

*Conception de micro commutateurs
Optimisés
pour applications Hyperfréquences*

Benoit Ducarouge

Resp. de Stage : David Dubuc

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du groupe « Composants et Intégration des Systèmes Hyperfréquences pour Télécoms » du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) du CNRS de Toulouse.

Je voudrais tout d'abord remercier M. Jean-Claude LAPRIE, directeur du LAAS et M. Olivier LLOPIS, responsable du groupe CISHT pour leur accueil au sein du laboratoire.

Je remercie vivement M. Robert PLANA, Professeur à l'université Paul Sabatier pour la confiance qu'il m'a accordé et pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux.

Un grand merci également à David DUBUC, Maître de conférences à l'IUT Paul Sabatier, pour avoir assuré la direction de mon stage, pour sa disponibilité et pour ses conseils avisés.

Merci à Katia GRENIER pour ses conseils et pour son aide à l'utilisation de Sonnet.

Je pense aussi à Bruno ESTIBALS, du groupe MIS, Laurent RABBLIA du groupe TMN, Emeline COCHETEAU et Philippe BOURDEU D'AGUERRE de l'AIMÉ pour leur aide précieuse.

Je voudrais aussi remercier M. Christian BERTY, du service documentation, sans qui vous ne pourriez pas lire ce mémoire.

Enfin, je n'oublierai pas tous les membres du groupe CISHT, stagiaires, doctorants ou permanents pour leur accueil. Je pense à tous ceux avec qui j'ai passé de bons moments, entre autre à Christophe VIALON, Laurent BARY, Sabine LONG, Gilles CIBIEL, Abdelali RENNANE, Horacio Luis MARTINEZ, Gianandrea QUADRI, Jérôme SADOWY, Mathilde SIE, Wah WONG, Emanuele BALDINI, Fouad BOUCHRIHA, Simone FANTUZZI et Roland GRONMAIER.

Plan du mémoire

I	Présentation du LAAS CNRS et du groupe CISHT	7
I.1	Le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes.....	7
I.2	Présentation du groupe CISHT	8
I.2.a	Activités scientifiques	8
I.2.b	Bilan et perspectives des activités Intégration micro systèmes.	9
II	Les commutateurs MEM RF	11
II.1	Présentation générale	11
II.1.a	Type de forces électromotrices	14
II.1.b	Type de configurations : série /parallèle	15
II.1.c	Type de contacts.....	15
II.1.d	Type d'éléments mécaniques et fonctionnement	16
II.2	Etat de l'art.....	19
II.2.a	Interrupteurs séries	19
II.2.b	Interrupteurs parallèles	21
II.2.c	Problématiques actuelles	24
II.2.d	Structures développées au LAAS.....	26
II.3	Objectifs d'étude	28
II.3.a	Description	28
II.3.b	Spécifications	28
II.3.c	Moyens	28
II.3.d	Déroulement	28
III	Etude électromécanique d'un micro commutateur RF parallèle type « pont »	29
III.1	Fonctionnement : méthode analytique	29
III.1.a	Partie mécanique	30
III.1.b	Partie électrostatique	34
III.2	Méthodes de résolution numériques.....	36
III.2.a	SUGAR	37
III.2.b	Coventor	38
III.2.c	Avantages/Inconvénients	39
III.3	Calibrage des simulations.....	40
III.3.a	Structure simulée.....	41
III.3.b	Maillage.....	41
III.3.c	Equivalence mono couche / tri couche.....	42
III.3.d	Ancrages.....	44

IV	Structure proposée	46
IV.1	Conception électromécanique	47
IV.1.a	Constante de raideur : influence de W_m	47
IV.1.b	Tension d'activation.....	49
IV.2	Conception électromagnétique	50
IV.2.a	Simulations électromagnétiques.....	51
IV.2.b	Modèle électrique	53
IV.2.c	Extraction du modèle	54
IV.2.d	Conclusion.....	55
IV.3	Conclusion.....	55
V	Conclusion générale	57
VI	Bibliographie	60

Introduction générale

L'évolution des systèmes de télécommunications a toujours été conjointement liée à celle des filières technologiques électroniques. La montée en fréquence nécessaire face à la saturation du spectre radio électrique, ainsi que l'augmentation de l'intégration des circuits afin d'améliorer les performances électriques tout en minimisant les coûts de fabrication constituent des orientations stratégiques pour ces systèmes. C'est pourquoi, afin d'augmenter la sensibilité, le rendement, la compacité et la fiabilité des émetteurs récepteurs RF et millimétriques, de nouvelles filières technologiques ont vu le jour. Parmi celles-ci, les composants **Micro-Electro-Mécaniques (MEM)** ont trouvé leur intérêt dans les applications hyperfréquences. Les potentialités industrielles apportées par ces nouveaux composants sont maintenant largement démontrées et génèrent d'importantes études sur la conception et la réalisation de ces microstructures.

Cela dit, le développement de ces structures s'accompagne de plusieurs défis scientifiques dont le principal est leur caractère **pluridisciplinaire**. En effet, différents domaines de compétence sont nécessaires pour mener à bien la conception et la réalisation de structures MEM telles que la mécanique de ces structures élastiques, l'électrostatique qui en permet l'actionnement, l'électromagnétisme pour la réalisation de la fonction micro-ondes, la thermique pour l'étude de phénomènes induits par un échauffement dus à l'effet Joule et enfin la micro-technologie pour la fabrication de ces structures. Ce contexte pluridisciplinaire est à l'heure actuelle une barrière pour l'optimisation des performances de tels composants.

C'est dans ce contexte que s'inscrit le stage réalisé au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes ayant pour sujet : **conception de micro commutateurs électromécaniques optimisés pour applications hyperfréquences**.

Le premier chapitre de ce mémoire présentera succinctement le laboratoire d'accueil LAAS ainsi que les activités du groupe « Composants et Intégration de Systèmes Hyperfréquences pour Télécommunications ».

Nous aborderons, dans le deuxième chapitre les commutateurs MEM RF. Nous verrons notamment quels sont leurs intérêts majeurs en matière de performances, d'applications et décrirons leurs principales caractéristiques en les classant. Nous dresserons aussi un état de l'art de ces structures avant de présenter les objectifs du stage.

Le troisième chapitre présentera les résultats de l'étude électromécanique menée. Nous proposerons un modèle analytique électromécanique à une dimension, et nous donnerons les résultats de simulations effectuées sous le logiciel de simulation Coventor.

Une structure optimisée de commutateur sera introduite dans le quatrième chapitre. Nous verrons quelles sont ses performances sur les plans électromécanique et électromagnétique, puis nous proposerons un modèle électrique obtenu à partir de simulations électromagnétiques sous Sonnet et ADS.

Enfin, nous conclurons par une synthèse globale de nos travaux en insistant sur les points les plus innovants et envisagerons les perspectives de développement de ce stage.

I Présentation du LAAS CNRS et du groupe CISHT

I.1 Le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes

Le LAAS est une unité propre de recherche (UPR) du Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), rattaché au Département Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC). Il est associé à trois établissements d'enseignement supérieur de Toulouse : l'Université Paul Sabatier (UPS), l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) et l'Institut National Polytechnique (INP).

Officiellement créé en 1967 sous le nom de Laboratoire d'Automatique et de ses Applications spatiales, il s'installe dans ses locaux (sur le complexe scientifique de Ranguel Lespinet) en Mai 1968 avec un effectif de 140 personnes.

Le LAAS aujourd'hui le **Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes** compte 507 personnes dont environ 160 doctorants et dispose de 11400m² de locaux. La direction s'appuie sur un conseil de laboratoire composé de membres nommés et de membres élus et un comité Exécutif composé des responsables de groupes et de services.

Rattaché au département des Sciences pour l'Ingénieur, le LAAS conduit des recherches dans les trois grandes disciplines : AUTOMATIQUE, INFORMATIQUE et MICROELECTRONIQUE.

Ses activités de recherche sont menées dans le cadre de douze groupes de recherche et d'un laboratoire commun avec l'industrie. Les douze groupes sont les suivants :

<ul style="list-style-type: none">▪ Méthodes et Algorithmes en Commande▪ Réseaux et Systèmes de Télécommunications▪ Diagnostic, Supervision et Conduite qualitatifs▪ Organisation et Conduite de Systèmes Discrets▪ Outils et Logiciels pour la Communication▪ Tolérance aux fautes et Sûreté de Fonctionnement Informatique	<ul style="list-style-type: none">▪ Robotique et Intelligence Artificielle▪ Micro systèmes et Intégration des Systèmes▪ Technologie Micro et Nanostructures▪ Composants et Intégration de Puissance▪ Composants et Intégration des Systèmes Hyperfréquences pour Télécommunications▪ Nano adressage, Nano biotechnologies
-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Dans la partie suivante nous allons présenter plus en détail le groupe CISHT (Composants et Intégration des Systèmes Hyperfréquences pour Télécommunications).

I.2 Présentation du groupe CISHT

I.2.a Activités scientifiques

Son domaine de travail est celui de l'étude et de la conception de dispositifs innovants pouvant être utilisés dans l'électronique Hautes Fréquences des systèmes modernes de télécommunications. Les améliorations attendues dans ce domaine portent principalement sur l'accroissement de l'intégration (réduction des coûts), la montée en fréquence et en débit et l'augmentation des performances micro-ondes (bruit, linéarité, etc...). Les deux premiers objectifs sont bien sûr directement liés : c'est par l'intégration que l'on parvient à une réduction de coût. La montée en fréquence est également associée à l'intégration : la conception de fonctions dans le domaine millimétrique impose en général cette approche. Enfin, la montée en fréquence des circuits intégrés sur silicium se fait aujourd'hui à un rythme rapide, et autorisera demain la production de fonctions micro-ondes à très faible coût. Seul le bruit pourrait être, en première analyse, étudié séparément. Pourtant ce n'est pas le cas car une technologie intégrée qui ne démontrerait pas de bonnes performances en bruit serait laissée de côté pour de nombreuses applications.

L'activité se répartit en quatre thèmes :

- 1) Bruit électrique dans les composants et circuits aux Basses et Hautes Fréquences,
- 2) Composants et circuits à faible bruit de phase,
- 3) Circuits avancés sur silicium,
- 4) Intégration des fonctions micro-ondes et millimétriques.

L'animation de chacun de ces thèmes est confiée à un cadre scientifique. Les travaux du groupe CISHT ne sont pas le seul résultat d'un groupe de chercheurs mais bénéficient de relations fortes avec d'autres équipes de recherche académique. Il s'agit d'abord des relations inter groupes au sein du LAAS qui sont fortes depuis de nombreuses années en ce qui concerne le groupe Technologie Micro et Nanostructures, avec lequel le groupe réalise des circuits hyperfréquences micro-usinés et plus récemment avec le groupe Photonique, puisqu'une activité optique a débuté cette année. Ce sont également les équipes toulousaines qui participent au GREMO (Groupement Régional en Electromagnétisme et Micro-Ondes); la compétence en électromagnétisme de certaines de ces équipes est particulièrement importante pour la conception de certains systèmes. Ce sont enfin des équipes des autres laboratoires français traitant des hyperfréquences (IEMN, IRCOM, LPMO...).

Parmi les thèmes de recherche 3) et 4), nous recensons trois sous thèmes qui sont les suivants : Composants avancés sur silicium, Circuits intégrés sur Silicium, et Intégration micro

systèmes. C'est ce dernier sous-thème, **Intégration micro systèmes** que nous allons présenter dans la partie suivante.

I.2.b Bilan et perspectives des activités Intégration micro systèmes.

↳ Bilan 2001

Le groupe a d'abord travaillé à l'intégration, sur silicium, d'une antenne de type patch micro-usinée et d'un filtre sélecteur de fréquence à très faibles pertes et forte réjection. Ces éléments ont été réalisés en technologie micro-usinée coplanaire au LAAS. Dans ce contexte, des topologies de filtres innovantes ont été développées pour des bandes de fréquences allant de 20 GHz à 60 GHz à partir de méthodologies de conception globale (électrique /électromagnétique).

D'autre part, dans l'optique notamment d'augmenter la densité d'intégration, il a été entrepris la conception de structures électromécaniques innovantes tels que des « micro-interrupteurs » à faibles pertes et forte isolation qui permettront d'assurer la reconfigurabilité du circuit intégré. Des simulations électromagnétiques ont mis en évidence que l'association des techniques de micro-usinage de volume et de surface se traduisait par des micro-commutateurs aux performances améliorées [1]. A partir de simulations mécaniques ont été conçus et réalisés des « micro-commutateurs » capacitifs avec des performances attrayantes, notamment en terme de tension d'activation, en obtenant également un très bon accord entre les mesures, les simulations et les caractérisations.

↳ Perspectives 2002

Dans le domaine de l'intégration micro systèmes, le groupe est tout d'abord impliqué dans un projet RNRT « TREMICROMEDIA » qui a pour objet la fabrication d'un module de réception à 30 GHz à haute sûreté de fonctionnement avec comme partenaires MEMSCAP, Alcatel, le GREMO et l'IRCOM.

Au niveau des tâches de conception, il est prévu de travailler sur des architectures de micro-commutateurs originales afin de minimiser les pertes d'insertion, maximiser l'isolation tout en garantissant des performances en terme de fiabilité compatibles avec les contraintes du secteur spatial.

Le deuxième aspect de ce projet concerne l'assemblage de composants MEMS et de circuits actifs sur silicium. Il faut valider ce type d'assemblage au niveau de la fiabilité et des performances des circuits obtenus. Un autre volet de cette opération concerne la conception et

la fabrication de micro commutateurs électromécaniques pour des applications radar dans le domaine de la défense. Les contraintes sont au niveau de la tenue en puissance, des pertes, de l'isolation et bien sur de la fiabilité. Suivant l'état d'avancement des filières technologiques des micro commutateurs, un travail sera fait sur des circuits plus complexes tels que des filtres accordables, des antennes reconfigurables ou encore des déphaseurs pour réaliser des modules d'antennes actives.

Sur ces aspects de micro commutateurs, une structure fédérative a été proposée dans le cadre du plan quadriennal de l'Université P. Sabatier pour mener des études fondamentales au niveau des nouveaux matériaux à utiliser, des phénomènes de fatigue, de la conception mécanique et électromagnétique des structures et également des problèmes de compatibilité électromagnétique pouvant apparaître dans le cas d'un assemblage de MEMS avec des composants microélectroniques. Cette action pluridisciplinaire implique les diverses composantes du GREMO et des laboratoires de chimie des matériaux (CIRIMAT), de matériaux pour le génie électrique (LGET), de mécanique (LGMT) et de CEM (LESIA).

Enfin, des recherches sont menées visant à réaliser des micro systèmes tout silicium dans le cadre d'un projet ARTEMIS et des activités menées avec le GREMO. Il s'agit de réaliser des micro systèmes à 24 GHz constitués d'une antenne et d'un filtre micro-usiné et d'un front end complet en technologie SiGe. Le deuxième point concerne la réalisation d'une antenne à polarisation circulaire associée à un amplificateur faible bruit SiGe à 20 GHz. Dans un futur proche les aspects mélangeurs et VCO SiGe seront abordés pour réaliser le micro système complet. Toujours afin de proposer des solutions pour améliorer les performances des futurs systèmes de communications à partir des technologies MEMS, un projet de réseau d'excellence dans les domaines des MEMS RF pour les communications sans fils est en gestation.

Après cette brève présentation du LAAS et du groupe CISHT, cadre dans lequel le stage s'est déroulé, la partie II présente le sujet du stage et son contexte.

II Les commutateurs MEM RF

II.1 Présentation générale

Les micro commutateurs électromécaniques (MEMS)¹ sont des composants qui, par leur mouvement mécanique se comportent comme des interrupteurs ouverts ou fermés.

Parmi ceux-ci, les commutateurs MEM RF (Radio Fréquence) sont étudiés pour fonctionner à des fréquences allant des fréquences Radio aux fréquences millimétriques (0.1 à 100 GHz). Avant d'étudier plus en profondeur ces structures et de présenter l'objectif du stage, nous allons voir quels sont leurs intérêts majeurs, leurs applications et enfin nous décrirons leurs principales caractéristiques en les classant.

↳ Intérêts

Les commutateurs MEM RF présentent des performances intéressantes par rapport aux autres interrupteurs "traditionnels », résumées dans le tableau II.1 suivant:

	Commutateurs MEM	Diode Pin	FET
Tension d'activation [V]	3-50 V	+/- 3-5	3-5
Puissance [mW]	<0.1	1-100	1-10
Isolation (< 5 GHz)	Grande	Grande	Moyenne
Pertes d'insertion [dB]	0.05-0.3	0.4-1.2	0.4-1.6
Résistance de contact [Ω]	0.5-2	2-4	4-6
Intermodulation [dBm]	60-80	27-45	27-45
Puissance commutable [mW]	10-20	1	1
Vitesse de commutation [μs]	1-30	<0.1	<0.1
Fréquence de coupure [THz]	30-80	1-2	0.2-0.5
Nombre de cycle	10^8-10^{10}	$>10^{13}$	$>10^{13}$
Mise en boîtier	Hermétique	Standard IC	Standard IC

Tableau II.1. Performances des commutateurs MEM comparées à celles des interrupteurs type diode Pin ou FET [1-2]

Les meilleures performances sont indiquées en grisé.

¹ MEMS : MicroElectroMechanical Systems. Il s'agit, selon la définition européenne de structures modifiées dans le temps sous l'influence d'une force électromotrice. La définition américaine de systèmes MEMS inclue en effet dans ce terme les dispositifs mobiles mais aussi toutes les structures micro-usinées. Les micro commutateurs électromécaniques font donc partie des MEMS.

On constate que les points forts des commutateurs MEM sont principalement au niveau des performances micro-ondes avec une très grande isolation, de faibles pertes d'insertion, une bonne linéarité ainsi qu'une très haute fréquence de coupure. Les limites de ces nouveaux composants sont aujourd'hui la tension d'activation, la vitesse de commutation ainsi que la mise en boîtier coûteuse (cf. partie II.2.c).

