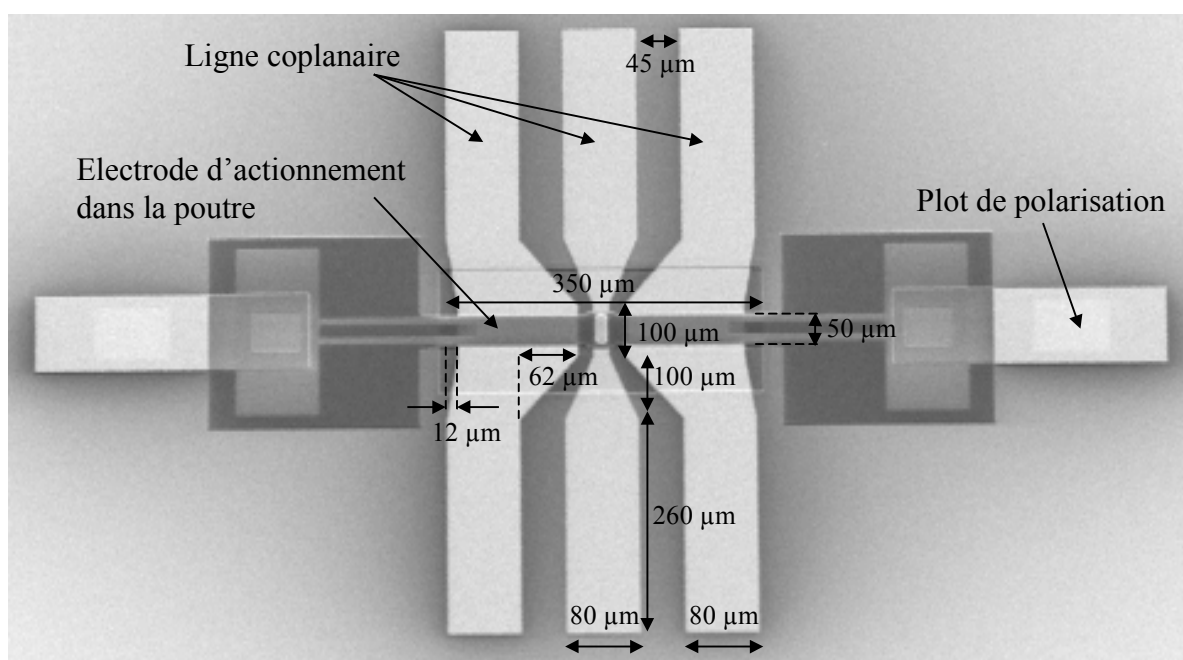
Figure II.14 : Principe de commutation de la matrice

L'intérêt de cette configuration est de ne requérir que trois poutres pour réaliser quatre commutations. Ceci permet de concevoir un dispositif de petite taille.

A l'IRCOM, nous avons réalisé la conception et les mesures RF. La conception a été faite à l'aide d'une modélisation électromagnétique 2D1/2 fondée sur la méthode des moments (Agilent Momentum). Nous avons étudié quatre structures de micro-commutateurs, une série, une "isostatique", une "hyperstatique" et une "série-masse". Les propriétés de ces structures et celles de la matrice de routage sont données dans la suite de ce chapitre.

I.4.2. MICRO-COMMUTATEUR SERIE

La figure II.15 présente la structure et les dimensions du micro-commutateur série. Les dimensions optimales ont été déterminées grâce à l'étude de l'isolation, des pertes d'insertion et du coefficient de réflexion à l'état passant. Les paramètres optimisés sont la longueur de la transition et la largeur des lignes. Les dimensions des lignes sont choisies de façon à ce que l'impédance reste adaptée à 50Ω pour diminuer les pertes d'insertion. Les lignes de masse sous la poutre sont plus larges car elles servent d'électrodes d'actionnement. Plus elles sont larges, plus la tension d'actionnement sera basse. Le léger renflement dans le plan de masse est destiné aux ancrages de la poutre. La longueur de la ligne coplanaire est la longueur minimale qui permet de placer un cordon de scellement nécessaire au report d'un boîtier de protection. Nous n'avons pas tenu compte de la résistance de contact lors des simulations car elle est difficilement prévisible avant la fabrication. De même, les électrodes d'actionnement n'ont pas été prises en compte car leur présence ne modifie pas les propriétés électrique du micro-commutateur jusqu'à 31 GHz.



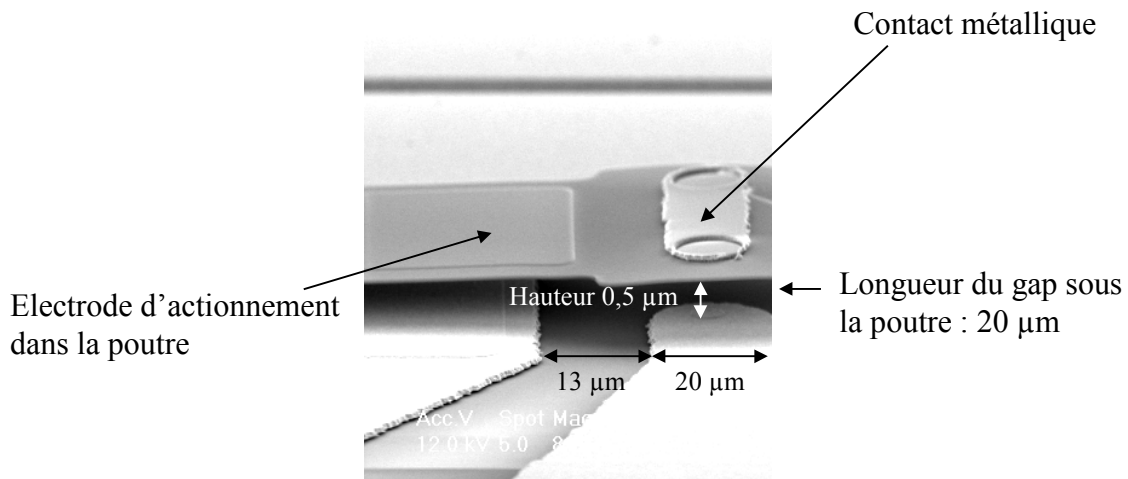


Figure II.15 : Photos au microscope électronique à balayage du micro-commutateur série

Les résultats de simulation et de mesure sont présentés en figure II.16. A l'état bloqué, l'isolation simulée est de 39 dB à 5 GHz et 21 dB à 31 GHz. L'isolation mesurée est de 35 dB à 5 GHz et 22 dB à 31 GHz. Les pertes d'insertion mesurées à l'état passant sont de 0,2 dB à 5 GHz et 0,6 dB à 31 GHz. La tension de commutation est de 30 V, mais pour optimiser la résistance de contact à l'état passant, nous avons appliqué une tension de 40 V. En effet, si on augmente la pression sur le point de contact, la résistance de contact diminue, et donc les pertes d'insertion sont plus faibles.

Les mesures sont réalisées sur des structures non capotées, elles sont en bon accord avec les simulations excepté à l'état passant.

La différence entre les simulations et les mesures au niveau des pertes d'insertion est due au fait nous n'avons pas tenu compte de la résistance de contact lors des simulations. Cette résistance série de contact est extraite grâce à la comparaison des pertes d'insertion du micro-commutateur à l'état ON avec les pertes d'insertion d'une structure de test fabriquée à l'état passant. La faible résistance de contact extraite est de 1 Ω .

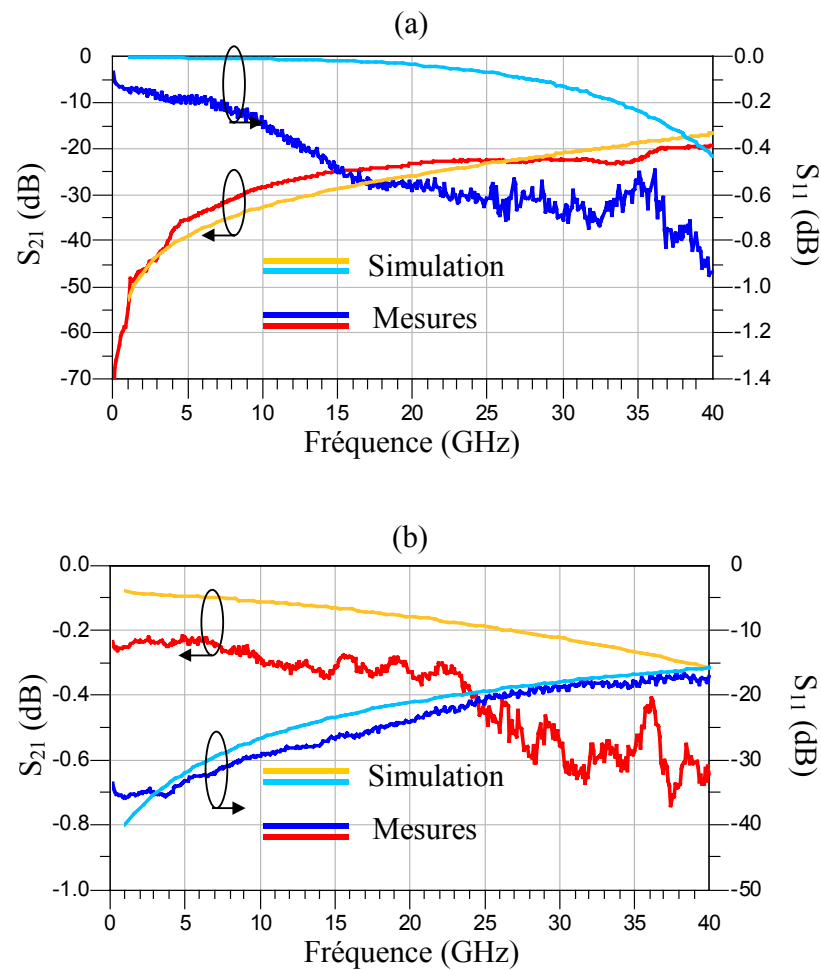
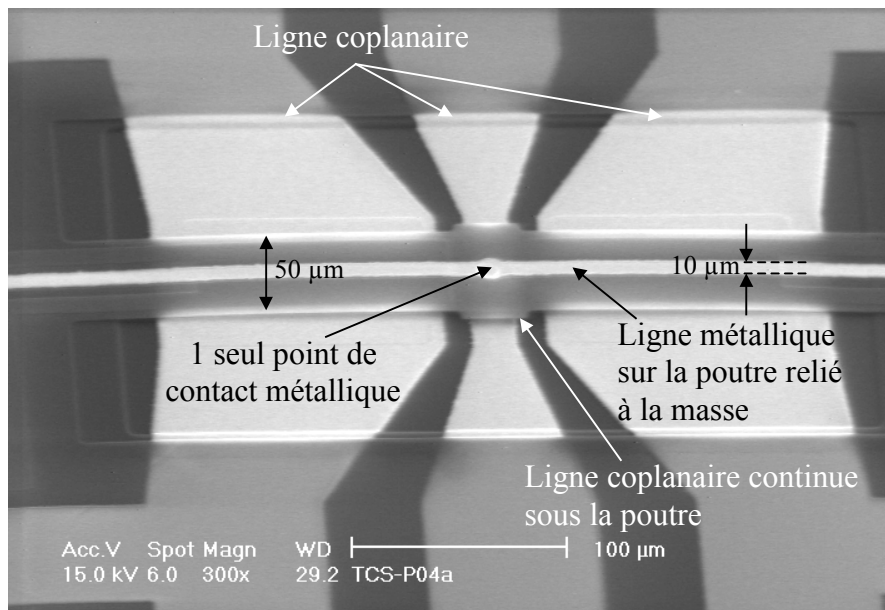


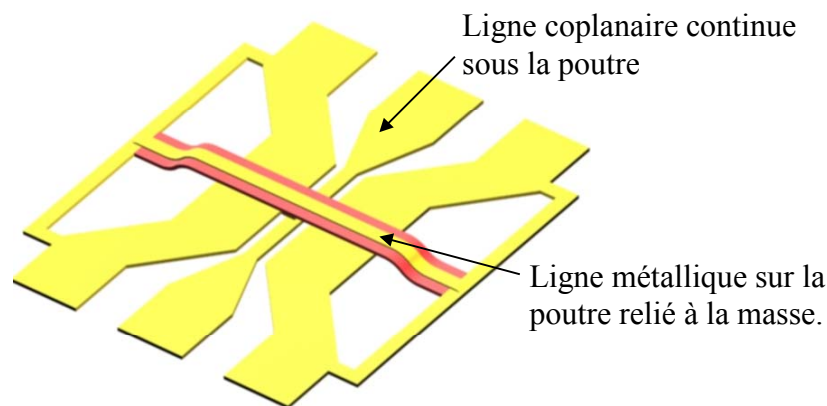
Figure II.16 : Simulations et mesures du commutateur série
(a) état bloqué – (b) état passant

I.4.3. MICRO-COMMUTATEUR ISOSTATIQUE

C'est un micro-commutateur parallèle (poutre levée = état passant). Il fonctionne avec un seul point de contact métallique situé entre le conducteur central de la ligne coplanaire et l'électrode métallique située sous la poutre. Cette électrode est reliée au plan de masse de la ligne coplanaire par une ligne métallique qui passe sur la poutre comme le montre la figure II.17. Nous n'avons pas pris en compte la résistance de contact lors des simulation (voir paragraphe I.4.2).



(a)



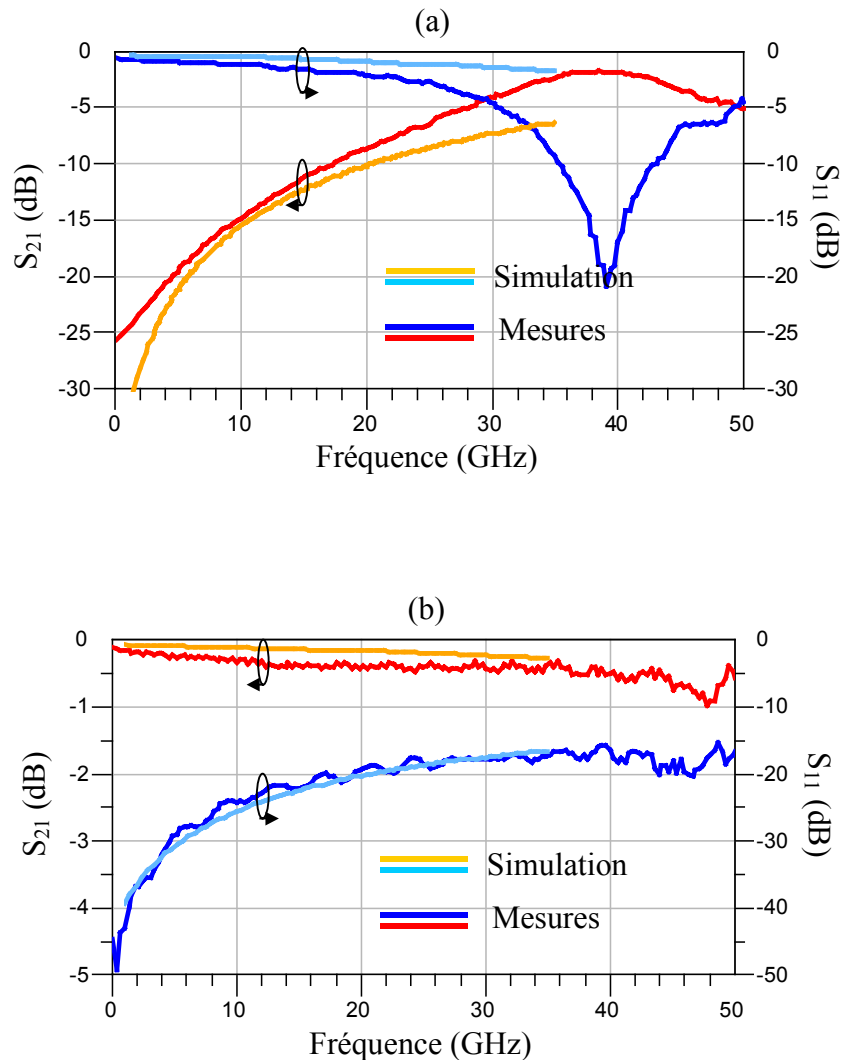
(b)

Figure II.17 : (a) photo au microscope électronique à balayage et dimensions du micro-commutateur isostatique – (b) schéma du micro-commutateur isostatique

Les dimensions du micro-commutateur optimisé (même optimisation que celle du micro-commutateur série) sont détaillées en figure II.17 et en figure II.15 pour les dimensions des lignes.

Les résultats de simulation et de mesure sont présentés en figure II.18. L'isolation simulée est de -28 dB à 2 GHz et -22 dB à 5 GHz, l'isolation mesurée est de -23 dB à 2 GHz et -19 dB à 5 GHz. Les pertes d'insertion mesurées sont de 0,3 dB à 5 GHz. Cette structure fonctionne bien jusqu'à 5 GHz, mais son efficacité s'écroule aux hautes fréquences. Cela est dû

à la ligne métallique au-dessus de la poutre qui est supposée court-circuiter la ligne coplanaire. Cette ligne se comporte comme une self inductance qui bloque les hautes fréquences et empêche ainsi le court-circuit. En effet, à 31 GHz, l'isolation n'est plus que de 2,5 dB.



**Figure II.18 : Simulations et mesures du micro-commutateur isostatique
(a) état bloqué – (b) état passant**

La tension d'actionnement pour ces structures est de 30 V, nous avons mesuré les paramètres S avec une polarisation de 40 V pour diminuer la résistance de contact et ainsi améliorer l'isolation. On pourra remarquer que la simulation n'avait pas prévu la résonance à 38 GHz. Cela est dû à une mauvaise évaluation de l'effet inductif généré par la ligne sur la poutre.

I.4.4. MICRO-COMMUTATEUR HYPERSTATIQUE

C'est également un micro-commutateur parallèle. A l'état bloqué, l'isolation est obtenue lorsque l'électrode vient court-circuiter la ligne coplanaire. Ce micro-commutateur fonctionne avec trois points de contact métallique. L'électrode située sous la poutre a été modifiée, c'est elle qui va mettre en contact le conducteur central avec les conducteurs de masse de la ligne coplanaire comme le montre la figure II.19. Les dimensions du micro-commutateur optimisé de la même façon que les précédents sont présentées en figure II.19 et II.15 pour les dimensions des lignes coplanaire. Nous n'avons ni tenu compte de la résistance de contact ni des électrode d'actionnement lors des simulations (voir paragraphe I.4.2).

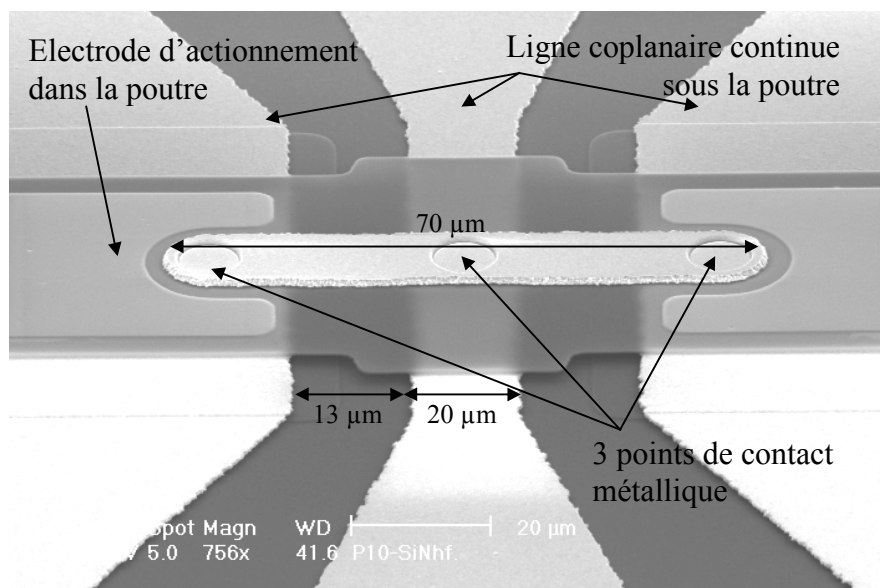
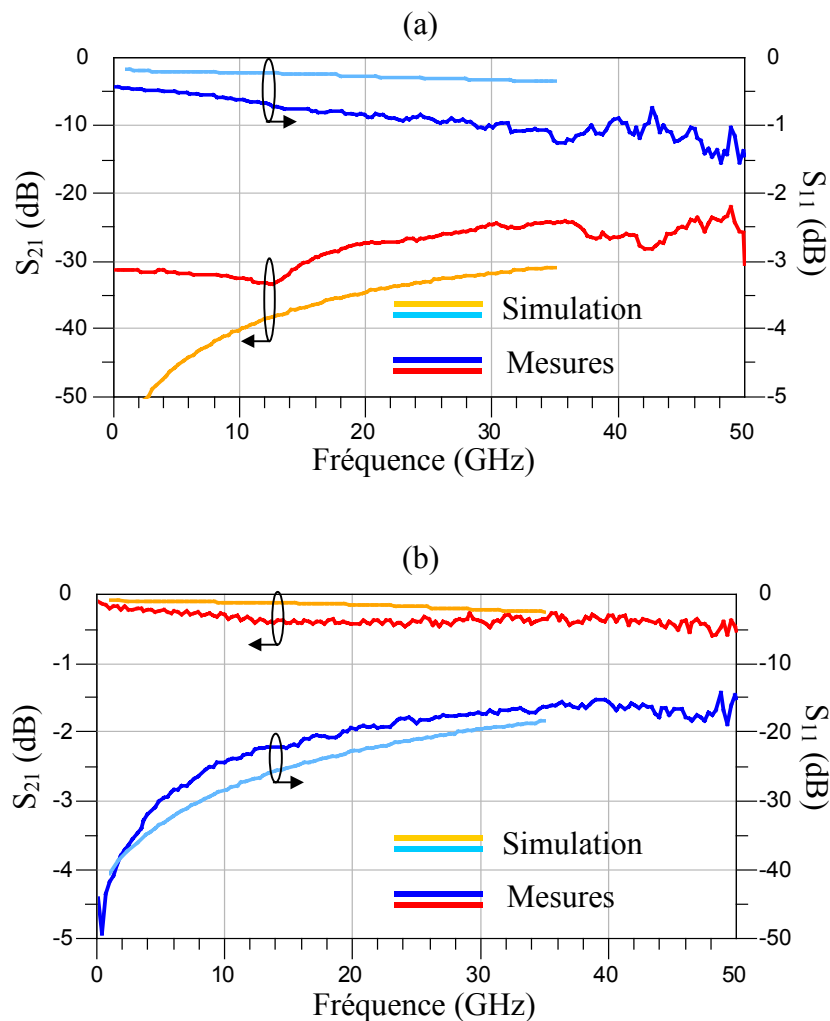


Figure II.19 : Photo au microscope électronique à balayage et dimensions du micro-commutateur hyperstatique

Les résultats de simulation et de mesure sont présentés en figure II.20. L'isolation simulé est de 46 dB à 5 GHz et 32 dB à 31 GHz ; l'isolation mesurée est de 32 dB à 5 GHz et de 25 dB à 31 GHz. Les pertes d'insertion mesurées sont de 0,2 dB à 5 GHz et de 0,4 dB à 31 GHz.

La différence entre les simulations et les mesures est liée au fait que la résistances de contact n'est pas prise en compte lors des simulations. Cela se remarque notamment au niveau de l'isolation mesurée où nous observons l'effet résistif à basse fréquence (aplanissement de la courbe) du contact avec l' isolation ou fréquences inférieures à 5 GHz qui est inférieure à l'isolation simulée. La tension de commutation mesurée est de 30 V ; nous avons mesuré le

micro-commutateur avec une polarisation de 40 V pour optimiser les contacts métalliques et ainsi améliorer l'isolation.



**Figure II.20 : Simulation et mesure du micro-commutateur hyperstatique
(a) état bloqué – (b) état passant**

1.4.5. MICRO-COMMUTATEUR SERIE-MASSE

C'est un micro-commutateur de type série qui présente soit un circuit ouvert, soit un court-circuit. Cette structure ressemble au micro-commutateur série présenté au chapitre II paragraphe I.4.2, sauf que cette fois, l'électrode métallique se referme directement sur le plan de masse de la ligne coplanaire comme le montre la figure II.21.

La structure a été optimisée de la même façon que les précédentes, ses dimensions sont données en figure II.21.

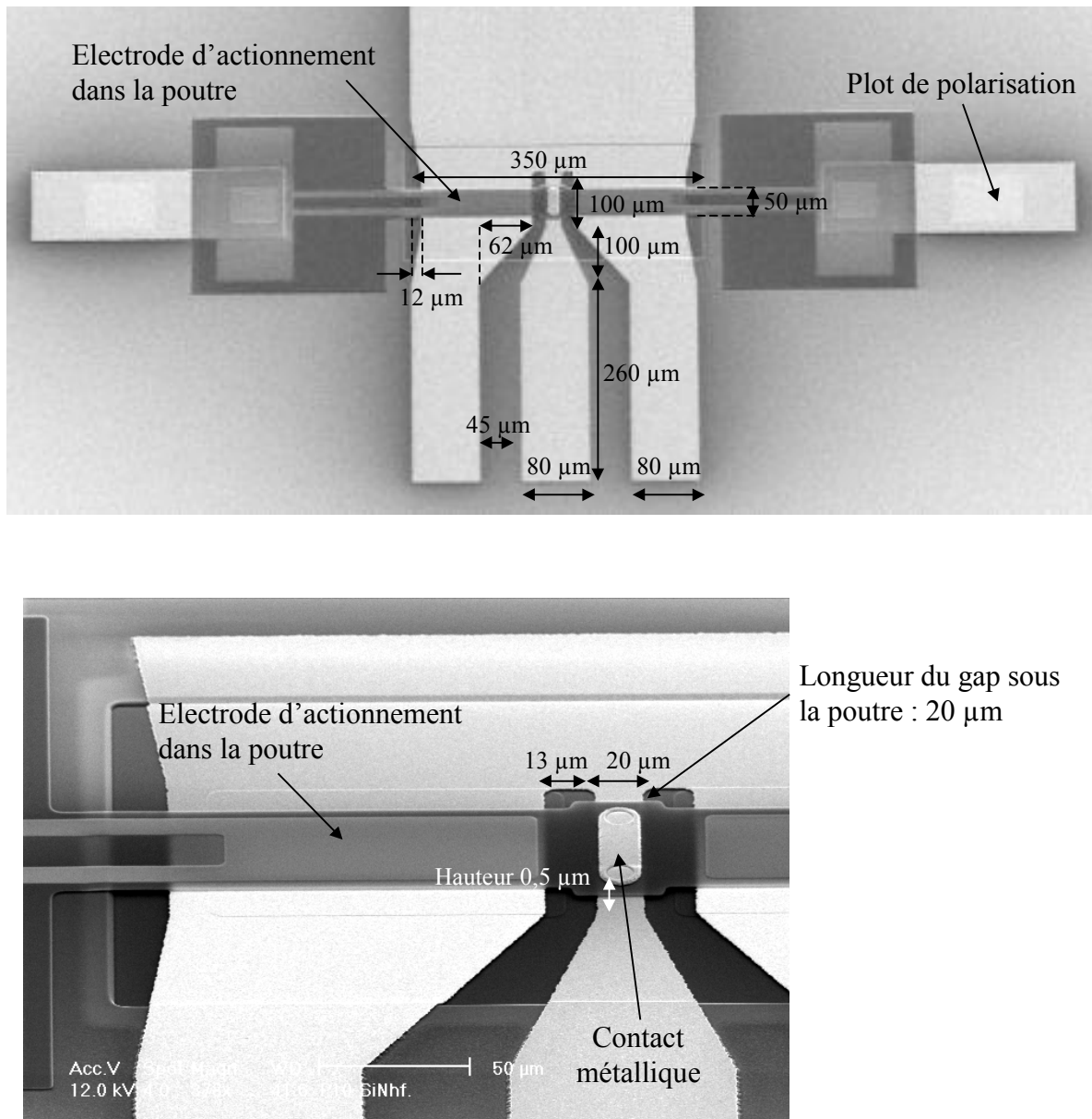
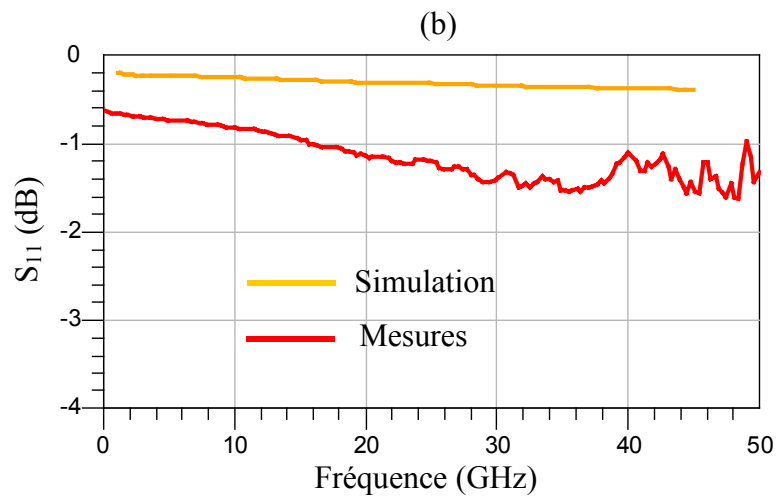
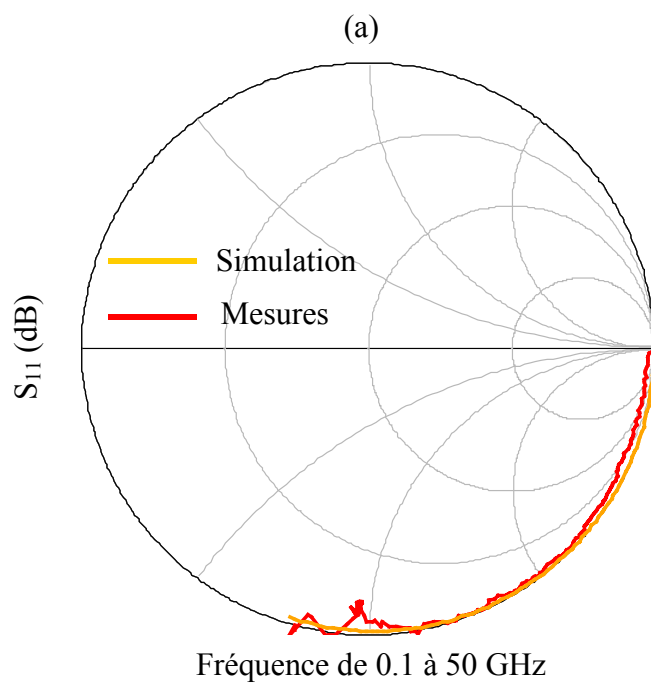
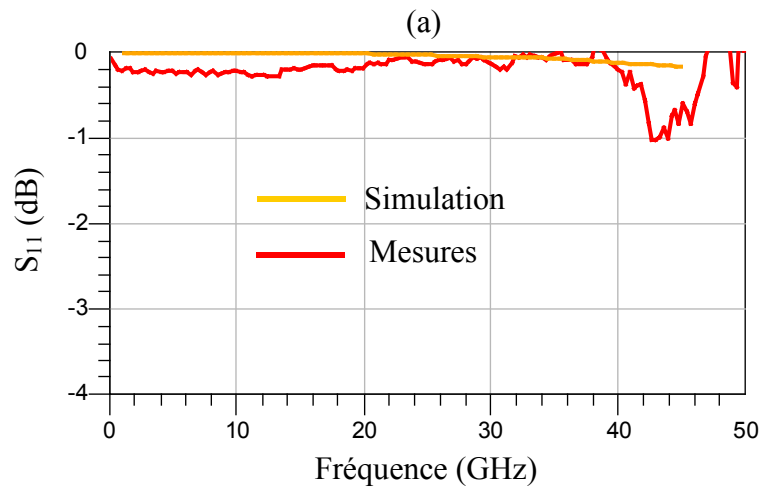


Figure II.21 : Photo au microscope électronique à balayage et dimensions du micro-commutateur série-masse

Les résultats de mesure et de simulation sont présentés en figures II.22; ils montrent de bonnes propriétés jusqu'à 40 GHz. Les mesures et les simulations sont en bon accord. Sur les courbes, nous observons bien une rotation de S_{11} autour de l'abaque de Smith qui dépend de la longueur de ligne séparant les points de mesure et l'endroit où s'opère réellement le court-circuit ou le circuit ouvert. Toutefois nous remarquerons l'anomalie sur la figure II.22 où S_{11} devient positif, ceci est dû à une dérive de notre étalonnage.



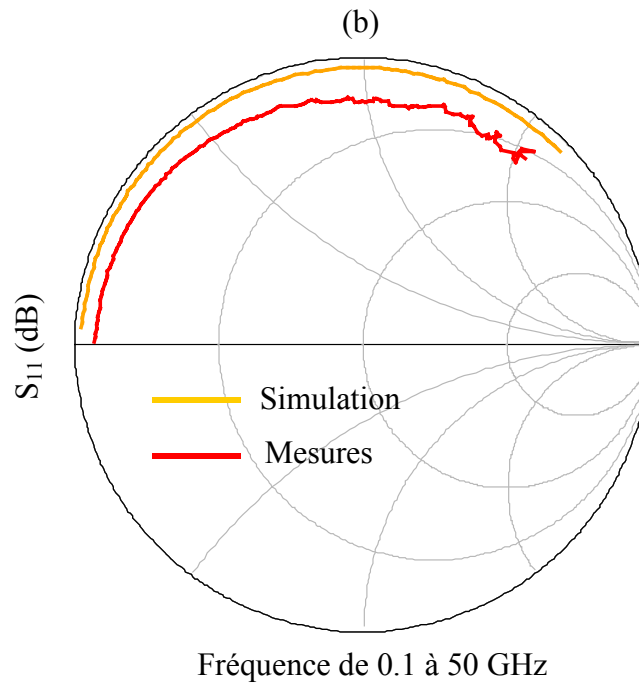


Figure II.22 : Simulations et mesures du micro-commutateur série-masse
(a) en circuit ouvert (b) en court-circuit

La tension de commutation mesurée est 30 V et nous avons appliqué 40 V de polarisation pour relever les paramètres S (voir paragraphe I.4.2). Il peut être remarqué que la tension d'actionnement mesurée est la même pour les quatre micro-commutateurs étudiés. Ceci est logique car leurs poutres et leurs électrodes d'actionnement sont identiques. Ceci signifie que leur temps de commutation sont identiques. Le temps de commutation t_c mesuré est présenté en figure II.23, il est de 500 ns. C'est la combinaison constante de raideur importante ($k=235$ N/m) - fréquence de résonance mécanique élevée (estimée à plus de 150 kHz) – hauteur du contact faible ($0,5 \mu\text{m}$) – large surface d'actionnement ($2 \times 40 \times 115 \mu\text{m}^2$) qui permet d'obtenir un temps de commutation faible.

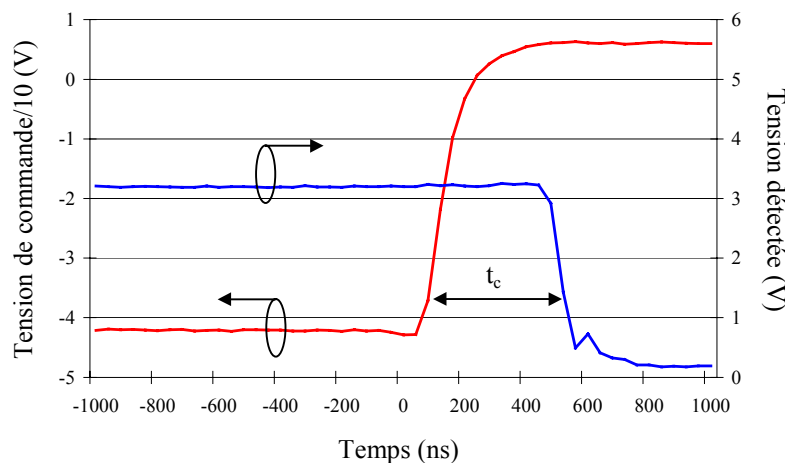


Figure II.23 : Temps de commutation mesuré

I.4.6. MATRICE DE ROUTAGE

La matrice utilise des micro-commutateurs de type série. L'objectif étant de réaliser un dispositif de petite taille, nous avons réduit le nombre de poutres. Nous n'en avons utilisé que trois pour réaliser quatre contacts, cela signifie qu'une des poutres assurera deux contacts. La structure que nous avons retenue est décrite en figure II.24.

