

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2011

Thèse N°

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue par

Romain STEFANINI

le 18 Novembre 2011

Commutateurs MEMS et leurs Applications aux Filtres Accordables Fort Q

Thèse dirigée par Matthieu Chatras et Pierre Blondy.

JURY :

Dominique CROS	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président
Gilles DAMBRINE	Professeur, IEMN, Université de Lille	Rapporteur
Christian PERSON	Professeur, ENST Bretagne, Université de Brest	Rapporteur
Scott BARKER	Professeur, University of Virginia, USA	Examineur
Pierre BLONDY	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Matthieu CHATRAS	M. de Conférences, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Fabio COCCETTI	Chercheur, NovaMEMS/LAAS, Toulouse	Examineur
Frédéric COURTADE	Ingénieur, CNES, Toulouse	Invité
Laurent MARCHAND	Ingénieur, ESA, Noordwijk, Pays-Bas	Invité
William REBERNAK	Chef de service, Thales Communications, Colombes	Invité
Olivier VENDIER	Ingénieur, Thales Alenia Space, Toulouse	Invité

À mon père, à ma mère,

Remerciements

Je remercie tout d'abord Monsieur Dominique CROS pour m'avoir permis de réaliser cette thèse à XLIM (UMR CNRS 6172, Université de Limoges) au sein du Département MINACOM et pour avoir accepté de présider ce jury.

Je remercie également Monsieur Gilles Dambrine et Monsieur Christian Person qui ont accepté de rapporter ces travaux.

Je remercie Monsieur Fabio Coccetti et Monsieur Scott Barker d'avoir accepté d'examiner mes travaux de thèse.

Je voudrai également remercier Messieur Olivier Vendier, Laurent Marchand, Frédéric Courtade et William Rebernak d'avoir accepté l'invitation à la soutenance.

Aussi, j'aimerai plus particulièrement remercier Monsieur Matthieu Chatras, maître de conférences à l'institut de recherche XLIM, pour avoir dirigé ma thèse, pour son aide, son soutien quotidien, ses bons conseils et ses remarques pertinentes aussi bien en recherche qu'en enseignement. J'aimerai aussi sincèrement remercier Monsieur Gabriel Rebeiz, professeur à l'université de Californie San Diego (UCSD) pour m'avoir accueilli deux fois 6 mois dans son laboratoire et m'avoir intégré très rapidement au sein du groupe, pour sa grande générosité aussi bien sur le plan professionnel que personnel, et pour son incroyable disponibilité. Enfin, j'aimerai attribuer mes plus vifs remerciements à Monsieur Pierre Blondy, professeur à l'institut de recherche XLIM, pour m'avoir encadré durant cette thèse, pour m'avoir très généreusement permis d'effectuer une partie de ma thèse à UCSD, pour ses analyses et commentaires toujours pertinents, son partage des connaissances et pour son soutien aussi bien sur le plan professionnel que personnel.

Je voudrai également remercier Madame Valérie Madrangeas, responsable du département MINACOM pour avoir permis ces stages à UCSD mais également Messieurs Arnaud Pothier, Aurélian Crunteanu, Jean-Christophe Orlianges, Cyril Guines, Damien Passerieux de l'Université de Limoges et Messieurs Larry Grissom et Sean Park du staff Nano3 (UCSD) pour leur contribution scientifique et leurs conseils qui ont permis l'avancée de cette thèse.

J'aimerai adresser mes remerciements à Pierre Olivier-Martin, Ludovic Rainaud et Patrick Frugier pour leur incroyable travail à l'atelier mécanique sans quoi ma thèse n'aurait aucun sens.

J'aimerais remercier Marie-Laure Guillet, secrétaire du département MINACOM pour avoir facilité mes déplacements souvent dans les plus brefs délais.