↪ **Applications**

Du fait de leurs performances micro-ondes supérieures aux composants « traditionnels », les principaux domaines d'application de ce type de commutateurs peuvent être résumés dans le tableau II.2 suivant :

Domaines	Domaines fréquentielles	Systèmes
Défense	5 à 94 GHz	Radars: Déphaseurs pour radars satellites Missiles
Automobile	24, 60 et 77 GHz	Radars
Systèmes de communication satellites	12 à 35 GHz	Réseaux d'antennes reconfigurables Filtres Déphaseurs
Systèmes de communications sans fils	0.8 – 6 GHz	Filtres pour mobiles Filtres pour stations de base Commutateurs SPT2 ou SPT4 Commutateurs Transmission / Réception Commutateurs SPT2 pour antennes
Instrumentation	0.01 – 50 GHz	Atténuateurs programmables Déphaseurs Réseaux SPNT

Tableau II.2.Principales applications pour micro commutateurs MEM [3-4]

Pour conclure sur les intérêts des commutateurs MEM dans les applications de type télécoms, le schéma bloc de la figure II.1 détaille une chaîne "typique" complète de transmission hertzienne. Les composants grisés (ou verts) correspondant à des circuits passifs nécessitant de fort coefficient de qualité - généralement non intégrés (off-chip) - peuvent donc être remplacés avantageusement par des versions "MEMS" [5].

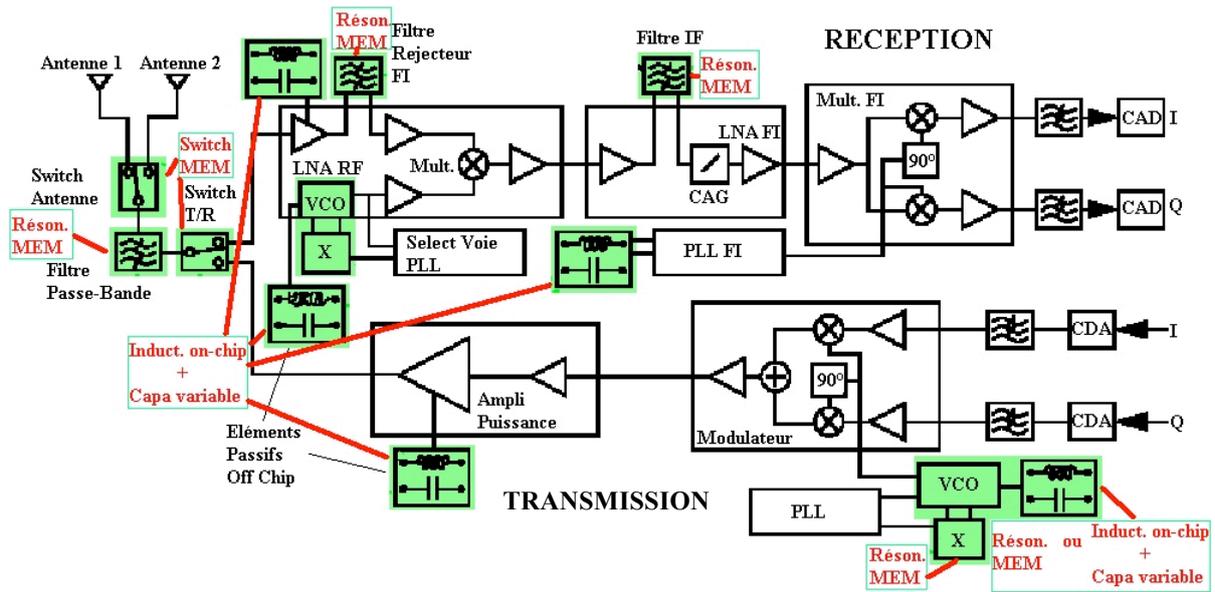


Figure II.1. Chaîne « typique » de transmission herzienne et sa version MEMS [5].

Après avoir cerné l'intérêt de ces commutateurs MEM RF, nous allons voir comment il est possible de les classer suivant les critères suivants :

- Le type de force d'actionnement qui permet de réaliser le changement d'état (ON/OFF) du commutateur.
- Le type de configuration : série ou parallèle.
- Le type de contact mis en jeu lors de l'activation du composant : contact ohmique² ou capacitif³.
- Le type d'élément mécanique qui constitue le commutateur : principalement « pont » ou « poutre ».

² Contact ohmique : nous appellerons contact ohmique un contact Métal / Métal

³ Contact capacitif : nous appellerons contact capacitif un contact Métal / Diélectrique / Métal

II.1.a Type de forces électromotrices

Les principales forces d'actionnement envisagées pour changer l'état du commutateur sont les suivantes : électrostatique, électromagnétique, piézoélectrique, ou électrothermique. Le tableau II.3 résume les avantages et les inconvénients de chacune des forces électromotrices employées.

Activation	Avantage(s)	Inconvénient(s)
Electrostatique	-Réalisation -Coût (procédés usuels utilisés en microélectronique) -Consommation nulle -Temps de commutation	-Instabilité -Tension d'actionnement
Magnétostatique	-Stabilité -Tension d'actionnement	-Consommation en courant -Encombrement -Temps de commutation
Piézoélectrique		-Coût (procédés spécifiques, non utilisés en microélectronique) -Pertes
Electro-Thermique	-Tension d'activation	-Temps de commutation

Tableau II.3. Avantages et inconvénients des forces électromotrices d'activation[1].

Ainsi, le micro commutateur à force électrostatique est le plus simple à mettre en œuvre pour de bonnes performances et est celui qui mobilise actuellement le plus la recherche dans ce domaine [1-29].

II.1.b Type de configurations : série /parallèle

Le composant MEM peut être monté en configuration soit série, soit parallèle comme le montre le tableau II.4:

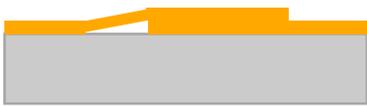
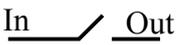
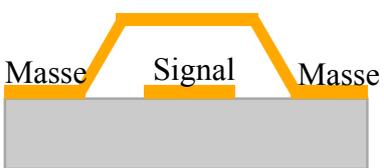
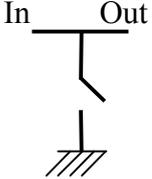
Type de configurations	Etat Haut	Etat Bas (sous force d'actionnement)	Schéma électrique équivalent
Série	<p>Etat 'OFF'</p> 	<p>Etat 'ON'</p> 	
Parallèle	<p>Etat 'ON'</p> 	<p>Etat 'OFF'</p> 	

Tableau II.4.Type de configuration suivant l'état haut ou bas de l'élément MEM[II.1]

Dans le cas série, la transmission du signal RF est coupée lorsque la structure est à l'état haut. On parle de structure « normally OFF ». Cette configuration est compatible avec les technologies micro-strip et coplanaires.

Dans le cas parallèle, la transmission du signal RF est coupée lorsque la structure est à l'état bas. On parle de structure « normally ON ». Dans cette configuration, le signal est court-circuité. Cette configuration est particulièrement adaptée à la technologie coplanaire [1].

II.1.c Type de contacts

Les contacts peuvent être de deux types, ohmique ou capacitif.

- Contact ohmique

C'est un contact Métal / Métal formé par les électrodes supérieure et inférieure. On a donc à l'état haut une capacité très faible (ordre du fF) constituée par les couches Métal / air /Métal et à l'état bas, un court circuit DC parfait. Il présente les inconvénients d'introduire une résistance de contact, d'être confronté au problème de collage ou micro-fusion entre métaux- phénomène plus communément appelé « stiction » - ainsi que de se dégrader rapidement. Cette

solution n'est donc pas adaptée aux circuits RF transmettant de fortes puissances RF puisque cela pourrait conduire à un soudage des contacts et donc à des défaillances de structures.

- Contact capacitif

C'est un contact Métal / Diélectrique / Métal. A l'état haut comme à l'état bas, on a donc un contact capacitif. Contrairement au contact ohmique, le phénomène de « stiction » est limité grâce aux traitements de surface appliqués à la couche diélectrique.

Le type de contact choisi dépendra donc de la fonction électrique que l'on cherche à obtenir [1].

II.1.d Type d'éléments mécaniques et fonctionnement

Dans la littérature, on retrouve comme principaux types d'éléments mécaniques utilisés : le pont et la poutre.

↳ « Pont »

➤ Description

La plupart de ces micro-commutateurs possèdent une architecture capacitive type parallèle trouvant son application dans les configurations coplanaires. Celle-ci présente l'avantage d'être compatible avec les circuits MMIC, la technologie « flip-chip » et des technologies faibles pertes [6]. Les premières réalisations ont été faites par Goldsmith et al.[7-9], en 1995. Le circuit (figure II.2) se compose d'une électrode fabriquée sur la surface d'un circuit intégré CPW (superposée au plan de la ligne RF), au-dessus de laquelle est suspendue une fine membrane d'aluminium. Cette dernière est connectée directement sur les plans de masse de la ligne coplanaire (CPW).

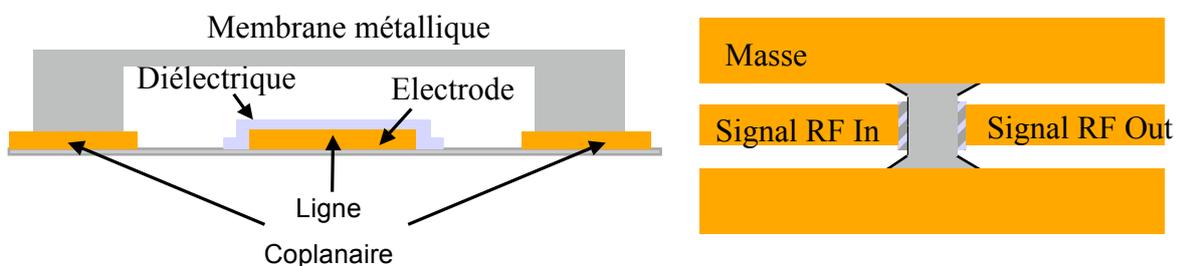


Figure II.2. Représentations schématiques d'un micro commutateur pont à contact capacitif.

Une fine couche de diélectrique située au-dessus de l'électrode permet ainsi d'empêcher d'éventuel court-circuit entre la masse et le signal continu permettant d'activer l'interrupteur (outre le phénomène de stiction). Le ratio des hauteurs à l'état haut et bas ainsi que la

permittivité du diélectrique détermine le ratio entre la capacité d'ouverture et de fermeture et donne l'isolation dans la gamme de fréquence voulue.

On peut distinguer parmi ces ponts deux catégories suivant le mode de fabrication employé. La distinction se fait sur l'ancrage : un premier pont correspond à un ancrage « classique » dans lequel les piliers du pont sont massifs (figure II.3.a) . Dans le second cas, les piliers du pont sont réalisés de la même manière que le pont lui-même (figure III.3.b).

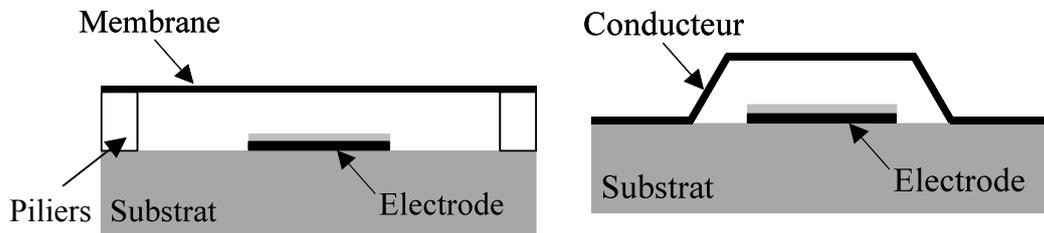


Figure II.3. Schéma d'un pont MEM a) à piliers massifs et b) à ancrages réalisés à l'aide d'une membrane

➤ Fonctionnement

Sans tension DC appliquée, le pont reste "à l'état haut" (grâce à sa raideur) et la capacité équivalente parallèle est très faible (Figure II.4). Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre l'électrode et le pont, une force électrostatique tend à rapprocher les deux conducteurs. A partir d'une certaine force électrostatique résultante (égale à la force de rappel – raideur - de la structure) qui correspond à une tension appelée $V_{\text{pull-down}}$, le pont se colle sur le conducteur central.

Etat	Tension appliquée V_a	Capacité
<p>'ON' ↑ V_a</p>	$V_a = 0$	Faible (fF)
<p>'OFF' V_a</p>	$V_a = V_{\text{pull down}}$	Grande (pF)

Figure II.4. Fonctionnement d'un micro commutateur « pont » à contact capacitif.

↪ **« poutre »**

➤ Description

Principalement utilisée pour des architectures série à contact ohmique, la poutre métallique assure la fermeture ou l'ouverture d'une ligne de transmission (figure II.5).

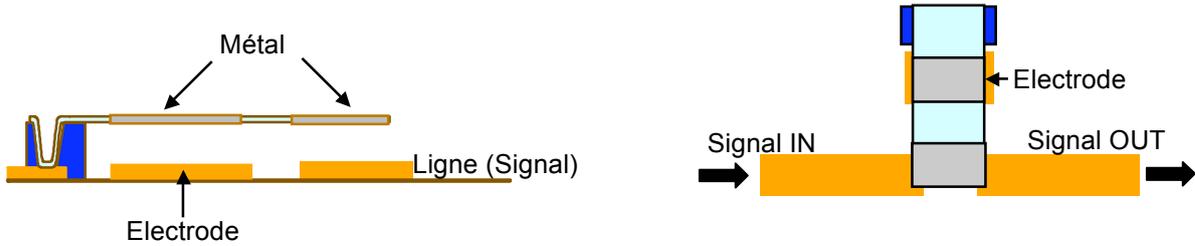


Figure II.5. Représentation schématique d'un micro commutateur poutre à contact ohmique type série .

Le principe de fonctionnement est le même que le micro-commutateur type "pont".

↳ **Comparaison des performances pont parallèle / poutre série**

Le tableau II.5 présente une comparaison entre les commutateurs capacitifs type pont à configuration parallèle et les commutateurs ohmiques type poutre à configuration série :

	Pont	Poutre
Schéma équivalent	<p>C_S faible (ON) C_S forte (OFF)</p>	<p>R_S (ON) C_S (OFF)</p>
Isolation	$-\frac{1}{1 + (Z_0 C_S \omega)^2}$	$-\frac{(Z_0 C_S \omega)^2}{1 + (Z_0 C_S \omega)^2}$
Tension d'activation	Relativement élevée	Relativement faible
Temps de commutation	Relativement élevé	Relativement faible
Faisabilité technologique	Bonne	Mauvaise

Tableau II.5. Comparaison commutateur pont parallèle / poutre série.

Les expressions des isolations des deux structures, nous indiquent que pour de basses fréquences RF, l'isolation du commutateur type série est meilleure que celle du type parallèle, alors que pour des hautes fréquences c'est la structure parallèle qui sera la plus performante.

Pour ce qui est de la tension d'activation, Schiele [10] montre que celle du pont est supérieure à celle de la poutre, car le pont possède intrinsèquement une force de rappel plus importante du fait de la présence de ses deux ancrages. De plus, à cause d'un important stress résiduel des structures à deux ancrages, le temps de commutation de ce dernier sera en général supérieur à celui de la poutre.

Néanmoins, la réalisation technologique de la poutre est délicate, car de faibles gradients de stress peuvent entraîner des déformations importantes et incompatibles avec un fonctionnement correct.

C'est principalement pour cette raison que la configuration parallèle type pont est la plus utilisée.

Dans cette partie, nous avons fait un descriptif général des principaux commutateurs RF ; nous avons d'abord vu leurs intérêts de part leurs performances générales, et leurs applications. Ensuite, nous avons classé ces structures suivant plusieurs critères les caractérisant en expliquant leur fonctionnement.

Nous allons dans la partie suivante nous intéresser plus spécifiquement à leurs performances en dressant un état de l'art de ces de commutateurs.

II.2 Etat de l'art

II.2.a Interrupteurs séries

Ce sont les premiers à avoir été réalisés en 1979 avec Petersen [11] et en 1991 avec Larson et al [12] .

Le premier à être intéressant sur le plan des performances est développé en 1996 par Goldsmith et al [13]. Ce pont à contact capacitif est fabriqué en série avec la ligne. Sa faible tension d'activation située entre 10 et 20 V pour des longueurs de pont de 150 μm , ses faibles pertes d'insertion (0,3 dB à 10 GHz) et enfin son temps de commutation de 8 μs rendent celui-ci attractif même si l'isolation n'est que de 15 dB à 10 GHz.

En 1999, une poutre, réalisée par Daniel Hyman et al. [14] placée longitudinalement à la ligne interrompue fait passer le signal RF par contact ohmique lors de son activation. Celle-ci est représentée sur la figure II.6. L'isolation est alors supérieure à 30 dB pour des fréquences allant jusqu'à 40 GHz. Les autres caractéristiques sont moins bonnes, puisque le temps de commutation est de 20 ms, et la tension d'activation de 30 V.

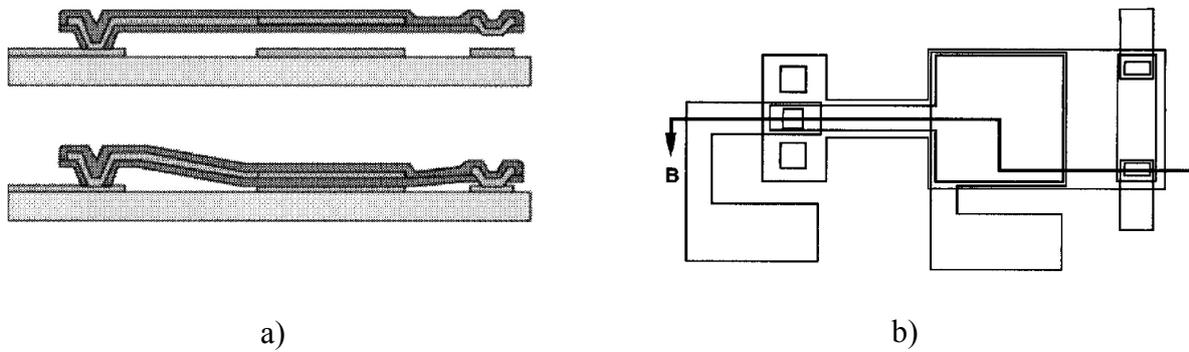


Figure II.6. Représentation schématique d'un micro commutateur poutre type série à contact ohmique: a) vue en coupe b) vue de haut [14].

En 2000, Hah et al. [15] parviennent à réaliser une structure analogue à la précédente mais dont les ancrages sont latéraux, faisant ainsi intervenir le moment de torsion de la structure lors de son activation (figure II.7). Une tension d'activation record de 6V est obtenue pour des activations électrostatiques au détriment de pertes d'insertion (2 dB) inacceptables.