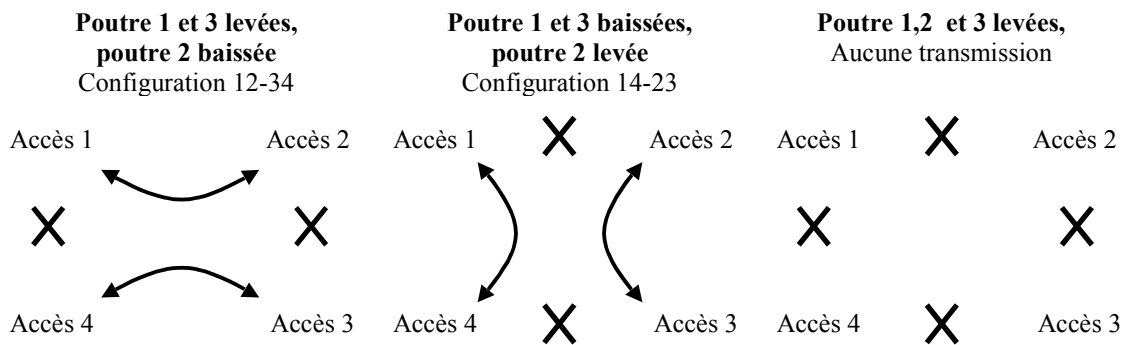


Figure II.24 : Configuration de la matrice en fonction des poutres actionnées

Le fonctionnement de la matrice est le suivant : lorsque les poutres P_1 et P_3 sont levées, la poutre P_2 est baissée, nous trouvons dans la configuration 12-34 avec un signal qui peut passer de l'accès 1 à l'accès 2, et de l'accès 3 à l'accès 4. Si au contraire, les poutres P_1 et P_3 sont baissées, la poutre P_2 est levée, nous avons alors la configuration 14-23. Cette fois, le signal peut passer de l'accès 1 à l'accès 4, et de l'accès 2 à l'accès 3.

L'isolation, les pertes d'insertion et le coefficient de réflexion ont été optimisés pour chaque configuration de la matrice. Nous n'avons ni tenu compte des résistances de contact ni de des électrodes d'actionnement (voir paragraphe I.4.2). Les résultats de simulation et de mesure sont présentés en figure II.25 en ce qui concerne l'isolation et en figure II.26 pour la transmission. Etant donné la disposition des accès, les mesures en isolation ont été réalisées avec les trois poutres levées. C'est également pour cela que nous avons simulé plusieurs configurations correspondantes aux différentes configurations possibles.

L'isolation de la voie 1 vers 2 simulée est supérieure à 27 dB jusqu'à 21 GHz. L'isolation mesurée est supérieure à 29 dB jusqu'à 21 GHz (figure II.25(a)). L'isolation simulée de la voie 1 vers 3 est supérieure à 28 dB jusqu'à 21 GHz (figure II.25(b)), en mesure,

elle est supérieure à 29 dB. L'isolation de la voie 1 vers 4 est supérieure à 24 dB jusqu'à 21 GHz, en mesure elle est supérieure à 26 dB jusqu'à 21 GHz (figure II.25(c)).

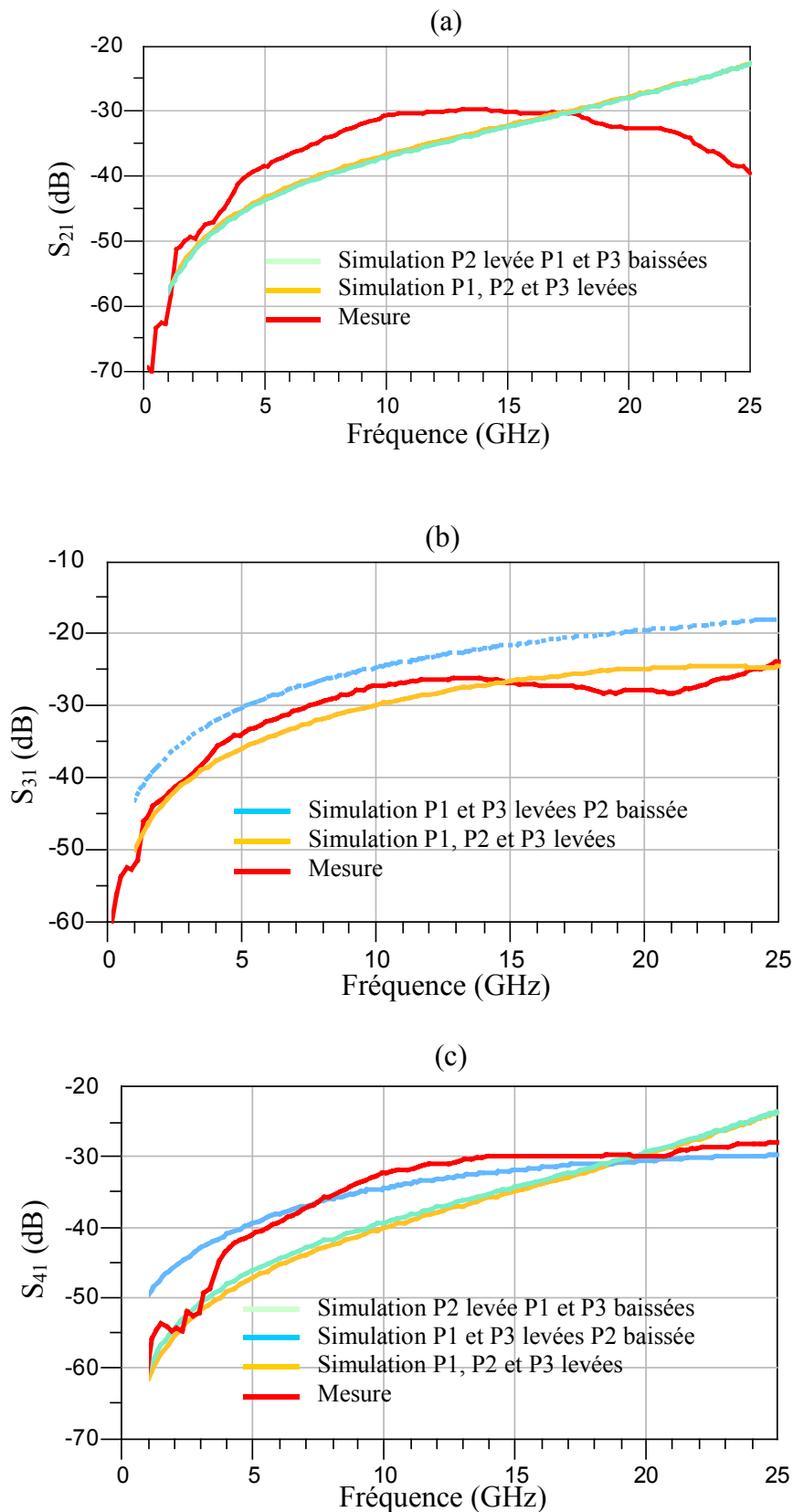
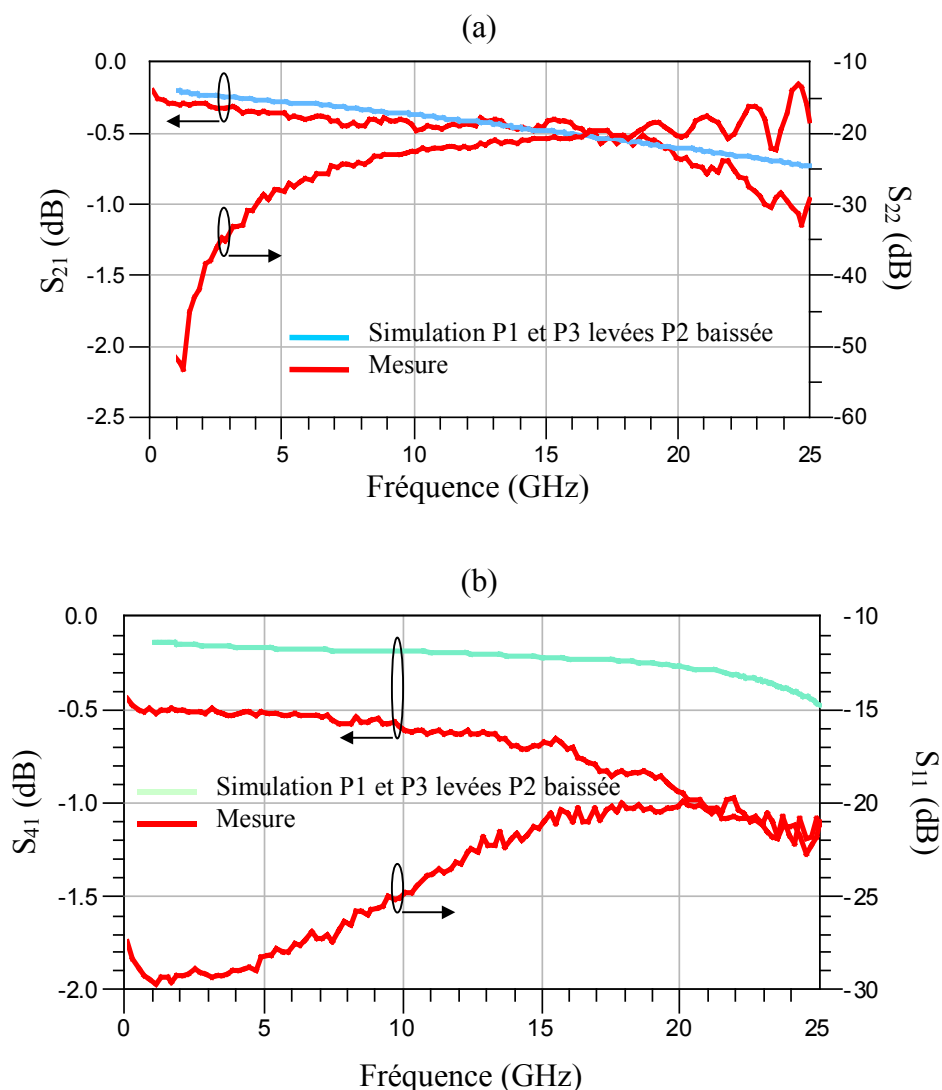


Figure II.25 : (a) isolation de la voie 1 vers 2 – (b) isolation de la voie 1 vers 3 – (c) isolation de la voie 1 vers 4



**Figure II.26 : (a) mesures de la transmission de la voie 1 vers 2 (ou 3 vers 4)
(b) mesures de la transmission de la voie 1 vers 4 (ou 2 vers 3)**

Les valeurs des pertes d'insertion simulées sont présentées à titre indicatif, leur niveau étant faussé car nous n'avons pas tenu compte des résistances de contact lors des simulations. Nous avons réalisé les mesures avec des tensions de polarisation de 50 V pour avoir un meilleur contact (voir paragraphe I.4.2), la tension d'actionnement des poutres étant d'environ 30 V. Les pertes d'insertion mesurées sont de 0,35 dB à 5 GHz et 0,7 dB à 21 GHz pour la transmission de la voie 1 vers 2 (ou 3 vers 4) (figure II.26(a)). Elles sont de 0,5 dB à 5 GHz, et 1 dB à 21 GHz dans le cas d'une transmission de la voie 1 vers 4 (ou 2 vers 3) (figure II.26(b)). Dans les deux configurations, le coefficient de réflexion mesuré reste supérieur à 20 dB jusqu'à 21 GHz. Dans le but d'extraire les résistances de contact des structures de test ont été fabriquées à l'état bas, la figure II.27 présente les mesures de la structure de test comparées aux mesures effectuées sur la matrice en transmission. La résistance de contact

extraite pour les contacts des poutres P_1 et P_3 est de 5Ω . Si le dispositif doit être utilisé à 20 GHz, la résistance de contact devra être optimiser pour réduire les pertes d'insertion.

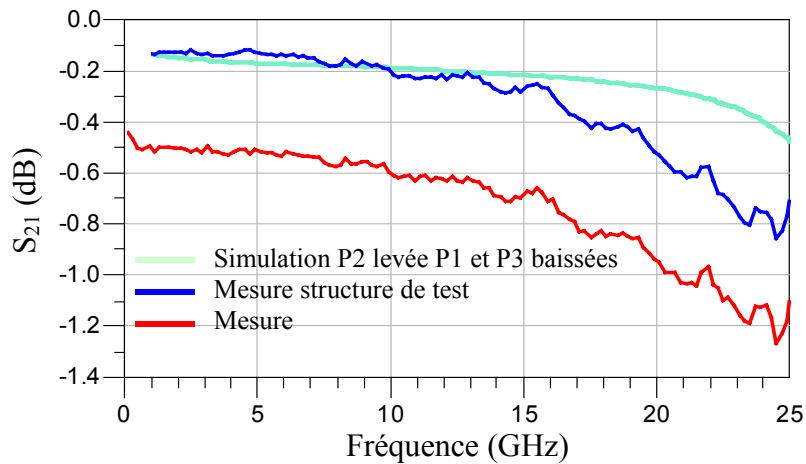


Figure II.27 : Pertes d'insertion de la structure de test pour extraction des résistances de contact

Un brevet sur la matrice est en cours de dépôt.

I.5 CONCLUSION

Nous avons utilisé deux méthodes de modélisation électromagnétique : la méthode des éléments finis et la méthode des moments. Globalement, les résultats obtenus avec la méthode des moments sont plus proches des mesures. Ces différences sont dues à la difficulté de mailler des structures micro-usinées quasi planeaire en 3D. En effet, la poutre de nos commutateurs faisant en moyenne $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur, pour une longueur de $300 \mu\text{m}$, l'inhomogénéité des longueurs est difficilement gérée par les mailleurs qui calculent des discrétisations volumiques de qualité moyenne. La méthode des moments que nous avons utilisée (Agilent Momentum) est fondée sur une formulation 2D1/2 qui ne nécessite qu'un maillage 2D facilement calculé par un mailleur. Nous tenons également à souligner la simplicité de mise en œuvre de la méthode des moments. En conclusion, nous pensons que la méthode des moments est plus adaptée à l'étude des micro-commutateurs qui sont des dispositifs quasi-planaires.

Le micro-commutateur à actionnement thermique que nous avons étudié dans le cadre du projet MIRA présente des caractéristiques électriques répondant aux spécifications jusqu'à

3 GHz. Les résultats de simulation, issus du logiciel EMXD fondé sur la méthode des éléments finis, sont en bon accord avec les mesures réalisées.

Les quatre structures que nous avons conçu dans le cadre du projet CNES ont été étudiées avec un logiciel fondé sur la méthode des moments. Exception faite de la structure isostatique, elles présentent toutes de très bonnes isolations et pertes d'insertion (en accord avec les simulations) jusqu'en bande Ka.

II. MODELISATION ELECTROMECHANIQUE

II.1 UTILITE DES MODELES ELECTROMECHANIQUES

L'utilisation des microtechnologies pour la fabrication des composants hyperfréquences passifs monolithiques constitue un attrait principal. Néanmoins, les interactions entre les comportements mécanique et électrique doivent être modélisées, en particulier en présence de signaux hyperfréquences de forte puissance. De nombreux modèles ont été développés, mais la plupart d'entre eux ne permettent pas de décrire simultanément les comportements mécanique et électrique [54]-[56], [79-85].

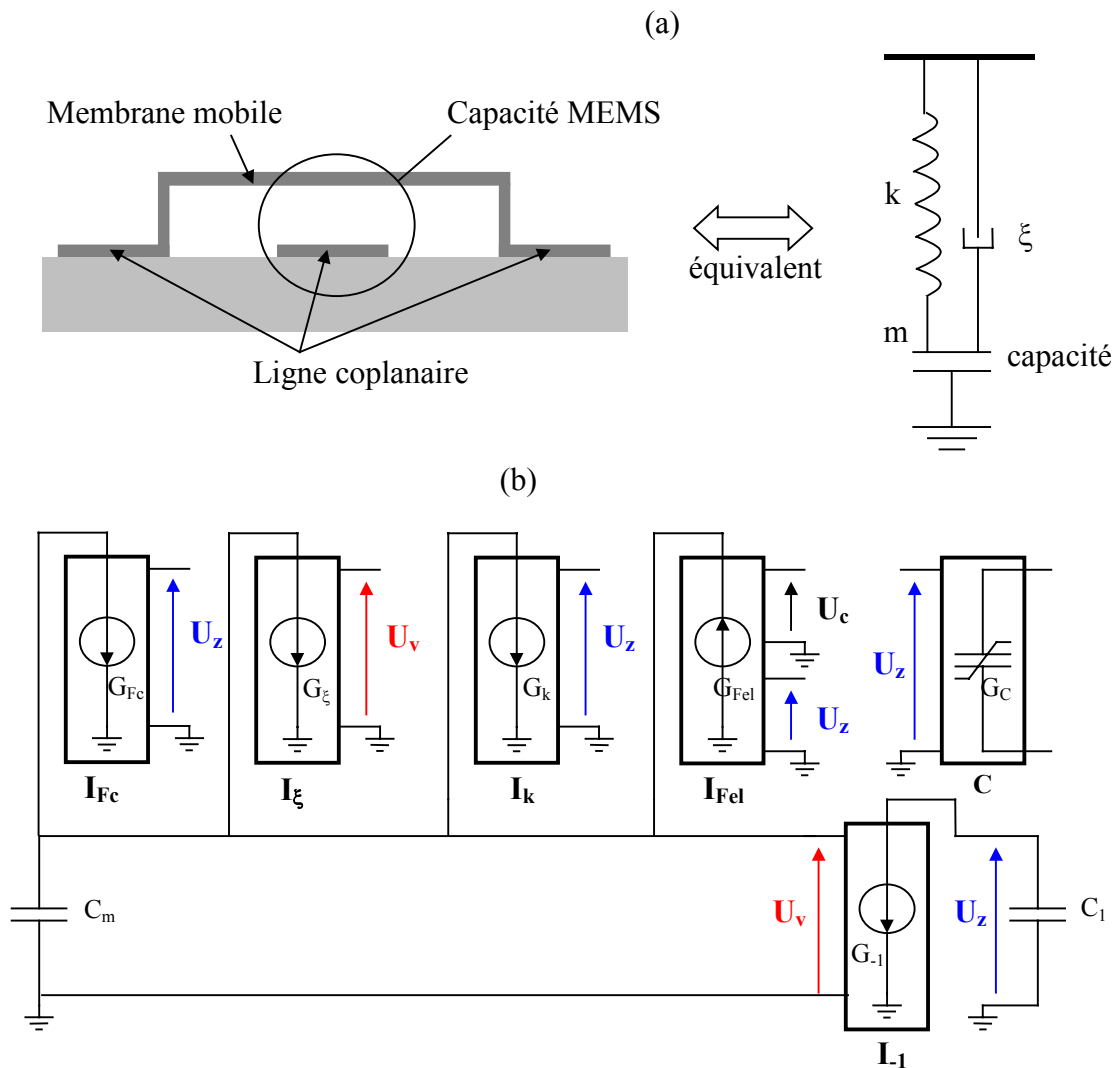
Notre premier objectif a été de développer un modèle 1D simple qui permette de décrire simultanément les comportements mécanique et électrique et d'en extraire un schéma électrique équivalent; le second objectif a été de l'intégrer dans un logiciel de simulation de circuits électriques. Ainsi, il devrait permettre la simulation et la caractérisation de micro-composants. Nous avons également développé des méthodologies d'extraction des paramètres de ces modèles à partir d'un banc de mesure RF. Pour satisfaire à ces objectifs, nous avons développé un modèle fondé sur les équivalences électriques/mécaniques [64], [79]-[83].

II.2 MODELE A SOURCES DE COURANT COMMANDEES EN TENSION

Nous avons modélisé le mouvement de la poutre d'un micro-commutateur (ou d'un varactor) en considérant celle-ci comme un système masse-ressort amorti à une dimension (figure II.28(a)) excité par une force électrostatique. Ce système permet de décrire l'équation mécanique du mouvement de la poutre (voir chapitre I) :

$$m \frac{dz^2}{dt^2} + \xi \frac{dz}{dt} + kz = F_{el} - F_c \tag{II.1}$$

La solution de cette équation donne la déflexion de la poutre (en son centre pour un pont et à l'extrémité libre de celle-ci dans le cas d'une poutre à ancrage simple) et nous permet de calculer la capacité plane. Le modèle que nous avons développé est fondé sur les équivalences électriques / mécaniques ; il est présenté figure II.28(b).



**Figure II.28 : (a) modèle mécanique 1D d'une poutre micro-mécanique
(b) modèle électromécanique à sources de courant commandées**

Les sources de courant I_{Fel} , I_k , I_ξ , 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 reliée à la tension U_V par la relation :

$$I_{-1} = C_1 \frac{dU_z}{dt} \quad (\text{II-2})$$

où l'on retrouve l'équation mécanique :

$$\text{vitesse} = \frac{d \text{ position}}{dt} \quad (\text{II-3})$$

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 constante de raideur, I_ξ qui représente la force de rappel et I_{Fc} qui représente la force de contact. Les équations permettant la modélisation de ces forces sont détaillées dans le premier chapitre.

La somme des courants au point S (figure II.28) aboutit à l'équation :

$$m \frac{dU_V}{dt} = -I_k - I_\xi + I_{Fel} - I_{Fc} \quad (\text{II-4})$$

qui est une représentation équivalente de l'équation (II-1) du mouvement de la membrane.

Pour que le modèle soit complet, il faut lui ajouter une source de charge C commandée par la tension U_z . Cette source de charge permet de modéliser la capacité en fonction de son entrefer (ou de la déflexion de la poutre qui est proportionnel à la tension U_z). L'équation permettant de modéliser la capacité en fonction de la hauteur de la poutre est donnée dans le chapitre I. Nous obtenons ainsi une capacité variable en fonction d'une tension de commande.

Dans la suite, nous définirons plutôt nos dispositifs avec les paramètres suivants : $f_{\text{méca}}$ fréquence de résonance mécanique, k constante de raideur de la membrane, $Q_{\text{méca}}$ facteur de qualité mécanique de la membrane, A_a surface d'actionnement (pour l'actionnement électrostatique), A_c surface en regard permettant le calcul de la capacité et g_0 la hauteur

initiale de la poutre. Certains paramètres comme l'épaisseur et la permittivité d'une éventuelle couche de diélectrique pourront également être pris en compte. Cette définition est plus simple et permet d'aboutir au même résultat (voir chapitre I). Cette représentation possède également l'avantage de pouvoir modéliser tous les types de structures micro-mécaniques. Nous utiliserons ces paramètres lorsque nous présenterons une méthode de modélisation.

II.3 MISE EN ŒUVRE DU MODELE DANS UN LOGICIEL DE SIMULATION DE CIRCUITS ELECTRIQUES

Le modèle à source de courant commandée est facilement intégrable dans un logiciel de simulation de circuits électriques. Nous l'avons mis en œuvre dans le logiciel Agilent ADS, les différentes sources commandées étant réalisées à l'aide de l'élément SDD (Symbolically Defined Device).

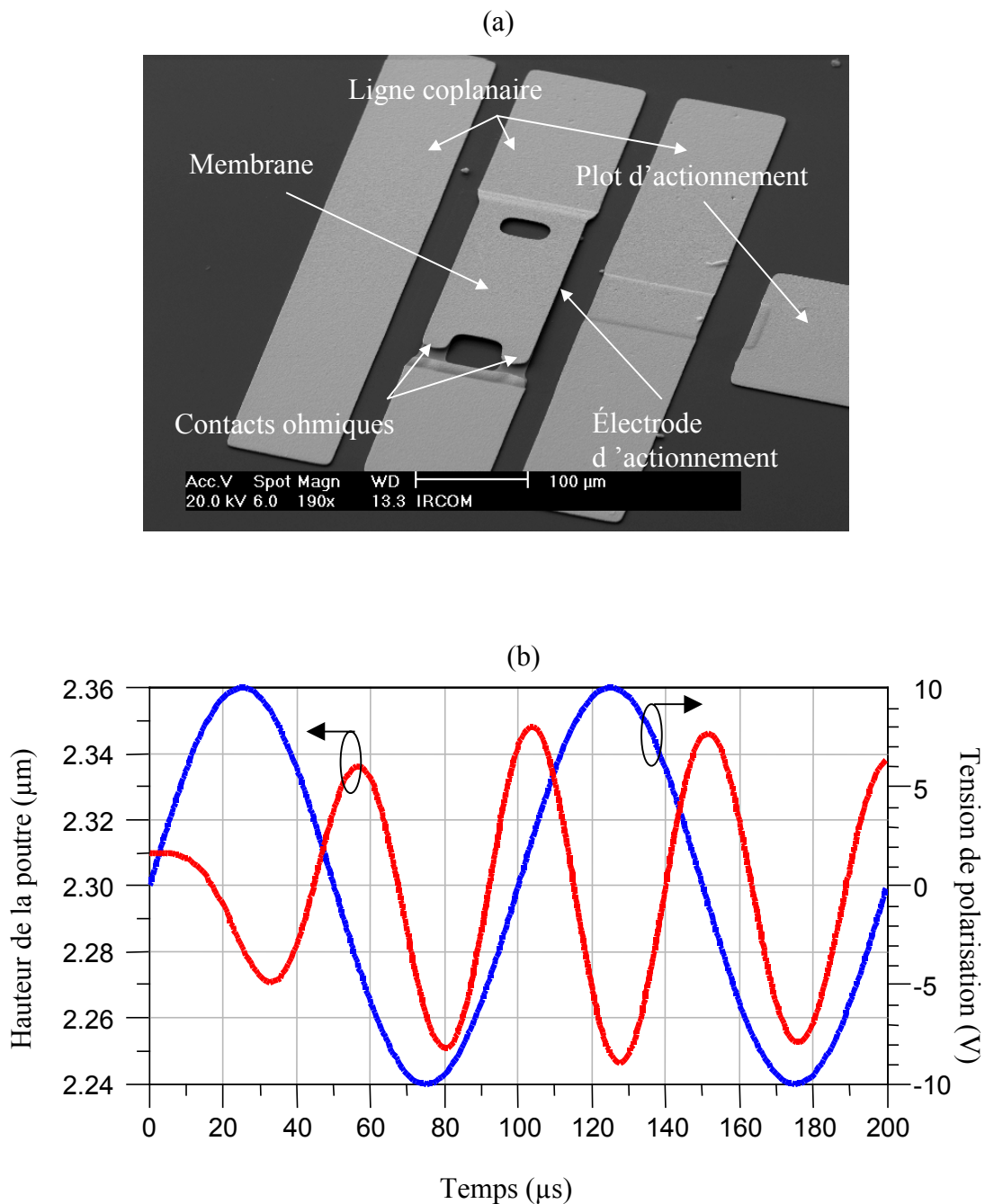
L'intérêt d'intégrer le modèle dans un logiciel de simulation de circuits électriques est le suivant : le modèle peut être défini comme un élément de bibliothèque utilisable pour simuler des circuits plus complexes.

II.3.1. SIMULATION TEMPORELLE

La simulation temporelle permet de connaître l'amplitude du déplacement de la poutre pour une polarisation appliquée de forme quelconque. Elle permet de calculer le temps de commutation en fonction de la polarisation appliquée, de déterminer la tension de commutation et la tension de relâchement. Elle donne également accès à l'amplitude des forces mises en jeu. La simulation temporelle permet enfin de modéliser les effets parasites de forces extérieures appliquées sur la poutre tels que des chocs ou des vibrations.

II.3.1.1 Modélisation de l'amplitude de la déflexion

Nous avons réalisé une simulation pour une onde sinusoïdale d'amplitude 10 V. Les paramètres relatifs à la simulation sont donnés dans le tableau II-2 et les résultats sont présentés figure II.29. Les données du tableau II-2 ont été extraites à l'aide d'une méthode de modélisation qui sera détaillée à la fin de ce chapitre. Le micro-commutateur ohmique modélisé est une poutre à encastrement simple [86], [87], il est présenté figure II.29(a). Ce composant était disponible au laboratoire au moment de la mise au point de ce modèle.



**Figure II.29 : (a) micro-commutateur série ohmique (cantilever)
(b) déplacement de la poutre pour une polarisation de type sinusoïdale**

Nous pouvons remarquer que le mouvement de la poutre a une fréquence deux fois plus élevée que celle du signal. Ceci est dû à l'actionnement électrostatique, la force électrostatique varie avec le carré de la tension de polarisation, ce qui entraîne un doublement de fréquence. L'amplitude de la déflexion présentée en figure II.29 varie un peu car le facteur de qualité mécanique est élevé ce qui implique que l'amortissement soit faible.

<i>Constante de rappel</i>	k	38 N/m
<i>Entrefer du system capacitif</i>	g_0	2,3 μm
<i>Fréquence de résonance mécanique</i>	$f_{\text{méca}}$	24 kHz
<i>Facteur de qualité mécanique</i>	$Q_{\text{méca}}$	10
<i>Surface des électrodes d'actionnement</i>	A_a	$9,25 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$
<i>Surface des électrodes de la capacité</i>	A_c	$6,25 \cdot 10^{-10} \text{ m}^2$
<i>Constante pour la convergence de la force de contact</i>	α	10^7
<i>Constante pour la convergence de la force de contact</i>	β	9
<i>Evaluation des effets de bord</i>		50 %

Tableau II-2

Caractéristiques d'un micro-commutateur ohmique sous vide

II.3.1.2 Modélisation du temps de commutation

Le dispositif modélisé est à nouveau le micro-commutateur ohmique dont les caractéristiques sont détaillées tableau II-2. Les constantes de convergence nécessaires à la modélisation de la force de contact étant fixées à 10^8 et 9 pour respectivement α et β . La simulation a été réalisée avec une polarisation du type échelon en tension d'amplitude 40 V. Le temps de commutation simulé est de 27 μs (figure II.30), il correspond au temps de commutation mesuré.

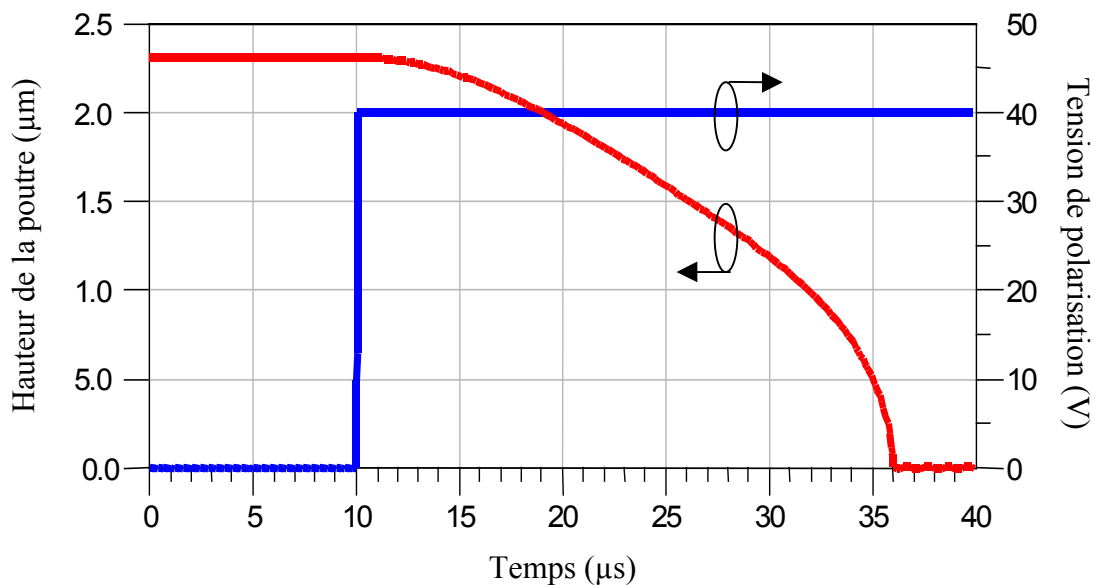


Figure II.30 : Simulation du temps de commutation

II.3.1.3 Modélisation à la tension d'abaissement de la tension de relâchement

La simulation temporelle nous permet également d'évaluer l'hystérésis (la tension d'abaissement est différente de la tension de relâchement), la modélisation d'un micro-commutateur capacitif de type cantilever (figure II.31) a été réalisée. La longueur de la poutre est $250\ \mu\text{m}$, sa largeur $80\ \mu\text{m}$. Elle est suspendue sur une longueur de $100\ \mu\text{m}$ à $1,4\ \mu\text{m}$ au-dessus de l'électrode inférieure qui est recouverte de $0,2\ \mu\text{m}$ de diélectrique (Alumine) ayant une permittivité relative de 9,6. La tension d'abaissement V_p a été mesurée à $8,2\ \text{V}$ et la tension de relâchement V_R à $5,3\ \text{V}$. La raideur équivalente de la poutre $k = 7,5\ \text{N/m}$ est calculée à l'aide de l'équation (I-8). Etant donné que l'on s'intéresse aux paramètres statiques, $Q_{\text{méca}}$ et $f_{\text{méca}}$ sont fixés à 1 et $10\ \text{kHz}$, car ils n'ont pas d'influence sur V_p et V_R . Des mesures ont permis d'estimer les effets de bords à 30 % (voir chapitre I paragraphe IV.1.1).

Les résultats de simulation pour V_p et V_R sont présentés figure II.32. Pour la simulation de V_R , le commutateur a été soumis à une impulsion en tension dont l'amplitude est égale à $2V_p$. α et β de la force de contact sont fixés. La valeur simulée pour V_R est $4,3\ \text{V}$. La différence avec la mesure s'explique par le fait que la simulation ne tient pas compte de la rugosité du métal ni du phénomène de charge du diélectrique.