Je souhaiterais également remercier tous les doctorants et amis que j'ai eu la chance rencontrer durant ces trois années et plus particulièrement Wilfried Demenitroux, Jérôme Chéron, Tibault Reveyrand, David Mardivirin, Lise Catherinot, Aurélie Verger, Claire Dalmay, Gérome Nicolini, Jonathan Gauvin, Ludovic Carpentier, Fabien Barrière, Philippe Sin, Benjamin Lacroix, Mansoib Mohamed, Julien Givernaud, Ling Yan Zhang, Chirag Patel, Isac Reines, Alex Grichener, Choul Young Kim, Sangyoung Kim, Mehmet Uzunkol, Yusuf Atesal, Ozgur Inac, Berke Ceteroni, Kevin Ho, Jennifer Edwards, Woorim Shin, Donghyup Shin, Yu-Chin Ou, Yi-Chyun Chiou, Hojr Sedaghat Pisheh, Hosein Zareie pour leur bonne humeur et leur entraide.

Enfin, je remercie ma famille et mes amis pour leurs encouragements.

Table des matières

Introduction Générale	8
Chapitre I: Les MEMS RF et Leurs Applications aux Filtres Accordables	
1. La technologie MEMS RF	10
1.1. Définitions générales	10
1.1.1. Les commutateurs MEMS RF ohmiques	11
1.1.2. Les capacités MEMS RF variables	15
1.2. Les grandeurs influant sur la fiabilité des MEMS RF	19
1.2.1. Le fluage	19
1.2.2. La stabilité en température	20
1.2.3. La sensibilité aux contraintes de fabrication	22
1.2.4. Miniaturisation des composants MEMS RF	24
1.2.5. Le phénomène de piègeage de charge	24
1.2.6. Les contacts métalliques	26
1.2.7. Le packaging des MEMS RF	27
1.3. La place des MEMS RF sur le marché	28
1.3.1. L'évolution du marché	28
1.3.2. Performances des MEMS RF	29
1.3.3. Applications	30
2. Les filtres accordables à MEMS RF	34
2.1. Contexte	34
2.2. Les différentes technologies de filtres accordables	36
2.3. Etat de l'art des filtres accordables à MEMS RF	37
2.3.1. Les filtres accordables planaires à MEMS RF	37
2.3.2. Les filtres accordables volumiques à MEMS RF	39

2.3.3. Bilan de l'état de l'art sur les filtres accordables	41
3. Conclusion	42

Chapitre 2 : Réseaux de Commutateurs MEMS Miniatures pour des Applications RF

1. Contexte de l'étude	43
2. Design du commutateur miniature	44
3. Procédé de fabrication.....	48
4. Mesures mécaniques	50
4.1. Profil du commutateur MEMS	50
4.2. Fréquence de résonance et temps de commutation.....	51
5. Mesures RF.....	54
5.1. Commutateur seul	54
5.2. Réseau de N commutateurs en parallèle	56
5.3. Configuration « tête-bêche »	61
5.4. Réseau 2xN.....	63
5.5. Configuration série-parallèle.....	65
6. Discussion et conclusion.....	66

Chapitre 3: Filtres Planaires Compacts à Bandes Fractionnaire et Absolue Constantes

1. Introduction	68
2. Eléments théoriques sur les filtres accordables	69
2.1. Analogie avec des éléments localisés à résonateurs couplés.....	69
2.2. Les filtres accordables à B.P.F. constante.....	70
2.3. Les filtres accordables à B.P.A. constante.....	71

3.	Filtre planaire accordable à B.P.F. constante.....	73
3.1.	Conception.....	73
3.1.1.	Présentation du filtre 2 pôles.....	73
3.1.2.	Design du filtre 4 pôles.....	75
3.2.	Mesures.....	76
3.2.1.	Mesures du filtre 2 pôles.....	76
3.2.2.	Mesures du filtre 4 pôles.....	79
4.	Filtre planaire accordable à B.P.A. constante.....	81
4.1.	Design.....	81
4.1.1.	Design du filtre 2 pôles.....	82
4.1.2.	Design du filtre 4 pôles.....	83
4.2.	Mesures.....	86
4.2.1.	Mesures du filtre 2 pôles.....	86
4.2.2.	Mesures du filtre 4 pôles.....	88
5.	Conclusion.....	90