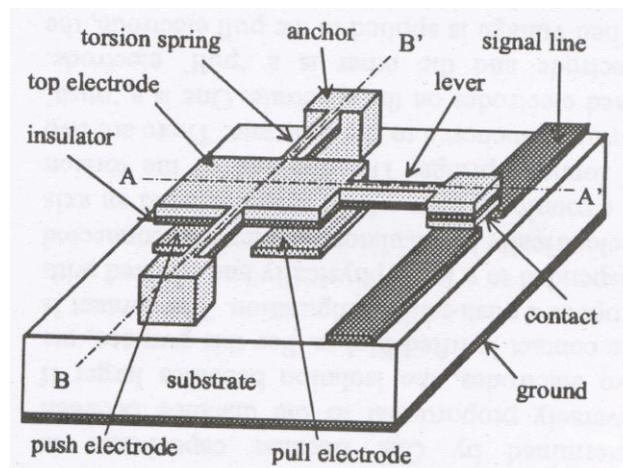


Figure II.7. Poutre à ancrages latéraux [15].

Enfin, depuis 2001, les efforts se sont concentrés sur les performances électromagnétiques.

Un commutateur pont à contact ohmique a été réalisé ainsi par Muldavin [16] en 2001. Ce pont vient faire contact avec la ligne fermant ainsi le circuit. Différentes géométries ont été proposées pour les électrodes d'activation. Le niveau d'isolation de -42 dB à 10 GHz est le meilleur jamais obtenu jusqu'alors. Les pertes d'insertion, due à la résistance de contact vont de 0,2 dB à 2 dB suivant le process de fabrication. La tension d'activation se situe entre 18 et 22 V.

Enfin, le commutateur poutre à contact capacitif, fabriqué par Duffy [17] présente l'avantage de tenir des puissances importantes (2W) grâce à une hauteur de poutre de 10 à 15

μm entre la poutre et l'électrode. Cela se fait bien entendu au détriment de la tension d'activation qui est de 60 V avec un temps de commutation de 20 μs . Les pertes d'insertion sont de 0,7 dB et l'isolation de -12 dB à 40 GHz.

II.2.b Interrupteurs parallèles

C'est à partir de 1995, notamment grâce au progrès fait en matière de technologie microélectronique, que l'on va réellement s'intéresser aux commutateurs MEM RF type "pont". Goldsmith [7-9] crée alors le premier interrupteur de type pont à contact capacitif. La figure II.8 indique les schémas et photographies de ce commutateur dans les deux états ('ON') et ('OFF').

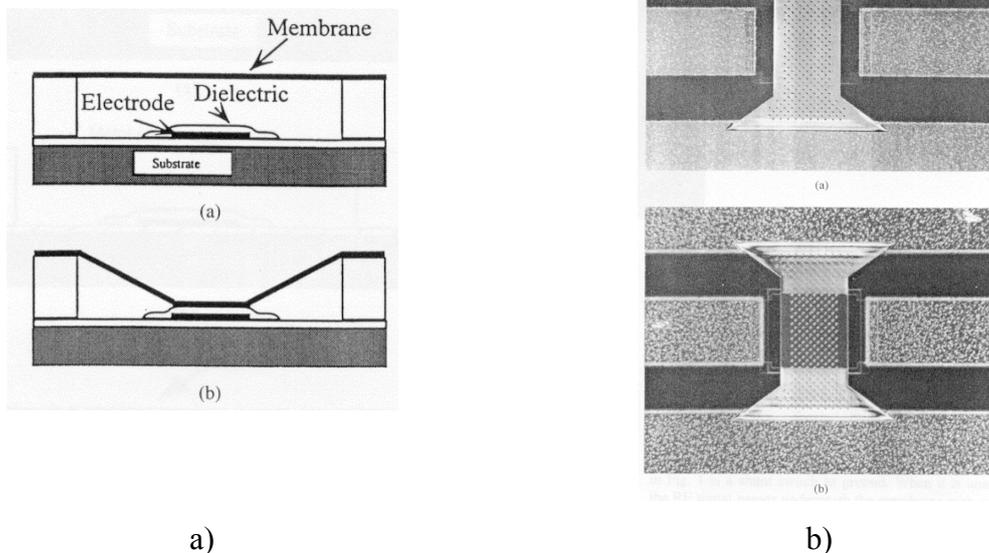


Figure II.8. Commutateur MEM de type pont à piliers massifs : a) Schéma en coupe et b) photographies dans les états 'ON' et 'OFF' [7-9].

Ces ponts sont formés de plots latéraux qui soutiennent une fine membrane flexible en métal (Aluminium). La tension d'actionnement est alors comprise entre 30 et 50 V. Les premières structures réalisées présentaient des temps de commutation de 10 à 100 ms particulièrement élevés. Une deuxième génération d'interrupteurs réalisés en 1998 par Yao, Goldsmith et al. [18-19] a permis de ramener ce temps de commutation entre 4 et 6 μs , pour des pertes d'insertion de 0,25 dB et une isolation de 35 dB à 35 GHz.

En 1998, Sergio Pacheco et al. [20] présentent deux structures ayant des contre électrodes permettant d'améliorer la stabilité du système (figure II.9.a). La tension d'activation est de 15 V.

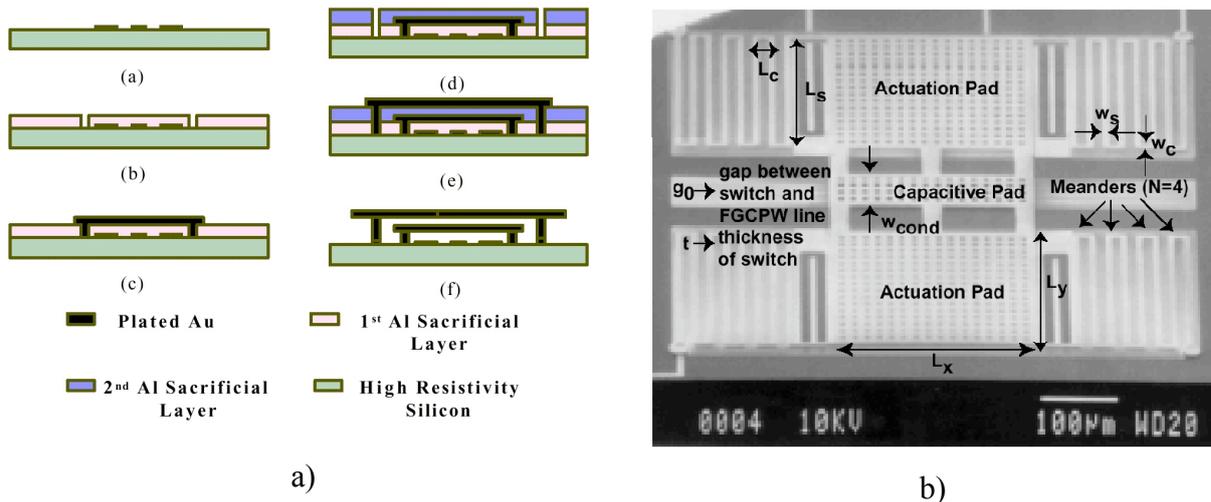


Figure II.9.a) Commutateurs MEM de type pont à piliers massifs avec contre électrodes [20]. b) Commutateurs de type pont à ancrage serpentins [21].

Une autre structure créée en 2000 [21] par la même équipe est donnée sur la figure II.9.b). Elle donne une tension d'activation de 9 V en utilisant des ancrages « serpentins » ainsi qu'une plus grande surface pour les électrodes d'activation. Les pertes d'insertion ne sont que de 0,16 dB à 40 GHz avec une isolation de -26 dB.

Une autre approche distribuée des interrupteurs a été initiée par Muldavin, Barker et Rebeiz en 1998 [22-24]. Les ancrages du pont sont cette fois obtenus de la même manière que le pont lui-même (figure III.10).

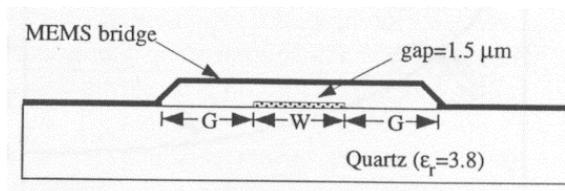


Figure II.10. Commutateur MEM de type pont à ancrages réalisés à l'aide de la membrane du pont [22-24].

L'utilisation de plusieurs ponts sur un même circuit permet d'obtenir d'excellents commutateurs aux gammes de fréquence plus larges et plus hautes. L'interrupteur présente alors des pertes d'insertion inférieures à 0,6 dB de 22 à 38 GHz avec une isolation minimale de 40 dB de 22 à 40 GHz. Ces interrupteurs avec un pont de 1,5 μm de hauteur nécessitent une faible tension d'activation comprise entre 15 et 20 V.

Muldavin et Rebeiz ont aussi réalisé en 2000 des structures du même type possédant des pertes d'insertion seulement de 0,01 à 0,02 dB entre 10 et 30 GHz, avec une isolation à -20 dB, et des temps de commutation de 5 à 20 μ s pour une tension d'activation de 35 V [25-26].

Une autre structure apparue récemment en 2000 [27] est constituée de poutres plus ou moins nombreuses liées entre elles, dont les deux exemples sont présentées sur les photographies de la figure II.11.

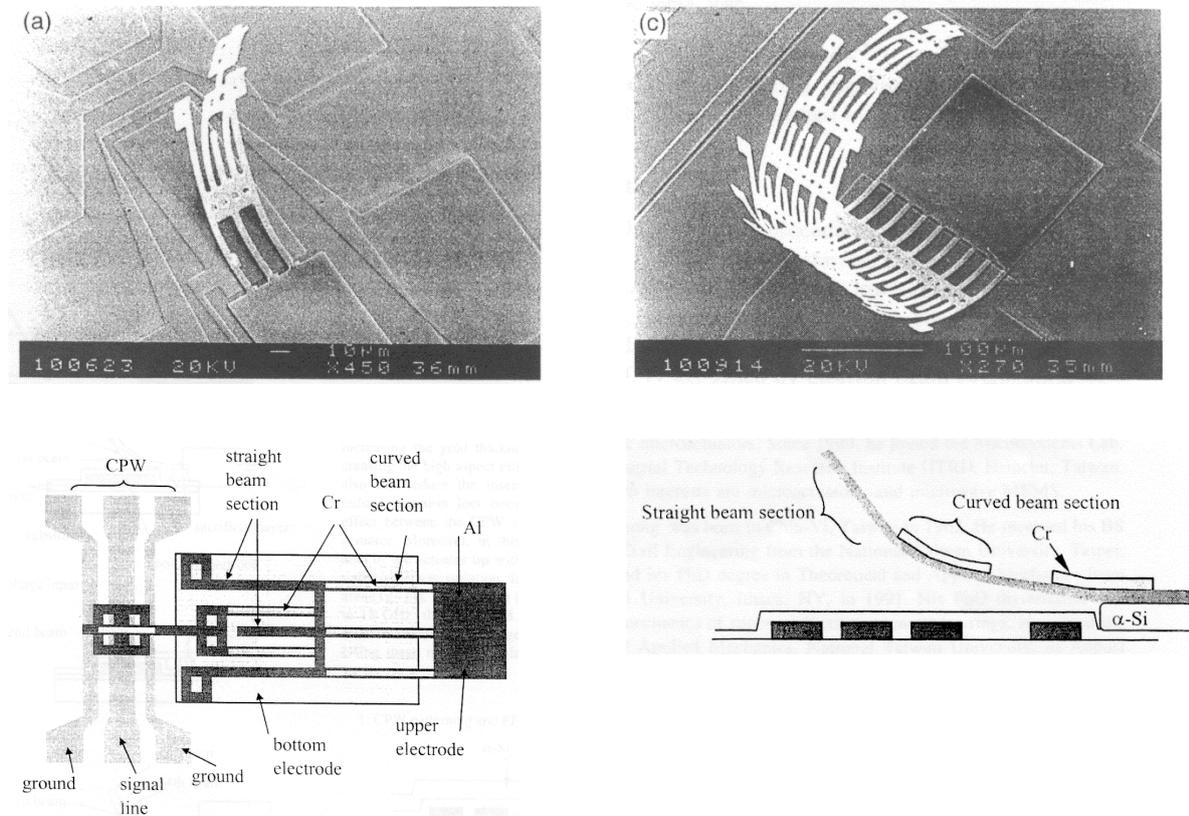


Figure II.11. Commutateur MEM de type poutre [27].

Le but de ce dispositif est d'éloigner le plus possible la poutre de la ligne coplanaire lorsque aucune force électrostatique n'est appliquée, afin d'obtenir une excellente transmission du signal à l'état passant de l'interrupteur. Une tension d'actionnement est appliquée sur les différents rubans qui permettent la descente progressive de la poutre, comme le montre la figure précédente. Bien que présentant un niveau de pertes d'insertion de 0,2 dB de 100 MHz à 20 GHz, le niveau d'isolation obtenu ainsi que le temps de commutation (10 ns) sont encore très insuffisants pour répondre aux exigences de la majorité des applications micro-ondes.

Dernièrement, de nouvelles recherches ont été menées afin d'améliorer les performances de ces structures en jouant sur l'élément mécanique activé. Nous pouvons ainsi citer les travaux de Shen en 1999 [28]. Il s'agit, à l'aide de deux électrodes (une supérieure et

une inférieure) de faire monter ou descendre une structure avec une membrane libre maintenue à ses extrémités par des glissières, comme l'indiquent les schéma et photographie de la figure II.12.

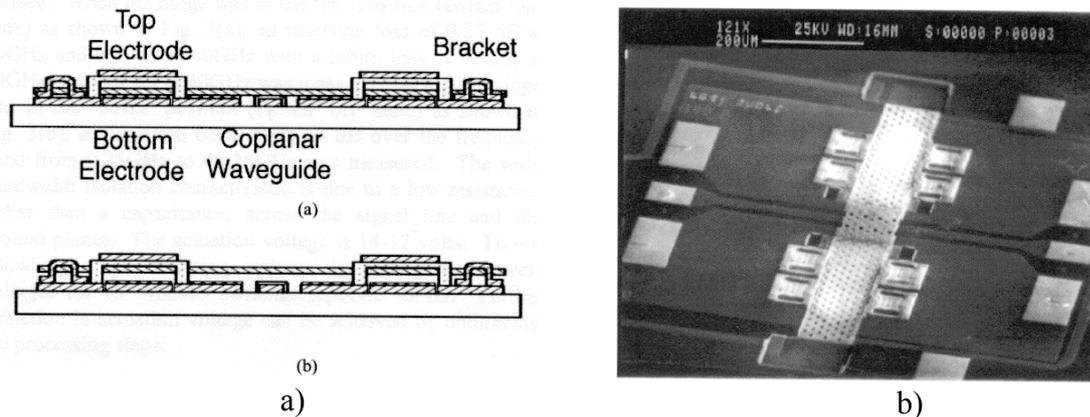


Figure II.12.a)Schéma et b)photographie d'une structure de type pont à glissières [28].

Selon l'électrode à laquelle on applique la tension d'actionnement, le pont est attiré contre la ligne de transmission coplanaire, ou vers le haut. L'ordre de grandeur de la tension de polarisation utilisée est de 14 à 17 V. Ce type de topologie pourrait permettre de baisser la tension d'activation jusqu'à 2 V grâce à l'utilisation des glissières. Outre la minimisation de la tension de polarisation, une isolation électrique entre la commande et le signal micro-ondes est réalisée.

Enfin, pour ce qui est des très hautes fréquences RF à 100 GHz, un commutateur parallèle capacitif type pont a été réalisé par Jad Rizk et al. [29]. Il présente des pertes d'insertion de $0,25 \pm 0,1$ dB et une isolation minimale de -20 dB dans la bande 80 – 110 GHz. La tension d'activation obtenue est de 30 V.

Ce rapide état de l'art nous a montré les principaux problèmes et défis auxquels sont confrontés les chercheurs. Le principal défi est de réaliser des compromis entre différents paramètres (tension d'activation, temps de commutation, isolation, pertes, ...) indispensables pour le développement de ces structures dans des applications courantes. La partie suivante va présenter les problématiques qui sont à surmonter.

II.2.c Problématiques actuelles

Nous présentons ici les problèmes actuels concernant les commutateurs MEM RF. Des solutions ont souvent été proposées pour remédier à un problème en particulier, mais toujours au détriment des autres.

Voici donc les sept critères sur lesquels il faut travailler pour que ces structures soient compétitives.

↳ **Tenue en puissance**

Les micro-commutateurs placés avant les antennes d'émission / réception doivent pouvoir à l'émission supporter des puissances de 0,1 à 10 W. Comme nous l'avons vu dans l'état de l'art, la plupart des micro commutateurs ne peuvent pas supporter plus de 10-20 mW en maintenant un niveau de fiabilité acceptable (risques d'auto activation).

↳ **Durée de vie et fiabilité**

La durée de vie (nombre de cycle d'activation et longévité) est très importante pour des applications militaires ou pour les transmissions satellites et donne directement une information sur la fiabilité. De plus, nombres d'industriels veulent des structures fiables avant de mettre en production de grandes séries. Pour ce qui est du nombre de cycles moyens, les meilleurs commutateurs tiennent jusqu'à 4 milliards de cycles. Il existe actuellement une grosse demande de ceux-ci pouvant tenir de 20 à 200 milliards. D'autre part, la durée de vie en terme d'années, n'a jamais été étudiée.

↳ **Temps de commutation / vitesse**

Le temps de commutation se situe généralement entre 3 et 40 μ s. Ceci limite bien sur ces structures à des commutations basses fréquences. Ceci est acceptable pour certaines applications comme des systèmes de communication ou de radar, mais ferme pour l'instant la porte à des modulations. Ainsi, ce temps doit être diminué et doit être stable sur le plan de la durée de vie et de la technologie.

↳ **Mise en boîtier**

Les commutateurs MEM doivent être mis dans des boîtiers à atmosphère inerte et à taux d'humidité très faible pour garantir leur durée de vie, leur fiabilité ainsi que d'autres caractéristiques (performances RF et tension d'activation entre autre). Le coût important de ce packaging doit être diminué.

↳ **Recherche de performances RF**

Les performances RF sont généralement très bonnes et font, avec le coût de fabrication tout l'intérêt de telles structures. Les plus importantes sont la forte isolation, les faibles pertes d'insertion, et la linéarité.