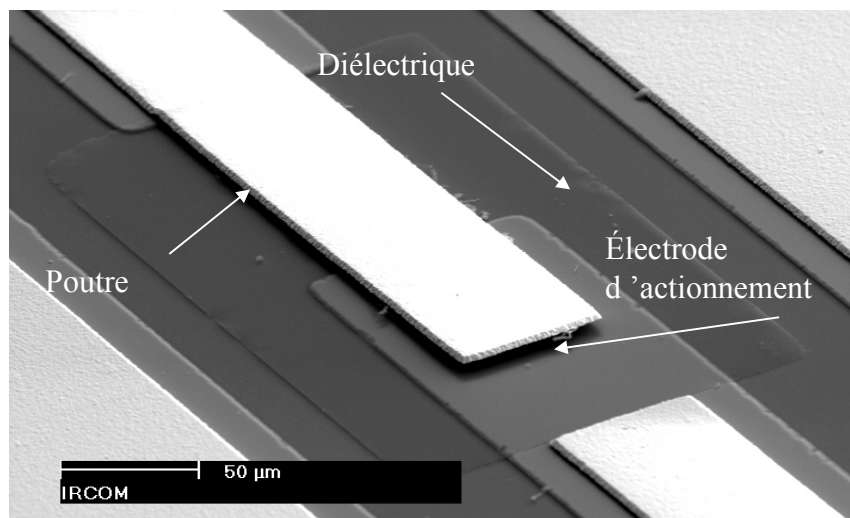


Figure II.31 : Photo au microscope électronique à balayage du dispositif modélisé

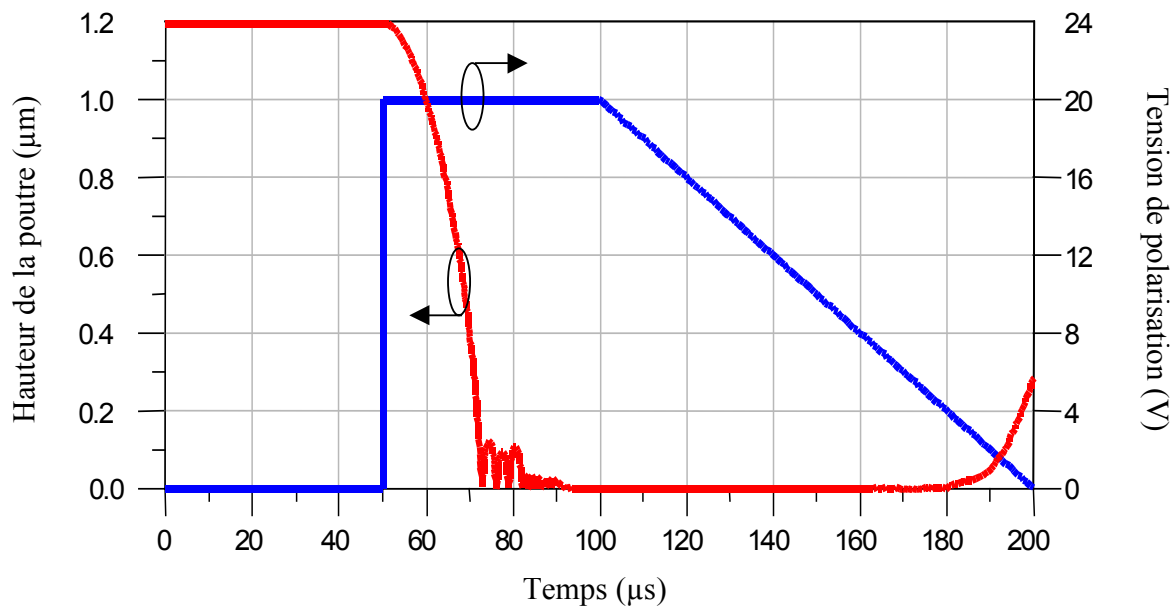


Figure II.32 : Simulation de la tension d'abaissement et de relâchement

II.3.1.4 Modélisation de l'amplitude des forces appliquées sous la poutre

L'amplitude des forces appliquées sur la membrane peut être connue, pour cela, il suffit de relever le courant sortant des diverses sources servant à modéliser les différentes forces mises en jeu. Il faut tout de même noter que cette simulation reste valable uniquement si la poutre reste dans sa zone de "stabilité", c'est-à-dire pour des tensions d'actionnement inférieures à V_p dans le cas d'un actionnement électrostatique.

Nous avons simulé les forces mises en jeu lorsque le micro-commutateur ohmique présenté figure II.29 est actionné.

Les caractéristiques de ce dispositif sont données dans le tableau II-3. Ce sont les mêmes que celles du tableau II-2, exception faite pour le facteur de qualité mécanique. Cette fois, nous considérons le dispositif dans l'air et non plus sous vide.

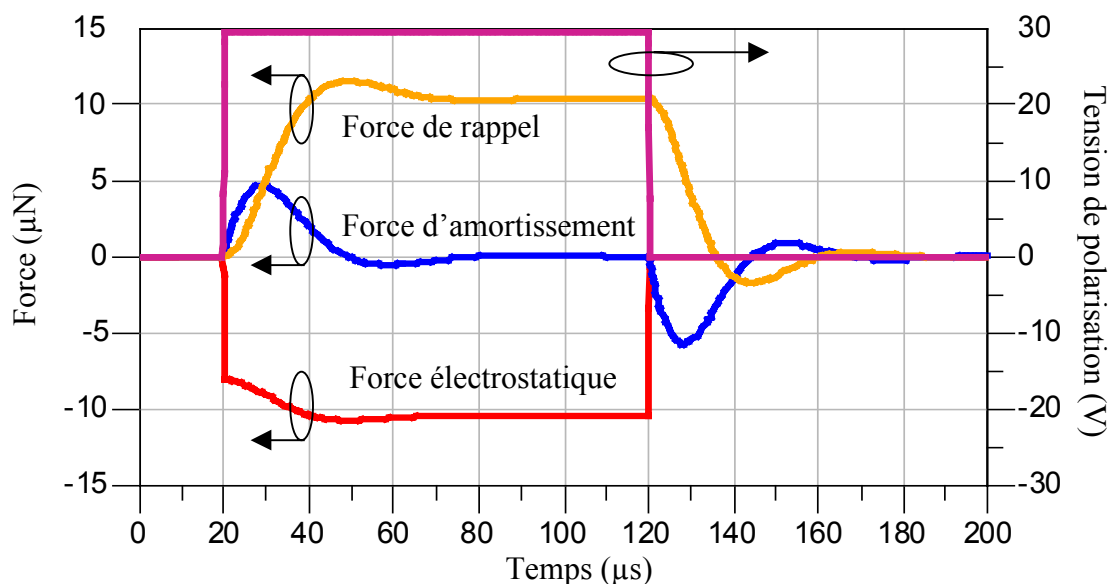


Figure II.33 : Simulation de l'amplitude des forces appliquées sur la poutre. Le signe indique le sens vers lequel est orienté la force

La polarisation appliquée est une impulsion en tension d'amplitude 30 V. L'amplitude maximale de la force électrostatique est de 11 μN , celle de la force de rappel est 12 μN . Nous pouvons également voir que la force d'amortissement s'applique dans le sens inverse du mouvement de la poutre.

Constante de rappel	k	38 N/m
Entrefer du system capacitif	g_0	2,3 μm
Fréquence de résonance mécanique	$f_{\text{méca}}$	24 kHz
Facteur de qualité mécanique	$Q_{\text{méca}}$	1
Surface des électrodes d'actionnement	A_a	$9,25 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$
Tension d'actionnement	V_p	38 V
Evolution des effets de bord	γ	50 %

Tableau II-3

Caractéristiques d'un micro-commutateur ohmique dans l'air

II.3.1.5 Modélisation des effets parasites (choc, vibration)

L'exemple que nous avons choisi est celui d'une vibration dû au choc crée par la séparation de deux étages d'une fusée. Cette vibration est représentée en fréquence par un bruit réparti sur une bande de $f_1=2 \text{ kHz}$ à $f_2=20 \text{ kHz}$ et d'amplitude égale à $20 \cdot 10^3 \text{ G/bande de bruit} = \text{Amp}/(f_2-f_1)$. Nous avons modélisé cette vibration par une source de courant comme le

montre la figure II.34. Pour cela, il convient d'utiliser la transformée de Fourier afin d'obtenir une représentation temporelle de la vibration. La représentation temporelle de la vibration précédemment décrite est F_{vib} :

$$F_{vib} = 2 \text{ Amp} \times mG \times \cos\left(2\pi \frac{(f_2 + f_1)}{2} t\right) \times \sin c\left(2\pi \frac{(f_2 - f_1)}{2} t\right) \quad (\text{II-5})$$

C'est cette expression qui détermine le courant I_{vib} servant à modéliser la force induite sur la membrane par la vibration.

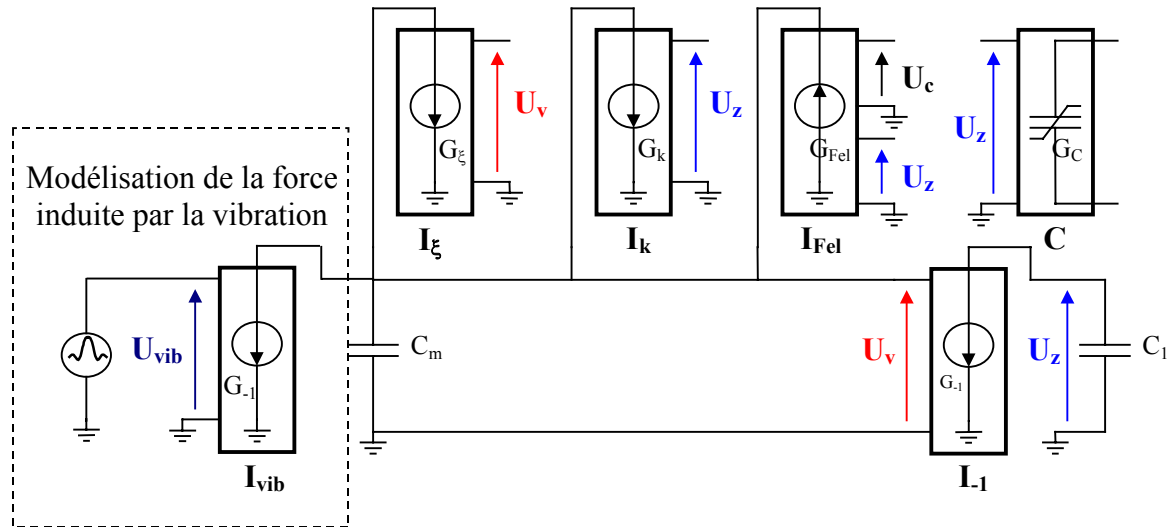


Figure II.34 : Modèle électromécanique pour la modélisation d'une vibration

Les résultats de la simulation du déplacement de la poutre sont présentés en figure II.35. Les caractéristiques du micro-commutateur sont détaillées dans le tableau II.4.

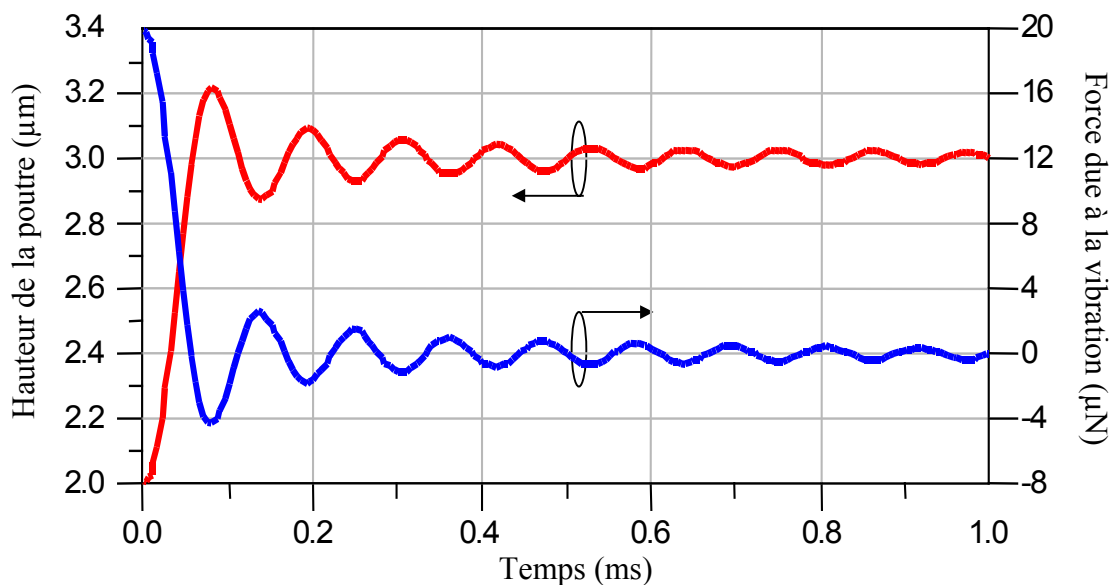


Figure II.35 : Simulation du déplacement de la poutre lorsqu'elle est soumise à la vibration

Nous constatons que le dispositif avec les caractéristiques définies dans le tableau II-4, ne commuterait pas sous le fait de cette excitation s'il était soumis à ce type de vibration, car l'amplitude maximale du déplacement est de 1 μm pour une hauteur initiale de 3 μm .

<i>Facteur de qualité mécanique</i>	$Q_{\text{méca}}$	1
<i>Fréquence de résonance mécanique</i>	$f_{\text{méca}}$	100 kHz
<i>Constante de rappel</i>	k	20 N/m
<i>Entrefer du system capacitif</i>	g_0	3 μm
<i>Surface en regard pour l'actionnement</i>	A_a	10^{-9} m^2

Tableau II-4

Caractéristiques d'une poutre micro-usinée

II.3.2. SIMULATION FREQUENTIELLE

Elle permet de connaître les paramètres S du dispositif simulé ainsi que le déphasage qu'il engendre. Si le dispositif simulé est un micro-commutateur seul, nous aurons accès à la capacité en fonction d'une polarisation statique. S'il s'agit d'un circuit à base de structures microélectromécanique, comme un déphaseur, nous pourrions connaître le déphasage induit en fonction d'une polarisation continue. Ce modèle fonctionne si la membrane reste dans sa zone de déplacement stable, c'est à dire pour des polarisations inférieures à la tension d'actionnement V_p (voir chapitre I équation I.6 et paragraphe IV.2).

La figure II.36 présente la capacité d'un micro-commutateur mesurée et simulée en fonction de la polarisation appliquée. Nous observons que la variation de capacité en fonction de la polarisation varie plus rapidement lorsque la tension de polarisation s'approche de la tension d'abaissement V_p . les caractéristiques du dispositif modélisé sont détaillées dans le tableau II-5. Les simulations ont été réalisées pour un entrefer électrostatique variant de 1,8 à 1,2 μm .

Nous observons un bon accord entre les mesures et les simulations.

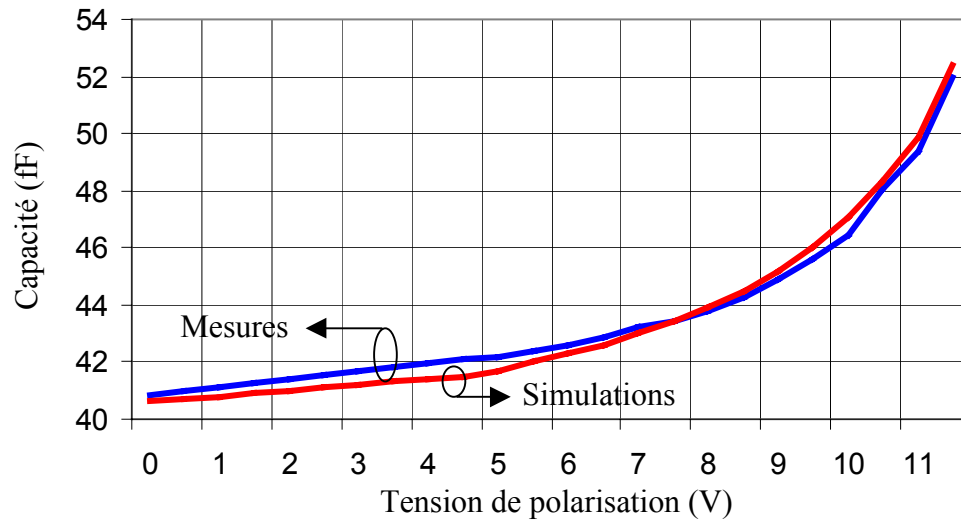


Figure II.36 : Mesure et simulation de la capacité en fonction de la polarisation appliquée

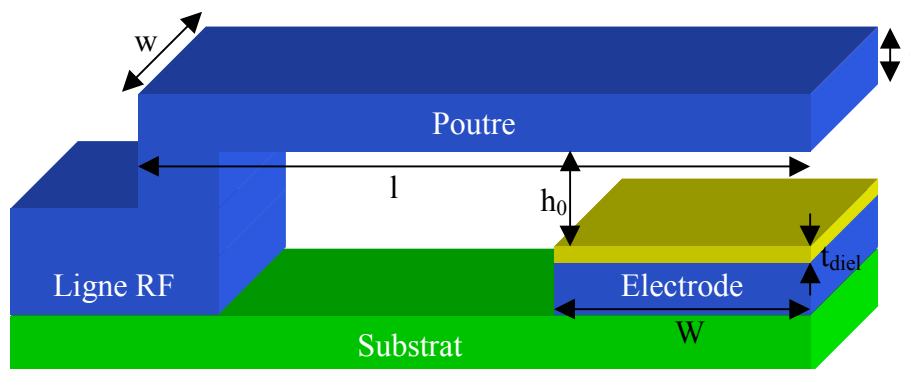


Figure II.37 : Schéma de la poutre à encastrement simple simulée

<i>Longueur de la poutre</i>	l	235 μm
<i>Largeur de la poutre</i>	w	100 μm
<i>Longueur de l'électrode inférieure</i>	ω	70 μm
<i>Épaisseur de la poutre</i>	t	3 μm
<i>Entrefer du system capacitif</i>	g_0	1,8 μm
<i>Épaisseur du diélectrique</i>	t_{diel}	0,2 μm
<i>Permittivité du diélectrique</i>	$\epsilon_{r \text{ diel}}$	9,6

Tableau II-5

Caractéristiques d'une poutre à encastrement simple fabriquée à l'IRCOM

Nous avons ensuite utilisé la même technique de simulation pour montrer la capacité du modèle à simuler un déphasage. Nous avons modélisé un déphaseur à ponts distribués sur une ligne coplanaire [88] réalisé à l'Université du Michigan par Scott Barker. La figure II.38 montre une vue schématique du déphaseur, et la figure II.39 présente le circuit en éléments localisés qui a été simulé. Le déphasage simulé est présenté figure II.40.

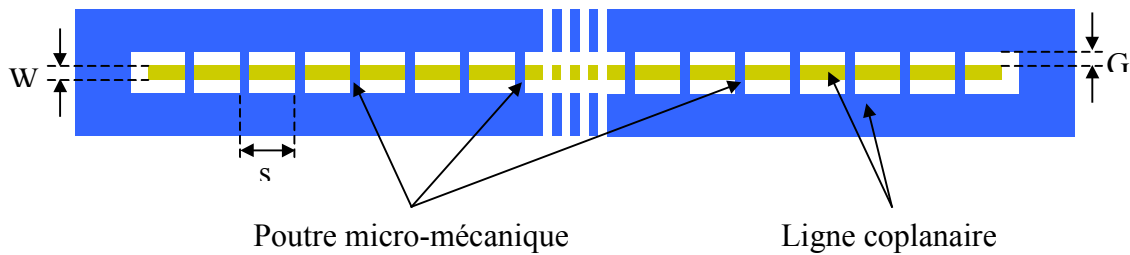


Figure II.38 : Schéma du déphaseur à ponts distribués modélisé

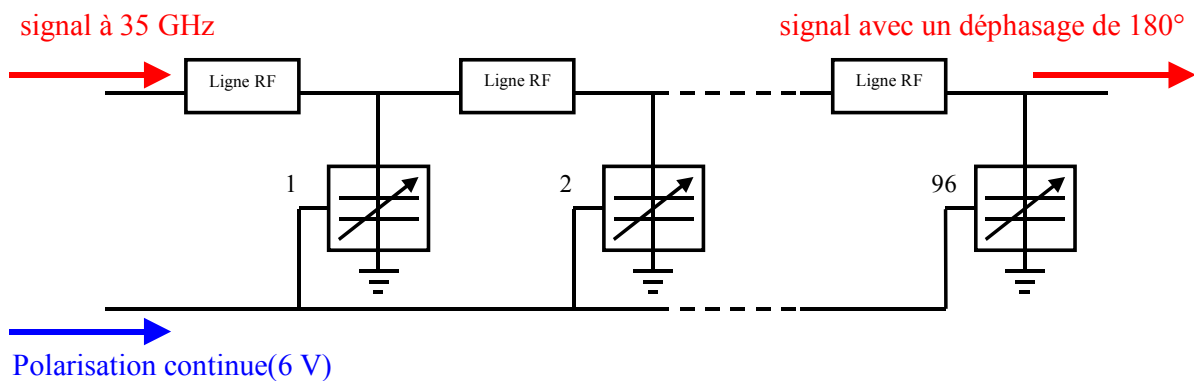


Figure II.39 : Circuit en éléments localisés du déphaseur à ponts distribués

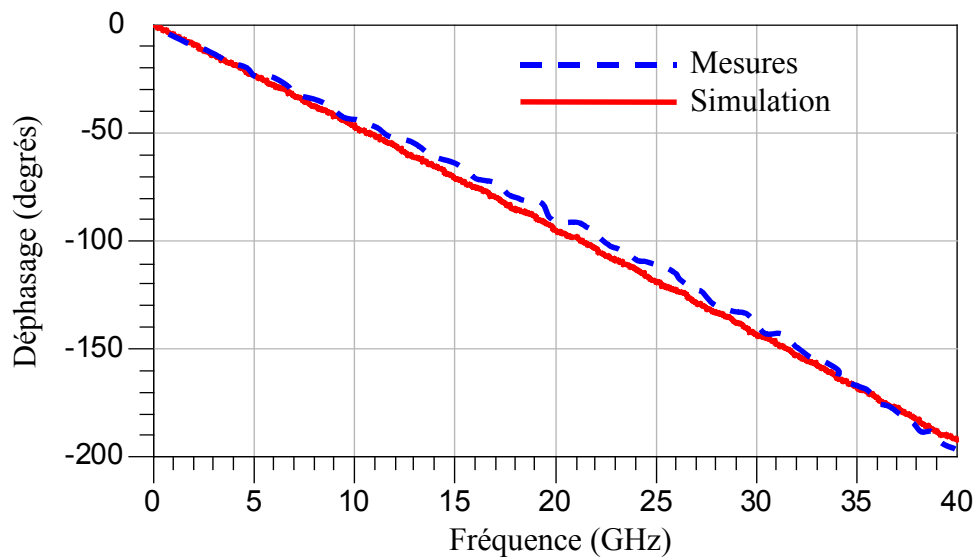


Figure II.40 : Mesures et simulation du déphasage produit par le déphaseur à pont micro-mécaniques distribués

Les caractéristiques des ponts, ainsi que les dimensions du déphaseur dans lequel ils sont intégrés, sont présentés tableau II-6.

<i>Permittivité du substrat (quartz)</i>	$\epsilon_{r s}$	3,8
<i>Epaisseur du substrat</i>	t_s	500 μm
<i>Largeur de la ligne coplanaire</i>	$W = G$	100 μm
<i>Nombre de ponts distribués</i>		96
<i>Distance entre deux ponts</i>	s	197 μm
<i>Longueur de la poutre</i>	l	300 μm
<i>Largeur de la poutre</i>	w	35 μm
<i>Entrefer du system capacitif</i>	g_0	0,9 μm
<i>Epaisseur de la poutre</i>	t	2,2 μm
<i>Effets de bord estimés</i>		%
<i>Facteur de qualité mécanique</i>	Q_{meca}	0,55
<i>Fréquence de résonance mécanique</i>	f_{meca}	16,8 GHz
<i>Constante de rappel</i>	k	5 N/m
<i>Tension d'actionnement</i>	V_p	6,1 V

Tableau II-6
Caractéristiques du déphaseur à pont micro-mécaniques distribués

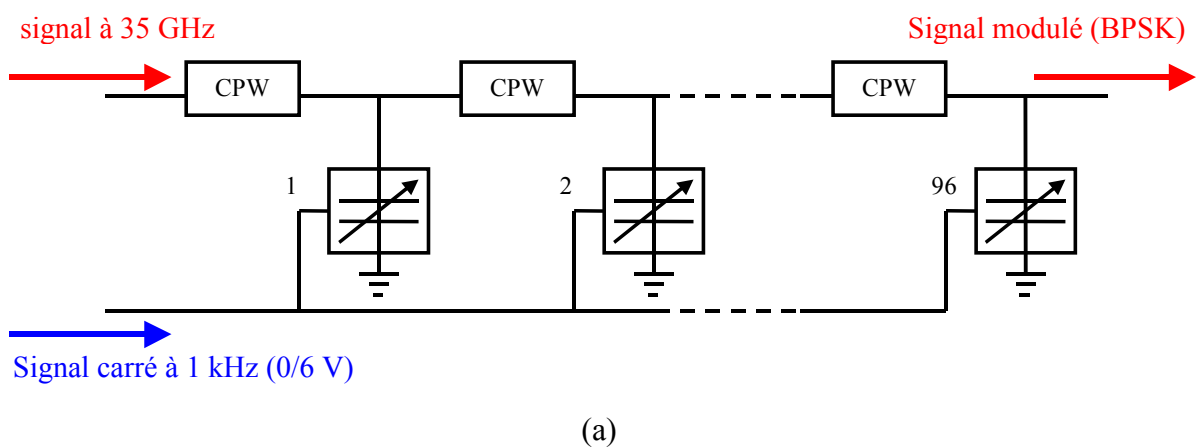
La polarisation continue appliquée pour obtenir un déphasage de 180° est 6 V, nous observons un bon accord entre mesures et simulations.

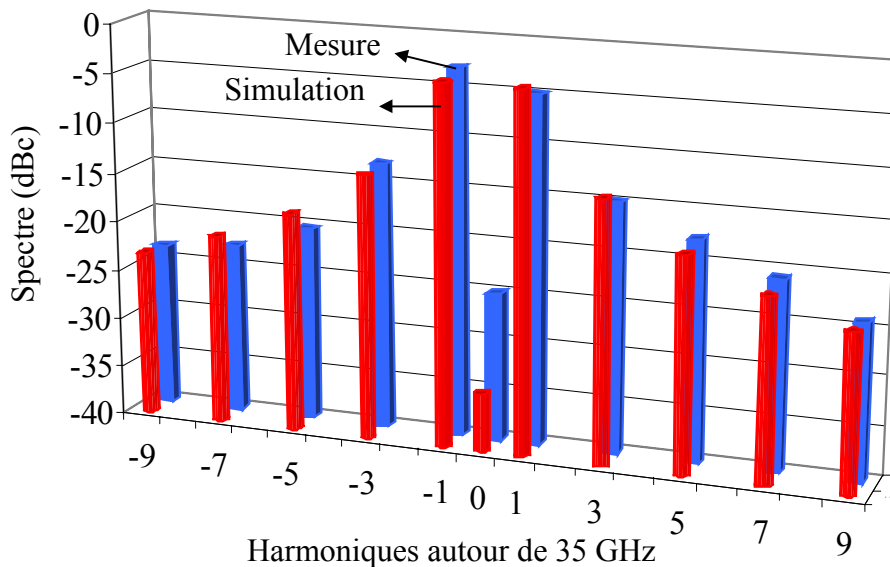
II.3.3. SIMULATION EQUILIBRAGE HARMONIQUE

Ce type de simulation permet de calculer le spectre en sortie du dispositif. Ceci permet d'évaluer le niveau de modulation ou d'intermodulation généré par les composants microélectromécaniques. La simulation équilibrage harmonique permet également de voir la tenue en puissance de ces composants, notamment en permettant le calcul de la hauteur de la poutre en fonction de la puissance traversant le micro-dispositif. Enfin, elle permet de simuler le bruit de phase et d'amplitude des dispositifs à base de composants microélectromécaniques.

II.3.3.1 Modélisation de la modulation et de l'intermodulation

Pour connaître le niveau de modulation ou d'intermodulation, il suffit de simuler le spectre en sortie du dispositif. La validité du modèle et de ce type de simulation a été vérifiée par la modélisation d'un modulateur BPSK [88]. Ce modulateur est fondé sur le déphaseur précédemment présenté, mais plutôt que de polariser les ponts de façon continue, ils sont polarisés par un signal rectangulaire de période 1 kHz. Le spectre simulé en sortie autour de 35 GHz est présenté figure II.41, il est comparé aux résultats de mesure; on remarque un bon accord entre la simulation et la mesure. La différence au niveau du fondamental vient du fait qu'on n'a pas exactement $0/180^\circ$ de déphasage avec le signal carré de 0/6 V (une variation de 0.01 V autour de 6 V permet de retrouver les valeurs mesurées).





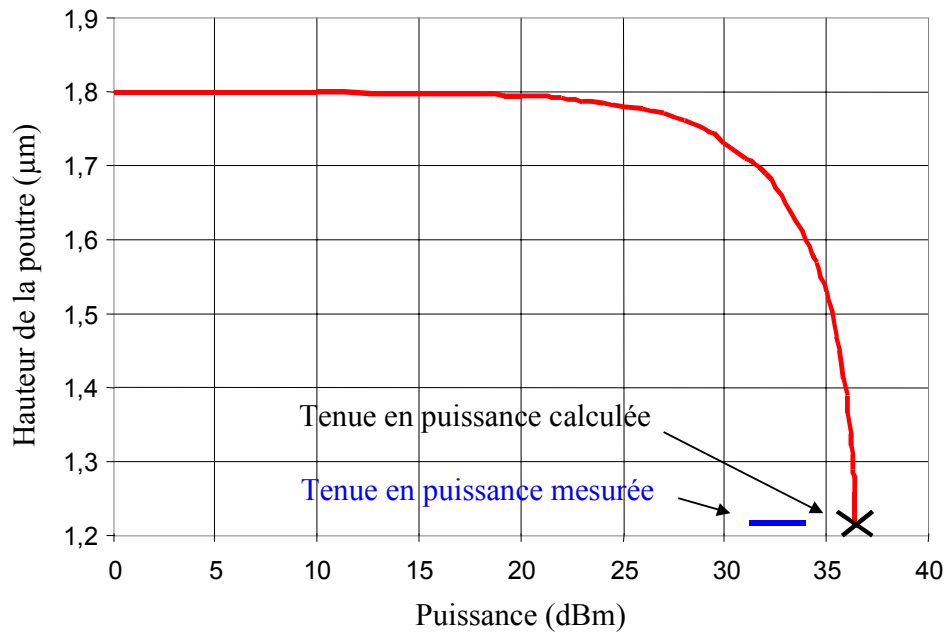
(b)

**Figure II.41 : (a) schéma équivalent du modulateur BPSK en éléments localisés
(b) spectre mesuré et simulé du modulateur BSPK**

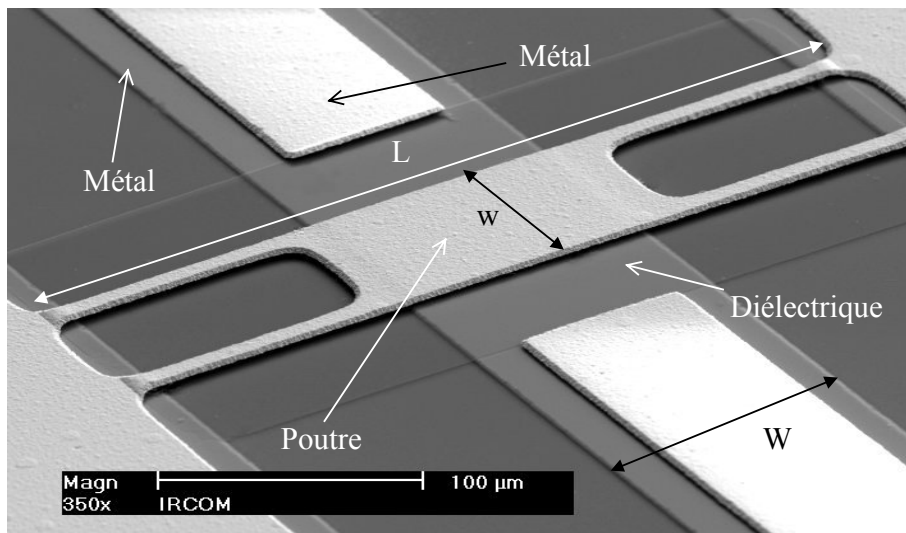
De la même manière, il est possible de simuler l'intermodulation à deux signaux porteurs distants en fréquence de Δf . Ceci permet d'évaluer les niveaux d'intermodulation à l'ordre 3. Ce type de simulation sera appliqué à un filtre accordable dans le chapitre III.

II.3.3.2 Modélisation de la déflexion de la poutre en fonction de la puissance véhiculée par un signal d'amplitude constante

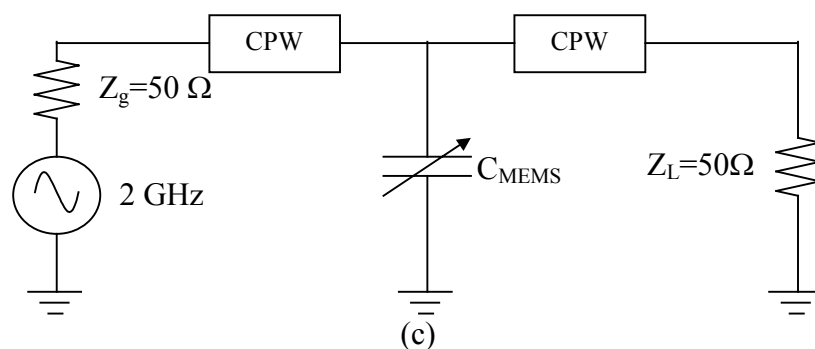
Ce type de simulation peut être utilisé pour étudier la tenue en puissance d'un de nos micro-dispositifs. En effet, il est possible de simuler la hauteur de la poutre en fonction de la puissance transportée par une onde constante, cela revient à connaître la tenue en puissance du dispositif. Nous avons réalisé une mesure de la tenue en puissance d'un pont (capacité en parallèle à la masse) que nous avons comparée à la théorie (équation I.22) et à la simulation (figure II.42). Le décalage entre simulation et mesure est due à un mauvais étalonnage. L'étalonnage est difficile à réaliser sur notre banc de mesure à cause d'une longueur de câble importante. Les caractéristiques du pont modélisé sont données dans le tableau II-7. On peut néanmoins constater que l'ordre de grandeur de la puissance est assez bien estimé, ce qui valide notre démarche.



(a)



(b)



(c)

Figure II.42 : (a) mesure, simulation et calcul théorique de la tenue en puissance d'un micro-dispositif – (b) photographie au microscope électronique à balayage du micro-dispositif modélisé (b) schéma équivalent simulé

<i>Constante de rappel</i>	k	9 N/m
<i>Facteur de qualité mécanique</i>	Q_{meca}	1
<i>Fréquence de résonance mécanique</i>	f_{meca}	10 kHz
<i>Entrefer du system capacitif</i>	g_0	1,5 μm
<i>Epaisseur du diélectrique</i>	t_{diel}	0,3 μm
<i>Permittivité du diélectrique</i>	$\epsilon_{\text{r diel}}$	9,6
<i>Surface en regard des électrodes d'actionnement</i>	$A_a = w \times \omega$	$8,5 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$
<i>Longueur de la poutre</i>	L	280 μm
<i>Largeur des bras d'ancrage de la poutre</i>		20 μm
<i>Longueur des bras d'ancrage de la poutre</i>		80 μm
<i>Largeur du conducteur contrôle de la ligne CPW</i>	W	100 μm

Tableau II-7

Caractéristiques d'un pont micro-usiné

II.3.3.3 Modélisation du bruit de phase et d'amplitude

Pour modéliser les bruits de phase et d'amplitude, il faut d'abord modéliser la force de bruit (Brownien dans le cas présent). Dans Agilent ADS, ceci peut être simplement réalisé en utilisant une source de bruit dont l'amplitude est égale à l'amplitude de la force de bruit. La simulation du bruit est directement faite grâce à des modules spéciaux internes à Agilent ADS. De plus, le comportement dynamique du composant microélectromécanique est directement pris en compte lors de la simulation, ce qui permet d'établir des calculs de bruit de phase pour des micro-dispositifs polarisés. Les résultats de simulation de bruit de phase et d'amplitude, dus au bruit Brownien, sont présentés figure II.43. les caractéristiques du dispositif modélisé sont données dans le tableau II-8.