Chapitre 4: Cavités Reconfigurables à Base de MEMS RF

1.	Introduction.....	91
2.	Cavité accordable montée en surface autour de 12.5 GHz.....	92
2.1.	La cavité.....	92
2.1.1.	Conception.....	92
2.1.2.	Le réseau de polarisation.....	94
2.1.3.	Mesures.....	96
2.2.	Filtre 2 pôles.....	98
2.2.1.	Conception.....	98
2.2.2.	Mesures.....	99
3.	Filtre volumique accordable autour de 5 GHz.....	101

3.1. Design.....	101
3.1.1. Design de la cavité	101
3.1.2. Le composant MEMS et son intégration	103
3.1.3. Mesures.....	105
3.2. Filtre 2 pôles	105
3.2.1. Design du filtre	106
3.2.2. Design du composant MEMS	107
3.2.3. Mesures.....	111
4. Conclusion	112
Conclusion Générale.....	113
Références.....	116
Bibliographie personnelle	125

Introduction Générale

L'augmentation du nombre d'utilisateurs des différents réseaux de communication tels internet à haut débit, les systèmes sans fil et la téléphonie mobile, a provoqué un bouleversement dans l'utilisation des composants de télécommunication. Pour répondre à cette demande, l'intégration des fonctions électroniques toujours plus nombreuses est constamment recherchée. Le développement de la technologie MMIC (Monolithic Micro-wave Integrated Circuits) a su répondre à cette demande en permettant l'intégration de fonctions diverses sur un même substrat. La miniaturisation de dispositifs jusqu'alors encombrants est devenue possible, tout en maintenant un coût de fabrication faible.

La recherche d'une intégration toujours plus poussée et de performances accrues a conduit à l'émergence d'une nouvelle génération de composants : la technologie MEMS (pour "Micro Electro Mechanical Systems" : systèmes micro-électromécaniques). Les capteurs sont apparus en premier comme les accéléromètres intégrés aujourd'hui dans les systèmes "airbag" ou les téléphonies mobiles. Aujourd'hui ils deviennent une partie intégrante des systèmes électroniques tout comme les composants semi-conducteurs.

Dans le domaine des hyperfréquences, les MEMS RF sont devenus une solution de plus en plus crédible face aux composants semi-conducteurs qui souffrent d'une plus forte consommation de puissance, de performances parfois limitées et d'un comportement non linéaire qui peut être pénalisant.

Depuis une quinzaine d'année, un effort important de la recherche a été mené par la communauté MEMS tant dans la conception que dans l'intégration dans d'autres dispositifs. Ce manuscrit présente des travaux effectués dans le but de contribuer à ces efforts en exhibant la conception de composants MEMS RF et de filtres accordables à fort facteur de qualité.

Dans le premier chapitre, il est présenté l'état de l'art des MEMS RF capacitifs et ohmiques mais aussi des derniers filtres accordables à base de MEMS. L'intérêt de cette partie est de statuer des performances et de la maturité de cette technologie mais aussi des différents dispositifs dans lesquels ils sont susceptibles d'être intégrés.

La seconde partie de ce mémoire est dédiée à la conception, la réalisation et la mise en réseau d'un MEMS miniature à contact métallique. L'objectif de cette étude est de présenter une nouvelle façon de réaliser ce type de commutateur afin d'augmenter la

fiabilité, la répétabilité, la vitesse de commutation sans pour autant dégrader les performances et tout en gardant une bonne intégration.

Dans le troisième chapitre, il est présenté la conception et la réalisation de filtres accordables planaires à bande fractionnaire et absolue constante. Cette étude montre l'approche théorique à avoir lors de la conception de ce type de composant rendu accordable avec des diodes varactors. Il est ensuite suggéré l'intégration de composants MEMS afin d'améliorer la linéarité, la consommation de puissance et les pertes d'insertion.