↳ Filière technologique

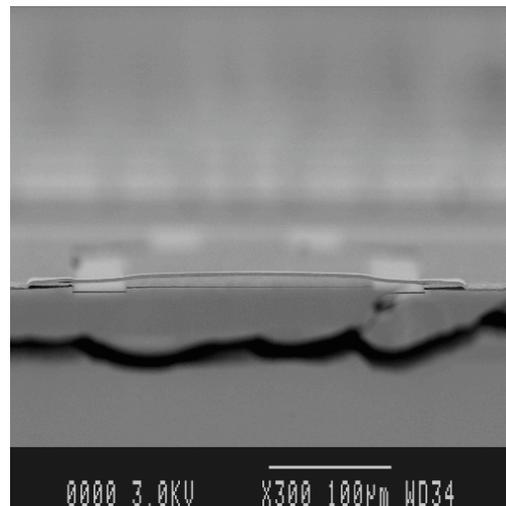
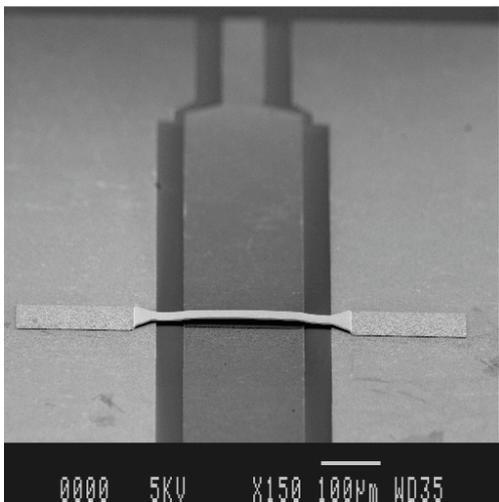
Basée sur les technologies de la microélectronique, la réalisation des commutateurs bénéficie de tous les progrès faits dans ce domaine et des moyens de production minimisant le coût hors packaging.

↳ Tension d'activation

Enfin, afin de rendre ces commutateurs facilement intégrables à des technologies connues (CMOS, ...), il faut baisser la tension d'activation de ceux-ci (située pour la plupart entre 20 et 120 V).

II.2.d Structures développées au LAAS

La structure suivante, a été fabriquée au LAAS en 2000 par Katia Grenier [1].



Il s'agit d'un circuit coplanaire micro-usiné sur membrane avec un pont mobile actionnable par force électrostatique et placé en parallèle avec la ligne coplanaire.

L'utilisation du micro-usinage de volume du silicium sous la ligne confère à la structure un caractère faibles pertes et un excellent niveau d'isolation à l'état bloqué.

La réalisation des éléments mécaniques mobiles de la structure est obtenue grâce à un micro-usinage de surface. Le choix d'élément actionnable s'est porté sur des ponts en raison de leur facilité de réalisation technologique par rapport aux poutres (cf. partie II.1.d). Le contact dans ce cas est de type capacitif afin d'éviter tout problème de 'stiction' et de court-circuit de la tension continue. La force électrostatique a été choisie pour sa simplicité de réalisation, sa faible consommation, et son faible encombrement. L'application d'une tension continue sur le conducteur central de la ligne coplanaire permet d'attirer le pont (connecté à la masse) vers la ligne. Ce type de structures a été utilisée pour étudier des interrupteurs employés aux fréquences micro-ondes, mais aussi des « filtre-commutateurs ».

Ces structures font donc appel à une technologie 3D comportant des micro-usinages de volume et de surface, dont la réalisation technologique n'est pas évidente au premier abord.

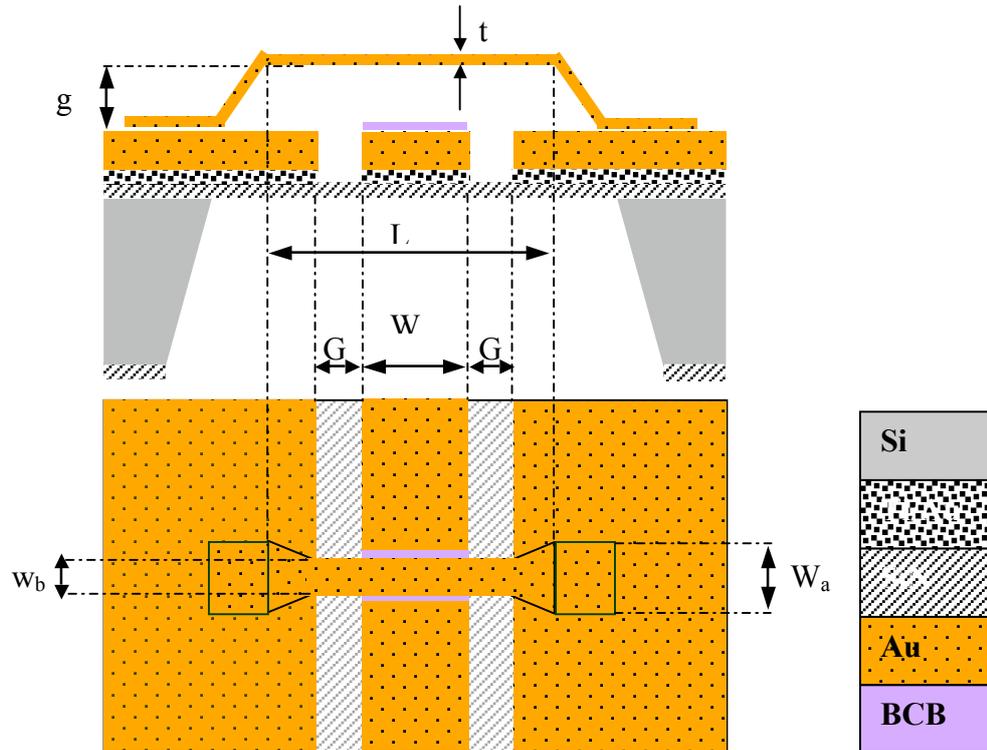


Figure II.13. Représentation schématique du micro commutateur développé au LAAS [1].

La figure II.13 donne la structure et la composition des couches du pont.

Le tableau II.6 donne ses dimensions:

Dimension	Ligne co-planaire (μm)	Longueur pont (μm)	Largeur pont (μm)	Hauteur du pont (μm)
Symboles	G/W/G	L	w_b	g
Dimensions (μm)	50/200/50	380	40	3

Dimension	Epaisseur du pont (μm)	Largeur du pied (μm)
Symboles	t	W_a
Dimensions (μm)	1,5	100

Tableau II.6. Dimensions du pont.

II.3 Objectifs d'étude

II.3.a Description

L'objectif du stage est la conception complète d'un commutateur MEM parallèle à contact capacitif type pont optimisé. Il s'agit tout d'abord de mener une étude électromécanique afin d'optimiser la tension d'actionnement. Un schéma électrique équivalent sera ensuite proposé à partir de résultats de simulations électromagnétiques.

II.3.b Spécifications

Structure : commutateur parallèle à contact capacitif type pont.

Technologie : la structure doit être réalisable avec la technologie disponible au laboratoire.

Performances : une optimisation doit être réalisée afin de diminuer la tension d'activation (inférieure à 30 V) de l'interrupteur et de rendre la structure fiable mécaniquement (Constante de raideur supérieure à 12 N/m). La conception doit se faire dans l'optique d'une tenue en puissance optimale.

II.3.c Moyens

- Accès aux résultats obtenus lors de la fabrication de commutateurs (thèse de Katia Grenier [1])
- Accès à la bibliothèque du LAAS (documents IEEE, et ouvrages sur les MEMs)
- Station de travail avec 3 logiciels :
 - Logiciels de simulation électromécanique : Sugar, Coventor
 - logiciel de simulation électromagnétique (Sonnet) et électronique HF (ADS)

II.3.d Déroulement

1-Etude bibliographique.

2-Etude et validation des logiciels adéquats.

3-Etude mécanique.

5-Exploitation des résultats et proposition d'une structure optimisée.

4-Proposition d'un schéma électrique équivalent.

III Etude électromécanique d'un micro commutateur RF parallèle type « pont »

Cette étude nous a permis de dimensionner une structure adaptée aux objectifs et spécifications vues dans le chapitre précédent et dont les plus importantes sont de diminuer la tension d'activation et de rendre la structure fiable mécaniquement.

Nous allons donc au cours de cette partie présenter le fonctionnement du commutateur d'un point de vue analytique d'abord pour des exemples simples de structures en proposant notamment un modèle électromécanique à une dimension. Ensuite, nous verrons quelles sont les méthodes possibles de résolution numérique afin de simuler les structures envisagées.

III.1 Fonctionnement : méthode analytique

Nous allons dans cette partie présenter un modèle à une dimension permettant de comprendre le fonctionnement électromécanique de la structure développée au LAAS.

Pour simplifier l'étude du pont, nous le modélisons par deux plaques situées dans deux plans parallèles, l'une mobile (plaque supérieure) et l'autre immobile (plaque inférieure). La plaque supérieure est connectée à un ressort de constante de raideur K se déformant uniquement selon l'axe vertical.

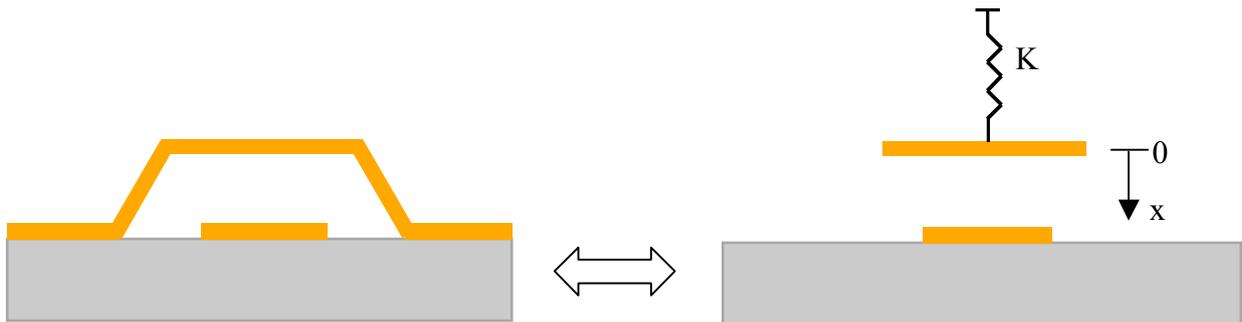


Figure III.1. Modélisation mécanique du pont

Le comportement d'un pont fléchissant par l'application d'une tension est régi par deux forces distinctes. La première force impliquée correspond à la force élastique de réaction du pont matérialisée par un ressort dans notre modèle. Elle est donnée par $F = K \cdot x$ où K est la constante de raideur de la plaque supérieure et x est la déflexion mesurée. La seconde est la force électrostatique due à la tension appliquée sur l'électrode d'activation.

L'équilibre entre ces deux forces est obtenu lorsqu'elles sont égales en valeur absolue. Cet équilibre est rompu lorsque la tension appliquée $V_{\text{pull-down}}$, dépasse un certain seuil.

III.1.a Partie mécanique

Nous allons ici déterminer par le calcul [30-34] la constante de raideur K pour comprendre les facteurs qui l'influencent dans deux cas. Nous résumerons enfin ces facteurs avant de passer à la partie électrostatique.

↳ Structure étudiée

Rappelons les principaux symboles et dimensions géométriques du pont.

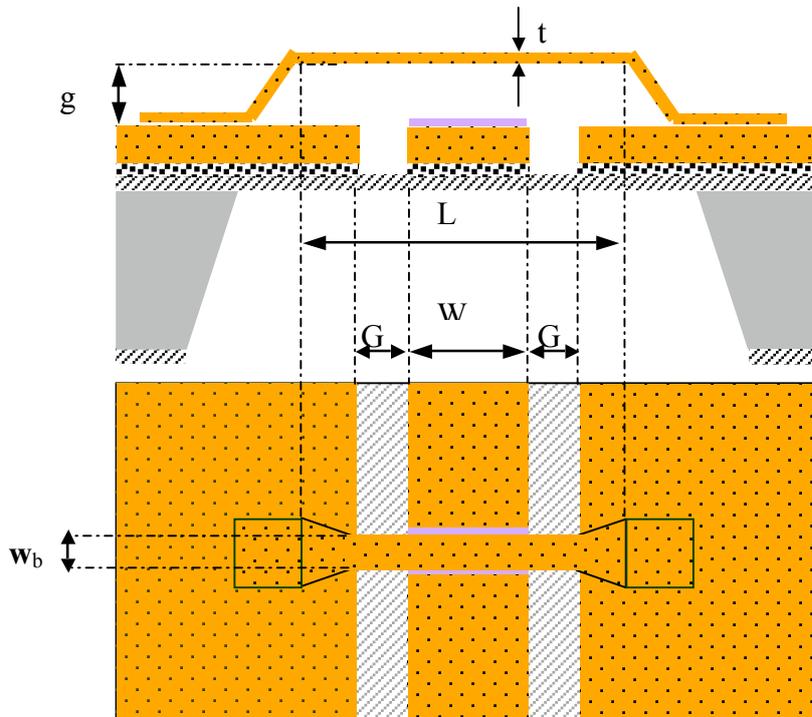


Figure III.2.Schéma du pont considéré et dimensions [1].

↳ Influence des encastremets sur la constante de raideur

Le pont peut être considéré comme une poutre dont les deux extrémités reposent sur des supports (ou y sont fixées). Les liaisons entre cette poutre et ses supports s'appellent des liaisons de contacts. Celles-ci dépendent du profil du pont, du process de fabrication et restent une inconnue de notre problème.

Nous avons calculé analytiquement les constantes de raideurs pour deux types de liaisons de contact : ponts à liaisons pivot d'axe et ponts à encastrement (figure III.3).

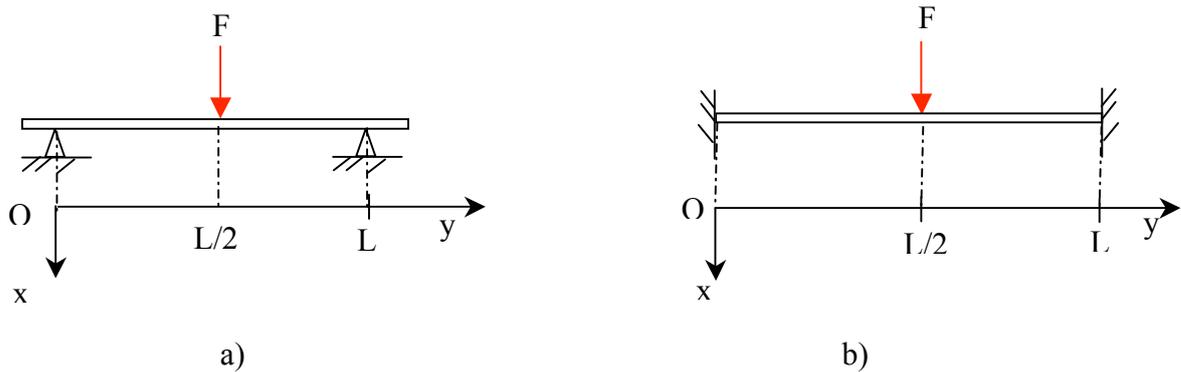


Figure III.3. Ponts a) à liaison pivot d'axe b) à encastrement.

Nous appliquons à ce pont une force suivant l'axe (Ox) comme le montre la figure III.3.

Le tableau III.1 nous donne les valeurs calculées des constantes de raideurs pour les différents types de liaisons de contact :

Liaison de contact	Schéma	Constante de raideur
Appuie simple fixe (liaison pivot d'axe)		$K = \frac{48 \cdot E \cdot I}{L^3}$ ⁴
Encastrement		$K = \frac{192 \cdot E \cdot I}{L^3}$
Support élastique (cas réel)		Impossible à calculer analytiquement

Tableau III.1. Principaux types des liaisons de contacts dans un pont et valeurs des constantes de raideur.

⁴ E : module d'Young (N/m² ou MPa) dépend du matériau constituant la poutre

I : moment quadratique du pont : $I = \frac{Wb t^3}{12}$

Le tableau III.1 nous montre tout d'abord que, suivant le type de liaisons considérées, il est possible ou non d'évaluer sa constante de raideur de manière analytique.

D'autre part, les constantes de raideurs calculées ne dépendent que des dimensions géométriques de la poutre (moment quadratique et longueur) ainsi que des propriétés physiques du matériau (module d'Young).

Enfin, la constante de raideur calculée dans le cas d'une poutre à encastremets est quatre fois plus grande que celle calculée dans le cas de la liaison à contact pivot fixe.

On peut remarquer que la constante de raideur dépend des forces extérieures appliquées: force ponctuelle au centre, force ponctuelle décentrée et pression uniforme conduisent à des constantes de raideur différentes.

↳ **La constante de raideur K : modèles « petites déformations »**

Dans les deux exemples traités de manière analytique dans la partie précédente, nous avons vu que la constante de raideur du modèle équivalent du pont était constante pour un pont donné. Effectivement, elle ne dépendait que de la géométrie du pont et du module d'Young du matériau qui le constitue.

En réalité, le pont possède des contraintes résiduelles internes (stress) σ ⁵ qui le sollicitent à l'extension (ou compression) simple. On observe une contrainte longitudinale (liée au module d'Young E) et une contrainte transversale (liée au coefficient de Poisson ν ⁶). Cette différence de contraintes, liée à la théorie de l'élasticité, n'a pas été prise en compte dans le calcul de la constante de raideur vue dans les deux exemples précédents.

La raideur du pont est donc supérieure à celle reportée dans le tableau III.1 et l'expression suivante (1), évaluée pour des liaisons de contact de type encastrement, permet de tenir compte du stress interne du pont [1]:

$$K = \frac{192EI}{L^3} \left(1 + \frac{\sigma(1-\nu)L^2}{4Et^2} \right) \quad (1)$$

Ainsi, nous devons prendre en compte ces phénomènes lors du calcul de la constante de raideur. On peut donc considérer celle-ci comme la somme d'une constante de raideur « linéaire » (reportée dans le tableau III.1) K_L (fonction de la rigidité du matériau, des

⁵ σ : pression interne (Pa) du matériau dépendant de différents facteurs intervenant dans le procédé de fabrication (température, temps, ...).

⁶ ν : coefficient de Poisson (sans unité) dépendant du matériau constituant la poutre.

dimensions géométriques de la poutre et du type d'ancrages) et celle due au stress K_σ (proportionnelle aux contraintes initiales). La nouvelle formule obtenue pour des liaisons de contacts type "encastrement" est donc la suivante (2) :

$$K = K_L \left(1 + \frac{\sigma (1-\nu) L^2}{4 E t^2} \right) = K_L + K_\sigma \quad (2)$$

Avec $K_L = \frac{192 E I}{L^3}$ et $K_\sigma = \frac{192 E I}{L} \left(\frac{\sigma (1-\nu)}{4 E t^2} \right)$

↳ La constante de raideur K : modèle « grandes déformations »

Nous nous sommes placés, dans les deux paragraphes précédents dans l'hypothèse des petites déformations. En réalité, les déformations sont importantes car supérieures à l'épaisseur du pont. Elles ont donc une influence sur sa raideur.