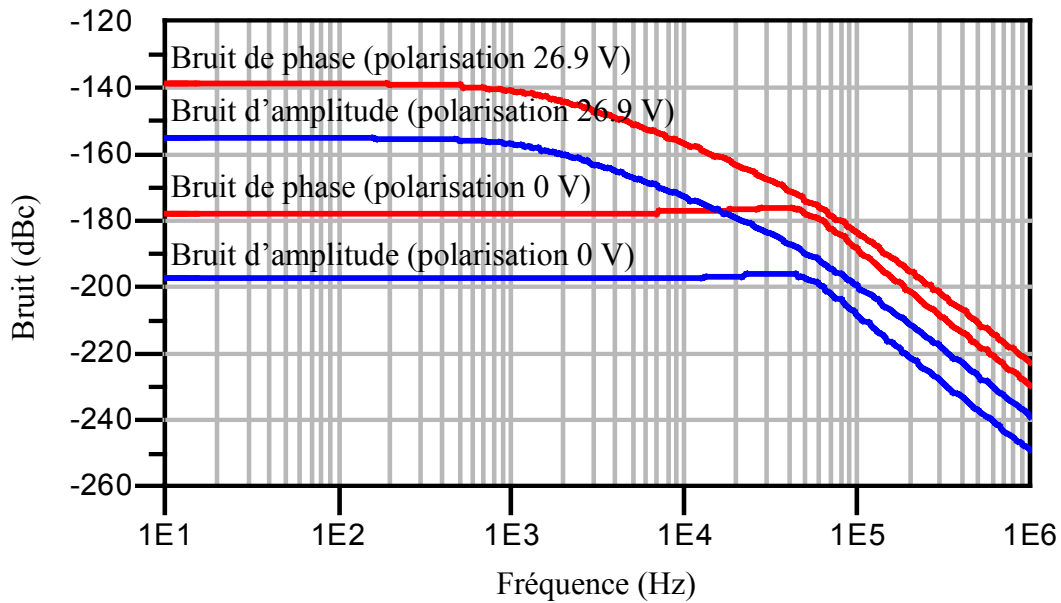


Figure II.43 : Simulation du bruit de phase et d'amplitude

Le calcul théorique des bruits de phase et d'amplitude, pour un dispositif non polarisé, a donné respectivement -180 dBc et -202 dBc (avec les équations du chapitre I), les résultats de simulation ont donné $-177,5$ dBc pour le bruit de phase et -197 dBc pour le bruit d'amplitude. Les approximations réalisées pour permettre le calcul théorique du bruit (cf. chapitre I) expliquent la différence entre les résultats mesurés et simulés.

Ces niveaux de bruit sont très faibles, ils sont largement en-dessous du niveau de bruit d'un VCO (-150 dBc à 1 MHz pour les meilleurs). L'insertion de composants micro-électromécaniques comme éléments de réglage d'un VCO par exemple n'augmentera donc pas significativement le niveau de bruit global du dispositif.

<i>Constante de rappel</i>	k	10 N/m
<i>Facteur de qualité mécanique</i>	Q_{meca}	1
<i>Fréquence de résonance mécanique</i>	f_{meca}	50 kHz
<i>Entrefer du system capacitif</i>	g_0	3 μm
<i>Capacité à l'état initial</i>	γ	50 fF
<i>Evaluation des effets de bord</i>		35 %
<i>Température</i>	T	300 K
<i>Fréquence de travail</i>		10 GHz

Tableau II-8
Caractéristiques d'un varactor

II.3.4. SIMULATION D'ENVELOPPE

Cette simulation permet principalement de réaliser des études de tenue en puissance pour des signaux de type modulés ou pulsés. En fait, elle nous permet de calculer la hauteur de la poutre pour ces types de signaux. Elle permet de déterminer, à partir de quelle puissance celle-ci va s'auto-actionner. Ce type de simulation est valable tant que l'amplitude du déplacement de la poutre reste dans la zone stable (voir chapitre I paragraphe IV.2). La figure II.44 présente les résultats de simulations et la tenue en puissance pour un train d'impulsion de période 1 ms, la puissance RF à 2 GHz est de 36,3 dBm.

Les caractéristiques du dispositif modélisé sont détaillées dans le tableau II-7. On peut constater que le déplacement de la membrane est proportionnel à l'enveloppe de la porteuse.

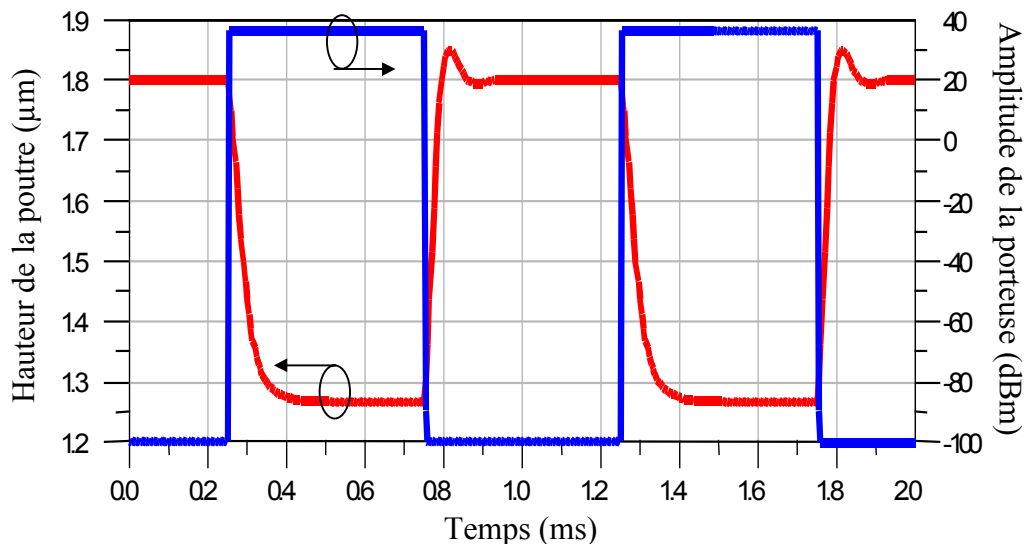


Figure II.44 : Simulation de l'amplitude du déplacement de la poutre soumise à une puissance modulée

II.3.5. SIMULATION DES PARAMETRES S LARGE SIGNAL

Ce type de simulation permet d'observer la déformation des paramètres S fort signal lorsque le dispositif simulé (chargé par 50Ω en entrée et en sortie) est traversé par une onde RF à enveloppe constante. Ce type de simulation n'est valable que si la poutre reste dans sa zone de stabilité (voir chapitre I paragraphe IV.2). La figure II.45 présente les paramètres S du composant série défini dans le tableau II-2 pour des puissances de 0 dBm et 38 dBm. Si la puissance est supérieure à 38 dBm, la simulation ne converge plus car la zone de stabilité de la poutre est dépassée.

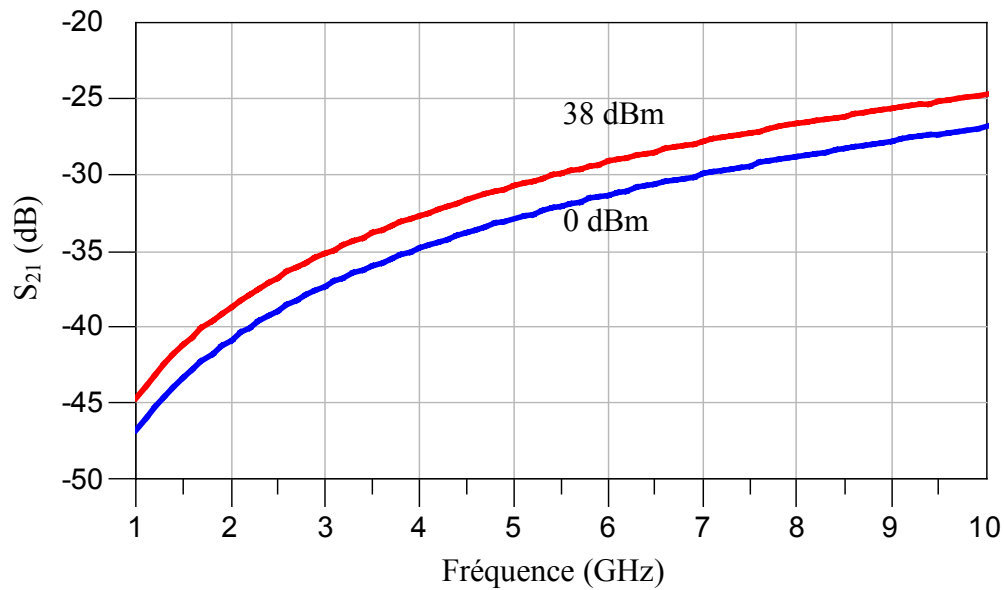


Figure II.45 : Simulation de S_{21} pour un micro-dispositif en fonction de la puissance RF qui le traverse

Ce type de simulation peut s'avérer très intéressant pour modéliser des filtres accordables à base de composants microélectromécaniques. En effet, il est alors possible de simuler l'effet de la puissance RF sur la fréquence centrale et la bande passante.

Les différentes méthodes de simulation applicables aux micro-dispositifs RF avec notre modèle, sont résumées dans le tableau II-9.

Type de simulation	DOMAINE MECANIQUE		DOMAINE ELECTRIQUE		
	Déplacement de la membrane pour un actionnement "normal"	Déplacement de la membrane dû à l'auto-actionnement	Paramètre S	Modulation inter-modulation	Bruit
Temporelle	X				
Fréquentielle			X		
Equilibrage harmonique	X	X		X	X
Transition d'enveloppe	X	X			
Paramètre S large signal			X		

Tableau II-9 : Résumé des différentes méthodes de simulation applicables aux composants microélectromécanique RF

II.4 METHODE DE MODELISATION

Dans les paragraphes précédents, nous avons présenté un modèle électromécanique qui permet de simuler les dispositifs électroniques à base de micro-structures. Il nous faut maintenant définir une méthodologie qui permet d'extraire des mesures les paramètres nécessaires à la modélisation simplifiée que nous avons présentée.

Ces paramètres sont :

- ↪ A_a surface en regard des électrodes d'actionnement ;
- ↪ V_p tension d'actionnement ;
- ↪ g_0 la hauteur initiale de la membrane ;
- ↪ f_{meca} la fréquence de résonance mécanique ;
- ↪ t_c temps de commutation pour une tension définie ;
- ↪ Q_{meca} facteur de qualité mécanique ;
- ↪ A_c surface en regard des électrodes de la capacité ;
- ↪ t_{diel} l'épaisseur de diélectrique s'il y en a un.

L'idée est d'extraire ces paramètres à l'aide d'un banc de mesure RF uniquement, car les outils de caractérisation mécanique sont rarement disponibles dans les laboratoires d'électroniques. Les paramètres f_{meca} et Q_{meca} peuvent être extraits à l'aide d'un banc de mesure de modulation [89], [90].

II.4.1. BANC DE MESURE DE MODULATION

Le banc de mesure doit nous permettre de mesurer f_{meca} ; il est présenté en figure II.46. Le banc est composé d'une source RF (à 10 GHz) à laquelle on vient superposer une source (TTI TF 1010) amplifiée, par le biais de tés de polarisation. En sortie, un analyseur de spectre (Rohde & Schwartz FSEK 30), nous permet de visualiser le spectre du signal modulé par la source basse fréquence autour de la porteuse à la fréquence RF (10 GHz ici).

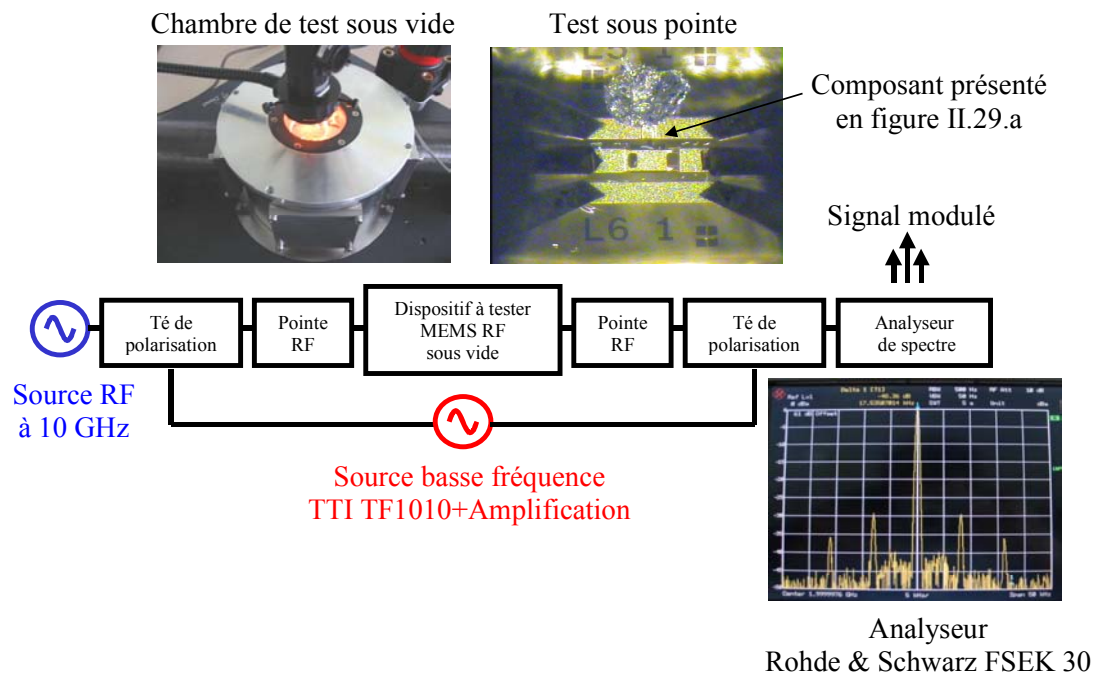


Figure II.46 : Banc de mesure de la modulation

Pour mesurer $f_{\text{méca}}$, nous allons mesurer le niveau de modulation pour un signal modulant BF (à une fréquence variant de 0,1 kHz à quelques centaines de kHz). Le niveau de modulation est proportionnel à la réponse en fréquence du dispositif (voir chapitre I paragraphe V.2), la mesure s'effectuant sous vide ($Q > 1$), nous allons donc pouvoir détecter une modulation importante. En effet, $f_{\text{méca}}$ est déterminée par la fréquence modulante à laquelle le niveau d'intermodulation est maximum. Nous remarquerons que $f_{\text{méca}}$ est égale au double de la fréquence modulante à laquelle on a le maximum d'intermodulation, car il y a un doublement de fréquence dû à la force électrostatique qui varie avec le carré de la polarisation. Pour déterminer $Q_{\text{méca}}$ grâce à ce banc de mesure, nous mesurons précisément la différence de niveau entre la porteuse et l'harmonique généré à $2f_m$ (f_m est la fréquence modulante), et nous utilisons l'équation I-33.

La figure II.47(a) montre un exemple de mesure du spectre modulé à $f_m = f_{\text{méca}}/2$. Le micro-commutateur caractérisé est un micro-commutateur ohmique optimisé présenté en figure II.47(b). L'amplitude des harmoniques est maximale à $f_m = 20,45$ kHz, ce qui signifie que $f_{\text{méca}} = 40,9$ kHz. Pour observer ces harmoniques et les distinguer du bruit autour de la porteuse, nous avons augmenté l'amplitude crête de la source modulante jusqu'à 20 V. Comme la capacité du dispositif dans notre cas, est faible (10 fF à l'état initial), ceci a pour effet d'augmenter les variations de capacité et par conséquent, d'augmenter le niveau de modulation jusqu'à -8 dBc à $f_m = f_{\text{méca}}/2$.

Nous n'avons pas pu utiliser cette mesure pour déterminer $Q_{\text{méca}}$ à partir de l'équation I-33 car nous nous sommes placés en dehors de son domaine de validité ($\Delta z \ll g_0$) lorsque nous avons augmenté l'amplitude crête de la source modulante.

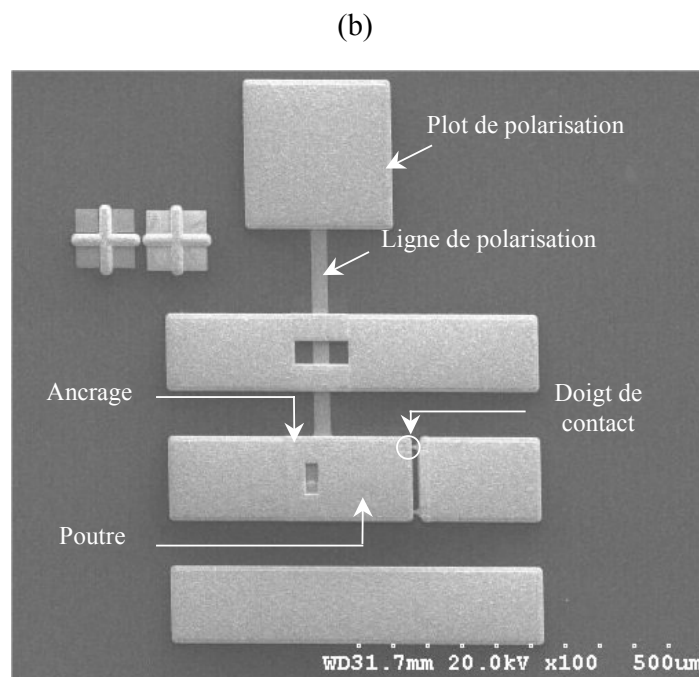
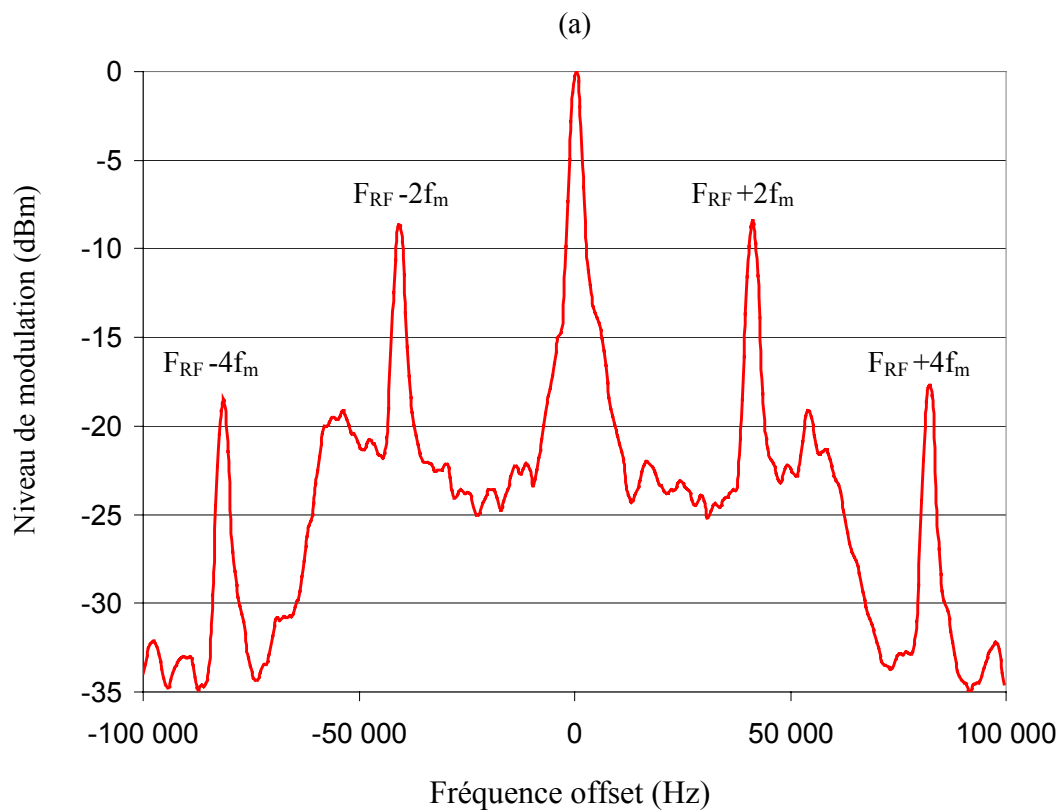


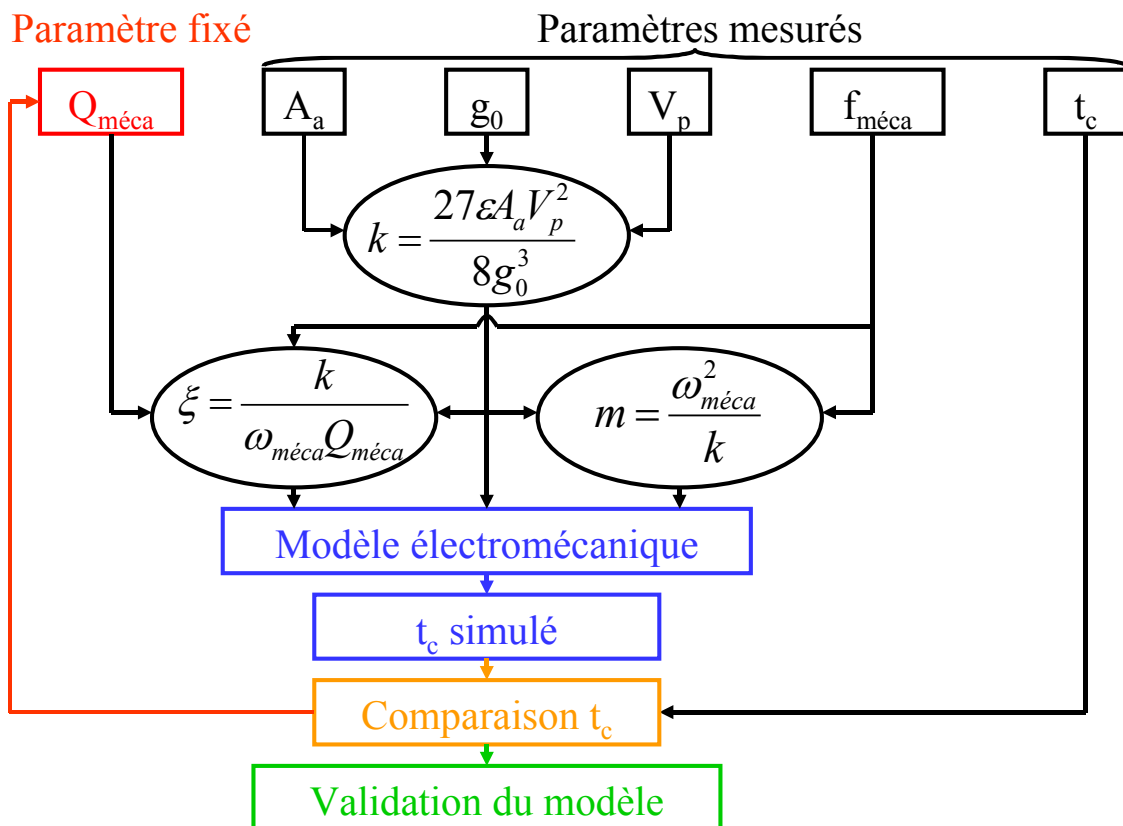
Figure II.47 : (a) spectre de modulation mesuré – (b) photo au microscope électronique à balayage d'un micro-commutateur ohmique optimisé

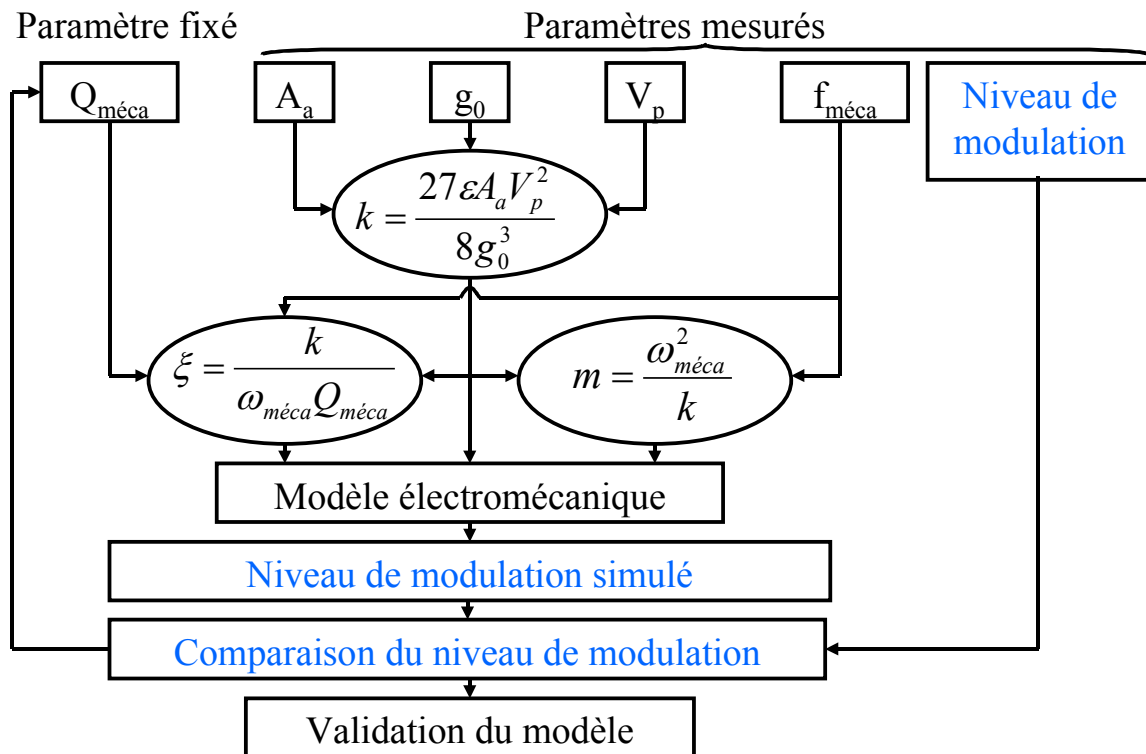
Nous avons alors appliqué une méthode de modélisation fondée sur la comparaison mesure-simulation.

II.4.2. METHODE DE MODELISATION

La méthode de modélisation est présentée en figure II.48. A_a et g_0 sont mesurées lors de la fabrication, $f_{m\acute{e}ca}$ est mesurée à l'aide du banc de mesure de modulation, V_p est mesurée par application d'une tension statique et un temps de commutation t_c pour une tension appliquée déterminée est mesuré. Le niveau de modulation à la fréquence modulante $f_m = f_{m\acute{e}ca}/2$ est mesurée ainsi que l'amplitude de la tension modulante V_{mo} . La méthode fonctionne comme suit : V_p , A_a et g_0 permettent de calculer k . k et $f_{m\acute{e}ca}$ permettent de déterminer m . Une valeur de $Q_{m\acute{e}ca}$ est fixée. Associée à k et $f_{m\acute{e}ca}$ elle permet de déterminer ξ . Ces paramètres sont alors injectés dans le modèle électromécanique et une simulation du temps de commutation est réalisée. Si le temps de commutation simulé correspond au temps de commutation mesuré, alors le modèle est validé. Dans le cas où les temps de commutation ne correspondent pas, une nouvelle valeur de $Q_{m\acute{e}ca}$ doit être fixée et il faut refaire une itération jusqu'à ce que les temps de commutation correspondent.

La même méthodologie de modélisation peut être appliquée en utilisant la mesure du niveau de modulation à $f_m = f_{m\acute{e}ca}/2$. Cette fois-ci, le niveau de modulation est simulé (au lieu du temps de commutation) et comparé à la mesure pour déterminer $Q_{m\acute{e}ca}$ de la même manière que précédemment (figure II.48(b)).





**Figure II.48 : (a) méthode de modélisation avec une mesure du temps de commutation
(b) méthode de modélisation avec une mesure du niveau de modulation**

II.4.3. APPLICATION DE LA METHODOLOGIE DE MODELISATION

Nous avons appliqué cette méthodologie de modélisation avec une mesure du temps de commutation à un micro-commutateur ohmique série présenté en figure II.29. Nous avons mesuré $f_{\text{méca}} = 24$ kHz, $A_a = 9,25 \cdot 10^{-9}$ m², $g_0 = 2,3$ μm, $V_p = 38$ V, $A_c = 6,25 \cdot 10^{-10}$ m². Pour une tension de 40 V, le temps de commutation est de 27 μs. Les valeurs extraites par la méthode de modélisation sont $k = 32$ N/m, $m = 1,41 \cdot 10^{-9}$ kg et $Q_{\text{méca}} = 10$. Nous avons validé cette méthodologie en comparant les temps de commutation mesurés et simulés pour différentes polarisations appliquées. Les résultats sont présentés en figure II-49. Ils montrent un bon accord entre mesures et simulations.

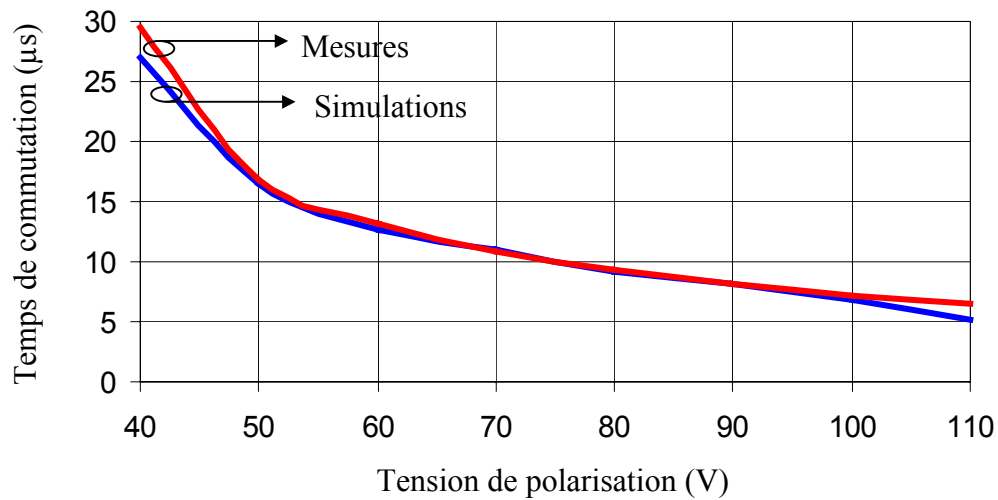


Figure II.49 : Mesures et simulations du temps de commutation en fonction de la polarisation appliquée

Nous avons remarqué que cette méthode de modélisation est limitée. Les simulations présentées figure II.50 du temps de commutation en fonction de la polarisation appliquée et du facteur de qualité mécanique montrent que le temps de commutation ne varie plus lorsque $Q_{\text{méca}}$ devient supérieur à 10, et ce quelle que soit la polarisation appliquée. Il n'est alors pas possible de connaître précisément $Q_{\text{méca}}$ lorsque celui-ci est supérieur à 10, c'est-à-dire dans le cas de dispositifs sous vide.

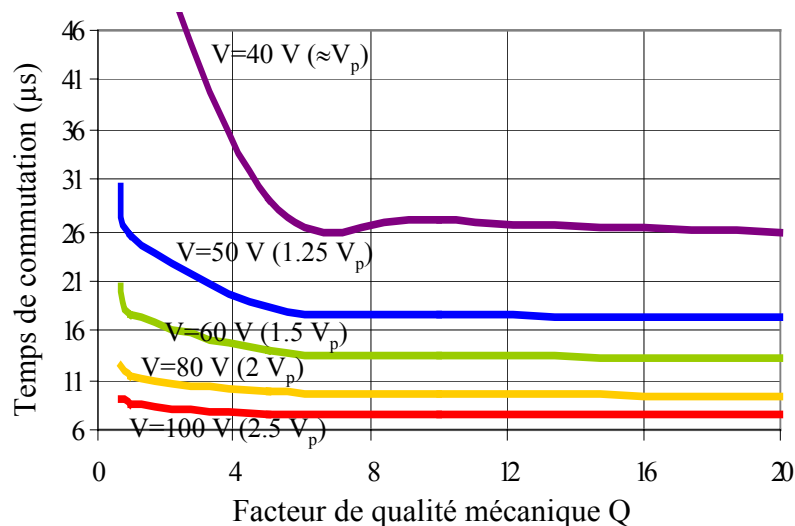


Figure II.50 : Simulation du temps de commutation en fonction de la tension appliquée et du facteur de qualité mécanique

Nous avons alors appliqué la méthodologie de modélisation avec une mesure du niveau de modulation à un micro-commutateur ohmique optimisé (figure II.47) pour déterminer $Q_{\text{méca}}$ quand celui-ci est élevé (dispositif sous vide). Nous avons mesuré $f_{\text{méca}} = 40,9$ kHz, $Aa = 11 \cdot 10^{-9}$ m², $g_0 = 1,8$ μm (hauteur au niveau de l'actionnement), $g_{\text{capa}} = 2,1$ μm (hauteur au niveau de l'extrémité libre de la poutre), $C_{\text{initiale}} = 10$ fF (capacité à l'état initial) et $V_p = 43$ V. A $f_m = f_{\text{méca}}/2$, pour une amplitude crête de tension modulante $V_{\text{mo}} = 20$ V, le niveau de modulation est de -8 dBc. Les valeurs extraites avec la méthode de modélisation sont $k = 99$ N/m, $m = 1,5 \cdot 10^{-9}$ kg et $Q_{\text{méca}} = 22,3$.

Cette valeur de $Q_{\text{méca}}$ explique que l'on détecte plus facilement $f_{\text{méca}}$. En effet, le niveau de modélisation étant proportionnel à $Q_{\text{méca}}^2$ à la fréquence de résonance mécanique $f_{\text{méca}}$, la valeur extraite correspond à une augmentation du niveau de modélisation de plus de 35 dBc à $f_{\text{méca}}$ par rapport à un $Q_{\text{méca}}$ de 1.

III. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons utilisé des méthodes de modélisation électromagnétique et nous avons présenté un modèle électromécanique à base de schéma équivalent.

La première partie de ce chapitre a été dédiée à la modélisation électromagnétique. Deux types de modélisations ont été utilisés ; la modélisation par la méthode des éléments finis et la modélisation par la méthode des moments.

La modélisation par la méthode des éléments finis a été utilisée dans le cadre d'un projet RMNT pour concevoir un micro-commutateur ohmique série. Les résultats de simulation ont montré un bon accord avec les résultats de mesure du dispositif fabriqué qui a fait l'objet d'un transfert technologique vers un industriel.

La modélisation par la méthode des moments a servi à la conception de micro-commutateurs ohmiques et de matrice de routage. Les résultats simulés correspondent aux résultats mesurés des dispositifs fabriqués. Un brevet sur la matrice de routage est en cours de dépôt.

La seconde partie du chapitre présente une méthode de modélisation électromécanique. Les diverses possibilités de simulation offertes par le modèle développé ont été présentées et illustrées d'exemples comparés à des résultats de mesure.

La fin de ce chapitre décrit une méthode d'extraction des paramètres nécessaires à la modélisation électromécanique.

Dans le prochain chapitre, ces méthodes de modélisation seront utilisées pour concevoir et caractériser deux filtres accordables à base de composant micro-électromécaniques.

CHAPITRE III

Filtres accordables

INTRODUCTION

Nous avons vu au premier chapitre que de nombreuses recherches concernent aujourd'hui les filtres accordables à base de composants microélectromécanique [40-51]. L'objectif de ces études est de créer des dispositifs accordable en fréquence pour simplifier les systèmes de télécommunication.

Dans ce chapitre, nous présentons des filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale aux longueurs d'ondes millimétriques.

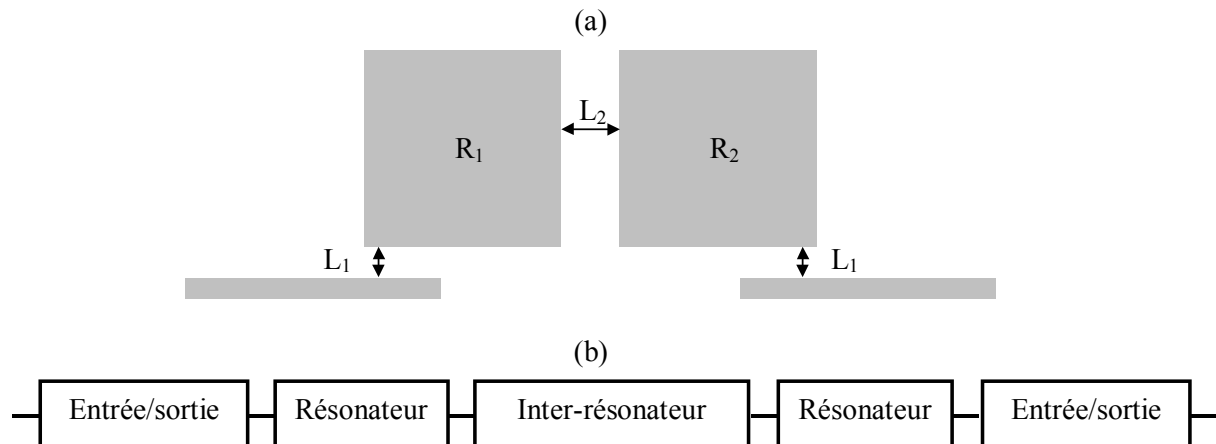
Nous verrons tout d'abord la conception, la fabrication et la caractérisation d'un filtre 2 pôle accordable à base de varactors micro-usinés. Nous verrons ensuite la modélisation électromécanique de ce filtre qui nous permettra d'évaluer sa tenue en puissance, ses bruits de phase et d'amplitude, ainsi que son niveau d'intermodulation.