La raideur du pont est donc en réalité :

$$K_{réelle} = K_L + K_{NL}(x) + K_\sigma \quad (3)$$

où :

- K_L est la raideur linéaire correspondant à la constante de raideur calculée dans les deux exemples. Elle est fonction de la rigidité du matériau et des dimensions géométriques de la poutre.
- $K_{NL}(x)$ est la raideur non linéaire. Elle est également fonction de la rigidité des matériaux mais aussi des déplacements de la structure x (cf. figure III.2). Celle-ci est d'autant plus importante que les déformations sont grandes.
- K_σ est la raideur due au stress interne. Elle est « proportionnelle » aux contraintes initiales : des contraintes de traction tendent à faire croître la raideur de la structure à l'inverse des contraintes de compressions qui tendent à les réduire.

Ainsi, dans le cadre des grandes transformations, la raideur totale de la structure n'est plus une constante : elle augmente généralement au fur et à mesure que la structure se déforme et les contraintes résiduelles internes modifient la raideur initiale (sans chargement).

Le tableau III.2 résume les dépendances entre les différentes constantes de raideur. Par la suite, la validation des logiciels se fera en observant cette dépendance.

Dépendances	K_L	K_{NL}	K_G
Caractéristiques Matériaux	✓	✓	✓
Dimensions géométriques	✓	✓	✓
Contraintes initiales σ_0			✓
Déplacement		✓	
Influence	Petites Perturbations	Grandes Perturbations	Petites Perturbations

Tableau III.2. Dépendances des raideurs linéaire, non linéaire et due au stress interne.

III.1.b Partie électrostatique

La force électrostatique due à la tension appliquée, est donnée par l'équation suivante :

$$F = \frac{\epsilon_0 W w_b}{2g^2} V^2 \quad (4)$$

W: largeur du conducteur central (m),

w_b : largeur du pont (m),

g: hauteur du pont (m),

V: tension appliquée sur l'électrode de commande (V).

L'équilibre entre cette force électrostatique et la force élastique est obtenu lorsqu'elles sont égales en valeur absolue. Cet équilibre est rompu (fonctionnement instable) lorsque le pont atteint la hauteur d'une valeur de $2g_0/3$ pour une tension appliquée $V_{pull\ down}$, comme l'indique la figure III.4. Le pont se plaque alors contre le diélectrique.

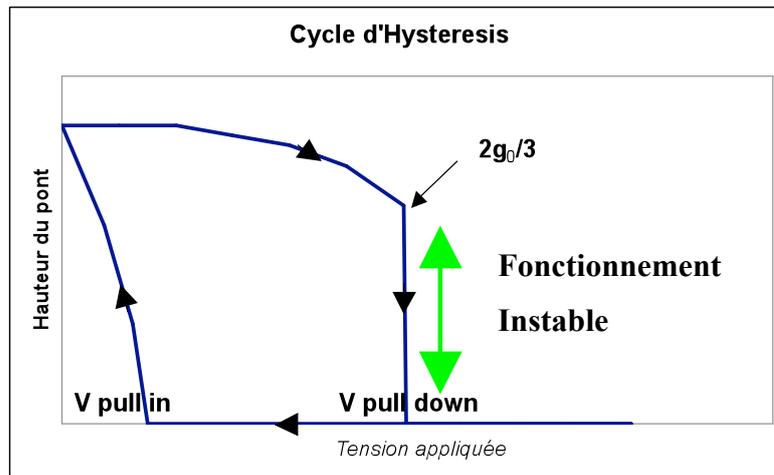


Figure III.4. Cycle d'hystérésis donnant la hauteur du pont g en fonction de la tension appliquée

De même, à l'état bas, le pont repassera à l'état haut si la tension d'activation passe en dessous d'une certaine tension de seuil appelée $V_{pull\ up}$. Les phénomènes d'ouverture et de fermeture du commutateur MEM sont donc régis par un cycle d'Hystérésis (figure III.4).

Les tensions $V_{pull\ down}$ et $V_{pull\ up}$ sont données dans le tableau III.3 (h_{diel} correspond à l'épaisseur du diélectrique sous le pont) :

$V_{pull\ down}$ et $V_{pull\ up}$ (formules générales)	$V_{pull\ down}$ et $V_{pull\ up}$ (en remplaçant la constante de raideur par K_L+K_σ)
$V_{pull\ down} = \sqrt{\frac{8K}{27 \epsilon_0 W \cdot w_b} g_0^3}$	$V_{pull\ down} = \sqrt{\frac{256 Et^3 \left(1 + \frac{\sigma (1-\nu)L^2}{4 E t^2} \right)}{27 \epsilon_0 L^3 W} g_0^3}$
$V_{pull\ up} = \sqrt{2 \frac{K(g_0 - h_{diel})h_{diel}^2}{\epsilon_0 \epsilon_r W w_b}}$	$V_{pull\ up} = \sqrt{\frac{64 Et^3 \left(1 + \frac{\sigma (1-\nu)L^2}{4 E t^2} \right) (g_0 - h_{diel})h_{diel}^2}{\epsilon_r \epsilon_0 L^3 W}}$

Tableau III.3. Tension $V_{pull\ up}$ et $V_{pull\ down}$ dans le cas d'un pont à encastresments parfait soumis à une pression homogène sur sa surface.

Ainsi, on peut conclure qu'en ne prenant en compte que la constante de raideur linéaire du pont, la tension d'activation $V_{pull\ down}$ ne dépend que des dimensions géométriques du pont et de son type d'encastrement.

L'objectif de cette étude étant avant tout de diminuer $V_{pull\ down}$, nous pouvons lister les moyens théoriques en notre possession afin de baisser cette tension :

- Augmenter la longueur du pont L ,
- Diminuer la hauteur initiale du pont g_0 : $V_{pull\ down}$ varie en puissance 3/2 avec la hauteur du pont,

- Diminuer l'épaisseur du pont t ,
- Augmenter la largeur du conducteur centrale W : $V_{\text{pull down}}$ varie en puissance $-1/2$ avec l'épaisseur du pont,
- Diminuer le module d'Young E ou les contraintes initiales σ .

Notons que W_b (largeur du pont) n'intervient pas sur $V_{\text{pull down}}$.

Diminuer $V_{\text{pull down}}$ conduira donc à une optimisation des paramètres géométriques du pont. Cependant, il faudra veiller à mener cette optimisation tout en garantissant de bonnes performances micro-ondes et une faisabilité technologique.

Cette étude mécanique nous a permis de calculer analytiquement certaines structures simples moyennant quelques approximations.

Ensuite, nous avons observé que K n'était constant que dans le cas des faibles déformations ce qui n'est pas notre cas. Il dépend essentiellement du matériau utilisé, des dimensions géométriques de la structure, des liaisons de contact et de la déflexion de la structure elle-même. Enfin celui-ci est un bon moyen de connaître la faisabilité technologique de la structure.

D'autre part, du point de vue électrostatique, diminuer la tension d'activation du commutateur MEM passe par une optimisation géométrique de la structure.

Après avoir étudié de manière analytique le comportement électromécanique du commutateur MEM type pont à contact capacitif, nous allons désormais aborder les méthodes de résolution numériques permettant de simuler des structures plus complexes en utilisant des modèles plus proches de la réalité. Deux méthodes et donc deux logiciels ont été évalués afin de traiter nos structures : SUGAR, utilisant une méthode de calcul nodal, et COVENTOR, basé sur la méthode des éléments finis.

III.2 Méthodes de résolution numériques

Les méthodes de résolution numériques permettent d'obtenir des résultats précis pour des structures complexes impossibles à calculer analytiquement.

Nous allons dans un premier temps présenter rapidement les deux logiciels à notre disposition qui étaient SUGAR, freeware basé sur une méthode nodale et COVENTOR basé sur la méthode des éléments finis. Nous verrons ensuite leurs avantages et inconvénients et nous expliquerons le choix ayant été effectué pour simuler le micro-commutateur.

III.2.a SUGAR

SUGAR est un logiciel de conception mécanique et électrostatique destiné à la modélisation et à l'étude du comportement des MEMS.

Son nom et sa philosophie sont inspirés directement de SPICE. Le concepteur décrit ainsi un objet par une "netlist" et peut très rapidement simuler le comportement de celui-ci.

SUGAR est implémenté en langage Matlab pour plusieurs raisons:

- La simplicité d'installation et d'amélioration pour l'utilisateur
- La possibilité pour l'utilisateur de disposer de la puissance de Matlab
- Certaines routines sont tout de même implémentées en C, ce qui garantit de meilleure performance.

SUGAR s'organise autour de deux sortes de fichiers:

- Des *netlists* en .net qui permettent de décrire les objets physiques MEMS (structure mécanique, tensions, courants, forces)
- Des fichiers Matlab en .m qui permettent de visualiser et de simuler les netlists.

Ainsi, des bibliothèques d'éléments simples existent tels que : ancre, poutre, force mécanique, tension, etc... Chacun de ces « composants » ont des points de calculs qui constitueront les nœuds auxquels les calculs s'effectueront. Cette méthode présente le principal avantage d'être très rapide, comparée à une méthode aux éléments finis.

Dans le cas de la modélisation de la structure, on peut regretter que seuls les ancrages type « encastremets » soient disponibles. De même, une structure à plusieurs couches n'est pas modélisable dans cette version de SUGAR (2.0).

Pour ce qui est des simulations, nous nous sommes intéressés surtout à la simulation statique pour voir si les différentes constantes de raideurs vues dans la partie III.1.a étaient prises en compte.

Nous avons pour cela simulé le problème simple d'une poutre fixée à une extrémité et soumise à une force perpendiculaire à l'autre extrémité (figure III.5).

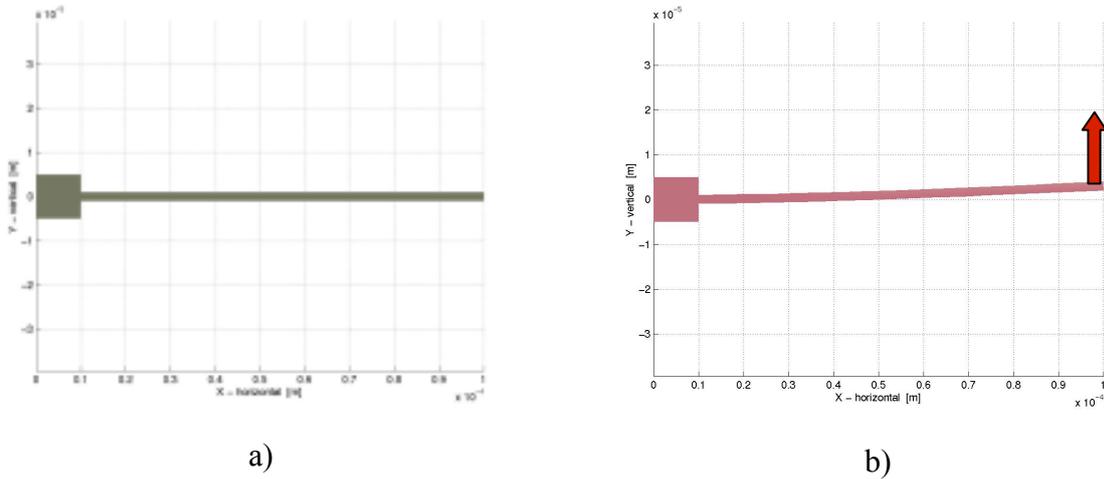


Figure III.5. Poutre a) sans force appliquée b) soumise à une force perpendiculaire

Nous avons pu observer que SUGAR se restreignait aux petites déformations (pas de variations de la raideur avec la déflexion). Aucune influence sur la raideur n'a été notée après variations des contraintes initiales. Ceci nous a permis de conclure que seulement la constante de raideur « linéaire » (K_L) était prise en compte (partie non grisée sur le tableau III.4).

Dépendances	K_L	K_{NL}	K_G
Caractéristiques Matériaux	✓	✓	✓
Dimensions géométriques	✓	NON PRIS EN	
Contraintes initiales σ_0		COMPTE	
Déplacement		✓	
Influence	Petites Perturbations	Grandes Perturbations	Petites Perturbations

Tableau III.4. Dépendances des raideurs linéaire, non linéaire et géométrique pour le logiciel SUGAR

III.2.b Coventor

Le logiciel Coventor Ware version 2001.1 est une suite complète d'outils logiciels de conception et de simulation de MEMS.

Le flot de conception suit les étapes suivantes :

Etape1 : Définition de la structure 3D

Conception de micro commutateurs optimisés pour applications hyperfréquences

- Dessin des masques intervenant lors du process.
- Définition des types et des épaisseurs de dépôts, des épaisseurs d'attaques et des profils de gravure.
- Définition des propriétés des matériaux utilisés lors du process (module d'Young, coefficient de Poisson, contraintes résiduelles internes du matériau, etc...)

Etape 2 : Synthèse de toutes ces données

Etapes 3 : Maillage suivant la méthode des éléments finis.

Etape 4 : Utilisation de solveurs : simulation mécanique, électromécanique, temporelles, électromagnétiques.

Ce logiciel tient compte de tous les phénomènes linéaires et non linéaires, ainsi que des contraintes initiales intervenant dans la structure.

III.2.c Avantages/Inconvénients

Après avoir succinctement décrit ces logiciels, nous allons voir que leurs intérêts dépendent fortement de l'utilisation que l'on désire en faire.

Pour résumer les avantages et les inconvénients de ces logiciels, nous avons établi le tableau III.5 :

	Fonction	Méthode d'analyse	Types d'analyse	Limitation sur K	Temps de simulation
SUGAR	Simulateur	Nodale	-Electromécanique -Temporelle -Modale	-Petites perturbation -Contraintes internes non prises en compte	X
Coventor	Outil complet de CAO	Eléments finis	-Electromécanique -Temporelle -Thermique -Modale	Aucune	e ^x

	Futur	Autres logiciels du même type	Licence
SUGAR	Développement uniquement universitaire (Berkeley)	MEMS CAP Architect	Freeware
Coventor	Futur intégration dans HFSS	ANSYS	coûteux

Tableau III.5. Avantages et inconvénients des outils Sugar et Coventor

- SUGAR est donc adapté à l'analyse de structures complexes, soumises à de petites déformations et ne nécessitant pas, dans un premier temps de la précision des éléments finis. Le temps de simulation faible permettra alors de faire des choix en amont. Ensuite, une simulation en éléments finis 3D sera indispensable pour affiner les résultats.

- Coventor est à la fois adapté à la simulation de structures simples et de structures complexes moyennant des simulations plus ou moins longues et plus ou moins difficiles à mettre en oeuvre. Ainsi, le logiciel prend en compte les petites et les grandes déformations ainsi que des contraintes initiales tout en proposant un panel de simulation plus grand (tension d'activation, cycle d'Hystérésis, analyses paramétriques,...). Il est aussi compatible aux formats GDSII et CIF permettant ainsi une compatibilité avec des logiciels comme Cadence, ADS, HFSS, Sonnet. Cela dit, la réalisation des layouts est longue et les modifications difficiles comparées à SUGAR.

Dans notre cas, pour la simulation de pont MEM, c'est Coventor qui était le mieux adapté. En effet, nous voulions réaliser une étude rigoureuse de la structure sur le plan électromécanique en nous rapprochant le plus possible du commutateur réalisé au LAAS (structure simple). L'analyse paramétrique de Coventor nous permet de faire varier certains paramètres géométriques, physiques, ou électrostatiques afin de voir leur influence sur le comportement du pont en prenant en compte les contraintes internes des matériaux.

Dans la partie suivante nous verrons le calibrage effectué afin d'obtenir des résultats précis dans un temps optimal.

III.3 Calibrage des simulations

L'utilisation d'un nouveau logiciel nécessite une phase de calibrage qui permet de définir une méthodologie de simulation optimale (afin de gagner en temps et en précision lors des simulations de structures réalisées).

Ainsi, le calibrage du logiciel s'est fait sur le maillage de la structure, sur son process de fabrication (qui est défini dans le logiciel) et sur ses ancrages.

III.3.a Structure simulée

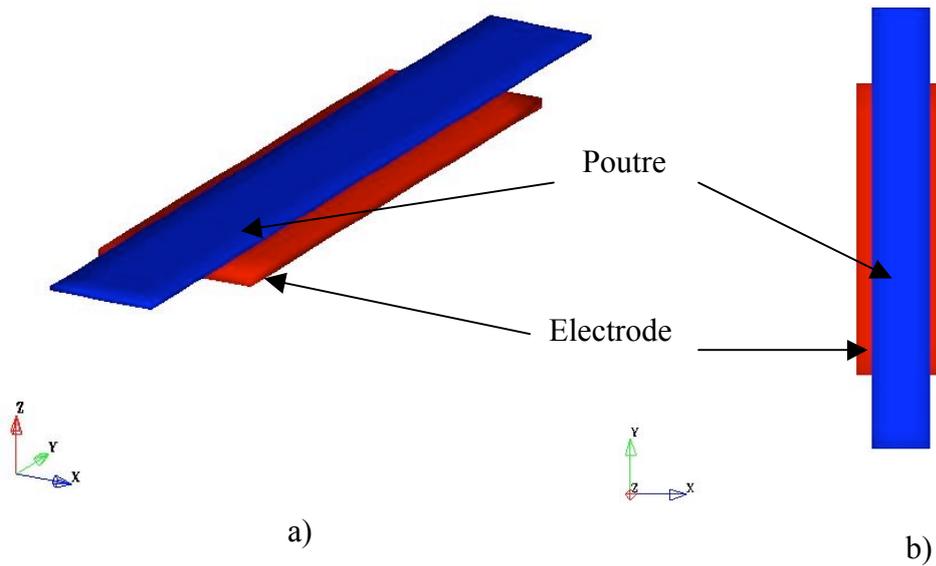


Figure III.6. Structure simulée

La structure simulée lors de ce calibrage se trouve sur la figure III.6. Elle est composée d'une poutre ayant les dimensions suivantes: $L= 300 \mu\text{m}$, $W= 40 \mu\text{m}$ et $t= 1,5 \mu\text{m}$. Cette poutre est composée à ses extrémités de deux encastremets parfaits. On retrouve en dessous un plan symbolisant l'électrode d'activation.