Enfin, pour valider notre approche à la conception de filtres multipôles, nous présenterons les caractéristiques d'un filtre 4 pôles accordable fondé sur le même principe de fonctionnement.

I. FILTRE 2 POLES ACCORDABLE

I.1 CONCEPTION DU FILTRE

Nous allons expliquer le principe de fonctionnement de notre filtre 2 pôles à varactors micro-usinés distribués sur une ligne de transmission en le comparant à un filtre 2 pôles planaire non accordable.



**Figure III.1 : (a) schéma d'un filtre 2 pôles en technologie planaire
(b) schéma du filtre 2 pôles accordable**

Le couplage d'entrée / sortie est réglé par la longueur L_1 pour un filtre planaire (figure III.1.(a)), et le couplage inter-résonateur par la longueur L_2 . La fréquence de résonance des résonateurs est déterminée par les dimensions des résonateurs R_1 et R_2 . Dans le cas de notre filtre accordable, le couplage d'entrée / sortie est réglé grâce aux sections « Entrée/sortie », le couplage inter-résonateur est réglé par la section « Inter-résonateur » et la fréquence de résonance des résonateurs par les sections « Résonateurs ».

Un schéma et une photographie du filtre 2 pôles sont présentés en figure III.2. Il a été conçu en cascade de sections de ligne coplanaire périodiquement chargée par des varactors micro-usinés (ponts). Le prototype initial du filtre passe bande est un filtre 2 pôles de type Tchebycheff centré à 44 GHz avec 1,5 GHz de bande équiondulante et 0,2 dB d'ondulation. Ses coefficients de Tchebycheff normalisés sont $g_0 = 1$, $g_1 = 1,0378$, $g_2 = 0,6745$ et $g_3 = 0,5386$ correspondant à un facteur de qualité externe $Q_{\text{ext}} = 30$ et un coefficient de couplage inter-résonateur $k_{12} = 0,041$ [91].

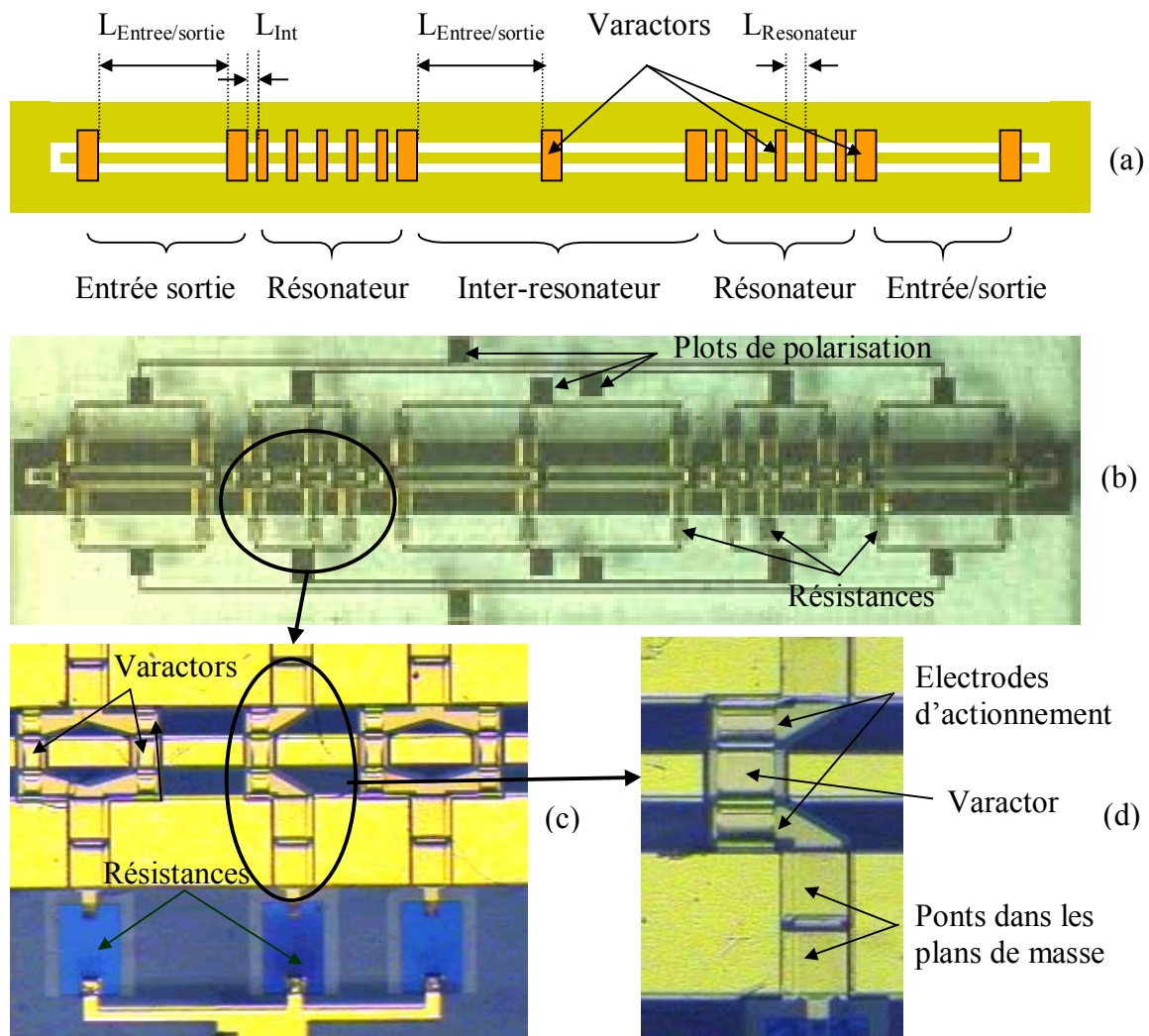


Figure III. 2 : (a) schéma du filtre – (b) photographie du filtre 2 pôles fabriqué – (c) photographie d'une section résonateur – (d) photographie d'un varactor

Chaque résonateur est fabriqué à partir d'une section et ligne coplanaire chargée par cinq varactors (figure III.2(c)) qui forme une structure à onde lente [54]. Le nombre de ponts a été choisi pour avoir un bon compromis entre la taille et l'efficacité. En changeant la capacité des varactors micro-usinés d'une section « Résonateur », la permittivité effective de la section est changée, entraînant une variation de la fréquence de résonance f_0 .

Le couplage d'entrée et de sortie est réalisé par une section de ligne coplanaire de longueur $\lambda_g/4$ chargée par un varactor micro-usinés à chaque extrémité (figure III.2). Ces varactors sont plus larges que ceux des sections « Résonateurs » dans le but d'obtenir le couplage désiré. Quand les varactors des sections « Entrée/sortie » sont polarisés, le facteur de qualité externe Q_{ext} est réglé.

Le couplage inter-résonateur est réalisé avec les mêmes sections que le couplage d'entrée et de sortie. Pour obtenir une valeur optimale de k_{12} , deux sections « Entrée/sortie » ont été cascadiées pour former la section « inter-résonateur » (figure III.2). Lorsque la capacité des varactors des sections « Inter-résonateur » changent, le k_{12} est réglé. Les dimensions du filtre sont données dans le tableau III-1.

Longueur des sections Entrée/sortie et Inter-résonateur (μm)	$L_{\text{Entrée/Sortie}}$	1 730
Longueur des sections Résonateurs (μm)	$L_{\text{Résonateur}}$	320
Intervalle entre deux sections (μm)	L_{Int}	200
Longueur des ponts varactors (μm)	L_v	300
Largeur des varactors (Entrée/sortie et Inter-résonateur) (μm)	w_v	120
Largeur des varactors (Résonateurs) (μm)	W_v	60
Longueurs des électrodes d'actionnement (μm)	L_a	70
Gap d'air sous les ponts varactors (μm)	g_0	2,3
Longueur totale du filtre (mm)		12,4

Tableau III-1
Dimensions du filtre 2 pôle

Les sections « Résonateur », « Inter-résonateur » et « Entrée/sortie » sont polarisées séparément de façon à permettre un réglage de la fréquence centrale indépendant du réglage de la bande.

I.2 CARACTERISTIQUES DES VARACTORS MICRO-USINES

Les figures III.2(d) et III.3 montrent les ponts micro-usiné utilisés pour concevoir le filtre. Les ponts sont disposés sur une ligne coplanaire ($W = G = 100\mu\text{m}$) d'une impédance caractéristique égale à 96Ω [54].

Les électrodes d'actionnement sont situées dans les gaps de la ligne coplanaire. Elles sont connectées au réseau de polarisation par des résistances et des lignes qui passent sous les ponts des plans de masse de la ligne coplanaire comme le montrent les figures III.3 et III.4 [44], [45].

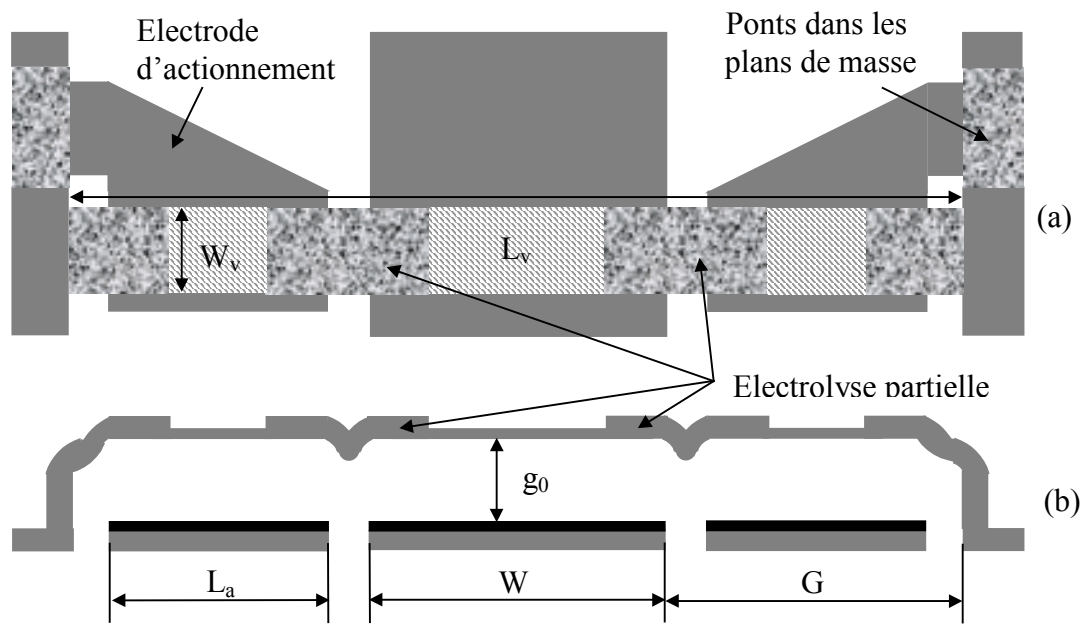


Figure III.3 : Schéma d'un varactor - (a) vue de dessus – (b) vue en coupe

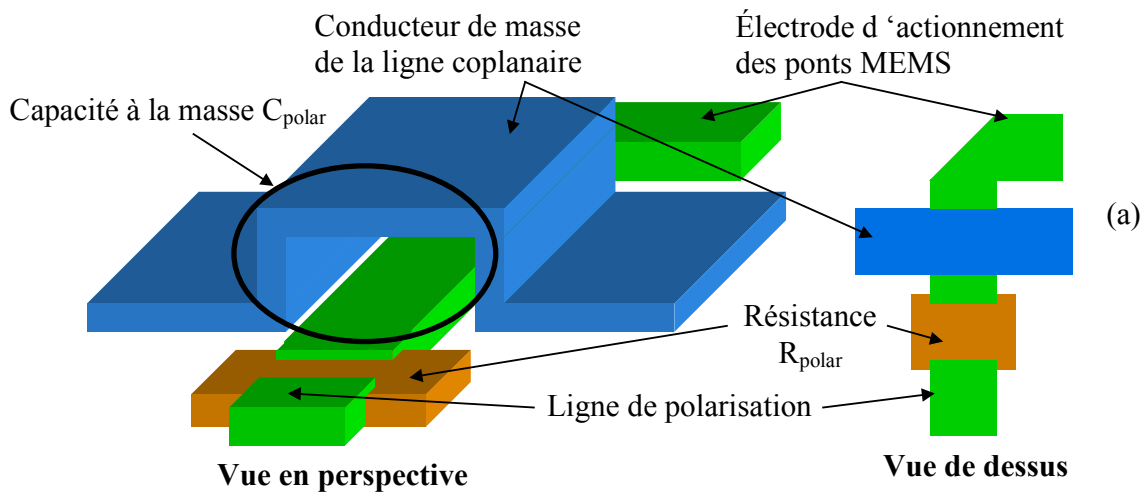


Figure III.4 : Schéma du système de polarisation et schéma équivalent électrique

La figure III.4 présente le système de polarisation et son équivalent électrique. Le schéma équivalent électrique complet d'un varactor intégré sur une ligne coplanaire est donnée figure III.5.

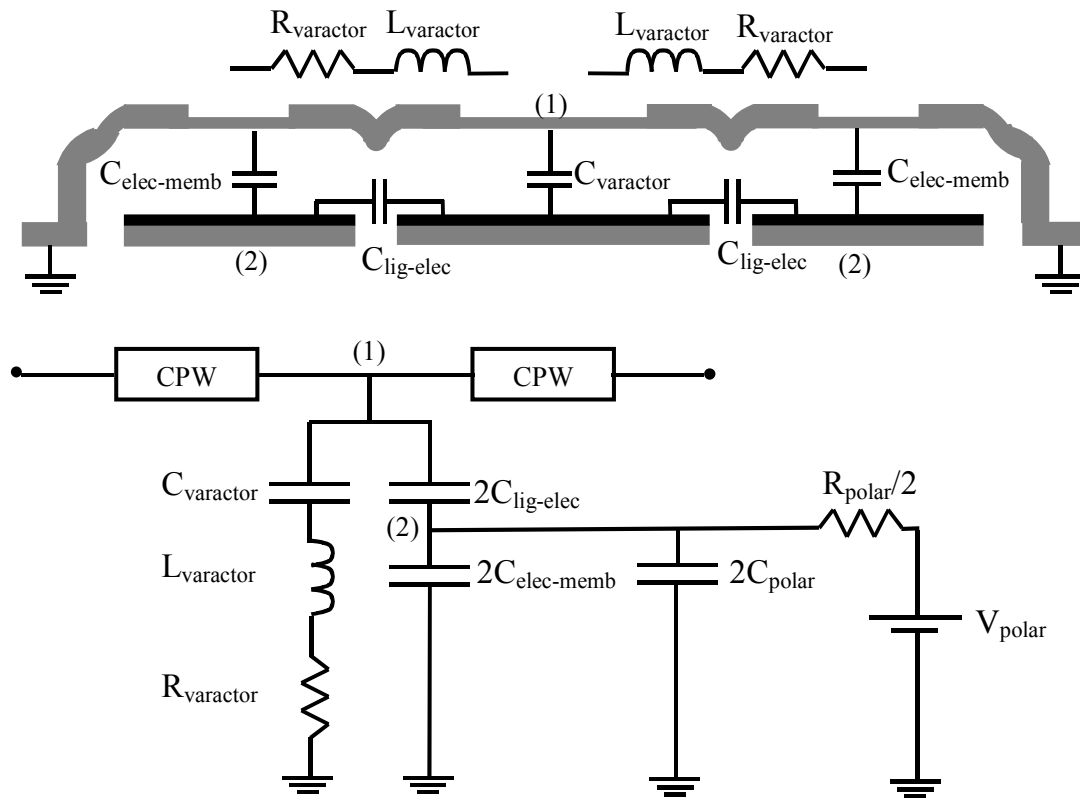


Figure III.5 : Schéma équivalent électrique complet d'un varactor et de son système de polarisation

Compte-tenu de la capacité $C_{\text{lig-elec}}$ très faible devant C_{varactor} , le schéma équivalent se résume à un circuit RLC série (en parallèle sur la ligne RF) avec une capacité parasite en parallèle à la masse comme le montre la figure III.6(a).

La valeur de la capacité parasite C_{parasite} étant très faible (0,9 fF), nous utiliserons plutôt le schéma équivalent de la figure III.6(b).

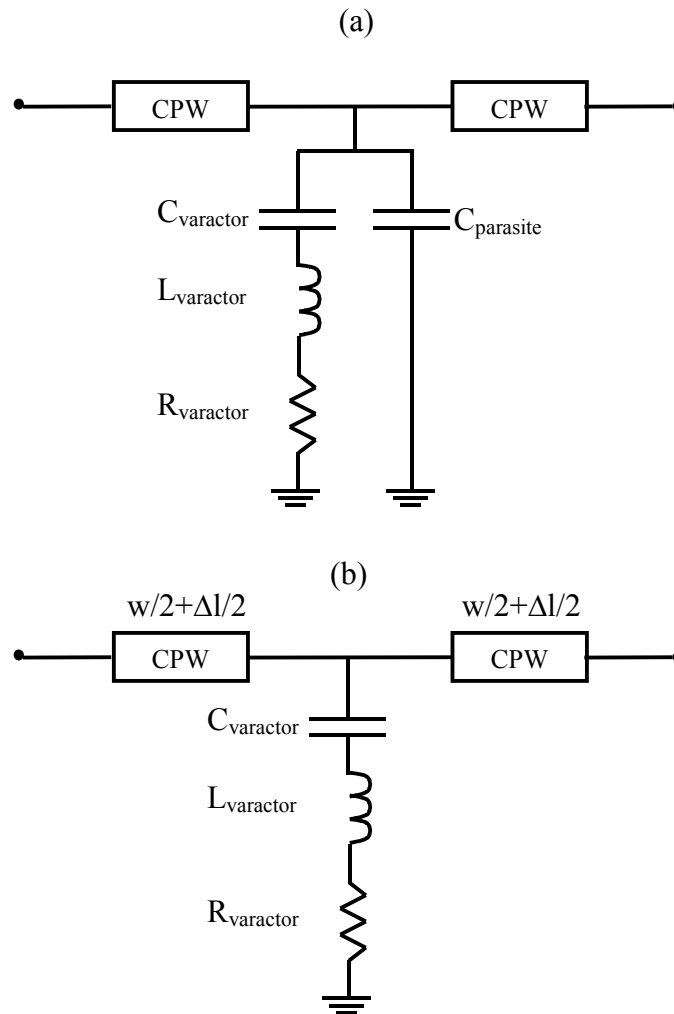


Figure III.6 : (a) schéma équivalent électrique d'un varactor avec la capacité parasite due à la polarisation – (b) schéma équivalent électrique d'un varactor sans capacité parasite

où w est la largeur du pont micro-mécanique et Δl est une longueur de ligne qui permet de tenir compte du déphasage induit par le courant passant par les ponts

La capacité des varactors (incluant la faible capacité de polarisation due aux électrodes d'actionnement) des sections Résonateur est de 30 fF à l'état haut et 41 fF lorsque la poutre est déplacée au maximum. Elle est de 59 fF et 80 fF pour celles des varactors des sections Entrée/sortie et inter-résonateur. La figure III.7 montre la capacité en fonction de la polarisation appliquée simulée. La tension maximum qui peut être appliquée avant que le pont ne s'abaisse a été mesurée à 45 V pour les varactors des sections Résonateur et 48 V pour les varactors des sections Entrée/sortie et Inter-résonateur.

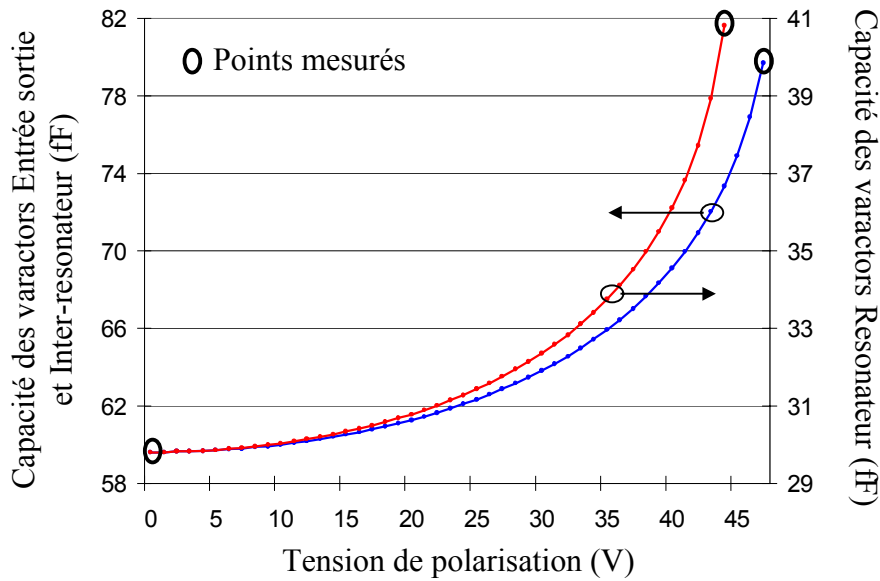
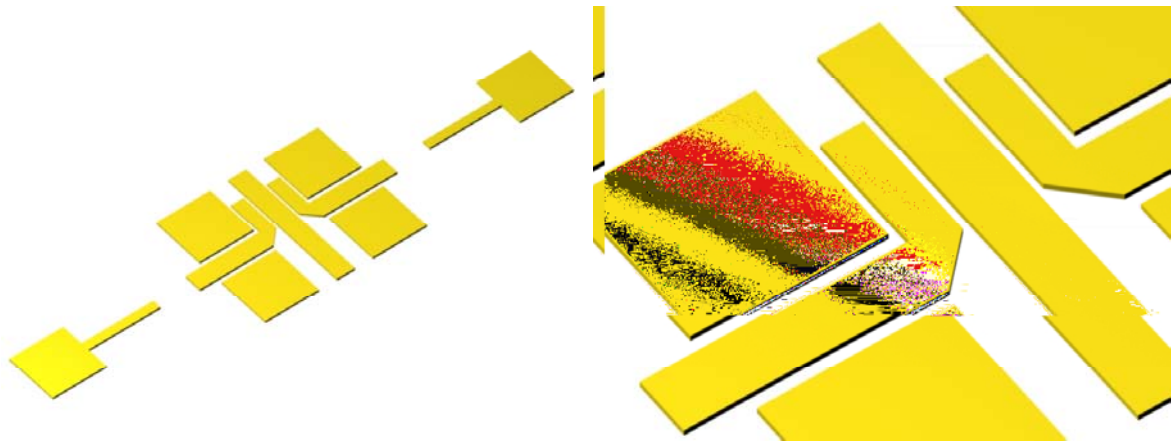


Figure III.7 : Simulation et mesures de la capacité des varactors en fonction de la polarisation appliquée

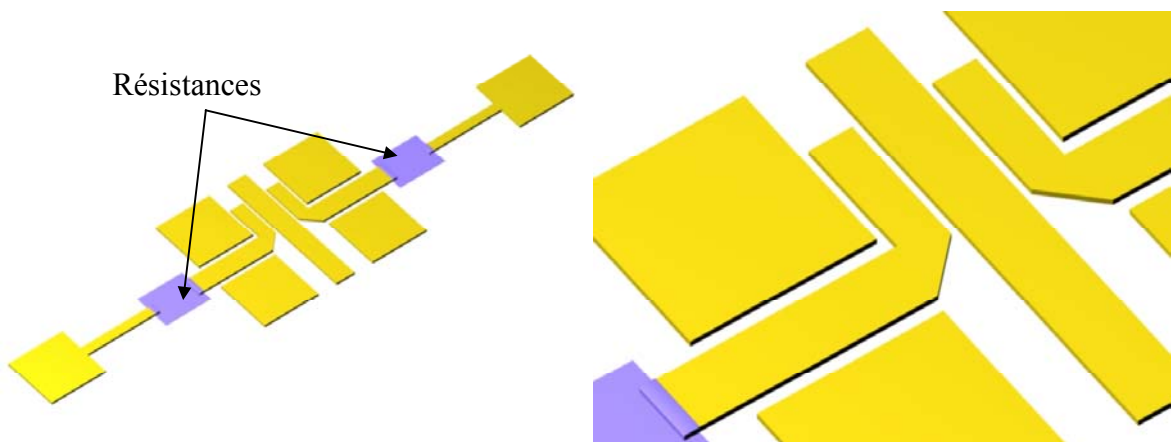
I.3 FABRICATION

Le filtre a été fabriqué sur un substrat de silice fondue ($\epsilon_r = 3,8$) de $525 \mu\text{m}$ d'épaisseur sur lequel 300 \AA de chrome et 5000 \AA d'or ont été évaporés. L'épaisseur d'or est augmentée jusqu'à $1 \mu\text{m}$ par électrolyse, pour réduire les pertes, puis gravée pour former la ligne coplanaire et le réseau de polarisation (figure III.8(a)). Ensuite, les résistances faites de carbone dopé avec du nickel ($100 \text{ k}\Omega/\text{carré}$) sont déposées par un système de déposition par ablation laser (PLD). Nous effectuons cette déposition grâce à un procédé « lift off » (figure III.8(b)). Le même procédé (PLD + Lift off) est utilisé pour déposer une couche d'alumine de 2000 \AA d'épaisseur. Cette couche sert à éviter les contacts ohmiques entre la poutre et les électrodes d'actionnement (figure III.8(c)). Ensuite, une couche de $2,3 \mu\text{m}$ de résine photosensible est utilisée comme couche sacrificielle pour les varactors et les ponts des plans de masse de la ligne coplanaire (figure III.8(d)). La seconde couche de métal utilisée pour former la poutre des varactors (et des ponts des plans de masse de la ligne coplanaire) est évaporée. Elle est composée de titane/or/titane d'épaisseur $50/5000/50 \text{ \AA}$ et partiellement électrolysée jusqu'à une épaisseur de $3 \mu\text{m}$ pour obtenir un ancrage rigide et un franchissement des marches (dues aux précédentes couches déposées) approprié. Cette seconde couche est ensuite gravée (figure III.8(e)) et la résine sacrificielle est enlevée pour

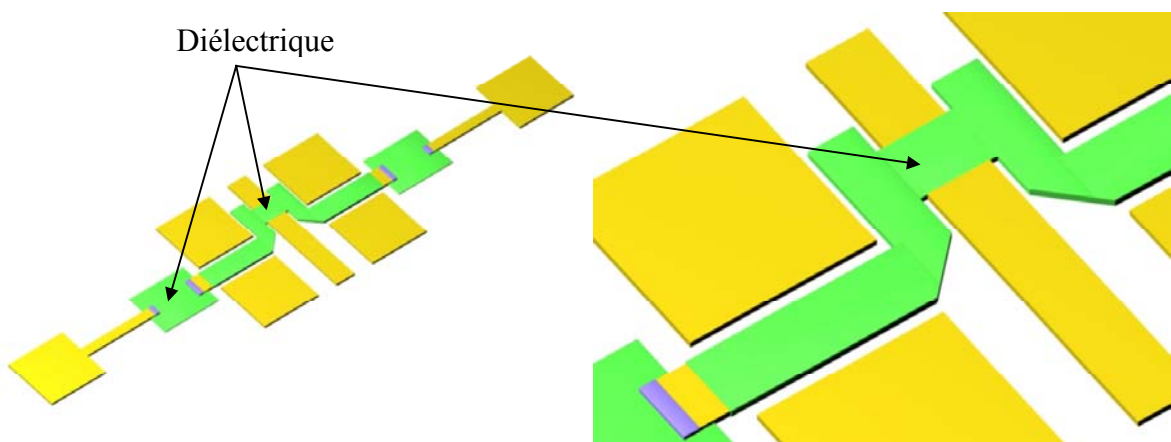
libérer les ponts. Enfin, le circuit est séché à l'aide d'un sécheur à point critique fonctionnant avec du CO_2 (figure III.8(f)). Il est intéressant de noter que la fabrication se déroule à des températures inférieures à 150°C car la PLD permet la déposition de diélectriques à température ambiante.



(b)



(c)



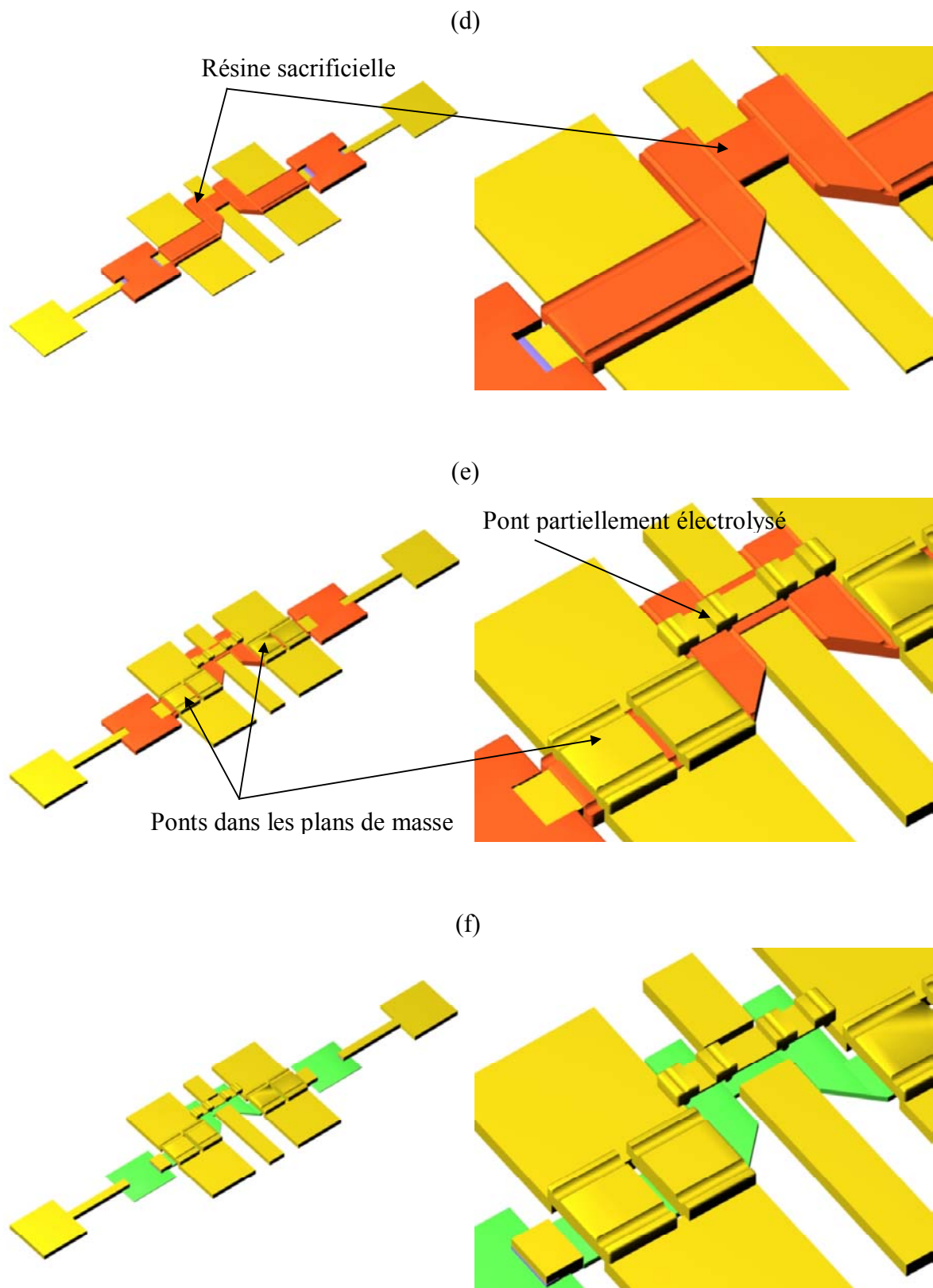


Figure III.8 : Procédé de fabrication du filtre

I.4 SIMULATIONS ET MESURES

I.4.1. FILTRE A L'ETAT INITIAL

Une étude électromagnétique incluant les pertes métalliques et les électrodes d'actionnement a été réalisée avec le logiciel Agilent MOMENTUM pour régler le filtre. La figure III.9 présente les résultats de cette analyse, ils sont comparés aux résultats de mesure réalisés sans polarisation. Les mesures ont été faites à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau Agilent 8510 C avec une procédure d'étalonnage SOLT. La fréquence centrale du filtre est de 44,05 GHz, la bande passante à 3 dB est de 2,8 GHz (6,4 %), les pertes d'insertion en milieu de bande sont de 3,2 dB et le coefficient de réflexion est inférieur à -18 dB.

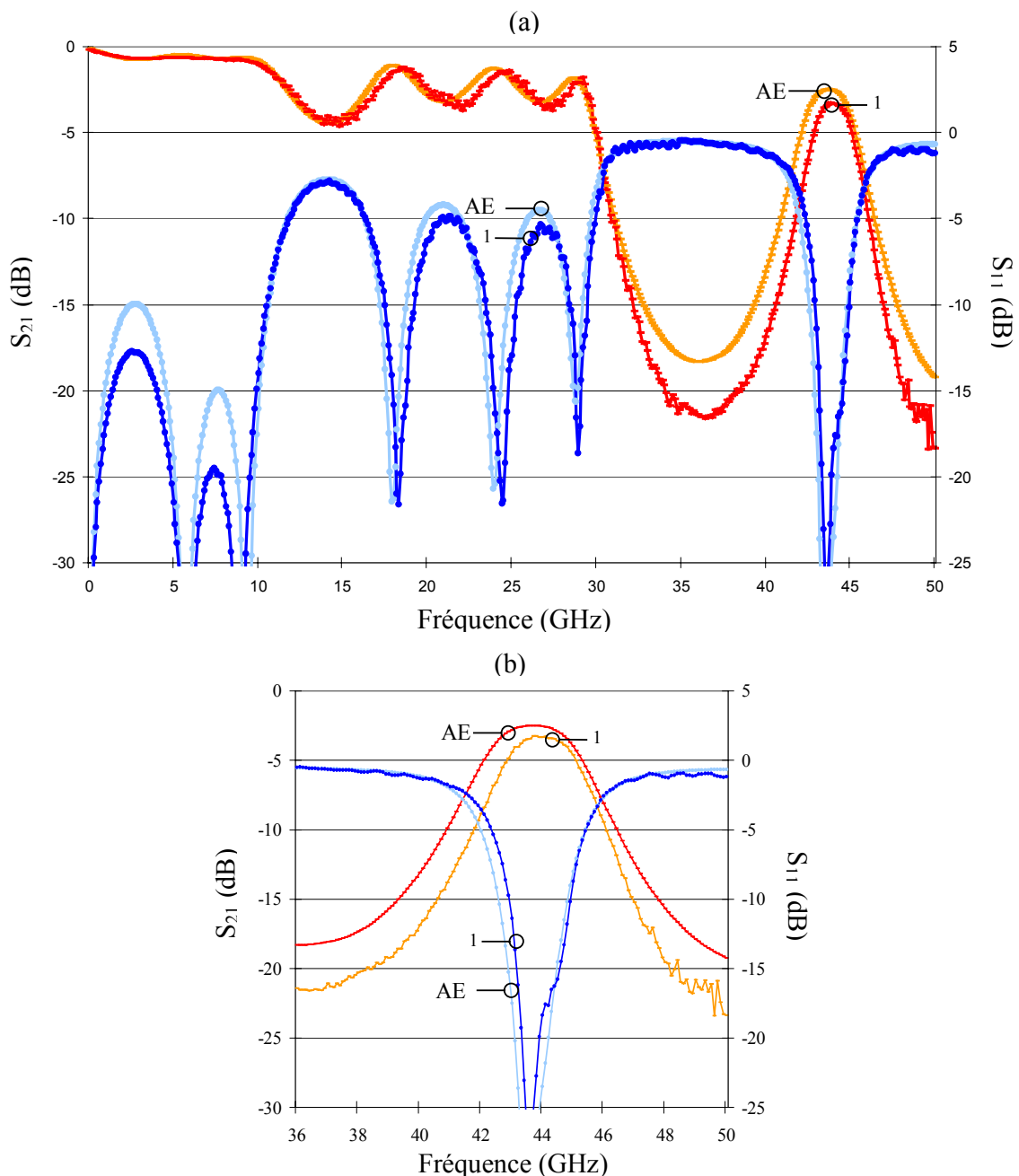


Figure III.9 : Filtre à l'état initial (a) réponse large bande – (b) réponse de 36 à 50 GHz

(1) résultats de mesure. La fréquence centrale, la bande passante et les tensions de polarisation des courbes mesurées sont données dans le tableau III-2 (AE) résultats de l'analyse électromagnétique.

Nous avons déterminé Q_{ext} , k_{12} et f_0 en faisant correspondre les résultats de mesure aux résultats de simulation du modèle équivalent RLC d'un filtre 2 pôles présenté en figure III.10.

A l'état initial, nous avons obtenu $Q_{\text{ext}} = 30$, $k_{12} = 0,049$ et $f_0 = 44,05$ GHz, ce qui est en bon accord avec les valeurs ciblées. C'est la valeur minimale de Q_{ext} et les valeurs maximales de k_{12} et f_0 qui pourront être obtenues. Le facteur de qualité à vide Q_0 , extrait de la même façon, est de 60.

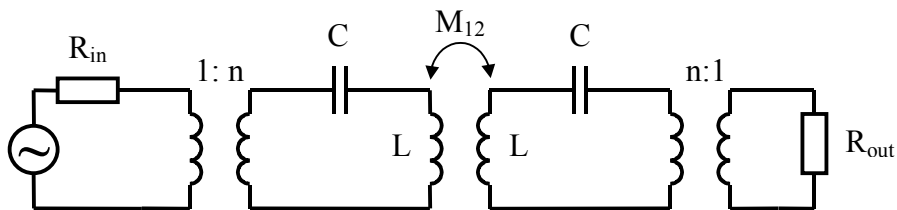


Figure III.10 : Schéma équivalent en éléments localisés d'un filtre 2 pôles

Numéro de la courbe	1	2	3	4	5
f_0 (GHz)	44,05		42,70	42,70	41,55
$\Delta f_{.3 \text{ dB}}$ (GHz)	2,80		2,80	2,05	2,80
Entrée-Sortie (V)	0	47	16	0	17
Résonateur (V)	0	0	40	0	44
Inter-résonateur (V)	0	0	0	47	0

Tableau III-2

f_0 , $\Delta f_{.3\text{dB}}$ et tension de polarisations appliquée des réponses mesurées

I.4.2. REGLAGE DU FACTEUR DE QUALITE EXTERIEUR Q_{ext}

La figure III.11 présente les paramètres S du filtre lorsque seuls les varactors des sections « Entrée/sortie » sont polarisés. Ces résultats associés à ceux de la figure III.12 montrent que le facteur de qualité extérieur Q_{ext} peut être changé de 30 à 70 lorsque la tension de polarisation varie de 0 à 48 V. Nous pouvons également remarquer que cette variation n'est pas linéaire, cela est dû à la force électrostatique qui varie avec le carré de la tension de polarisation. Les polarisations appliquées pour obtenir les courbes mesurées sont détaillées dans le tableau III-2. Les courbes de la figure III.11 ne montrent que les états extrêmes du

filtre sans aucune correction appliquée sur les autres sections du filtre pour améliorer la réponse. Ceci explique que la courbe numéro 2 soit si distordue avec une ondulation importante. La réponse peut être facilement corrigée en réduisant le coefficient de couplage inter-résonateur. Etant donné que les varactors ont une plage de variation continue, de nombreuses configurations différentes du filtre peuvent être obtenues entre ces deux états extrêmes.

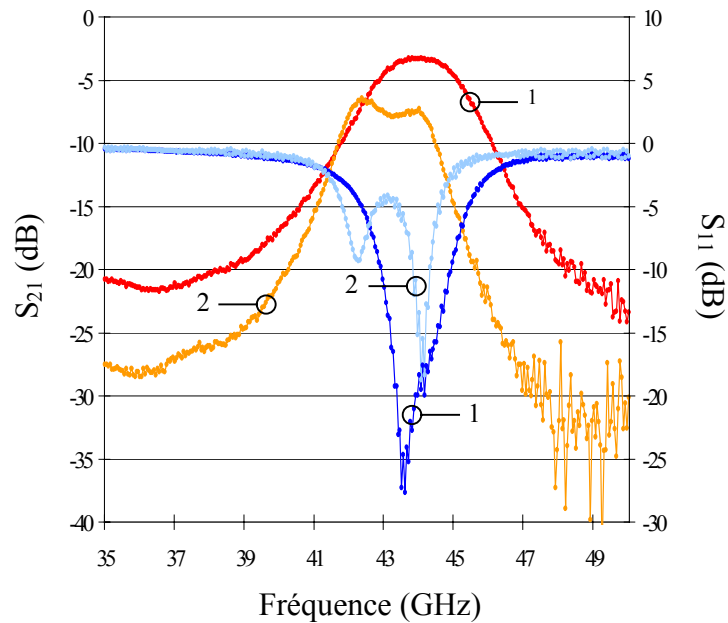


Figure III.11 : Réglage du facteur de qualité extérieur du filtre

La fréquence centrale, la bande passante et les tensions de polarisation des courbes mesurées sont détaillées dans le tableau III-2.

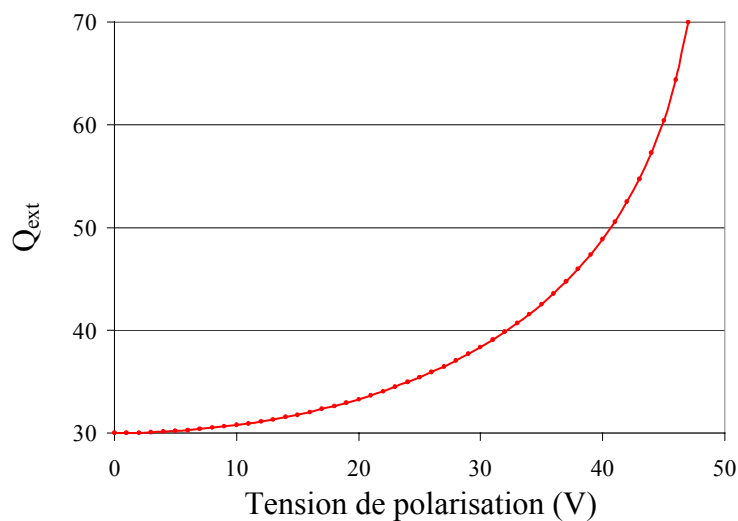


Figure III.12 : Facteur de qualité extérieur en fonction de la tension de polarisation appliquée sur les sections Entrée/sortie

I.4.3. REGLAGE DU COEFFICIENT DE COUPLAGE INTER-RESONATEUR

La plage de réglage de la bande passante mesurée à fréquence centrale constante est présentée figure en III.13. La bande passante peut varier de 2,8 à 2,05 GHz quand une polarisation de 47 V est appliquée sur les varactors de la section « Inter-résonateur ». Lors de ce réglage, le coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB. Le coefficient de couplage inter-résonateur k_{12} varie de 0,049 à 0,023 lorsque la tension de polarisation varie de 0 à 48 V (figure III.14).

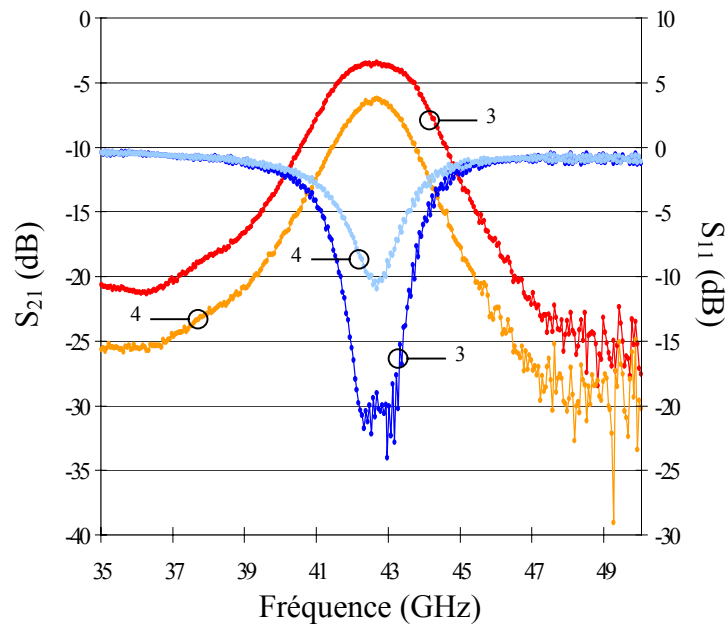


Figure III.13 : Réglage de la bande passante du filtre

La fréquence centrale, la bande passante et les tensions de polarisation des courbes mesurées sont données dans le tableau III-2.

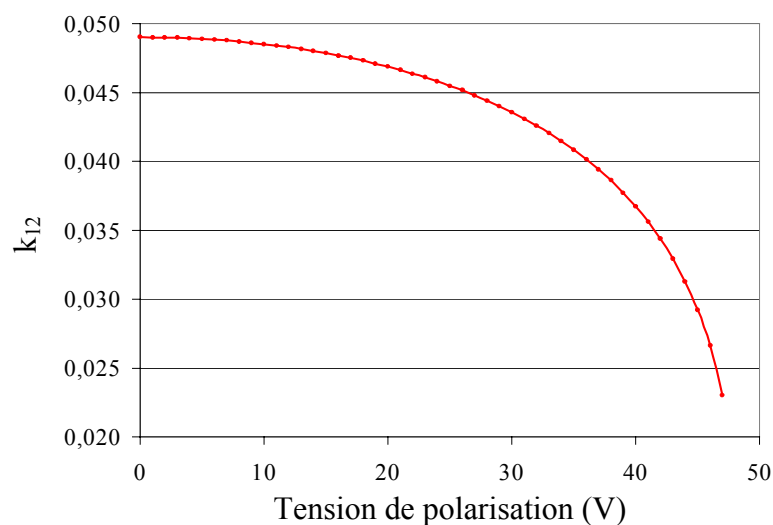


Figure III.14 : Coefficient de couplage inter-résonateur en fonction de la tension de polarisation appliquée sur la section Inter-résonateur

Nous pouvons remarquer que, lorsque les varactors de la section « Inter-résonateur » sont actionnés pour régler le coefficient de couplage inter-résonateur, la fréquence centrale du filtre est également modifiée. Pour maintenir la fréquence centrale constante lors du réglage de la bande, une polarisation sur les varactors des sections « Résonateur » doit être ajoutée. Les pertes d'insertion (figure III.13) sont augmentées car aucune tension n'est appliquée sur les sections « Entrée/sortie ». De plus, lorsque la bande passante diminue, les pertes augmentent comme le prévoit la théorie des filtres [89].

I.4.4. ACCORD EN FREQUENCE CENTRALE

La figure III.15 présente le réglage de la fréquence centrale avec la bande passante maintenue constante à 2,8 GHz. La fréquence centrale peut être réglée de 44,05 à 41,55 GHz avec une tension de polarisation de 44 V appliquée sur les varactors des sections « Résonateur » (figure III.16). Le coefficient de réflexion est inférieur à -18 dB sur toute la plage de réglage. Les pertes d'insertion en milieu de bande varient de 3,2 dB à l'état initial jusqu'à 3,5 dB au décalage fréquentiel maximum. Cela est dû à l'augmentation de courant dans les ponts qui sont de faible épaisseur (5 000 Å).

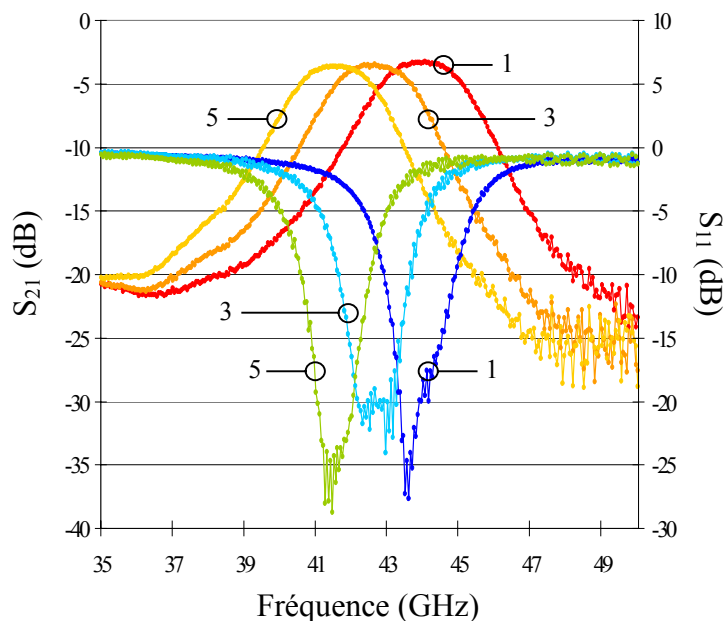


Figure III.15 : Réglage de la fréquence centrale du filtre

La fréquence centrale, la bande passante et les tensions de polarisation des courbes mesurées sont données dans le tableau III-2.

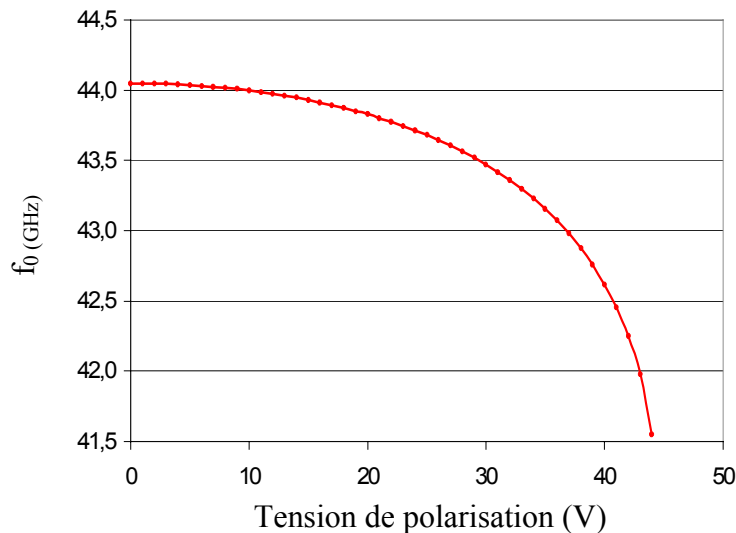


Figure III.16 : Fréquence centrale du filtre en fonction de la tension de polarisation appliquée sur les sections Résonateur

A nouveau, nous pouvons remarquer que lorsque la fréquence centrale est réglée, la largeur de bande est modifiée car l'impédance des résonateurs change. Le tableau III-2 montre qu'une tension de 16 V est également appliquée sur les sections « Entrée/sortie » au décalage fréquentiel maximum pour maintenir la bande passante et le coefficient de réflexion.

Le tableau III-3 présente les valeurs extrêmes de Q_{ext} , k_{12} et f_0 en fonction de la capacité des sections « Entrée/sortie », « Inter-résonateur » et « Résonateur ».

<i>Entrée/sortie</i> (fF)	Q_{ext}	<i>Inter-résonateur</i> (fF)	k_{12}	<i>Résonateur</i> (fF)	f_0 (GHz)
59	30	59	0,049	30	44,05
80	70	80	0,023	41	41,55

Tableau III-3

Variations de Q_{ext} , k_{12} et f_0 en fonction de la capacité des varactors

I.5 MODELISATION ELECTROMECHANIQUE DU FILTRE

I.5.1. PRESENTATION DU MODELE

Chaque varactor a été modélisé à l'aide du modèle électromécanique présenté au chapitre II [81], [82]. Dans toutes les simulations suivantes, nous nous sommes intéressés au fonctionnement du filtre dans des états établis. Les paramètres dynamiques $Q_{méca}$ (facteur de

qualité mécanique) et $f_{\text{méca}}$ (fréquence de résonance mécanique) n'ont donc pas été mesurés, $Q_{\text{méca}}$ a été estimé égal à 1 et $f_{\text{méca}}$ a été calculé à 35 kHz. La hauteur g_0 des varactors micro-usinés est $2,3 \mu\text{m}$, la contrainte résiduelle (σ) dans la poutre est estimée égale à 100 MPa, le diélectrique protégeant les électrodes d'actionnement a une épaisseur de $0,2 \mu\text{m}$ et une permittivité relative de 9,6 (Alumine). Les surfaces A_a entrant en jeu dans l'actionnement et la valeur de la constante de raideur k varient suivant la largeur des varactors, mais également suivant le type de simulation réalisé. En effet, l'actionnement électrostatique se fait grâce à des électrodes situées dans les gaps de la ligne coplanaire alors que l'auto-actionnement (par une onde RF) se fait entre la poutre et le conducteur central de la ligne coplanaire. Les différentes valeurs de A_a et k sont données dans le tableau III-4. La capacité mesurée des varactors à l'état haut est comparée à la valeur théorique d'une capacité à plaque parallèle pour déterminer les effets de bords. Les effets de bords sont estimés à 31 %.

	<i>Actionnement par les électrodes situées dans les gaps de la ligne CPW</i>		<i>Actionnement par le conducteur central de la ligne CPW</i>	
	$w_v = 120 \mu\text{m}$	$w_v = 60 \mu\text{m}$	$w_v = 120 \mu\text{m}$	$w_v = 60 \mu\text{m}$
$k \text{ (N/m)}$	122	54	62	31
$A_a \text{ (m}^2\text{)}$	$16,8 \cdot 10^{-9}$	$8,4 \cdot 10^{-9}$	$12 \cdot 10^{-9}$	$6 \cdot 10^{-9}$

Tableau III-4

Constante de raideur des varactors micro-mécaniques

Le schéma équivalent électromécanique du filtre en éléments localisés est présenté figure III.17. il est établi à l'aide des dimensions détaillées dans le tableau III-1.

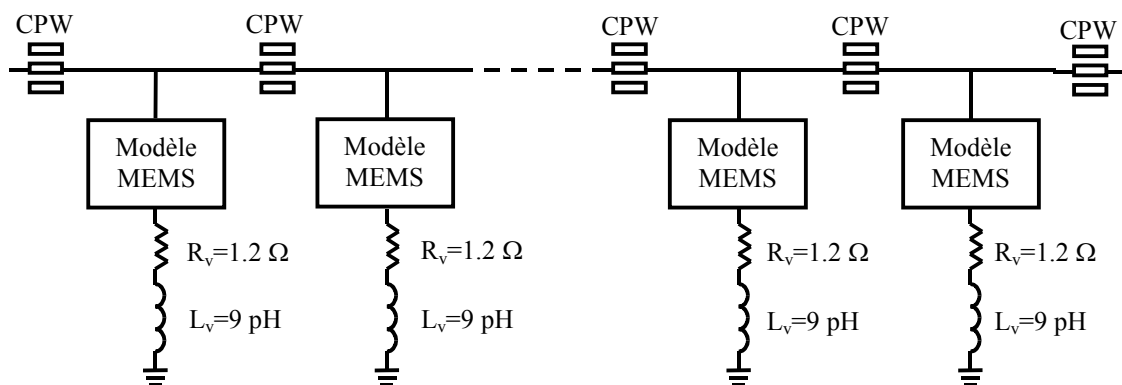


Figure III.17 : Schéma équivalent électromécanique du filtre en éléments localisés

La self inductance due au pont est de 9 pH, la résistance de $1,2 \Omega$ la longueur Δl à $-10 \mu\text{m}$ (voir figure III.6) et la conductivité des lignes coplanaires est estimée à $2,9 \cdot 10^{-7} \text{ S/m}$.

Ces valeurs ont été extraites en faisant correspondre la réponse mesurée du filtre à la réponse simulée. Les valeurs ainsi extraites sont plus précises que si nous les avions extraites à partir d'un seul varactor. La résistance des ponts varactors (1,2 ohm) est due à leur géométrie. En effet, l'épaisseur des varactors est 0,5 μm , ce qui correspond à l'épaisseur de peau pour l'or à 44 GHz.

La figure III-18 montre le résultat de simulation du filtre modélisé comparé aux résultats de mesure du filtre dans l'état initial.

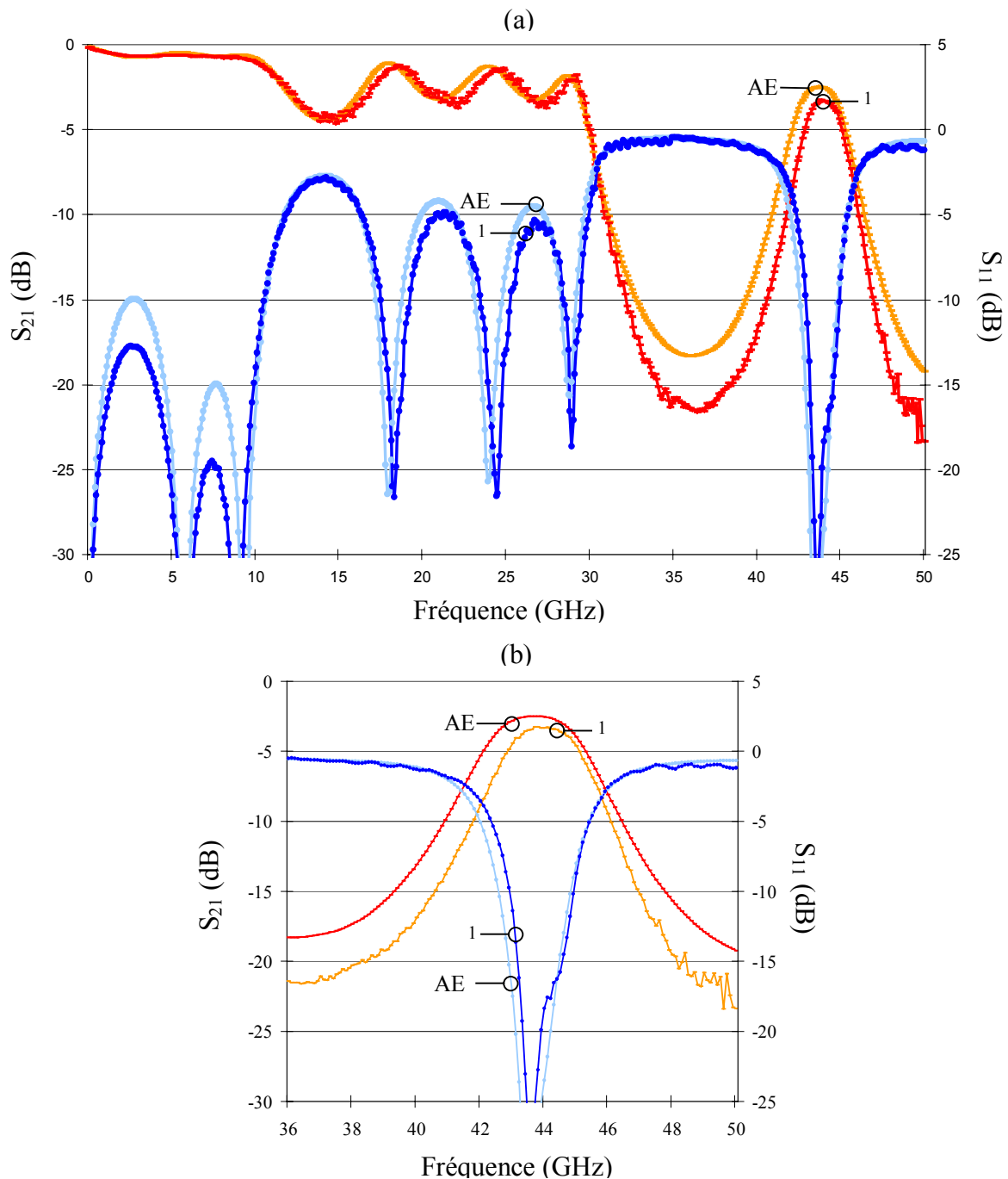


Figure III.18 : Résultats de simulation du modèle électromécanique (M) et résultats de mesure (1) – (a) réponse large bande – (b) réponse de 35 à 50 GHz

Pour valider le fonctionnement du filtre modélisé, nous avons réalisé une simulation du réglage de la fréquence centrale du filtre avec une bande passante constante. Les résultats sont présentés en figure III.19. Nous avons un très bon accord entre les résultats de mesure et les résultats de simulation avec des polarisations appliquées identiques pour le modèle et les mesures. Ces polarisations sont détaillées dans le tableau III-2 à la courbe numéro 1 et 3.

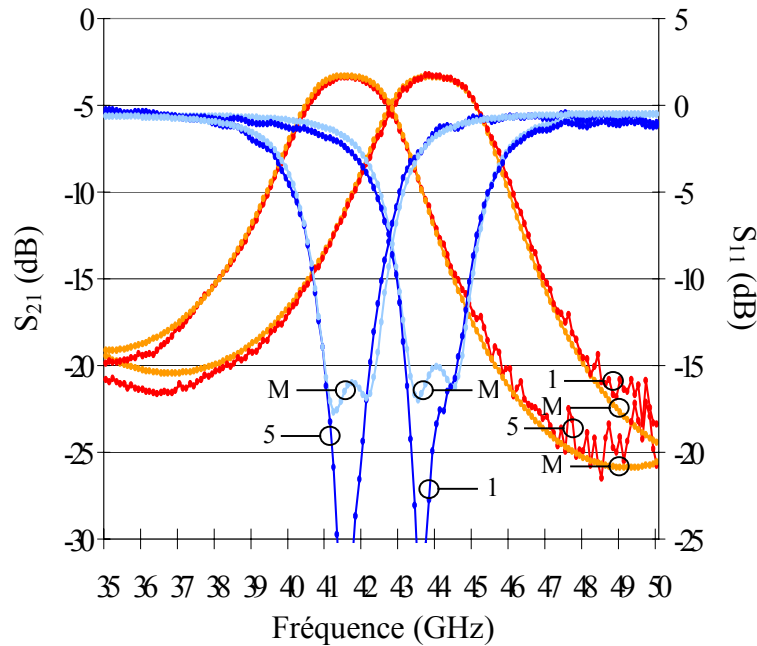


Figure III.19 : Résultats de mesure et de simulation du modèle pour l'accord en fréquence centrale (M) : modèle électromécanique (1) et (5) : résultats de mesure

I.5.2. ETUDE DE LA TENUE EN PUISSANCE DU FILTRE

Nous avons réalisé une simulation des paramètres S fort signal du filtre lorsque celui-ci est chargé en entrée et en sortie sur 50 Ω et qu'il est soumis à une puissance RF constante pour observer la déformation de la réponse [83].

Les résultats sont présentés en figure III.20. Ils montrent qu'il n'y a pas de déformation pour des puissances inférieures à 20 dBm. La puissance maximale admise avant que les varactors ne s'effondrent et détériorent la réponse est 34 dBm.

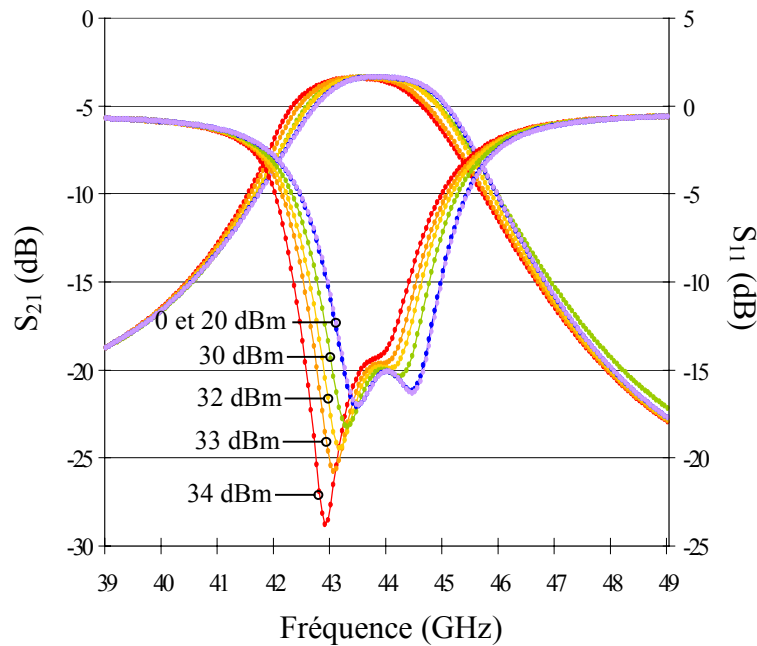


Figure III.20 : Résultats de simulation des paramètres S fort signal

Nous avons alors réalisé une simulation de la hauteur des varactors lorsqu'une onde de 34 dBm traverse le filtre. Nous avons injecté 34 dBm à une fréquence dans la bande passante (44 GHz) et pour la seconde simulation, nous avons injecté la même puissance hors de la bande (37 GHz). Les résultats de simulation sont présentés en figure III.21. Ils montrent que c'est la poutre du varactor située au milieu du premier résonateur qui se déplace le plus lorsque le signal à 44 GHz est injectée. Lorsque la puissance de ce signal devient supérieure à 34 dBm, la réponse du filtre est détériorée car ce varactor s'abaisse. Dans le cas d'un signal de même puissance injecté à une fréquence hors de la bande passante, c'est la poutre du premier varactor du filtre qui se déplace le plus.

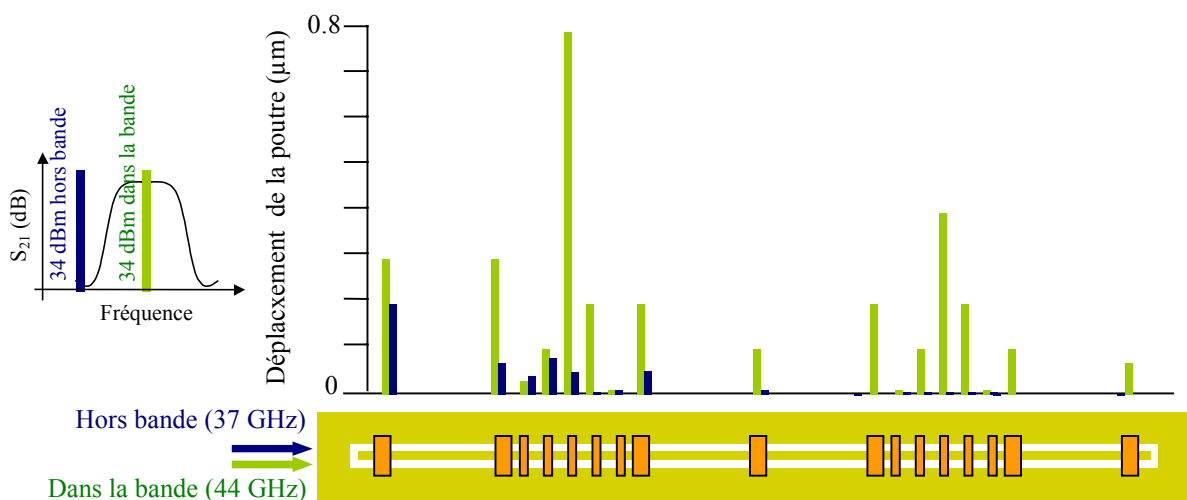


Figure III.21 : Résultats de la simulation de la hauteur des varactors en fonction de la puissance RF qui traverse le filtre à une fréquence dans la bande passante (44 GHz) et à une fréquence hors de la bande passante (37 GHz)

Nous pouvons remarquer que les résultats des figures III.20 et III.21 sont en bon accord. En effet, les ponts du premier résonateur vont plus s'abaisser lorsqu'ils sont soumis à un signal véhiculant puissance à une fréquence dans la bande passante. La fréquence de résonance de ce résonateur va donc changer (elle va diminuer). Les deux résonateurs ne résonnant plus à la même fréquence, nous obtenons la déformation des paramètres S présentés figure III.20.

Nous avons ensuite réalisé une simulation électromagnétique du filtre avec un logiciel fondé sur la méthode des éléments finis (Ansoft HFSS) pour connaître la répartition du champ électrique dans le filtre. La figure III.22 présente une cartographie du champ électrique pour une fréquence dans la bande et une fréquence hors bande. Dans le cas d'une fréquence dans la bande passante, nous observons un maximum de champ électrique au centre du premier résonateur et dans le cas d'une fréquence hors bande un maximum de champ est observé à l'entrée du filtre. Ces résultats corroborent les résultats de simulation précédents portant sur l'amplitude du déplacement de la poutre.

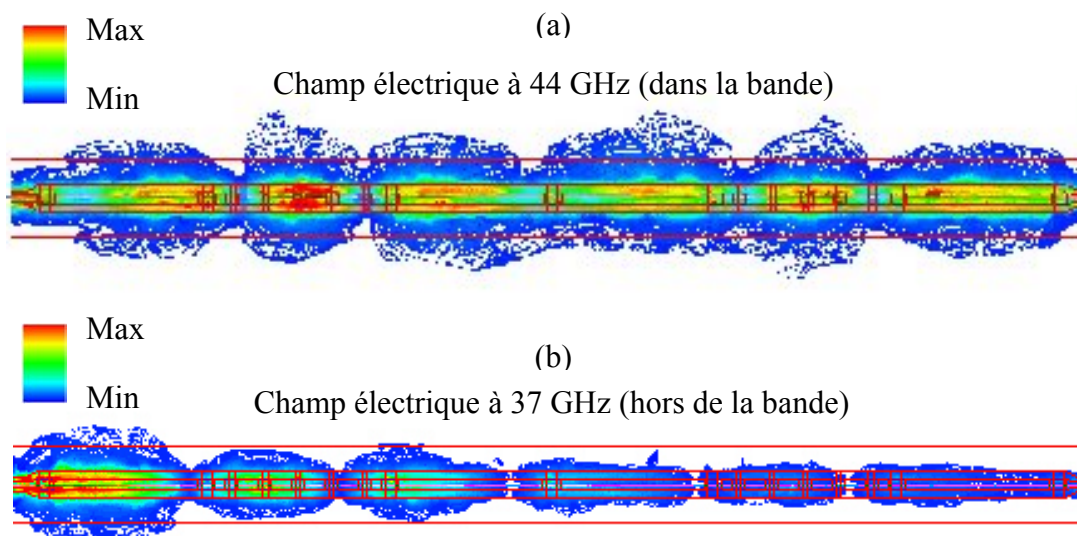


Figure III.22 : Répartition du champ électrique dans le filtre

(a) dans la bande passante à 44 GHz – (b) hors de la bande passante à 37 GHz

1.5.3. ETUDE DE L'INTERMODULATION

Nous avons simulé le niveau d'intermodulation produit par deux sources ; la première à 44 GHz et la seconde à une fréquence Δf de la première, Δf variant de 1 kHz à 1 MHz [66]. Cette variation de fréquence Δf nous permet de simuler le niveau d'intermodulation dans la bande passante et hors de la bande passante des varactors. Rappel : la réponse en fréquence d'un varactor micro-mécanique correspond à un filtre passe bas du second ordre qui coupe à

35 kHz dans le cas présent (voir chapitre I. paragraphe IV.2). La puissance délivrée par les deux sources est égale. La figure III.23 présente le niveau d'intermodulation en fonction de Δf et de la puissance des sources. Pour une puissance injectée de 4,9 dBm, le niveau d'intermodulation est de -79,5 dBm, pour une puissance de 33,7 dBm, ce niveau passe à 10,7 dBm. Ces résultats montrent que le niveau de modulation est fonction de la réponse en fréquence des varactors micro-mécaniques, il est donc négligeable pour des fréquences très supérieures à $f_{\text{méca}}$.