Il s'agit donc de la structure "simplifiée" réalisée au LAAS [1] reprenant les mêmes ordres de grandeur de dimensions.

III.3.b Maillage

Nous nous sommes basés sur la déflexion du pont à la soumission d'une force pour connaître l'influence du maillage.

A pression extérieure constante, nous avons simulé la déflexion pour une même structure maillée plus ou moins finement.

La figure III.7 représente la déflexion et le temps de simulation de la structure en fonction du volume des éléments finis utilisés pour mailler la structure.

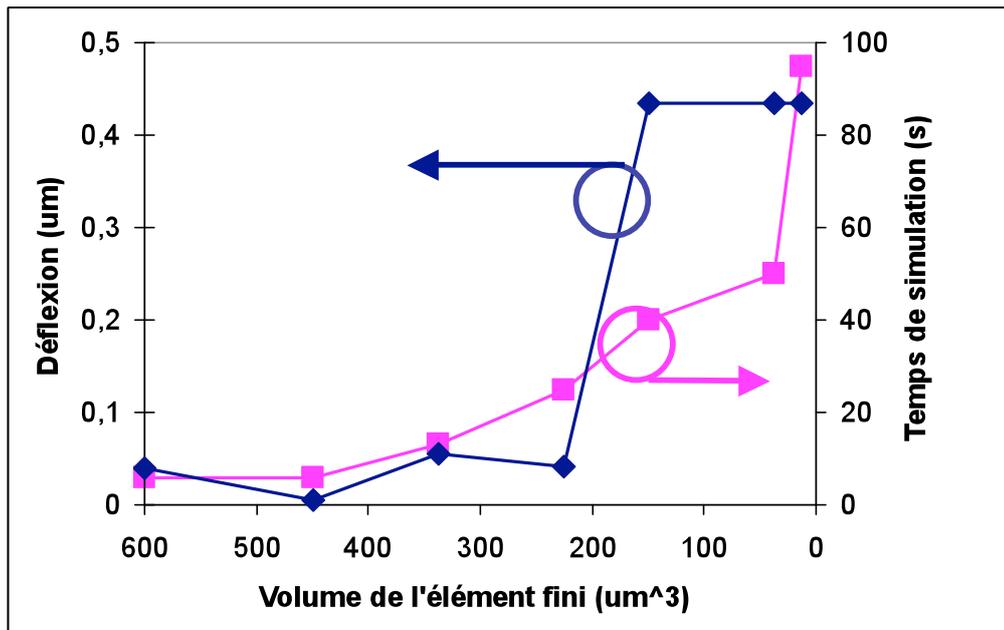


Figure III.7. Déflexion de la structure et temps de simulation pour différents volumes d'élément fini.

Nous observons une convergence des résultats pour un parallélépipède (type parabolôïde) de dimensions : 10 x 10 x 1,5 µm.

Le maillage optimal ainsi obtenu est celui de la figure III.8:

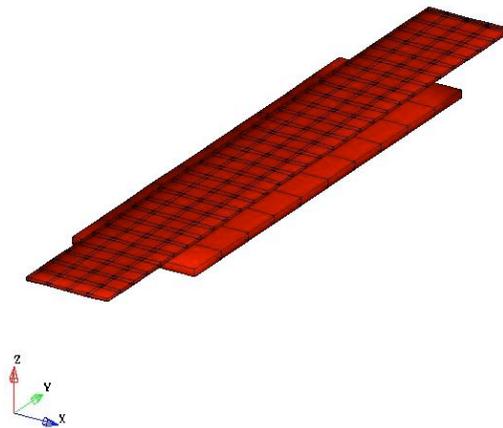


Figure III.8. Maillage optimal de la structure

III.3.c Equivalence mono couche / tri couche

Le pont est constitué en réalité de couches de Titane/Or de part et d'autre d'une couche d'or électrolytique (pont tri couche – figure III.9).

Cette configuration annule toute déformation initiale qui peut faire augmenter fortement la tension de commutation du pont. Les valeurs estimées pour les contraintes internes sont de -100 Mpa pour la couche d'accrochage Ti/Au et de $+7,5$ Mpa pour la couche d'or électrolytique.

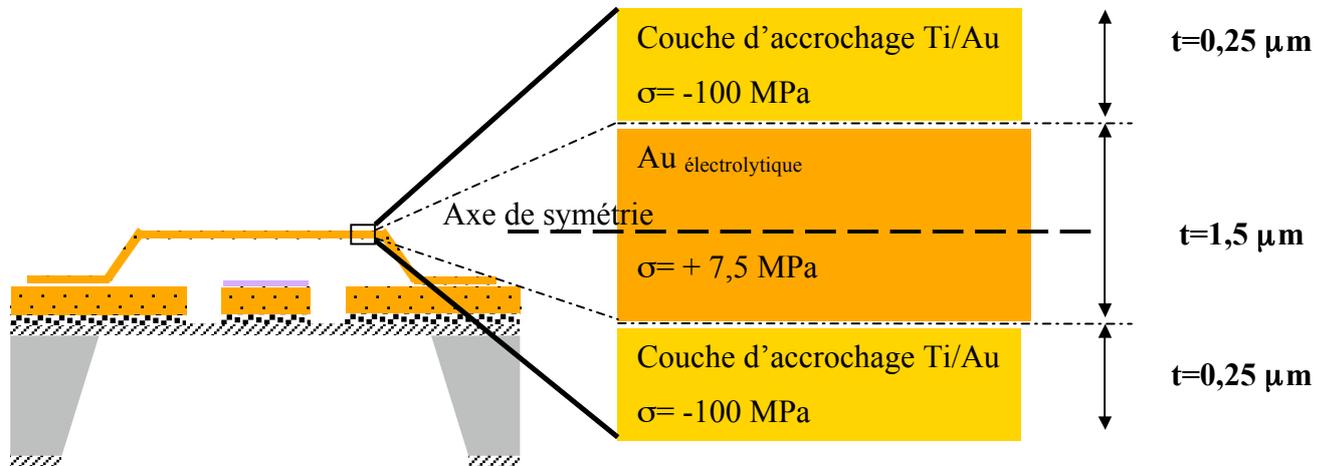


Figure III.9. Détail du pont tri-couches

Les contraintes internes résultantes étant symétriques par rapport à la ligne moyenne, il n'existe plus de déformation initiale.

La simulation d'une poutre tri-couches nécessite cependant un maillage précis de chaque couche et augmente ainsi le temps de simulation de la structure.

Nous avons donc établi une équivalence de ce pont tri couches avec un pont monocouche qui présenterait la même raideur mécanique mais pour lequel les simulations seraient deux à trois fois moins longues.

La figure III.10 représente la variation de la constante de raideur du pont monocouche équivalent en fonction de sa contrainte interne. Hormis cette caractéristique, le pont est identique au pont tri couche (même dimensions). Les liaisons de contact sont de type "encastremets" et une force uniforme est appliquée sur la surface du pont.

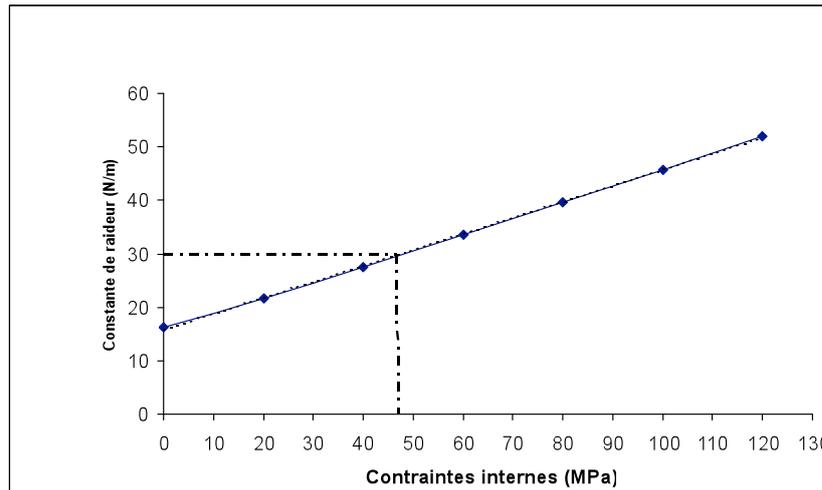


Figure III.10. Raideur du pont mono couche en fonction des contraintes internes

Lors de la caractérisation mécanique du pont de Katia Grenier, la raideur mesurée était de 30 N/m. Cette raideur est moyenne et tient compte des dispersions technologiques. D'après la figure III.10, l'équivalence est donc obtenue pour un pont mono couche ayant une raideur de $\sigma = + 47$ MPa.

III.3.d Ancrages

Les ancrages jouent aussi un rôle important dans le calibrage de la simulation. Les ancrages utilisés jusqu'à présent étaient des encastremements parfaits.

Notons que pour la simulation d'ancrages réels à 90 degrés ou 45 degrés, il est nécessaire de changer le type de maillage. Après optimisation comme celle décrite dans le paragraphe II.3.a, nous avons choisi un maillage tétraédrique (longueur côté 10 μm), de type paraboloidé. Le temps de simulation est alors multiplié par 5. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.11.

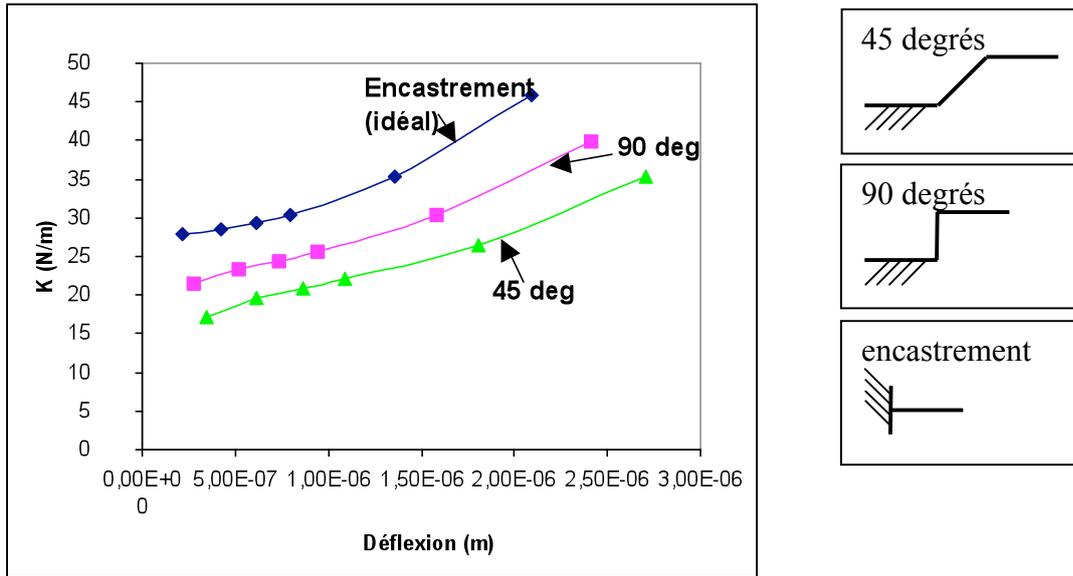


Figure III.11. Influence de la géométrie de l'ancrage sur la raideur du pont.

La constante de raideur diminue lorsque l'on passe successivement d'ancrages à encastrement parfait, d'ancrage réel à 90 degrés puis d'ancrage réel à 45 degrés.

Notons que le pont réalisé possède des flancs à 45 degrés. Cependant, les difficultés à retirer la résine sacrificielle en dessous des flancs du pont entraînent l'existence de liaisons type « encastrement » (figure III.11).

Cette figure nous donne aussi des premières indications sur des règles de conception. Nous avons vu au chapitre II.1.b que la tension d'activation $V_{\text{pull down}}$ variait en \sqrt{K} . Un pont dont les flancs sont à 45 degrés permet donc de diminuer cette constante de raideur et ainsi $V_{\text{pull down}}$. Ainsi, le type de pont à ancrages réalisés à l'aide d'une membrane sera préféré à celui à piliers massifs (cf. paragraphe II.1.d). Enfin les ancrages de ces types de pont à 45 degrés sont plus facilement réalisables technologiquement [1]. Nous utiliserons ces derniers types d'ancrages lors des simulations de notre structure optimisée. Il sera donc nécessaire, lors de la réalisation technologique de ces structures, de veiller à retirer totalement la résine sacrificielle sous l'encastrement.

Après avoir calibré le logiciel de simulation Coventor, nous allons maintenant présenter la structure optimisée.

IV Structure proposée

La particularité de cette structure, présentée sur la figure IV.2 est la présence de deux électrodes de commandes. Ces électrodes sont placées stratégiquement sur les plans de masse et permettent de découpler la tension d'actionnement du signal RF. De plus, elles doivent être le plus loin possible des extrémités du pont afin d'en faciliter l'activation. Enfin, cette disposition est compatible avec la mise en place simple de contre électrodes de commande supérieures (pull up) qui garantiront en effet l'état haut du pont même sous fortes tensions RF (donc sous fortes puissances RF). Ce point fera l'objet d'études ultérieures.

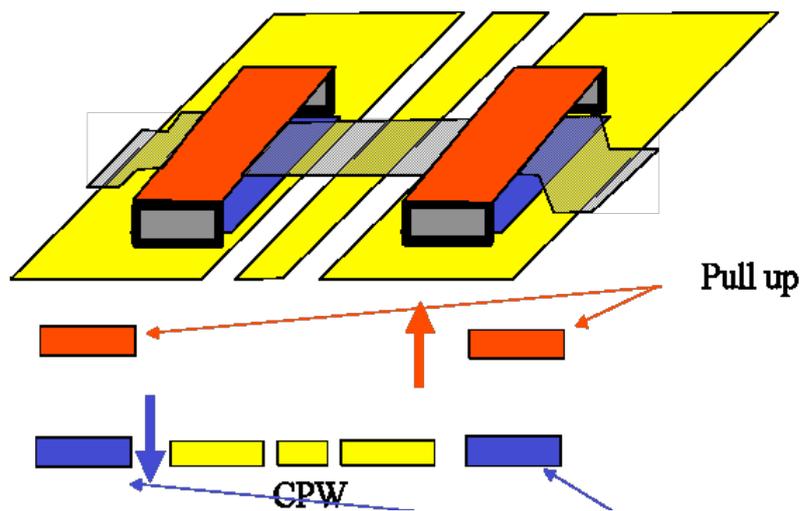


Figure IV.1. Contre électrodes permettant de commuter des signaux de fortes puissances.

La structure de pont envisagée est schématisée sur la figure IV.1. Cette topologie à largeur non uniforme repose sur les idées suivantes :

1. C'est la largeur des surfaces au-dessus de l'électrode (W_e : largeur électrique) qui détermine la tension d'activation de la structure.
2. C'est par la largeur « mécanique » (W_m) que l'on fait varier la constante de raideur de la structure. La faible raideur du pont due à sa longueur est ainsi compensée par un élargissement des extrémités de la structure. En effet un pont de faible constante de raideur s'effondre irréversiblement lors de la réalisation technologique [1].
3. C'est la largeur de la partie centrale du pont (W_μ : largeur micro-ondes) qui influence uniquement les performances micro-ondes.

Ainsi, chaque partie du pont aura une fonction propre : mécanique, électrostatique ou enfin micro-ondes.

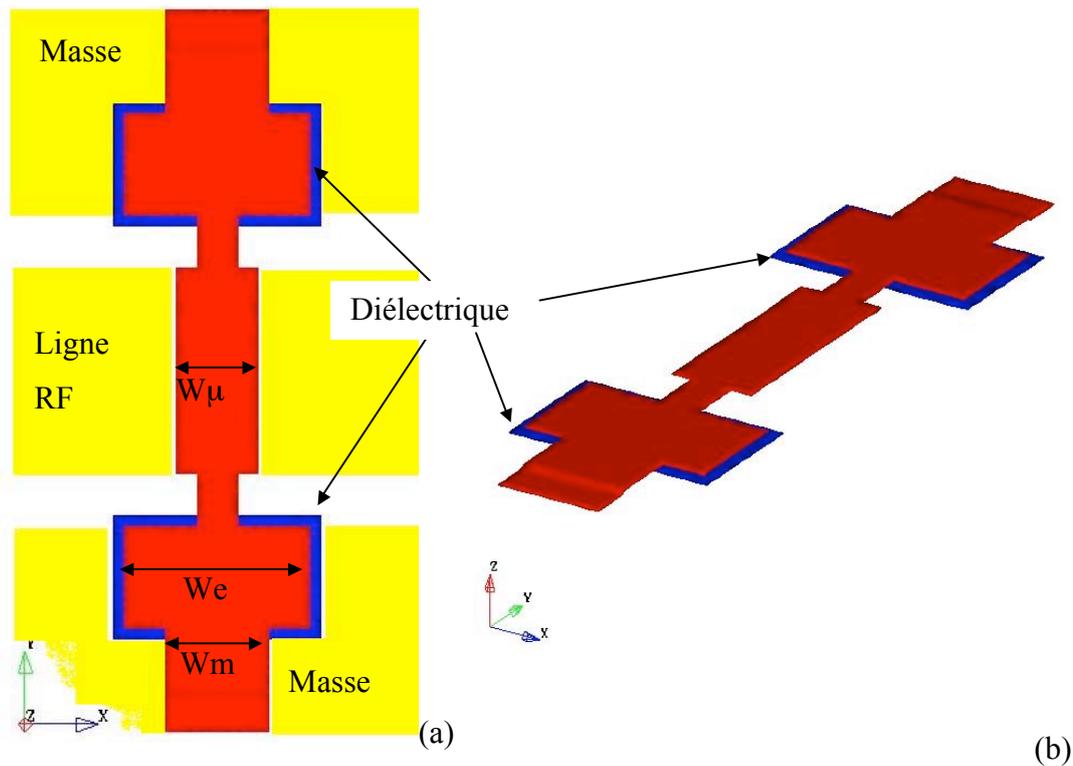


Figure IV.2. Structure optimisée proposée: (a) vue de dessus (b) vue en volume.

Dans la partie suivante, nous allons présenter les résultats électromécaniques obtenus lors des simulations de cette structure sous Coventor.

Nous présenterons ensuite son comportement électromagnétique à partir duquel nous proposerons un modèle électrique validé avec l'outil ADS.

IV.1 Conception électromécanique

IV.1.a Constante de raideur : influence de W_m

La figure IV.3 représente la constante de raideur de la structure vue dans la partie III.1.a (figure IV.1) pour différentes dimensions remarquables pour W_m , W_e et W_μ .