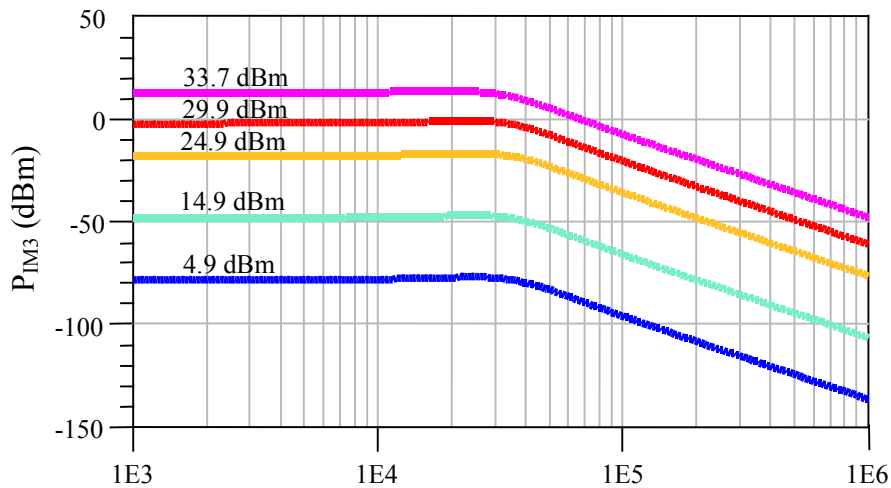


Figure III.23 : Niveau d'intermodulation en fonction de la puissance injectée dans le filtre et en fonction de Δf

Le point d'interception de l'intermodulation à l'ordre 3 (voir IIP3 au chapitre I paragraphe V.2.2) a été simulé, les résultats sont présentés en figure III.24. Il est de 44 dBm à 10 kHz, 49 dBm à 100 kHz et supérieur à 50 dBm à 200 kHz

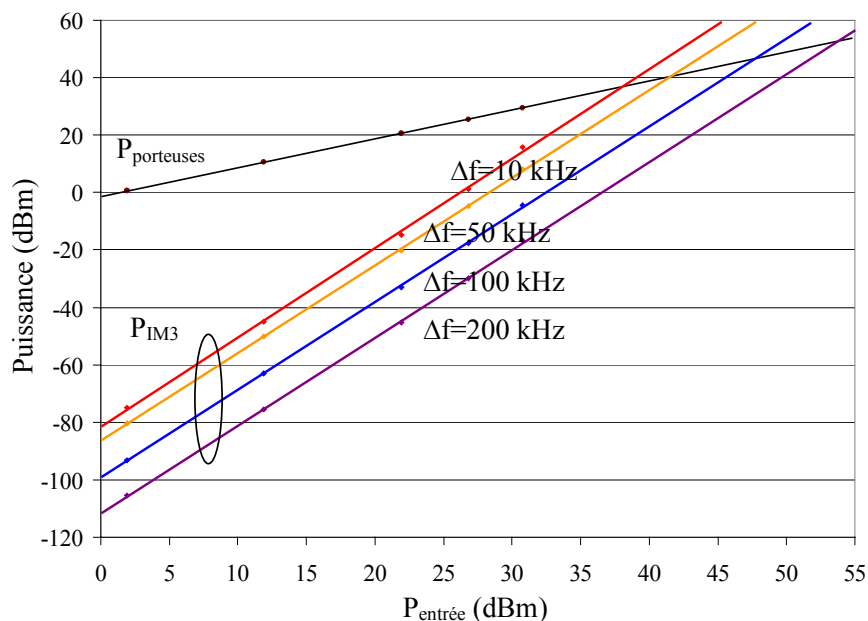


Figure III.24 : Point d'interception de l'intermodulation à l'ordre 3

La figure III.25 présente une autre interprétation de l'intermodulation, le rapport C/I_3 . il est de 75,6 dB pour une puissance d'entrée de 1,9 dBm et de 24,5 dB pour une puissance d'entrée de 26,8 dBm à 10 kHz. L'IIP3 montre que le filtre a « une bonne linéarité » malgré les caractéristiques non linéaires des varactors micro-mécaniques à actionnement électrostatique.

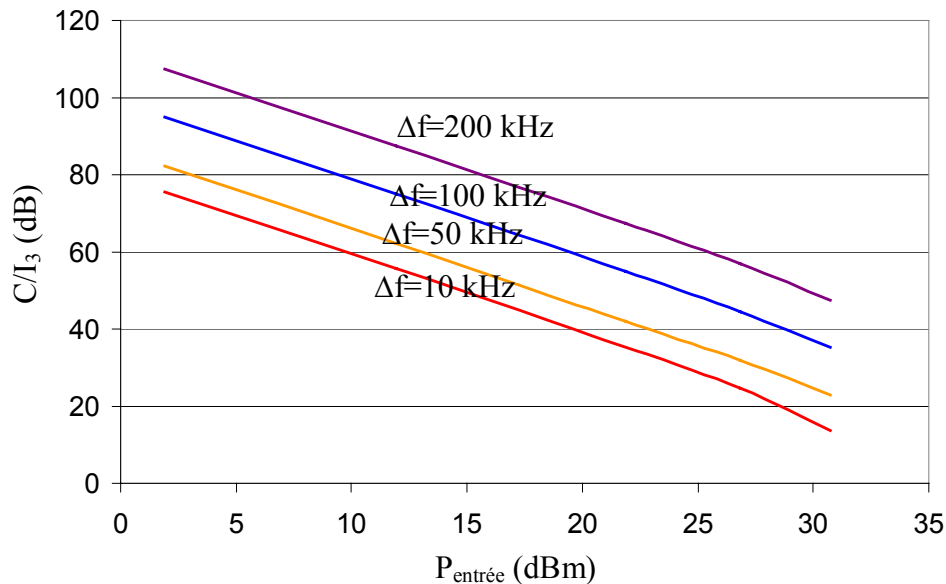


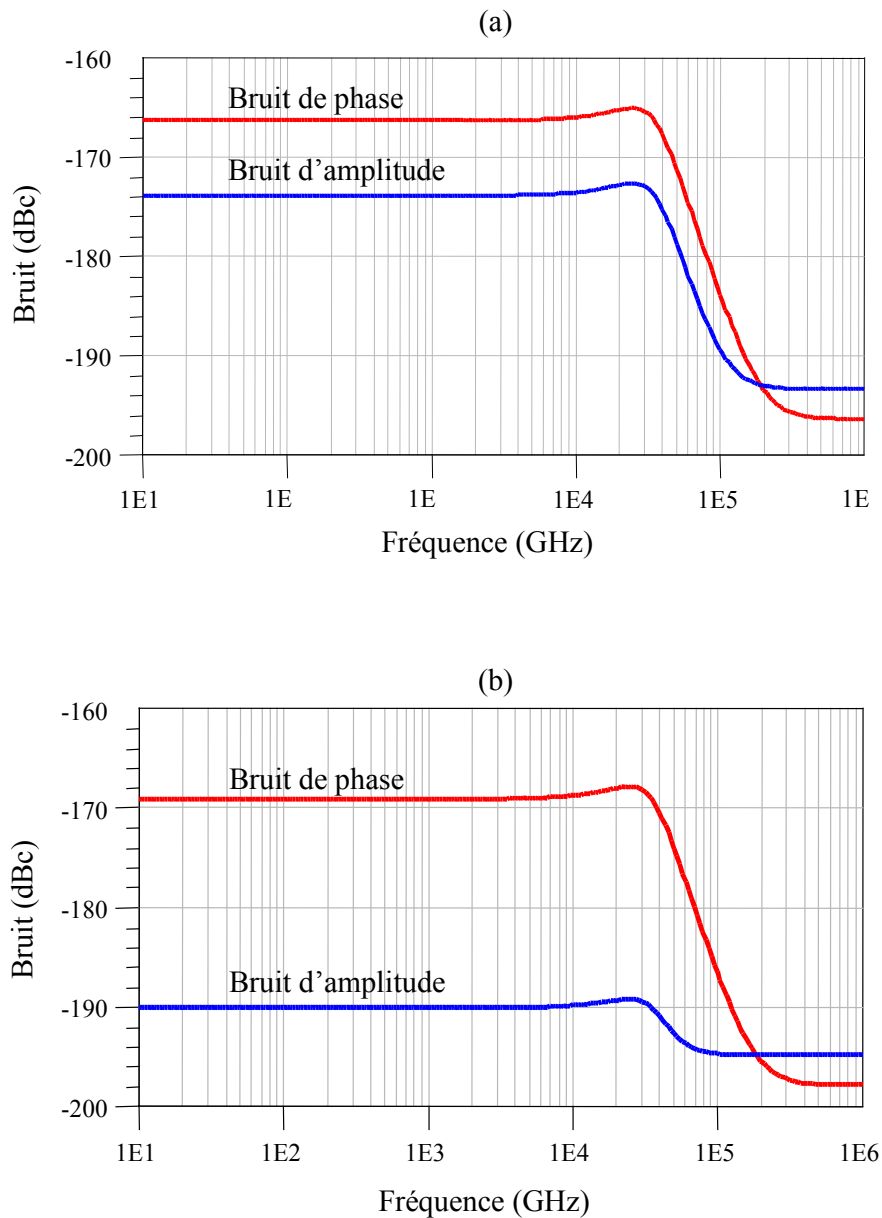
Figure III.25 : Rapport C/I_3

Nous remarquerons que le niveau d'intermodulation (quelle que soit sa représentation : IIP3 ou C/I_3), dépend de la réponse en fréquence des dispositifs micro-électromécaniques (voir au chapitre I paragraphe V.2.2). Le comportement passe-bas des varactors coupe les harmoniques aux fréquences supérieures à la fréquence de résonance mécanique.

I.5.4. ETUDE DU BRUIT DE PHASE (BRUIT BROWNIEN)

Le modèle électromécanique utilisé a été décrit au chapitre II. Les valeurs des constantes de raideur k utilisées sont les mêmes que celles utilisées pour la simulation de l'auto-actionnement et de l'intermodulation (on considère la valeur de k au centre de la poutre). La figure III.26 présente les puissances de bruit simulées pour les varactors de largeur 60 μm et 120 μm ainsi que celles du filtre. Le niveau de bruit de phase à 10 kHz des varactors de largeur 60 μm est de -166 dBc ; le niveau de bruit d'amplitude à 10 kHz est de -174 dBc. Pour les varactors de 120 μm de large, ces niveaux sont respectivement de -169 dBc et

-190 dBc à 10 kHz. Nous remarquons que le bruit de phase et le bruit d'amplitude simulé sont plus importants pour le filtre. A 10 kHz, le bruit de phase du filtre est de -146,5 dBc et le bruit d'amplitude est de -158 dBc. Nous remarquerons également que le niveau de bruit dans le filtre suit la réponse en fréquence des micro-varactors, ce qui signifie qu'au dessus de la fréquence de résonance de ces derniers, le bruit décroît rapidement. Dans le cas de notre filtre, les bruits de phase et d'amplitude sont négligeables car il n'est pas possible de mesurer des niveaux aussi faibles.



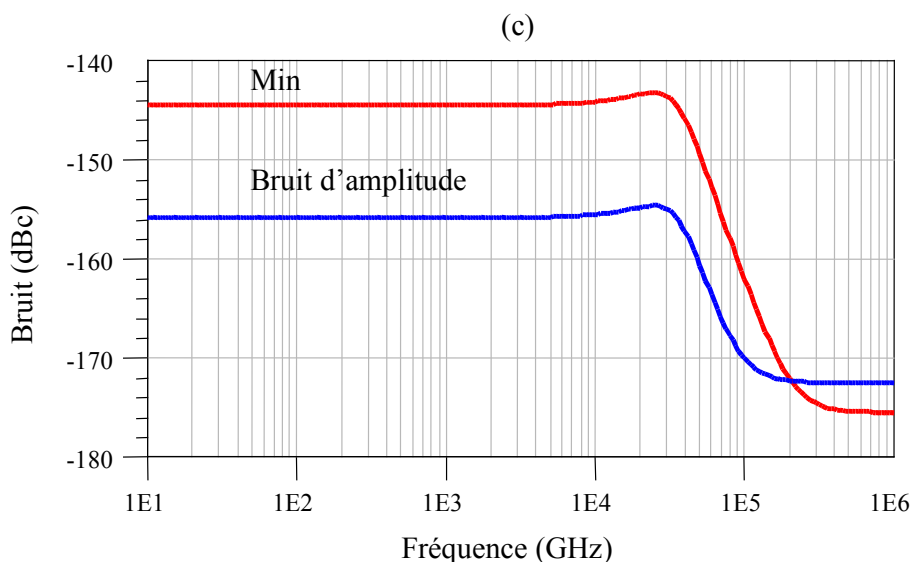


Figure III.26 : Simulation du bruit de phase et d'amplitude

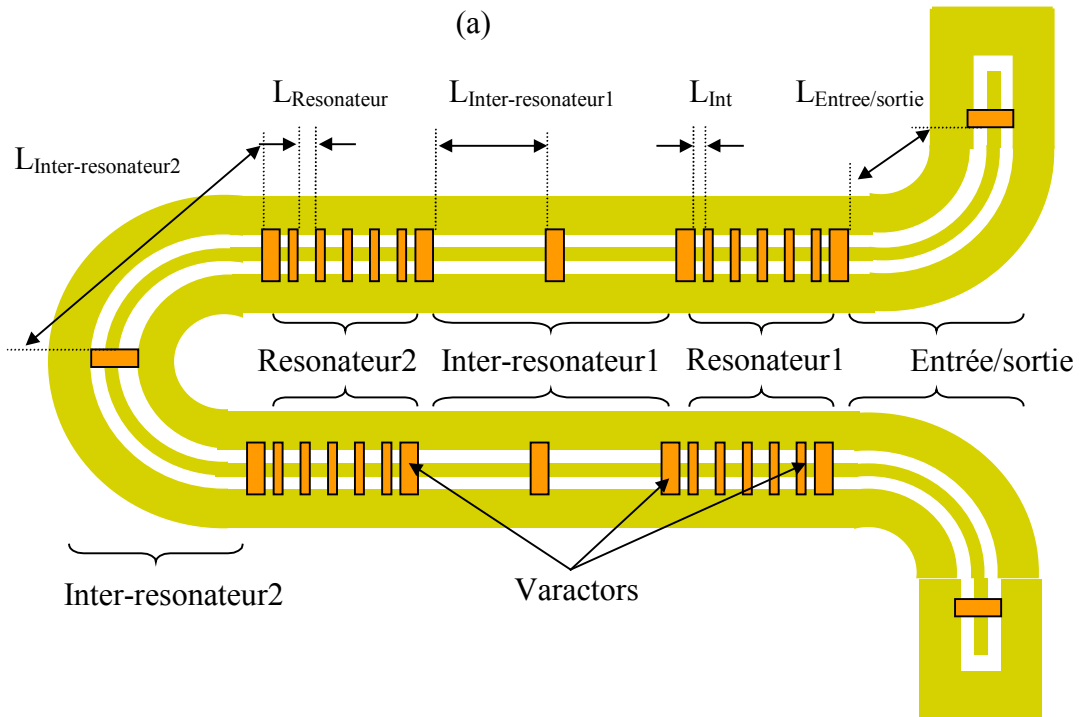
(a) des varactors de 60 μm de large - (b) des varactors de 120 μm de large – (c) du filtre

II. FILTRE 4 POLES ACCORDABLE

II.1 CONCEPTION DU FILTRE

La figure III.27 présente un schéma et une photographie du filtre 4 pôles. Il a été conçu de la même façon que le filtre 2 pôles et a été replié de façon à réduire sa taille. Ses dimensions sont détaillées dans le tableau III-5. Le prototype initial est un filtre 4 pôles de type Tchebychev avec 3,65 GHz (6,8 %) de largeur de bande équiondulation centré à 43,25 GHz. L'ondulation dans la bande est de 0,5 dB. Les coefficients de Tchebychev normalisés sont $g_0 = 1$, $g_1 = 1,6703$, $g_2 = 1,926$, $g_3 = 2,3661$, $g_4 = 0,8419$ et $g_5 = 1,9841$ correspondant à $Q_{\text{ext}} = 24$, $k_{12} = k_{34} = 0,048$ et $k_{23} = 0,041$. La longueur des sections Entrée/sortie et Inter-résonateur a été modifiée pour satisfaire ce gabarit.

Les sections Résonateur 1, Résonateur 2, Inter-résonateur 1, Inter-résonateur 2 et Entrée/sortie sont polarisées séparément de façon à obtenir un réglage de la fréquence centrale indépendant du réglage de la bande passante. Le procédé de fabrication est le même que celui du filtre 2 pôles.



(b)

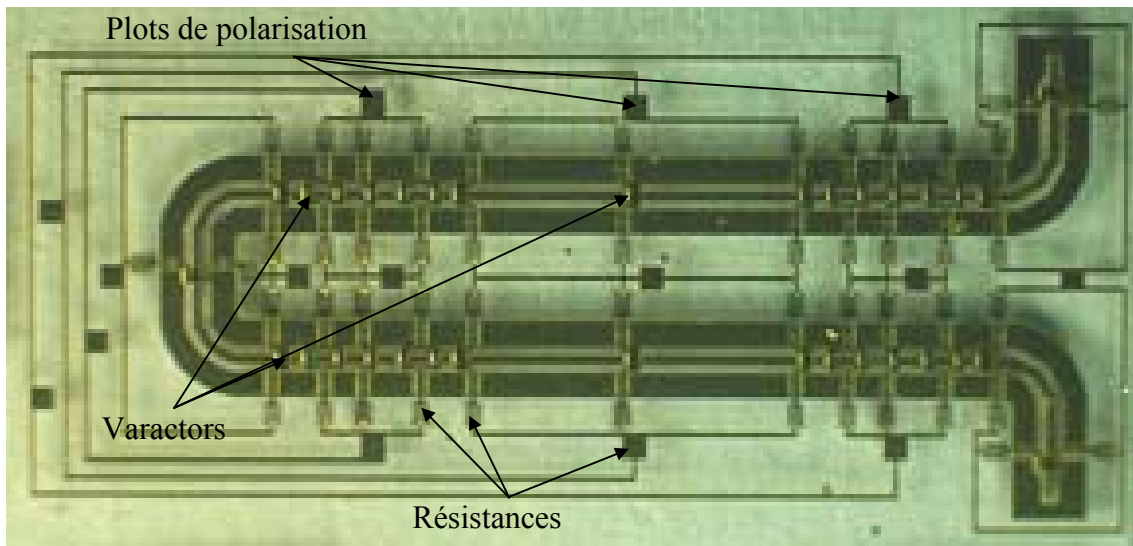


Figure III.27 : Filtre 4 pôles (a) schéma – (b) photographie

<i>Longueur des sections Entrée/sortie (μm)</i>	$L_{\text{Entrée/sortie}}$	1 625
<i>Longueur des sections Inter-résonateur 1 (μm)</i>	$L_{\text{Inter-résonateur 1}}$	1 925
<i>Longueur des sections Inter-résonateur 2 (μm)</i>	$L_{\text{Inter-résonateur 2}}$	1 640
<i>Longueur des sections Résonateur</i>	$L_{\text{Résonateur}}$	320
<i>Intervalle entre 2 sections (μm)</i>	L_{Int}	200
<i>Surface totale occupée par le filtre (mm x mm)</i>		10,9 x 5,6

Tableau III-5
Dimensions du filtre 4 pôle

II.2 SIMULATIONS ET MESURES

II.2.1. FILTRE A L'ETAT INITIAL

La synthèse électromagnétique du filtre a été réalisée avec le logiciel Agilent Momentum. Les pertes n'ont pas été prises en compte lors de cette synthèse. La figure III.28 présente les résultats de simulation et de mesure du filtre à l'état initial, sans polarisation. Un des résonateurs a été légèrement dérégulé à cause d'un varactor défaillant. Ceci explique le fait que la mesure du coefficient de réflexion ne corresponde pas parfaitement à la fonction d'un filtre 4 pôles Tchebychev. La seconde raison est que le filtre a été étudié sans pertes, le facteur de qualité à vide des résonateurs n'étant que de 58, les pertes métalliques ont un impact sur le couplage d'entrée-sortie et la valeur minimum de Q_{ext} mesurée n'est alors pas assez faible dans notre cas.

La différence entre les résultats de simulation et de mesure réside également dans le fait que les pertes et le système d'actionnement n'ont pas été pris en compte au cours de l'analyse électromagnétique. En effet, l'épaisseur des ponts n'est que de 0,5 μm alors que l'épaisseur de peau est également de 0,5 μm , ceci a un impact important au niveau des pertes d'insertion dans la bande. La différence en bande passante s'explique également par le fait que la faible capacité parasite en parallèle à la masse due au système de polarisation des varactors, n'a pas été prise en compte. Sur la courbe simulée (courbe AE figure III.28), l'augmentation

des pertes d'insertion dans la bande passante à 42 GHz est causée par un rayonnement électromagnétique. Il peut être éliminé par une encapsulation du dispositif dans un packaging métallique.

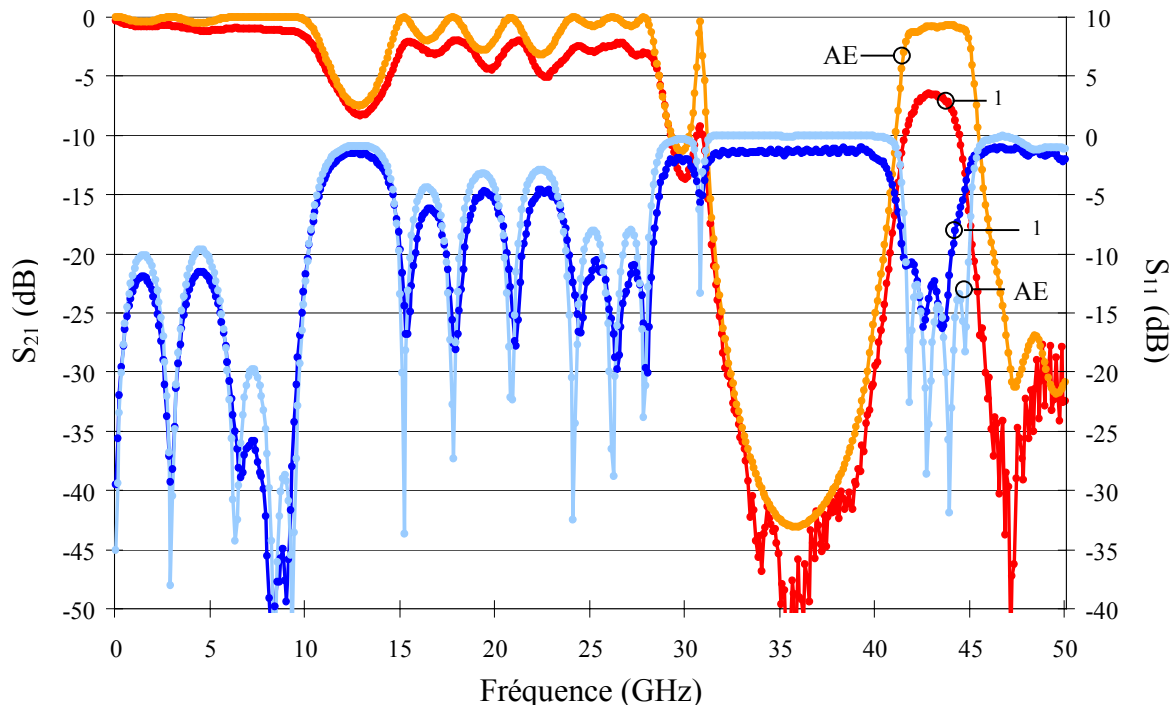


Figure III.28 : Filtre à l'état initial, (AE) résultats de l'analyse électromagnétique, (1) résultat de mesure – (a) réponse large bande – (b) réponse de 36 à 50 GHz

La fréquence centrale, la bande passante et les polarisations des différentes sections sont détaillées dans le tableau III-6.

La figure III.29 présente les résultats de rétro-simulation électromagnétique incluant les pertes métalliques et le système d'actionnement (réalisée avec Agilent Momentum) et les résultats de mesures effectués à l'état initial, sans polarisation. Nous observons un bon accord entre la simulation et la mesure. Nous avons mesuré la fréquence centrale à 43,25 GHz, la largeur de bande à 3 dB est 2,65 GHz et le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB. La faible largeur de bande (6,1 % mesurée à 3 dB) et le facteur de qualité à vide des résonateurs peu élevés (58) sont responsables des 6,5 dB de pertes d'insertion.

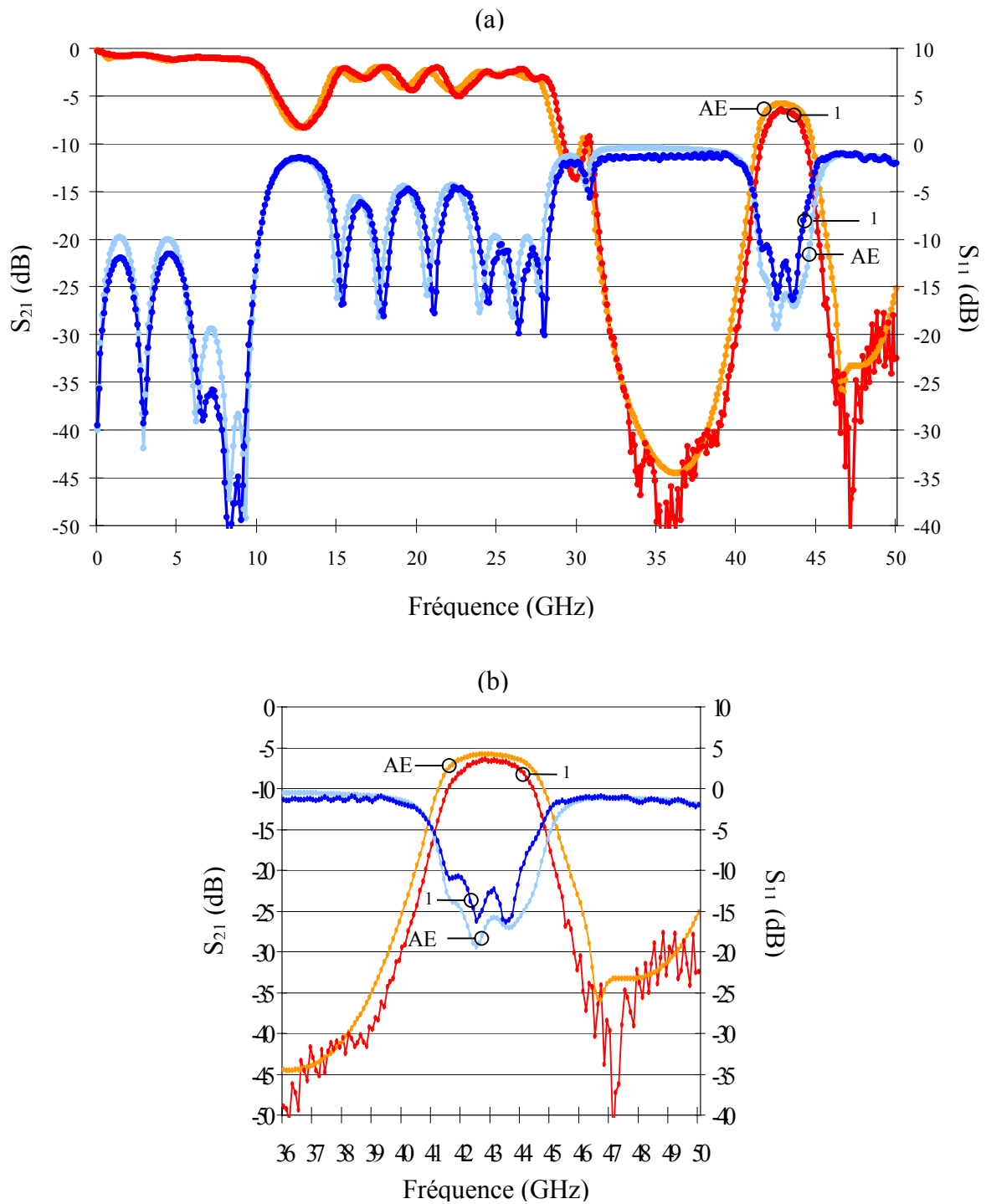


Figure III.29 : Filtre à l'état initial, (AE) résultats de l'analyse électromagnétique avec pertes, (1) résultats de mesure – (a) réponse large bande – (b) réponse de 36 à 50 GHz

La fréquence centrale, la bande passante et les polarisations des différentes sections sont détaillées dans le tableau III-6.

Numéro de la courbe	1	2	3
f_0 (GHz)	43,25	40,95	40,95
$\Delta f_{3\text{ dB}}$ (GHz)	2,65	2,10	1,90
Entrée/sortie (V)	0	0	0
Résonateur 1 (V)	0	41	39
Résonateur 2 (V)	0	44	33
Inter-résonateur 1 (V)	0	34	47
Inter-résonateur 2 (V)	0	33	47

Tableau III-6

f_0 , $\Delta f_{3\text{dB}}$ et tension de polarisations appliquée des réponses mesurées

II.2.2. ACCORD EN FREQUENCE CENTRALE

La figure III.30 présente les résultats de mesure pour l'accord en fréquence centrale du filtre. La fréquence peut changer de 43,25 à 40,95 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur toute la plage d'accord. Ces résultats sont obtenus en polarisant les sections Résonateur 1 et Résonateur 2. Comme pour le filtre 2 pôles, il faut réajuster la réponse en polarisant les varactors des autres sections, pour maintenir le coefficient de réflexion.

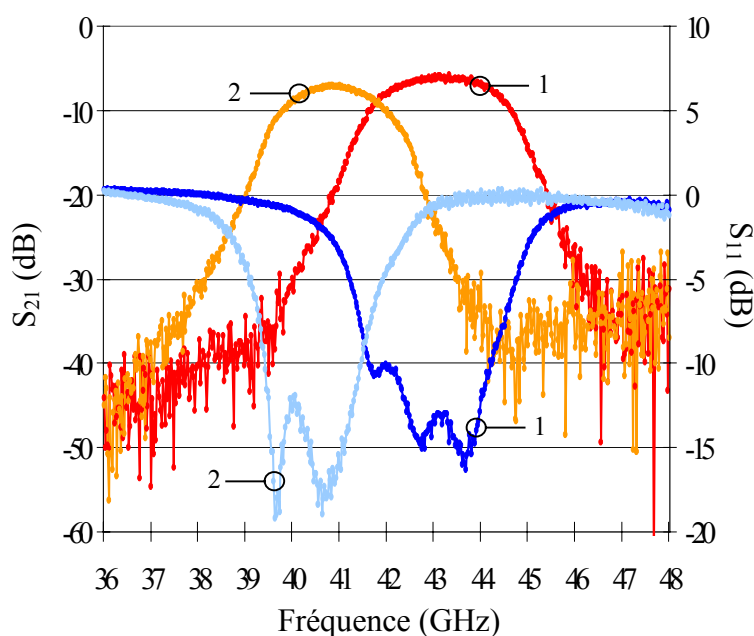


Figure III.30 : Mesure de l'accord en fréquence du filtre 4 pôles

La fréquence centrale, la bande passante et les polarisations appliquées sur les varactors des différentes sections sont données dans le tableau III-6.

II.2.3. ACCORD EN BANDE PASSANTE

La plage d'accord en bande passante est présentée figure III.31. La bande passante peut être changée de 2,1 à 1,9 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -12 dB pour une fréquence centrale constante. Il peut être remarqué que la bande à l'état initial est de 2,65 GHz et elle peut être changée jusqu'à 1,9 GHz.

Nous n'avons pas pu effectuer la mesure de cette plage d'accord en bande à fréquence centrale constante car l'un des résonateurs a été légèrement dérégulé à cause d'un varactor défaillant (voir II.2.1). Il ne nous a alors pas été possible de maintenir une réponse correcte sur toute la plage d'accord en bande.

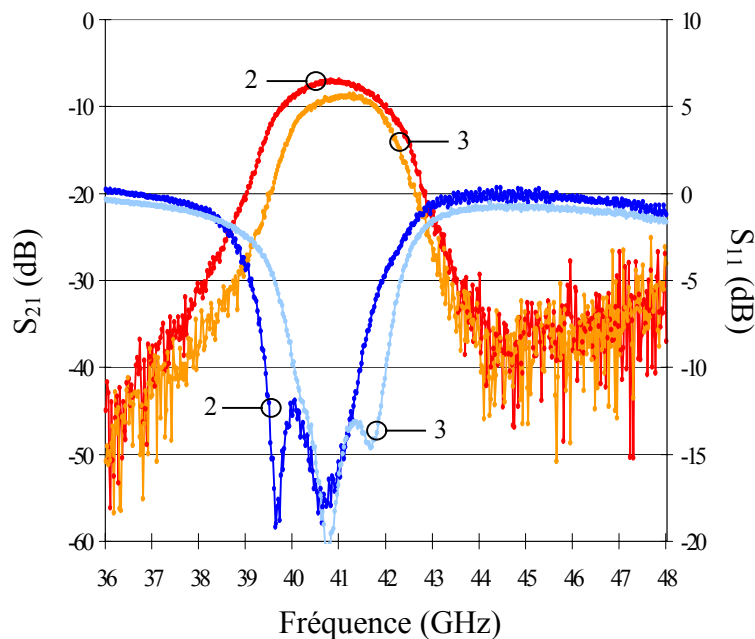
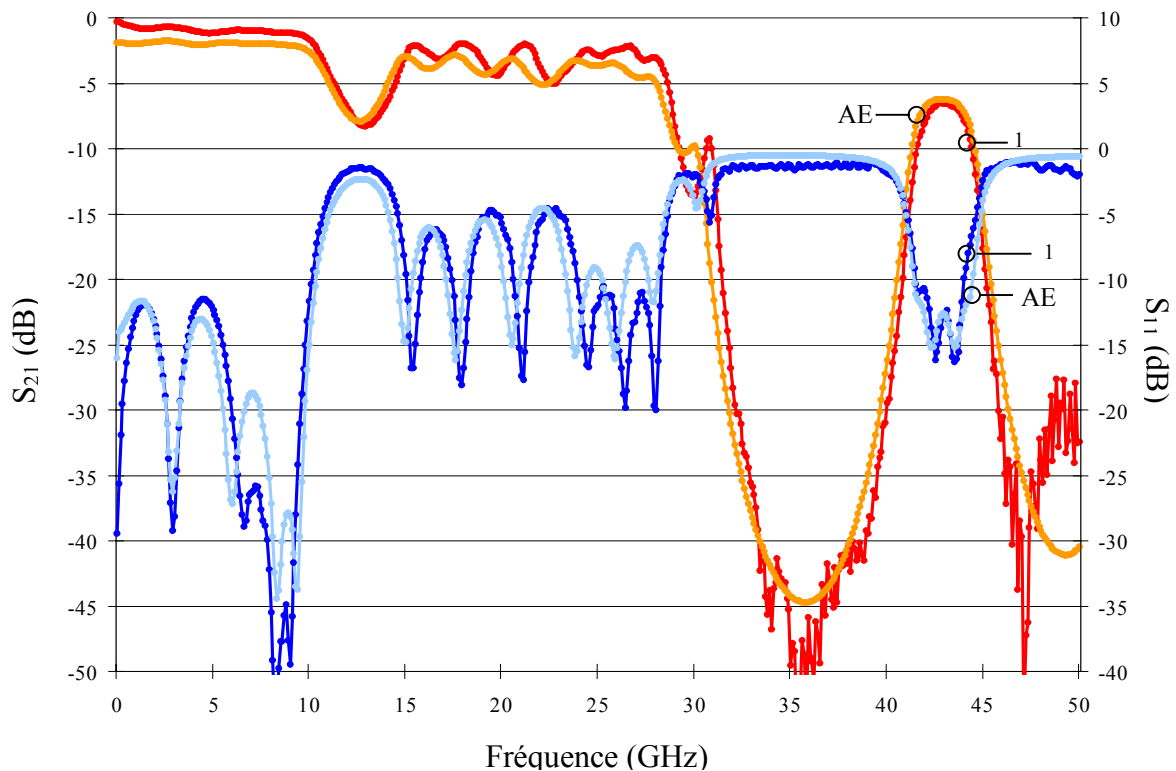


Figure III.31 : Mesure de l'accord en bande

La fréquence centrale, la bande passante et les polarisations appliquées sur les varactors des différentes sections sont détaillées dans le tableau III-6.