IV Structure proposée

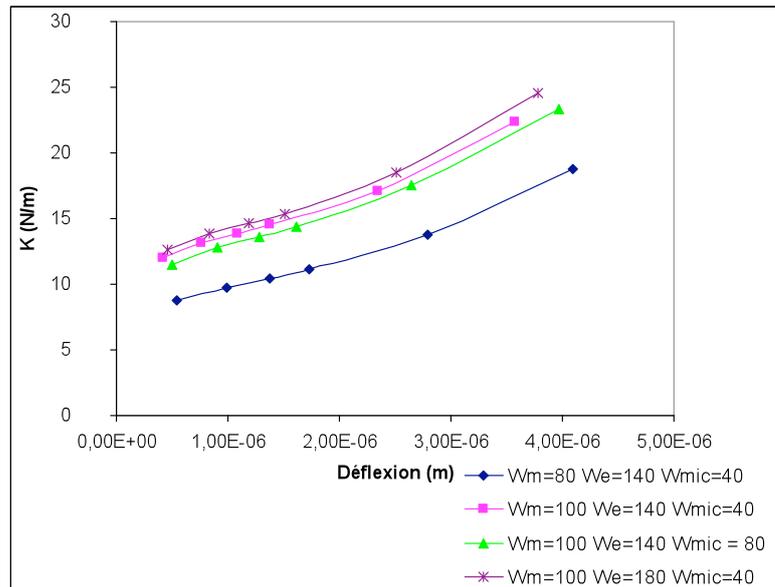


Figure IV.3. Raideurs de la structure pour différentes dimensions.

Ces courbes montrent l'influence prépondérante de W_m sur la raideur de la structure. En effet, pour des déflexions minimales, la structure présente des raideurs de 12 N/m et 9 N/m pour des W_m respectifs de 100 μm et 80 μm . Les autres paramètres géométriques W_e et W_μ n'ont que peu d'influence sur la raideur : celle-ci varie de 68 % lorsque W_m varie de 40 μm , 8,7 % pour W_e variant de 40 μm et 4,4 % pour W_μ variant de 40 μm .

En observant sur la figure IV.4 les contraintes dans le volume de la structure, nous pouvons quantitativement expliquer pourquoi c'est principalement W_m qui influence la raideur de la structure. En effet, les contraintes comprises entre 50 % et 100 % de la valeur maximale sont situées au niveau des ancrages. C'est donc cette partie de la structure qui se déforme et qui conditionne la raideur globale. D'autre part, les faibles largeurs du pont ont une petite influence sur la raideur de la structure puisque les contraintes se répartissent dans les parties les plus facilement déformables (cf figure IV.4.b).

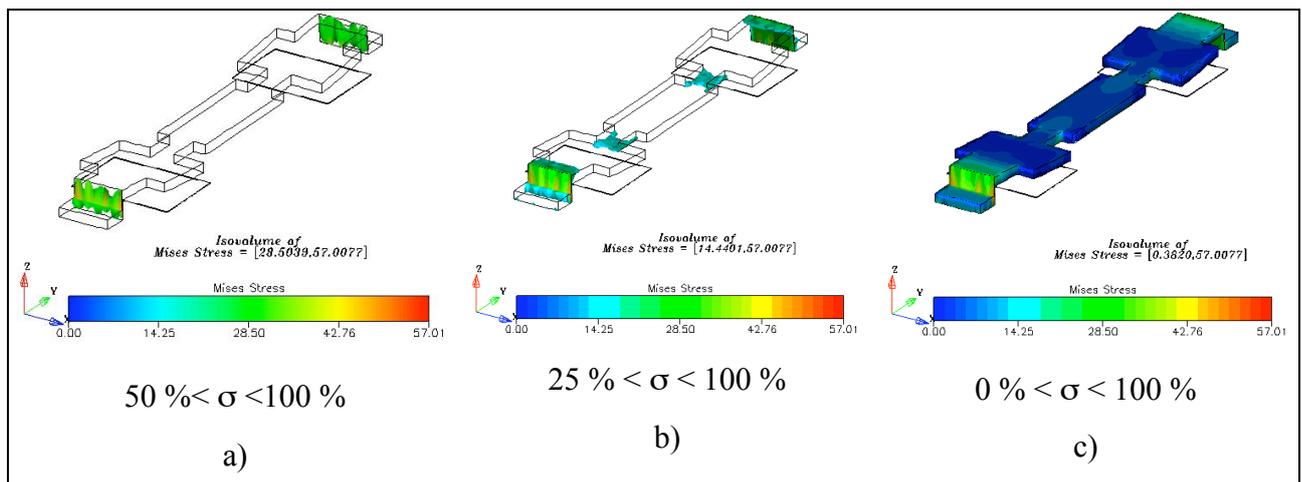


Figure IV.4. Répartition des contraintes lors de l'activation du commutateur

Cette étude nous permet donc de conclure que W_m contrôle de façon relativement indépendante la raideur de la structure optimisée. $W_m = 100 \mu\text{m}$ est la valeur optimale que nous retiendrons pour la structure optimisée, puisque cette valeur conduit à une raideur ni trop faible pour assurer la réalisation technologique, ni trop forte pour ne pas aboutir à des tensions de commande prohibitives.

IV.1.b Tension d'activation

Le tableau IV.1 donne les tensions de commutation $V_{\text{pull down}}$ obtenues pour la structure considérée pour des dimensions W_m , W_e et W_μ différentes.

	W_m (μm)	W_e (μm)	W_μ (μm)	$V_{\text{pull down}}$ (V)
Structure 1	80	140	40	26,6
Structure 2	100	140	40	28,1
Structure 3	100	140	80	29,4
Structure 4	100	180	40	24,1

Tableau IV.1. Tensions d'activation de la structure pour différentes dimensions

Il donne l'influence de la variation de chacun des paramètres sur la tension d'activation. Ainsi, la variation de $V_{\text{pull down}}$ s'observe surtout lorsque W_e varie (5.6 % lorsque W_m varie de $20 \mu\text{m}$, 22 % lorsque W_e varie de $40 \mu\text{m}$ et 4.6 % lorsque W_μ varie de $40 \mu\text{m}$).

Le but de notre stage étant de minimiser cette tension d'activation, nous utiliserons dans la suite $W_e = 180 \mu\text{m}$, valeur pour laquelle nous obtenons 24,1 V.

Après avoir présenté les choix effectués sur certains paramètres influençant le comportement électromécanique de la structure considérée dans ce chapitre, nous allons étudier le comportement électromagnétique de cette dernière.

IV.2 Conception électromagnétique

Rappelons d'abord les choix effectués pour la géométrie de cette structure (figure IV.5).

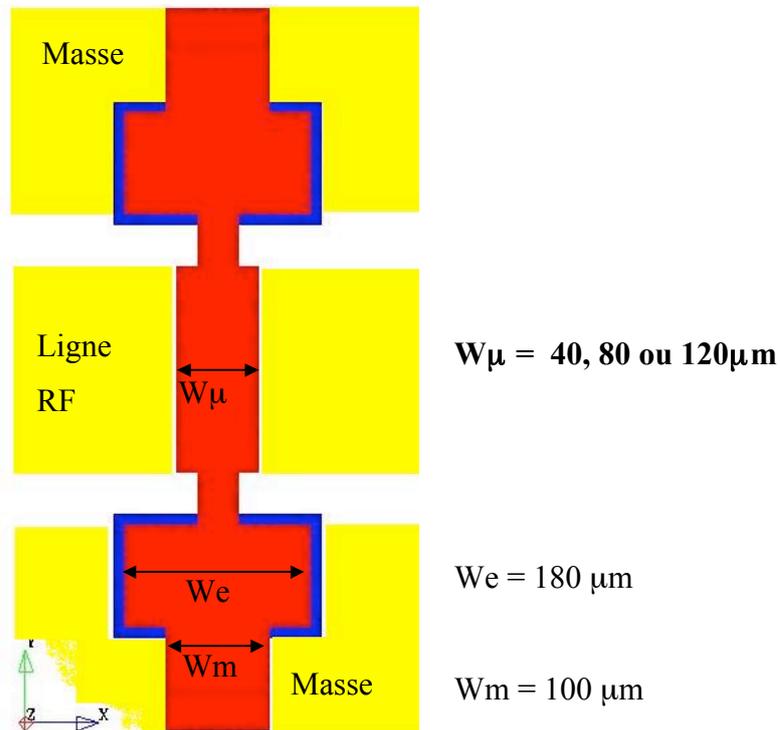


Figure IV.5. Dimensions de la structure simulée

Le comportement électromagnétique de la structure a été simulé avec Sonnet qui est un logiciel de simulation électromagnétique 2 D $\frac{1}{2}$ utilisant la méthode des moments. Cette méthode présente l'avantage d'effectuer un maillage surfacique uniquement des conducteurs entraînant des temps de simulation largement inférieurs aux simulations basées sur les éléments finis et effectuant un maillage volumique de tout l'espace. Enfin, il est adapté à la simulation électromagnétique des commutateurs MEM car il permet la simulation de plusieurs niveaux métalliques tout en tenant compte des briques diélectriques [1].

Il calcule d'une part les paramètres des matrices de dispersion des structures simulées et d'autre part les courants surfaciques présents sur les conducteurs.

IV.2.a Simulations électromagnétiques

La structure simulée est donnée sur la figure IV.6.

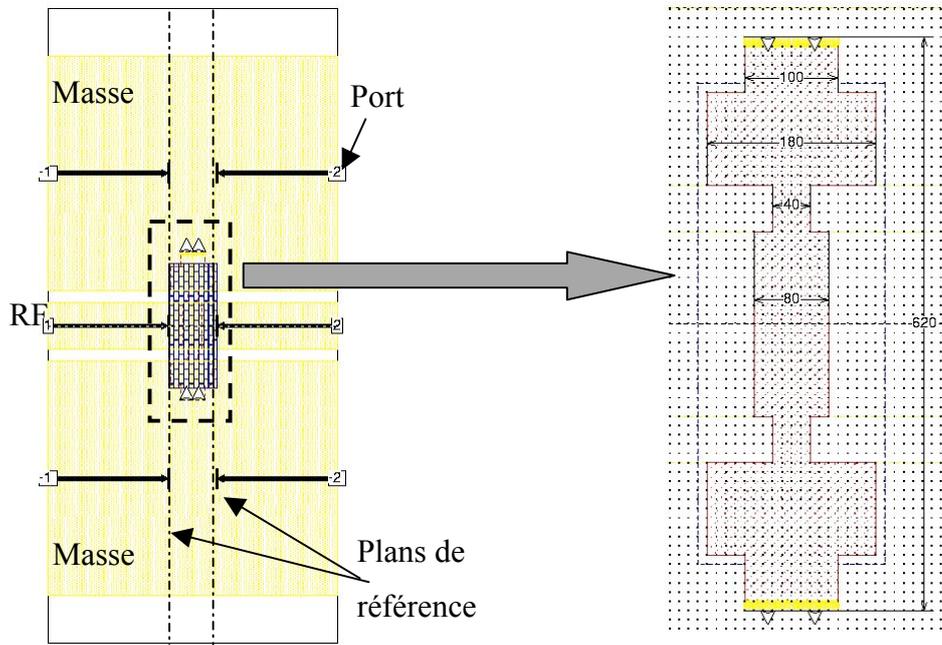


Figure IV.6. Schéma de la structure sous Sonnet

L'impédance caractéristique de la ligne est $Z_0 = 96 \Omega$.

Des ports coplanaires sont placés sur la ligne RF ainsi que sur la masse. La distance entre ces ports et les plans de référence est déterminée de façon à ce que les modes parasites introduits par les ports deviennent évanescents ($520 \mu\text{m}$).

La figure IV.7 présente les paramètres S de la structure aux états bloqués et passants pour différentes largeurs micro-ondes W_μ (40, 80 et $120 \mu\text{m}$).

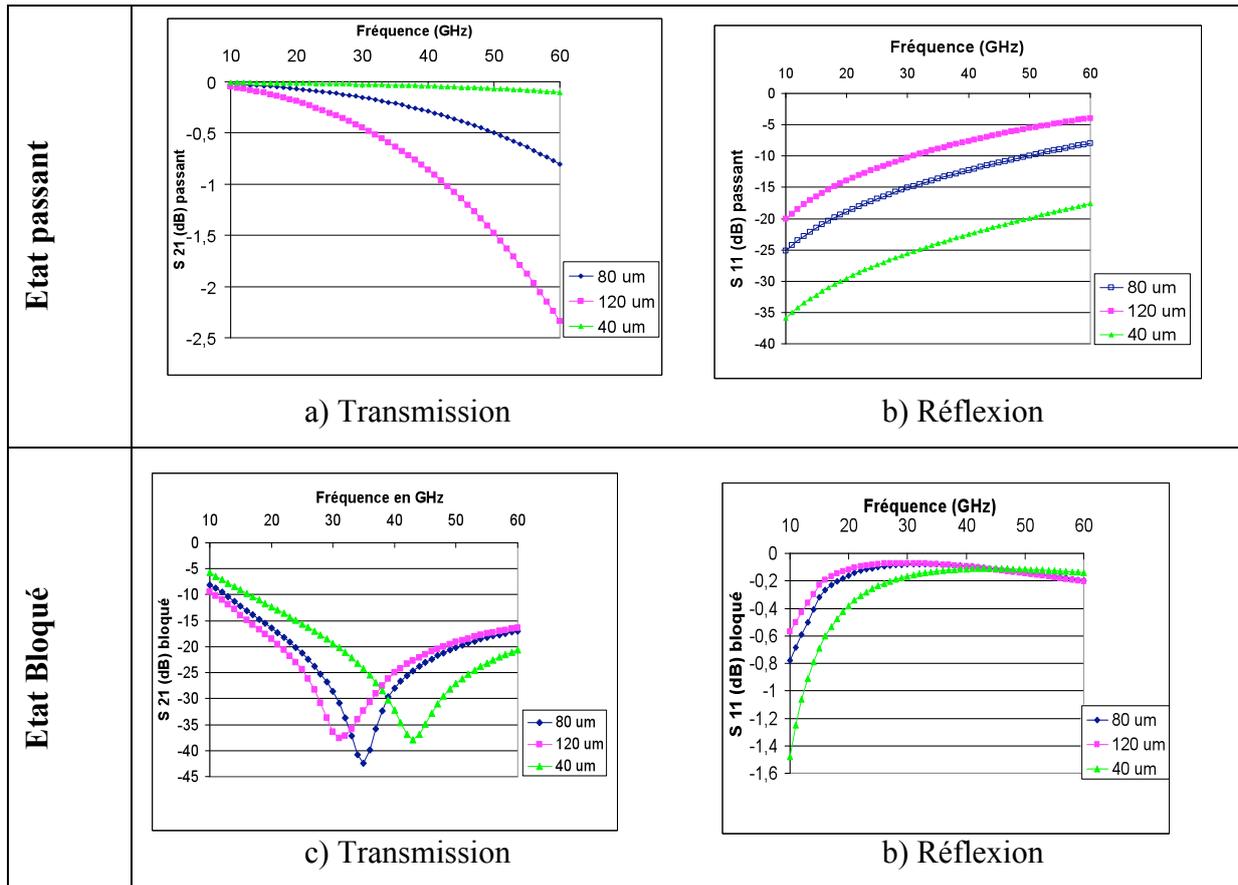


Figure IV.7. Paramètres S de la structure à l'état passant a) S₂₁, b) S₁₁ et à l'état bloqué c) S₂₁ et d) S₂₂ pour différentes valeurs de $W\mu$.

Des conclusions peuvent être tirées sur le comportement général du commutateur mais aussi sur l'influence de $W\mu$.

1. A l'état passant, le commutateur présente des pertes d'insertion faibles (inférieures à -1 dB quelque soit la configuration micro-ondes du commutateur-figure IV.7.a en dessous de 40 GHz), qui sont dues à la faible capacité (quelques fF) existant entre le pont et la ligne RF. Cette dernière étant d'autant plus faible que la surface du pont en regard avec la ligne est petite, l'adaptation est meilleure pour des $W\mu$ petits (figure IV.7.b). Cette désadaptation peut être facilement corrigée par un rétrécissement local de la ligne RF (comportement inductif).
2. A l'état bloqué, le commutateur résonne à une fréquence f_r qui dépend de $W\mu$. Il présente des niveaux d'isolation minimaux de -15 dB dans la bande 30-60 GHz.

Ainsi, le micro commutateur présente des performances hyperfréquences très intéressantes par rapport aux commutateurs à diode et à transistors incapables de présenter

simultanément les mêmes niveaux de pertes d'insertion à l'état passant et d'isolation à l'état bloqué.

IV.2.b Modèle électrique

Les résultats obtenus au IV.2.a nous ont permis de proposer un modèle électrique du commutateur. Ce modèle, donné à la figure IV.8 est intéressant car indispensable afin de concevoir des circuits passifs à base de commutateurs MEM [1] avec efficacité.

Le pont peut être considéré comme un résonateur RLC série en parallèle à la ligne de transmission, auquel s'ajoutent deux inductances séries. La figure IV.9 illustre ce modèle en localisant ses différents éléments.

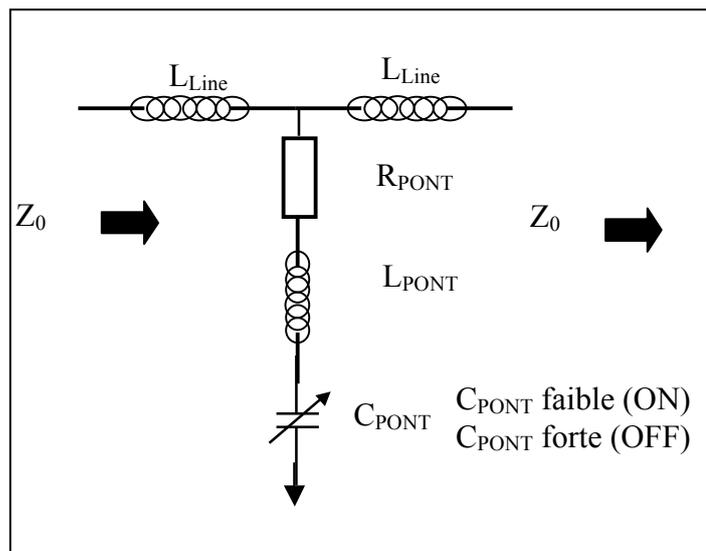


Figure IV.8. Schéma électrique équivalent proposé.