II.3 MODELISATION ELECTROMECHANIQUE DU FILTRE

La méthode employée est la même que celle utilisée pour modéliser le filtre 2 pôles. Les varactors sont identiques à ceux du filtre 2 pôles, leurs caractéristiques sont décrites au paragraphe III.I.2 et III.I.5.1. Le schéma équivalent électromécanique du filtre en élément localisé est fondé sur le même principe que décrit en figure III.17. Il est construit suivant les dimensions détaillées dans le tableau III-5. Nous avons simplement montré que nous pouvions faire correspondre les mesures et les simulations à l'état initial, mais la même étude électromécanique que celle que nous avons faite pour le filtre 2 pôles peut être réalisée. La figure III.32 montre que les résultats de simulation et de mesures sont en bon accord.



**Figure III.32 : (M) résultat de simulation du modèle électromécanique,
(1) mesure du filtre à l'état initial**

Nous avons simulé la tenue en puissance du filtre 4 pôles. Il peut admettre une puissance maximale de 34 dBm. Si la puissance devient supérieure à 34 dBm, la poutre du varactor située au centre du premier résonateur s'effondre et détériore la réponse. La figure III.33 présente les résultats de simulation des paramètres S fort signal lorsque le filtre est chargé en entrée et en sortie sur 50 Ω et qu'il est traversé par une onde RF d'amplitude

constante. Les résultats de simulation montrent la déformation des paramètres S pour une puissance de 0 dBm et pour la puissance maximale admise (34 dBm).

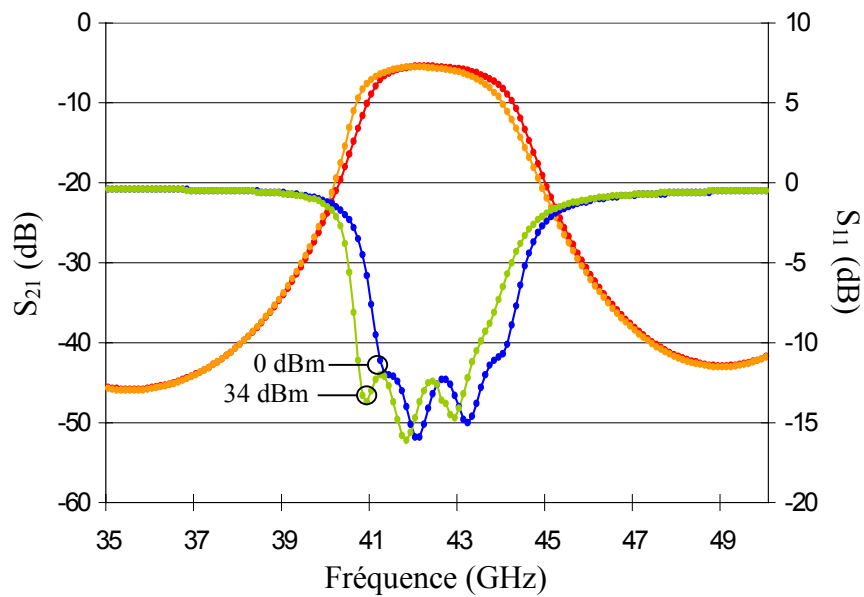


Figure III.33 : Résultats de simulation des paramètres S fort signal

Nous avons également simulé le bruit de phase et d'amplitude dû au bruit Brownien. A 10 kHz de la porteuse, le bruit de phase est de -155 dBc et le bruit d'amplitude est de -150 dBc. Des bruits de cet ordre de grandeur sont négligeables au sens où un tel niveau n'aura aucune incidence sur le comportement d'une chaîne de réception RF par exemple.

III. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons démontré la possibilité de réaliser des filtres entièrement et continûment accordables à partir de varactors micro-usiné de type pont distribués sur une ligne coplanaire.

Dans un premier temps, nous avons fabriqué un filtre 2 pôles accordable en bande et en fréquence. Nous avons utilisé le modèle électromécanique décrit au chapitre précédent pour obtenir un modèle précis du filtre qui nous a permis d'évaluer sa tenue en puissance, son niveau d'inter-modulation ainsi que son bruit de phase.

Nous avons ensuite fabriqué un filtre 4 pôles accordable fondé sur la même topologie pour valider le principe du filtre entièrement réglable aux fréquences millimétriques (en bande passante et en fréquence centrale).

Une extension prometteuse de ces travaux serait de coupler ce type de filtre entièrement réglable avec une technique d'optimisation automatique développée pour la conception assistée par ordinateur de filtres.

**CONCLUSION
GENERALE ET
PERSPECTIVES**

CONCLUSION GENERALE

Ce travail de recherche a été consacré à la conception, à la fabrication microélectronique, à la caractérisation et à la modélisation de composants microélectromécaniques pour les applications aux systèmes de télécommunications hautes fréquences.

Le premier chapitre de ce manuscrit présente les composants microélectromécaniques pour les applications RF. Nous avons décrit les structures les plus répandues ainsi que leurs caractéristiques générales. Ensuite, nous avons présenté les propriétés actuelles des dispositifs électroniques qui intègrent cette technologie. Ce chapitre nous a également permis de présenter une étude des propriétés électriques et mécaniques de des composants microélectromécaniques et ainsi de montrer les améliorations qu'ils peuvent apporter aux dispositifs RF en terme de pertes et de reconfigurabilité. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à une étude théorique des phénomènes parasites tels que l'intermodulation ou le bruit de phase générés par ces composants. Cette étude a montré que leur niveau d'intermodulation est très faible de même que le bruit de phase qu'ils génèrent.

Le second chapitre est dédié à la modélisation des composants micro-électromécaniques pour les applications RF. Dans une première partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation électromagnétique. C'est une étape importante de la conception (notamment pour le dimensionnement de la structure), car elle permet de prédire le comportement électrique des micro-structures aux hautes fréquences. Nous avons vu deux méthodes de modélisation électromagnétiques que nous avons appliquées à la conception de micro-commutateurs fabriqués par le LETI. La première des deux méthodes utilisées, fondée sur la méthode des éléments finis, a donné des résultats mitigés. Nous avons vu qu'il était possible de l'utiliser pour optimiser une micro-structure mais nous avons également remarqué la difficulté de mailler en 3D ces structures aux dimensions très hétérogènes. La seconde méthode que nous avons utilisé, fondée sur la méthode des moments, utilise une formulation 2D1/2. Les maillages en deux dimensions sont mieux appropriés pour étudier les micro-dispositifs, nous avons obtenus des résultats de simulation en bon accord avec les résultats expérimentaux pour toutes nos micro-structures exception faite du micro-commutateur isostatique. Les différences entre les résultats simulés et mesurés sont principalement dues

aux hypothèses faites lors de la modélisation électromagnétique (par exemple : la non prise en compte de la résistance de contact).

La seconde partie de ce chapitre a été consacrée à la modélisation électromécanique. Nous avons présenté un modèle électromécanique qui permet de prévoir simultanément les comportements mécanique et électrique. Nous l'avons intégré dans un logiciel de simulation de circuits électriques et nous avons comparé les résultats de simulation à des résultats expérimentaux. Ces résultats nous ont confirmé que l'on pouvait obtenir une modélisation très fiables avec un simple modèle 1D. La fin de cette partie a été consacrée à la présentation d'une méthodologie de modélisation. Cette méthodologie est fondée sur l'excitation des paramètres électriques et mécaniques (nécessaires au fonctionnement de notre modèle) à l'aide d'un banc de mesure RF. La comparaison entre des temps de commutation simulés à l'aide du modèle extrait d'un microcomutateur avec des résultats expérimentaux, nous ont permis de valider cette méthodologie.

Le troisième chapitre a été dédié à l'étude de filtres accordables fondé sur des technologies microélectromécaniques. Nous avons présenté la conception de filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale aux longueurs d'ondes millimétriques. Les accords en facteur de qualité externe, en couplage inter-résonateur et en fréquence centrale, ont été caractérisés en fonction de la tension de polarisation appliquée. Nous avons également présenté un modèle électromécanique des filtres qui nous a permis d'évaluer la tenue en puissance et le bruit de phase généré par des varactors micro-mécaniques de type poutre à double encastrement.

PERSPECTIVES

Les études menées au cours de ces trois années de recherche nous ont permis de mieux comprendre les propriétés électriques et mécaniques des composants microélectromécaniques RF. Elles ont mis en évidence le grand potentiel de ces structures pour les applications télécoms (commutation pour la redondance, agilité en fréquence pour les filtres millimétriques...) mais elles ont également mis en évidence certaines faiblesses dues à la jeunesse de cette technologie. Par exemple il est difficile de fabriquer des dispositifs identiques sur de larges surfaces. C'est en effet une technologie qui a besoin d'être développée pour atteindre la maturité nécessaire à une commercialisation à grande échelle [1], [92].

Le développement de la des systèmes microélectromécaniques passe d'abord par le développement d'outils de conception spécifiques. Les micro-structures sont généralement étudiées d'abord d'un point de vue purement électrique en utilisant une modélisation électromagnétique puis d'un point de vue électromécanique avec des modèles 1D simples et rapides à mettre en œuvre comme nous l'avons fait [1],[54]. Malheureusement ces modèles ne permettent pas de modéliser tous les phénomènes mécaniques comme par exemple la dégradation du contact métallique dans le temps pour les micro-commutateurs ohmiques. Il est vrai que des logiciels commerciaux permettent de simuler la structure réelle et permettent ainsi d'obtenir un modèle statique, petit signal thermique et électromagnétique. Mais les résultats obtenus avec ces logiciels ne sont précis que si tous les paramètres liés aux procédés de fabrication sont connus (par exemple : la contrainte mécanique sur la couche déposée). Nous nous trouvons donc actuellement dans le cas où la modélisation a plus un rôle de caractérisation du composant qu'un rôle de prévision du comportement électromécanique. Un gros travail de développement reste à faire dans ce domaine notamment le développement de logiciels spécialement conçus pour modéliser la mécanique des couches minces contrairement aux logiciels actuels basés sur des modèles utilisés en mécanique des matériaux à l'échelle "macro".

La commercialisation des dispositifs microélectromécaniques RF à grande échelle ne se développera que lorsque leur fiabilité aura été améliorée. Les micro-dispositifs sont sensibles à l'humidité et aux contaminations. L'humidité entraîne des problèmes de collage de la membrane (plus particulièrement pour les dispositifs capacitifs) et pour les dispositifs ohmiques la résistance de contact dépend de la propreté de la zone de contact. Pour pallier ces problèmes, les dispositifs microélectromécaniques RF doivent être mis en boîtier dans des

environnements contrôlés (air, vide, gaz inerte...). L'environnement reste aujourd'hui encore à déterminer. Par exemple, le vide permet d'éviter l'humidité mais il élimine l'amortissement et augmente ainsi le bruit de phase et la vitesse de dégradation du contact. Il est nécessaire de développer des boîtiers qui doivent non seulement être hermétiques mais également doivent présenter de faibles pertes RF [1]. La mise en boîtier globale à l'échelle du wafer ou du circuit (intégrant plusieurs structures micro-mécaniques) est une solution intéressante. En effet, elle permet de diminuer le nombre de boîtiers qui augmentent généralement les pertes RF. Elle permet de diminuer les pertes des circuits RF, par exemple, pour un filtre accordable à base de structures micromécaniques comme le notre, un boîtier métallisé permettrait de réduire significativement les pertes RF tout en assurant la protection des composants.

Le développement de la fiabilité passe également par l'amélioration de la tenue en puissance ainsi que par l'étude de nouveaux matériaux et procédés de fabrication. Par exemple, les micro-commutateurs ohmiques comme ce que nous avons présentés dans le chapitre II sont sujet à des problèmes de soudure au niveau des points de contact lorsqu'ils sont traversés par des puissances RF trop importantes. Ce phénomène n'est pas encore bien expliqué mais des études ont tout même démontré que l'augmentation de température due à la forte densité de courant joue un rôle important dans la dégradation des dispositifs ohmiques [1],[93]. L'étude de nouveaux matériaux et également de nouvelles structures doit se poursuivre afin de résoudre ces problèmes.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **G.M. REBEIZ**
"RF MEMS theory, design and technology"
John Wiley & Sons, 2003
- [2] **P. BLONDY, D. MERCIER, D. CROS, P. GUILLON, P. REY, P. CHARVET, B. DIEM, C. ZANCHI, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN**
"Packaged millimeter wave thermal MEMS switches"
IEEE International MTT-S, Workshop, Seattle, USA, June 2002
- [3] **J.Y. PARK, Y.J. YEE, H.J. NAM, J.U. BU**
"Micromachined RF MEMS tunable capacitors using pizeoelectric actuators"
IEEE International MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [4] **M. RUAN, J. SHEN, C.B. WHEELER,**
"Latching micromagnetic relays"
IEEE Journal of Microelectromechanical System, vol.10, December 2001, pp.511-517
- [5] **G.M. REBEIZ, J.B. MALDAVIN**
"RF MEMS switches and switch circuits"
IEEE Microwave Magazine, Dec. 2001, pp.59-71
- [6] **J.J. YAO**
"RF MEMS from a device perspective"
Journal of Micromachinics and Microengineering, 2000, ppR9-R38
- [7] **L.E. LARSON**
"Microwave MEMS technology for next generation wireless communication"
IEEE MTT-S, Anaheim, LA, USA, Juin 1999
- [8] **L.P.B. KATEHI, J.F. HARVEY, E.R. BROWN**
"MEMS and Si micromachined circuits for high frequency applications"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, n°3, March 2002
- [9] **P.M. ZAVRACKY, N.E. MC GRUER, R.H. MORRISON, D. POTTER**
"Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications"
John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 1999, pp.338-347
- [10] **A. POTHIER, P. BLONDY, S. VERDEYME, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**
"Performances et fiabilité de micro-commutateurs MEMS à contact ohmique pour des applications RF"
Journées Nationales Microondes, session 3B-1; Lille, 2003
- [11] **V. MILANOVIC, M. MOHARBIZ, A. SINGH, B. WARNEKE, N. ZHOU, H.K. CHAN, K.S.J. PISTER**
"Microrelays for batch transfer integration in RF systems"
IEEE International MTT-S, Boston, MA, USA, June 2000
-

-
- [12] **S.P. PACHECO, D. PEROULIS, L.P.B. KATEHI**
"MEMS Single-Pole Double Throw (SPDT) X and K-Band Switching Circuits"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [13] **G.T. LENG, G.M. REBEIZ**
"DC-26 GHz MEMS serie-shunt absorptive switches"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [14] **J.B. MULDRIN, G.M. REBEIZ**
"All metal high isolation series and series/shunt MEMS switches"
IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.11, n°9, September 2001
- [15] **R.E. MIHAILOVICH, M. KIM, J.B. HACKER, E.A. SOVERO, J. STUDER, J.A. HIGGINS, J.F. DENATALE**
"MEMS relay for reconfigurable RF circuits"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.11, n°2, February 2001
- [16] **N.E. MC GRUER, G.G. ADAMS, X. YAN, L. CHEN, S. MAJUMDER**
"Reliability physics of MEMS microswitch contacts"
IEEE MTT-S Workshop, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [17] **C. GOLDSMITH**
"RF MEMS circuit, recent developments, packaging and reliability"
IEEE MTT-S Workshop, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [18] **C. GOLDSMITH, A. MOLCZEWSKI, Z.J. YAO, S. CHEN, J. EHMKE, D.H. HINZEL**
"RF MEMS variable capacitor for tunable filters"
John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 1999, pp.362-374
- [19] **Y. LIU**
"MEMS and BST technologies for microwave applications"
PhD dissertation, University of California, Santa-Barbara, 2000
- [20] **J.Y. PARK, G.H. KIM, K.W. CHUNG, J.U. BU**
"Monolithically integrated micromachined RF MEMS capacitive switches"
Elsevier Sensors and Actuators, 2001, pp.88-94
- [21] **S. PACHECO, C.T. NGUYEN, L.P.B. KATEHI**
"Micromachining electrostatic K-band switches"
IEEE MTT-S, Baltimore, MD, USA, June 1998, pp.1569-1572
- [22] **G.L. TAN, G.M. REBEIZ**
"Microwave absorptive MEMS switches"
EuMC, Paris, September 2000, pp.24-27
- [23] **C.H. CHANG, J.Y. QIAN, B.A. CETINER, Q. XU, M. BACHMAN, H.K. KIM, Y. RA, F. DE FLAVIIS, G.P. LI**
"RF MEMS capacitive switches fabricated with HDICP CVD Si N_x"
IEEE MTT-S, Seattle, June 2002
-

-
- [24] **D. BALARAMAN, S.K. BHATTACHARYA, F. AYAZI, J. PAPAPOLYMEROU**
"Low cost low actuation voltage copper RF MEMS switches"
IEEE MTT-S, Seattle, WA, USA, Juin 2002
- [25] **J.B. RIZK, J.B. MULDAVIN, G.L. TAN, G.M. REBEIZ**
"High isolation W-band MEMS switches"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [26] **J.B. MULDAVIN, G.M. REBEIZ**
"High Isolation Inductively-Tune X-Band MEMS Shunt Switches"
IEEE MTT-S, Boston, MA, USA, June 2000
- [27] **J.B. RIZK, J.B. MULDAVIN, G.L. TAN, G.M. REBEIZ**
"Design of X-Band MEMS microstrip shunt switches"
EuMC, Paris, september 200, pp.20-23
- [28] **J. ZOU, C. LIU, J.E. SCHUTT-AINE**
"Development of a wide-tuning-range two parallel plate tunable capacitor for integrated wireless communication system"
John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, 2001, pp.322-329
- [29] **L. DUSSOPT, G.M. REBEIZ**
"High Q millimeter-wave MEMS varactors : extended tuning range and discrete position designs"
IEEE MTT-S, Seattle, WA, USA, June 2002
- [30] **D. PEROULIS, L.P.B. KATEHI**
"Electrostatically tunable analog RF MEMS varactors with measured capacitance range of 300 %"
IEEE MTT-S, Philadelphia, PA, USA, June 2003
- [31] **H. NIEMEN, V. ERMOLOV, K. NYBERGH, S. SILANTO, T. RYHANEN**
"Microelectromechanical capacitor for RF applications"
Journal of Micromechanics and Micro-engineering, February 2002, pp.177-186
- [32] **J.S. HAYDEN, G.M. REBEIZ,**
"Very-low loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifter using metal-air-metal capacitors"
IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.51, n°1, January 2003
- [33] **J.S. HAYDEN, A. MALCZEWSKI, J. KLEBER, C.L. GOLDSMITH, G.M. REBEIZ**
"2 and 4 bit DC-18 GHz microstrip MEMS distributed phase shifters"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [34] **B. PILLANS, S. ESHELMAN, A. MALCZEWSKI, J. EHMKE, C.L. GOLDSMITH**
"Ka band RF MEMS phase shifters"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.9, n°12, December 1999
- [35] **J.B. HACKER, E. MIHAIOVICH, M. KIM, J.F. DENATALE**
"A Ka-band 3 bit RF MEMS true time delay network"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, n°1, January 2003
-

-
- [36] **Y.J. KO, J.Y. PARK, J.U. BU**
"Integrated RF MEMS phase shifter with constant phase shift"
IEEE MTT-S, Philadelphia, USA, June 2003
- [37] **J.B. RIZK, G.M. REBEIZ**
"W band microstrip RF-MEMS switches and phase shifters"
IEEE MTT-S, Philadelphia, USA, June 2003
- [38] **G.L. TAN, R.E. MIKAILOVITCH, J.B. HACKER, J.F. DENATALE, G.M. REBEIZ**
"Low loss 2 and 4 bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, n°1, January 2003
- [39] **N.S. BARKER, G.M. REBEIZ**
"Optimisation of distributed MEMS transmission line phase shifters U-Band and W-Band designs"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.48, n°11, November 2000
- [40] **D.J. YOUNG, B.E. BOSER, V. MALBA, A.F. BERNHARDT**
"A micromachined RF low phase noise voltage controlled oscillator for wireless communications"
John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2001, pp.285-300
- [41] **A. DEC, K. SUYAMA**
"Microwave MEMS-Based Voltage Controlled Oscillators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.48, n°11, November 2000
- [42] **J. BRANK, J. YAO, M. EBERLY, A. MALCZEWSKI, K. VARIAN, C. GOLDSMITH**
"RF MEMS-Based Tunable Filters"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, May 2001, pp. 276-284
- [43] **A. ABBASPOUR-TAMIJANI, L. DUSSOPT, G. M. REBEIZ**
"A High Performance MEMS Miniature Tunable Filter"
IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, June 2003
- [44] **E. FOURN, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, P. BLONDY, G. TANNÉ, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET**
"MEMS Switchable Interdigital Coplanar Filter"
IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 1, January 2003, pp. 320-324
- [45] **E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, J.C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, G. TANNE, C. PERSON, F. HURET**
"Bandwidth And Central Frequency Control On Tunable Bandpass Filter By Using MEMS Cantilevers"
IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, June 2003
-

- [46] **D. PEROULIS, S. PACHECO, K. SARABANDI, L. KATEHI**
"Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters"
IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig., Phoenix, May 2001, pp. 341-344
- [47] **B. LAKSHMINARAYANAN AND T. WELLER**
"Tunable Bandpass Filter Using Distributed MEMS Transmission Lines"
IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, June 2003
- [48] **H. T. KIM, J. H. PARK, Y. K. KIM, Y. KWON**
"Tunable millimeter-wave filters using coplanar waveguide and micromachined variable capacitors"
Journal of Micromechanics and Microengineering, Oct. 2001, pp. 706-712
- [49] **R. L. BORWICK, P. A. STUPAR, J. F. DENATALE,, R. ANDERSON, R. ERLANDSON**
"Variable MEMS Capacitors Implemented Into RF Filter Systems"
IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 1, January 2003, pp. 315-319
- [50] **T. PAILLOT, P. BLONDY, D. CROS, P. GUILLON, J.C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**
"Implementation of a tunable coplanar Filter"
IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, June 2003
- [51] **Y. LIU, A. BORGIOLI, A. S. NAGRA, R. A. YORK**
"Distributed MEMS Transmission Lines for Tunable Filter Applications"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Mars 2001, pp. 254-260
- [52] **R. D. STREETER, C. A. HALL, R. WOOD, R. MAHADEVAN**
"VHF High-Power Tunable RF Bandpass Filter Using Microelectromechanical MEM Microrelays"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Mars 2001, pp. 261-275
- [53] **R. M. YOUNG, J. D. ADAM, C. R. VALE, T. T. BRAGGINS, S. V. KRISHNASWAMY, C. E. MILTON, D. W. BEVER, L. G. CHOROSINSKI, L. CHEN, D. E. CROCKETT, C. B. FREIDHOFF, S. H. TALISA, E. CAPELLE, R. TRANCHINI, J. R. FENDE, J. M. LORTHOIR, A. R. TORRES**
"Low-Loss Bandpass RF Filter Using MEMS Capacitance Switches To achieve A One-Octave Tuning Range And Independently Variable Bandwidth"
IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, June 2003
- [54] **N.S. BARKER**
"Distributed MEMS transmission lines"
Ph.D. Dissertation, University of Michigan, Ann Arbor, USA, 1999
- [55] **W.D. PILKEY**
"Formula for stress, strain and structural matrices"
John Wiley & Sons, 1989
-

-
- [56] **T. VEIJOLA, J. TINTTUNEN, H. NIEMINEM, V. ERMOLOV, T. RYHANEN**
"Gas damping model for a RF MEM switch and its dynamic characteristics"
IEEE MSS-S, Seattle, USA, 2002
- [57] **E.K. CHAN, E.C. KAN, R.W. DUTTEN, P.M. PINSKY**
"Nonlinear dynamic modeling of micromachined microwave switches"
IEEE MTT-S, Denver, CO, USA, June 1997
- [58] **F. DE FLAVIES, R. COCCIOLI**
"Combined mechanical and electrical analysis of a microelectromechanical switch for RF applications"
European Microwave Conference, Munchen, Germany, October 1999
- [59] **W. WEAVER, S.P. TIMOSHENKO, D.H. YOUNG**
"Vibration problem in engineering"
John Wiley & Sons, 1990
- [60] **K.M. STROHM, B. SCHAUWECKER, D. PILZ, W. SIMON, J.F. LUY**
"RF-MEMS switching concept for high power applications"
Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF System Dig., Ann Arbor, MI, USA, September 2001
- [61] **B. PILLANS, J. KLEBER, C. GOLDSMITH, M. EBERLY**
"RF power handling of capacitive RF MEMS device"
IEEE MTT-S, Seattle, June 2002
- [62] **J.R. REID, L.V.A. STORMAN, R.T. WELSTER**
"RF actuation of capacitive MEMS switches"
IEEE MTT-S, Philadelphia, June 2003
- [63] **J.B. RIZK, E. CHAIBAN, G.M. REBEIZ**
"Steady state thermal analysis and high power reliability considerations of RF MEMS capacitive switches"
IEEE MTT-S, Seattle, USA, June 2002
- [64] **J.B. MULDAVIN, R. BOISVERT, C. BOZLER, S. RABE, G. KEAST**
"Power handling and linearity of MEM capacitive series switches"
IEEE MTT-S, Philadelphia, USA, June 2003
- [65] **P. HOLLBJORNER, J.P. STARSKI**
"Expressions for nonlinear effects of MEMS switch beam oscillations"
Electronics Letters, vol.37, n°11, May 2001, pp.693-694
- [66] **L. DUSSOPT, G.M. REBEIZ**
"Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors and tunable filter"
IEEE MTT, vol.51, n°4, April 2003, pp.1247-1256
- [67] **G.M. REBEIZ**
"Phase noise analysis of MEMS based circuits and phase shifters"
IEEE MTT, vol.50, n°5, May 2002, pp.1316-1323
-

-
- [68] **L. VIETZORRECK, F. COCCEI, V. CHTCHEKATOUROV, P. RUSSER**
"Modeling of MEMS capacitive switches by TLM"
IEEE MTT-S, June 2000
- [69] **J.B. MULDAVIN, G.M. REBEIZ**
"High isolation CPW MEMS shunt switches – Part 1 : Modeling"
IEE MTT, vol.48, n°6, June 2000, pp.1045-1052
- [70] **Z. FENG, W. ZHANG, B. SU, K.F. HARSH, K.C. GUPTA, V. BRIGHT, Y.C. LEE**
"Design and modeling of RF MEMS Tunable capacitors using electrothermal actuators"
IEE MTT-S, June 1999
- [71] **L. VIETZORRECK**
"Modeling to the millimeter wave behavior of MEMS capacitive switches"
IEEE MTT-S, June 1999
- [72] **M. FARINA, T. ROZZI**
"A 3D method of moments for the analysis of real life MMICs"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, June 2001
- [73] **J.Y. QIAN, G.P. LI, F. DE FLAVIIS**
"A parametric model of MEMS capacitive switch operating at microwave frequencies"
IEEE MTT-S, Boston, MA, USA, June 2000
- [74] **N. BUSHYAGER, M. TENTZERIS, L. GATEWOD, J. DENATALE**
"A novel adaptatvie approach to modeling MEMS tunable capacitors using MRTD and FDTD techniques"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, June 2001
- [75] **P. BLONDY, D. MERCIER, D. CROS, P. GUILLON, P. REY, P. CHARVET, B. DIEM, C. ZANCHI, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN**
"Micro commutateurs MEMS encapsulés à actionnement thermique"
JNM 2001, Poitiers, France, Mai 2001
- [76] **P. BLONDY, D. MERCIER, P. CHARVET, P. REY, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, D. CROS, P. GUILLON, C. ZANCHI**
"MEMS switches and tunable filters"
Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuit in RF System Dig., Ann Arbor, MI, USA, September 2001
- [77] **P. BLONDY, D. MERCIER, D. CROS, P. GUILLON, P. REY, P. CHARVET, B. DIEM, C. ZANCHI, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN, J.B. QUOIRIN**
"Packaged millimeter wave thermal MEMS switches"
EuMC, London, UK, September 2001
- [78] **C. BILLARD, P. CHARVET, C. FORT,**
Rapport final du projet MIRA, Juin 2002
- [79] **J.B. MULDAVIN, G.M. REBEIZ**
"Nonlinear electro-mechanical modeling of MEMS switches"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, June 2001
-

-
- [80] **J.V. CLARK, N. ZHOU, D. BINDEL, L. SCHENATO, W. WU, J. DEMMEL, K.S.J. PISTER**
"3D MEMS Simulation Modeling Using Modified Nodal Analysis"
Proceeding of the Microscale Systems : Mechanics and Measurements Symp., Orlando, FL, USA, June 2000
- [81] **T. VEIJKA, T. MATTILA, O. JAAKKOLA, J. KIIHAMUKI, T. LAMMINMAKI, A. OJA, K. RUOKONEN, H. SEPPA, P. SEPPULU, I. TITTONEN**
"Large displacement modeling and simulation of electrostatically driven resonators using the harmonique balance method"
IEEE MTT-S, Boston, MA, USA, June 2000
- [82] **T. VEIJOLA, T. MATTILA**
"Modeling of nonlinear micromechanical resonators and their simulation with the harmonic balance method"
John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2001, pp.310-321
- [83] **D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON**
"Modèle électromécanique pour les micro-commutateurs MEMS"
JNM 2001, Poitiers, France, Mai 2001
- [84] **D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, P. GUILLON**
"An electromechanical model for MEMS switches"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [85] **D. MERCIER, P. BLONDY, D. BARATAUD, D. CROS, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT**
"Model for MEMS switches power handling and phase noise"
EuMC, Milan, Italy, September 2002
- [86] **A. POTHIER, P. BLONDY, S. VERDEYME, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**
"Performances et fiabilité des micro-commutateurs MEMS à contact ohmique pour des applications RF"
JNM, Lille, France, Mai 2003
- [87] **A. POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT**
"Low loss ohmic switches for RF frequency applications"
EuMC, Milan, Italy, September 2002
- [88] **N.S. BARKER, G.M. REBEIZ**
"Distributed MEMS transmission line BPSK modulator"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.10, n°5, May 2000
- [89] **D. MERCIER, A. POTHIER, P. BLONDY**
"Monitoring mechanical characteristics of MEMS switches with a microwave test bench"
4th round table on Micro/Nano Technologies for Space, Noordwijk, The Netherlands, June 2003
-

-
- [90] **D. MERCIER, E. BERLAND, A. POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME**
"Méthode de modélisation pour les micro-commutateurs MEMS"
JNM, Lille, France, Mai 2003
- [91] **G.L. MATTHAEI, L. YOUNG, E.M.T. JONES**
"Microwave filters: impedance matching networks, and coupling structures"
New York: McGraw-Hill, 1964
- [92] **D. PEROULIS**
"W-band RF MEMS switchesphase shifters and antennas"
Ph.D. Dissertation, University of Michigan, Ann Arbor, USA, 2003
- [93] **J.B. RIZK**
"W-band RF MEMS switchesphase shifters and antennas"
Ph.D. Dissertation, University of Michigan, Ann Arbor, USA, 2003
-

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE**ARTICLES PUBLIES DANS DES REVUES**

D. MERCIER, J.C. ORLIANGES, T. DELAGE, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, D. CROS, P. BLONDY
"Millimeter Wave Tune-all Bandpass Filters"
IEEE Microwave Theory and Techniques, to be published in 2004.

ARTICLES PUBLIES DANS DES CONGRES

D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, P. GUILLON
"An electromechanical model for MEMS switches"
IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001

D. MERCIER, M. CHATRAS, J. C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, P. BLONDY, D. CROS, J. PAPAPOLYMEROU
"A Micromachined Tunable Cavity Resonator"
EuMC, Munich, Germany, September 2003.

D. MERCIER, P. BLONDY, D. BARATAUD, D. CROS, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT
"Model for MEMS switches power handling and phase noise"
EuMC, Milan, Italy, September 2002

D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, P. GUILLON
"Ditributed MEMS Tunable Filter"
EuMC., London, UK, September 2001.

P. BLONDY, D. MERCIER, D. CROS, P. GUILLON, P. REY, P. CHARVET, B. DIEM, C. ZANCHI, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN, J.B. QUOIRIN
"Packaged millimeter wave thermal MEMS switches"
EuMC, London, UK, September 2001

D. MERCIER, J.C. ORLIANGES, T. DELAGE, A. CATHERINOT, C. CHAMPEAUX, D. CROS, P. BLONDY
"2 Pole Millimeter Wave Tune-all Filter"
MEMSWAVE 2003, Toulouse, France, July 2003.

D. MERCIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, D. CROS, A. CATHERINOT, P. GUILLON
"Applications of RF MEMS to Tunable Filters"
CAS 2002, Sinaia, Romania, October 2002.

P. BLONDY, D. MERCIER, P. CHARVET, P. REY, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, D. CROS, P. GUILLON, C. ZANCHI
"MEMS switches and tunable filters"
Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuit in RF System Dig., Ann Arbor, MI, USA, September 2001

D. MERCIER, A. POTHIER, P. BLONDY

"Monitoring mechanical characteristics of MEMS switches with a microwave test bench"

4th round table on Micro/Nano Technologies for Space, Noordwijk, The Netherlands, June 2003

D. MERCIER, E. BERLAND, A. POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME

"Méthode de modélisation pour les micro-commutateurs MEMS"

JNM, Lille, France, Mai 2003

P. BLONDY, D. MERCIER, D. CROS, P. GUILLON, P. REY, P. CHARVET, B. DIEM, C. ZANCHI, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN

"Micro commutateurs MEMS encapsulés à actionnement thermique"

JNM 2001, Poitiers, France, Mai 2001

D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON, B. GUILLON, L. BASTEREE

"Filtres accordables à base de micro-commutateurs distribués sur une ligne coplanaire"

JNM 2001, Poitiers, France, Mai 2001

D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON

"Modèle électromécanique pour les micro-commutateurs MEMS"

JNM 2001, Poitiers, France, Mai 2001

ARTICLES INVITES A DES CONGRES

P. BLONDY, D. MERCIER, D. CROS, P. GUILLON, P. REY, P. CHARVET, B. DIEM, C. ZANCHI, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN

"Packaged millimeter wave thermal MEMS switches"

IEEE International MTT-S, Workshop, Seattle, USA, June 2002

P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, D. MERCIER, D. CROS, A. CATHERINOT, P. GUILLON

"Applications of RF MEMS to Tunable Filters and Matching Networks"

CAS 2001, Sinaia, Romania, October 2001.

P. BLONDY, M. CHATRAS, D. MERCIER, D. CROS, P. GUILLON, L. BASTERES, B. GUILLON, P. ALBERT

"Tunable RF MEMS Resonators and Filters"

EuMC Workshop : New Techniques and news technologies for RF and microwave filters, Paris, France, October 2000.

ARTICLES SOUMIS

A. POTHIER, A. AMMACAPANE, D. MERCIER, J.C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, R. SORRENTINO, P. BLONDY

"High Q 3-Bit Tunable MEMS Capacitor"

IEE Electronics Letters.