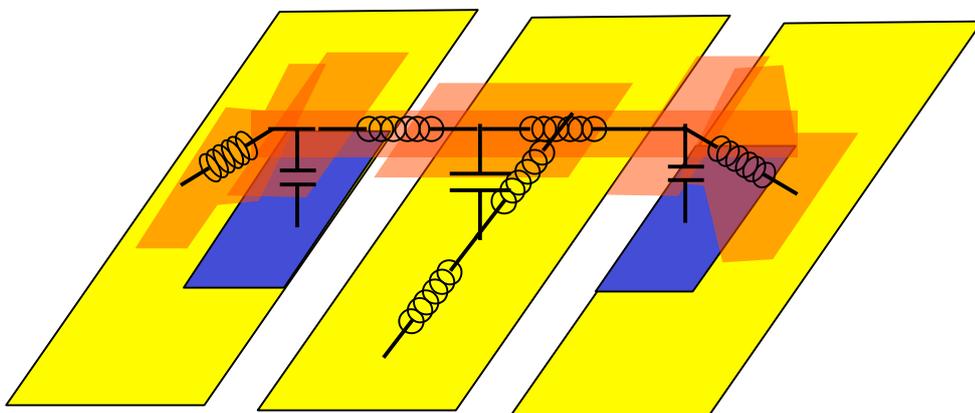


Figure IV.9. Représentation physique du modèle électrique

IV.2.c Extraction du modèle

Afin de valider le modèle électrique proposé, nous avons à partir des paramètres S obtenu avec Sonnet et du modèle électrique déduit les éléments du modèle électrique. Le tableau IV.2 décrit les expressions permettant l'extraction des éléments du modèle.

R_{PONT}	C_{PONT}	L_{PONT}	L_{LINE}
$Re(Z_{11})$	$\frac{1}{\omega Im(Z_{21})}$ lorsque ω tend vers 0	$\frac{1}{C(2\pi f_c)^2}$	$Im(Z_{11}-Z_{21})$

Tableau IV.2.Extraction des éléments du modèle.

Ce processus d'extraction a été effectué pour différentes valeurs de W_μ : 40, 80 et 120 μm . Le tableau résume les valeurs des éléments du modèle en fonction de W_μ et de l'état du micro commutateur.

Largeur W_μ (μm)	R_{PONT} (Ω)	L_{PONT} (pH)	C_{PONT} Bloqué (pF)	C_{PONT} Passant (fF)	L_{LINE} (pH)	F_{RES} (GHz)	$C_{ON}/$ C_{OFF}
40	0,29	15,0	0,95	36	33	42	26
80	0,21	13,9	2,0	61	32	30	32.8
120	0,18	12,6	3,2	89	32	25	35.9

Tableau IV.3.Valeurs des composants du modèle électrique pour différents W_μ

C_{PONT} augmente lorsque W_μ augmente. A l'état haut, cette capacité correspond à la capacité plan du pont à laquelle se rajoute une capacité due aux effets de bord. A l'état bloqué, ce raisonnement n'est plus valable et des investigations sont actuellement menées afin d'interpréter la dépendance en W_μ de C_{PONT} .

R_{PONT} et L_{PONT} sont très faiblement dépendant de W_μ . Ces éléments sont donc principalement dus aux tronçons de pont de part et d'autre de sa partie centrale de largeur W_μ . Cependant à faible W_μ , cette partie centrale ramène une inductance non négligeable qui fait croître l'inductance globale du pont (+ 3,3 pH pour $W_\mu=40\mu m$).

La validation du modèle extrait est faite en comparant les paramètres S issus des simulations électromagnétiques à ceux issus du modèle. La figure IV.10 présente cette comparaison pour $W_\mu=80 \mu m$ et valide la méthode d'extraction utilisée.

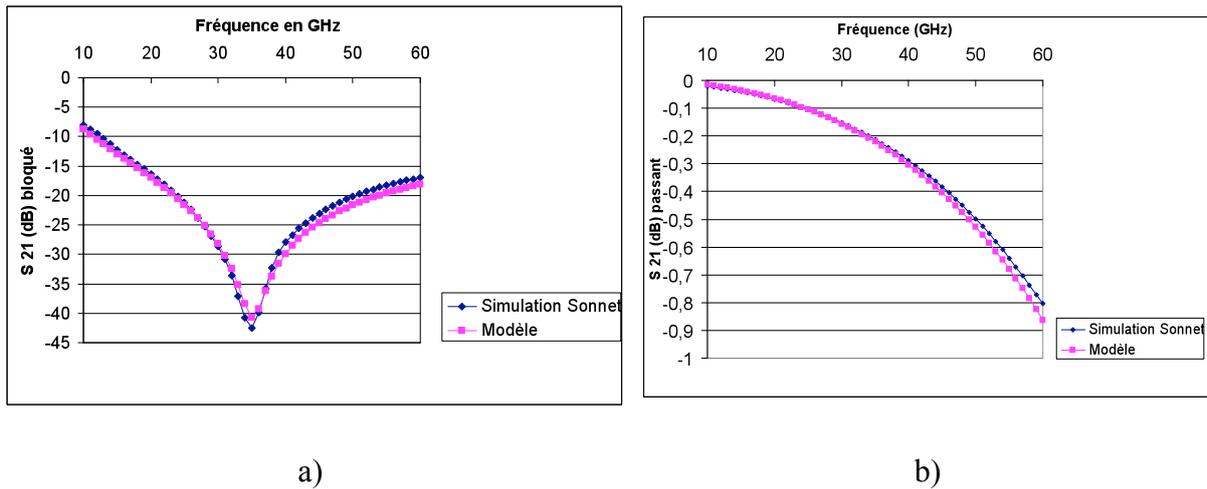


Figure IV.10. Paramètres de transmission à l'état bloqué a) et passant b) pour la structure simulée sous Sonnet et le modèle simulé sous ADS pour $W_m=80 \mu\text{m}$.

IV.2.d Conclusion

Cette étude montre l'influence du paramètre dimensionnel W_μ sur les performances micro-ondes du micro-commutateur. Notons les faibles pertes d'insertion à l'état passant et la présence d'une résonance à l'état bloqué. Cette dernière se traduit par des isolations supérieures à 35 dB pour une faible bande-passante (5 à 10 %) centrée autour d'une fréquence (fréquence de résonance f_R) dépendant de W_μ .

Dans un second temps, des modèles électriques équivalents ont été développés et pourront servir lors de la conception de structures passives plus complexes telles que des filtres accordables, des déphaseurs, etc....

Enfin, les différentes structures de pont optimisées vont prochainement être réalisées technologiquement. Les mesures de ces réalisations seront ainsi confrontées aux résultats de simulations afin de valider les différentes études menées sur la structure optimisée.

IV.3 Conclusion

Nous avons proposé dans cette partie une structure optimisée sur les plans mécanique, électrostatique et micro-ondes.

1. Cette structure comporte plusieurs zones dont les largeurs (W_m , W_e , et W_μ) contrôlent de façon relativement indépendante la raideur de la structure, sa tension d'activation ainsi que ses caractéristiques micro-ondes.

IV Structure proposée

2. Les résultats obtenus sont une faible tension d'activation de 24 V ainsi qu'une constante de raideur de 12,6 N/m assurant la faisabilité technologique.
3. Un modèle électrique de cette structure a été proposé et validé, valable à l'état ON et OFF du commutateur, et permettra la conception de circuits passifs complexes à base de commutateurs MEM. Plus particulièrement, nous envisageons l'utilisation de la résonance à l'état bloqué pour la conception de filtres commutables.

V Conclusion générale

Ce stage nous a permis de concevoir un micro commutateur RF.

Un état de l'art a d'abord été dressé afin d'établir le degré d'avancement de la recherche internationale dans ce domaine.

En considérant de fortes contraintes technologiques, nous avons proposé (partie IV) une structure optimisée sur les plans mécanique, électrostatique et micro-ondes. La structure résultante présente une tension d'activation de 24V et possède une raideur (12,6 N/m) permettant une bonne faisabilité technologique. Enfin celles-ci sont compatibles avec la mise en place de contre électrodes de commande (figure IV.1) permettant d'assurer au commutateur un fonctionnement optimal lors la commutation de signaux à fortes puissances.

De par la structure même du commutateur, les dimensions des différentes parties de celui-ci permettent de contrôler de façon relativement indépendante la constante de raideur équivalente de la structure, la tension d'activation, ou encore les caractéristiques micro-ondes.

Ces résultats sont basés sur une étude électromécanique ainsi que sur des simulations électromagnétiques présentées respectivement dans les parties III et IV de ce mémoire. L'étude électromécanique a montré l'influence des dimensions géométriques, de la nature des encastremements et des propriétés intrinsèques des matériaux sur la tension d'activation du micro-commutateur. Les simulations électromagnétiques ont permis de proposer un modèle électrique équivalent.

Les perspectives à court-terme sont la fabrication ainsi que la caractérisation de ces structures afin de valider les méthodes de conception mises en œuvre ainsi que l'utilisation de ces structures pour le prototypage de filtres commutables.

A long terme, ce stage rentre dans le cadre d'une thèse DGA qui débutera début octobre 2002 au LAAS.

Les activités de recherche seront focalisées sur les aspects émission, d'où l'intérêt d'avoir des structures optimisées vis à vis de la puissance RF (figure IV.1).

Dans ce contexte seront développées des filières technologiques spécifiques de MEM qui permettent :

- a) de véhiculer de fortes puissances pour des niveaux de pertes réduits,
- b) d'optimiser la topologie des commutateurs vis à vis de la commutation de puissance,

c) d'étudier les matériaux les mieux adaptés à ces contraintes (étude de fatigue des matériaux).

Le second point qui sera étudié concerne la vitesse de commutation qui sera optimisée conjointement avec la tension d'activation et la tenue en puissance. Nous essaierons de définir des aires de sécurité qui déterminent le meilleur compromis de performances.

Au niveau de la topologie des commutateurs, suivant le type d'application, nous travaillerons sur la conception de deux types de composants discrets (commutateurs parallèles et séries voir mixtes). Il sera en particulier étudié la fiabilité des structures vis à vis des contraintes de puissance. Le travail de conception sera réalisé à partir du logiciel COVENTOR qui sera couplé à un logiciel électromagnétique HFSS. A partir de ces données, nous développerons des schémas équivalents électriques paramétrables des composants de base (en utilisant la plate forme de simulation ADS) qui seront utilisés pour la conception de circuits plus complexes.

Nous pourrons par la suite envisager la conception de fonctions micro-ondes de puissance telles que modules SPXT (pour des circuits multi-bandes), des déphaseurs 3 bits ou 4 bits à faibles pertes qui seront associés à des cellules de filtrage en vue de la réalisation d'une antenne active MEMS. Les bandes de fréquences visées correspondront aux nouvelles applications du domaine spatial. Nous regarderons tout de même les potentialités des ces filières technologiques pour les bandes Q et V ainsi que pour les bandes dans la gamme de 94 GHz. Au niveau de la caractérisation des démonstrateurs, nous étudierons leurs propriétés lorsqu'on les refroidit. Il faut souligner qu'au niveau architecture des composants et/ou des systèmes, diverses solutions de mise en boîtier seront envisagées et nous choisirons celles qui présentent les meilleures performances en terme de coût, pertes, fiabilité et fonctionnement « à froid ».

La finalité de ces investigations concernera la validation des technologies MEMS pour les communications millimétriques ainsi que le développement d'une bibliothèque paramétrable d'objets qui pourra être réutilisée pour d'autres applications. Ces objets paramétrables concerneront des composants de base où il est nécessaire d'optimiser les pertes, l'isolation, la vitesse de commutation et la tenue en puissance. Chaque contrainte pourra être traduite par des dimensions appropriées de composants. Une étude analogue concernera les matériaux utilisables. Il faut souligner que ces modèles paramétrables, qui à l'heure actuelle ne sont pas développés, permettront de pouvoir minimiser les temps de conception et ainsi aborder la conception de systèmes plus complexes.

Au niveau de la réalisation opérationnelle de ces travaux, il faut noter que des travaux menés en parallèle seront focalisés sur la mise en place de la filière technologique. Les travaux technologiques seront réalisés au LAAS dans le cadre du Groupement de Régional en Electromagnétisme et en Micro-ondes (G.R.E.M.O.). En ce qui concerne les travaux de conception, nous avons prévu une collaboration avec l'IRCOM à Limoges qui a une grande expérience dans le domaine de la conception électromagnétique des MEMS. Au niveau des implications industrielles de ces travaux de thèse, nous avons déjà une collaboration avec la société MEMSCAP et le CNES et nous comptons associer Alcatel Space Industries à ces travaux de recherche.

VI Bibliographie

- [1]. K. Grenier, "Conception, réalisation et caractérisation de structures micro-usinées sur silicium: applications aux micro-systèmes", chap.3, Novembre 2000.
- [2] N. Yasdi, "MEMS Technology for Highly Integrated RF Systems", MTT-S, Mars 2002.
- [3]. G.M. Rebeiz, J. Muldavin, "RF MEMS Switches, Switch Circuits, and Phase Shifters", HF Revue, Juin 2001.
- [4]. L.P.B. Katehi, J.F.Harvey, E. Brown, "MEMS and Si Micromachined Circuits for High Frequency Applications", IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 50, No. 3, Mars 2002.
- [5]. C. T.-C. Nguyen, "Micromechanical Components for Miniaturized Low-Power Communications", Proceedings, 1999 IEEE MTT-S Microwave Symposium RF MEMS Workshop, Anaheim, California, p. 48-77, 18 juin 1999.
- [6]. K. Grenier, "Conception, réalisation et caractérisation de structures micro-usinées sur silicium: applications aux micro-systèmes", chap.1, Novembre 2000).
- [7]. C. Goldsmith, T.H. Lin, B. Powers, W. R. Wu, and B.Norvell, "Micromechanical membrane switches for microwave applications", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., p.91-94, 1995.
- [8]. C. Goldsmith, J. Randall, S. Eshelman, T-H. Lin, D. Denniston, S. Chen, B. Norvell, 'Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies', IEEE MTT-S Digest, pp. 1141-1144, 1996.
- [9]. J. Randall, C. Goldsmith, D. Denniston, T-H. Lin, 'Fabrication of micromechanical switches for routing radio frequency signals', J. Vac. Sci. Technol. B 14(6), pp. 3692-3696, Novembre/Décembre 1996.

- [10] I. Schiele, J. Huber, B. Hillerich, F. Kozlowski, 'Surface-micromachined electrostatic microrelay', *Sensors and Actuators*, A66, p. 345-354, 1998.
- [11]. K.E. Petersen, 'Micromechanical membrane switches on silicon', *IBM J. Res. Develop.*, Vol. 23, n° 4, pp. 376-385, Juillet 1979.
- [12]. L.E. Larson, R.H. Hackett, M.A. Melendes, 'Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology – 'A new tuning approach for microwave integrated circuits'', *IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, pp. 27-30, 1991.
- [13]. C. Goldsmith, J. Randall, S. Eshelman, T.H. Lin, D. Denniston, S. Chen, B. Norvell, 'Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies', *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1141-1144, 1996.
- [14]. D. Hyman, J. Lam, B. Warneke, A. Schmitz, T.Y. Hsu, J. Brown, J. Schaffner, A. Walston, R. Y. Loo, M. Mehregany, J. Lee 'Surface-Micromachined RF MEMs Switches on Ga As Substrates' 1999.
- [15]. D. Hah, E. Yoon, S. Hong, 'A Low Voltage Actuated Micromachined Microwave Switch using Torsion Springs and Leverage', *2000 IEEE MTT-S Digest*, 2000.
- [16]. J. B. Muldavin, G. B. Rebeiz 'All-Metal High-Isolation Series and Series/Shunt MEMS Switches', *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.11 No. 9, Septembre 2001.
- [17]. S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, M. Gouker 'MEMS Microswitches for Reconfigurable Microwave Circuitry', *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.11 No. 3, Mars 2001.
- [18]. C. Goldsmith, C.T. Malczewski, Z.J.Yao, S. Chen, J.Ehmke, and D.H. Hinzl, "RF MEMS variable capacitors for tunable filters", *RF Microwave Computer-Aided Eng. (Special Issue)*, vol 9, no 4, p.362-374, juillet 1999.
- [19]. Z.J. Yao, S. Eshelman, D. Denniston, C. Goldsmith, 'Micromachined low-loss microwave switches', *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 8, n° 2, pp. 129-134, Juin 1999.

[20]. S. Pacheco, C. T. Nguyen, L. P. B. Katehi, 'Micromechanical Electrostatic K-Band Switches', Submitted to the 1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium as a full paper, 1998.

[21]. S. Pacheco, L. P. B. Katehi, C. T. Nguyen, 'Design of Low Actuation RF MEMS Switches', 2000.

[22]. N.S. Barker, G.M. Rebeiz, 'Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches', IEEE MTT, Vol. 46, n° 11, pp. 1881-1889, Novembre 1998.

[23]. J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, '30 GHz tuned MEMS switches', IEEE MTT-S Digest, pp. 1511-1514, 1999.

[24]. J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, 'X-band tunable MEMS resonators', Silicon monolithic integrated circuit in RF systems, Garmisch, Allemagne, pp. 116-118, 26-28 Avril 2000.

[25]. J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, 'High-isolation CPW MEMS shunt switches – Part 1 : Modeling', IEEE MTT, Vol. 48, n° 6, pp. 1045-1052, Juin 2000.

[26]. J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, 'High-isolation CPW MEMS shunt switches – Part 2 : Design', IEEE MTT, Vol. 48, n° 6, pp. 1053-1056, Juin 2000.

[27]. C. Chang, P. Chang, 'Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss', Sensors and Actuators, Vol. 79, p.71-75, 2000.

[28]. S-C. Shen, M. Feng, 'Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 GHz to 40 GHz', IEEE MTT Digest, 1999.

[29]. J. Rizk, G.L. Tan, J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz 'High-Isolation W-Band MEMS Switches', IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 11, NO.1 Janvier 2001.

[30]. R. J. Roark, W. C. Young, "Formulas for stress and strain", chap. 7, McGraw-Hill.

[31]. A. Bazergui, T. Bui-Quoc, A. Biron, G. McIntyre, C. Laberge, « Résistance des Matériaux – deuxième édition », Edition Masson.

[32]. A. Germain, P. Muller, « Introduction à la mécanique des milieux continus – deuxième édition » Edition Masson.

[33]. A. Germain, P. Muller, « Introduction à la mécanique des milieux continus – deuxième édition » Edition Masson.

[34]. J. Garrigues, « Statique des poutres » (mai 1999, Ecole Supérieure de Mécanique de Marseille).