Puis, le quatrième chapitre aborde la conception et la réalisation de filtres accordables volumiques autour de 5 GHz et 12.5 GHz. Le but de cette étude est de montrer que l'intégration de composants MEMS dans de telles structures permet d'obtenir des facteurs de qualité à vide difficilement atteignables avec des composants semi-conducteurs.

Enfin, une conclusion générale terminera ce manuscrit et proposera des perspectives d'évolution de ces travaux de doctorat.

Chapitre 1

Les MEMS RF et leurs Applications aux Filtres Accordables

1. La technologie MEMS RF

1.1. Définitions générales

Un composant MEMS (Micro Electro-Mechanical System) est une structure mécanique dont les dimensions sont comprises entre une centaine de nanomètres et quelques millimètres qui est mise en mouvement par une excitation afin de réaliser des fonctions de capteur et/ou d'actionneur. Leur fabrication fait appel à des techniques de micro-usinage ou des procédés issus de la micro-électronique (CMOS, Bi-CMOS...), qui permettent une production à grande échelle et peu coûteuse. Les MEMS apparaissent dans des domaines aussi variés que l'automobile, l'aéronautique, la médecine, la biologie, les télécommunications, ainsi que dans certaines applications « grand public » telles que les vidéoprojecteurs, les manettes de jeux vidéos, les téléviseurs haute-définition et les airbags. Lorsqu'ils sont utilisés pour fonctionner dans des systèmes électroniques opérant aux fréquences radios (RF) jusqu'aux ondes millimétriques (0.1 à 100 GHz), ils appartiennent à la famille des MEMS RF.

Les MEMS RF sont des structures miniatures utilisées pour modifier la réponse d'un circuit RF grâce à leur mouvement mécanique. Cette opération requiert une force mécanique qui peut être générée par un actionnement électrostatique, magnétique, piézo-électrique ou thermique. Les actionneurs électrostatiques sont aujourd'hui les plus utilisés puisqu'ils sont compacts et ne consomment quasiment pas de puissance. Dans le cadre de ce manuscrit, il sera seulement question de la commutation de type électrostatique. Le Tableau 1.1 compare les différents actionnements énoncés précédemment.

Tableau 1.1: Comparaison des différents types d'actionnements des MEMS RF [1].

Type d'actionnement	Vitesse de commutation (μs)	Taille	Consommation (mW)
<i>Electrostatique</i>	<i>0.05-200</i>	<i>Petit</i>	<i>0</i>
<i>Magnétique</i>	<i>50-200</i>	<i>Moyen</i>	<i><100</i>
<i>Piézo-électrique</i>	<i>1-200</i>	<i>Moyen</i>	<i>0</i>
<i>Thermique</i>	<i>500-4000</i>	<i>Grand</i>	<i><200</i>

Ainsi, l'actionnement permet le mouvement mécanique d'une partie mobile souvent suspendue que l'on appellera « poutre » ou « plaque » engendrant la modification des propriétés électriques du composant. Actuellement, deux grandes familles de MEMS RF sont développées : les commutateurs ohmiques et les capacités variables. Notons qu'il existe également des résonateur MEMS pour les radiofréquences mais ils ne seront pas évoqués dans ce manuscrit.

1.1.1. Les commutateurs MEMS RF ohmiques

1.1.1.a. Principe

Egalement appelés commutateurs à contact métallique, les MEMS RF ohmiques se comportent électriquement comme des interrupteurs. Ils peuvent être constitués d'une poutre métallique placée en regard avec une ligne également conductrice (Fig.1.1). Lorsque la poutre est à l'état haut (non-actionnée), l'entrée du dispositif (E) est isolée de la sortie (S) par une capacité C_{off} . Lorsque la poutre est à l'état bas (actionnée), elle vient en contact avec la ligne conductrice et transmet idéalement le signal d'entrée vers la sortie. En réalité, des pertes par effet Joule apparaissent au niveau du contact imparfait. Elles sont modélisées par une résistance de contact R_{on} .

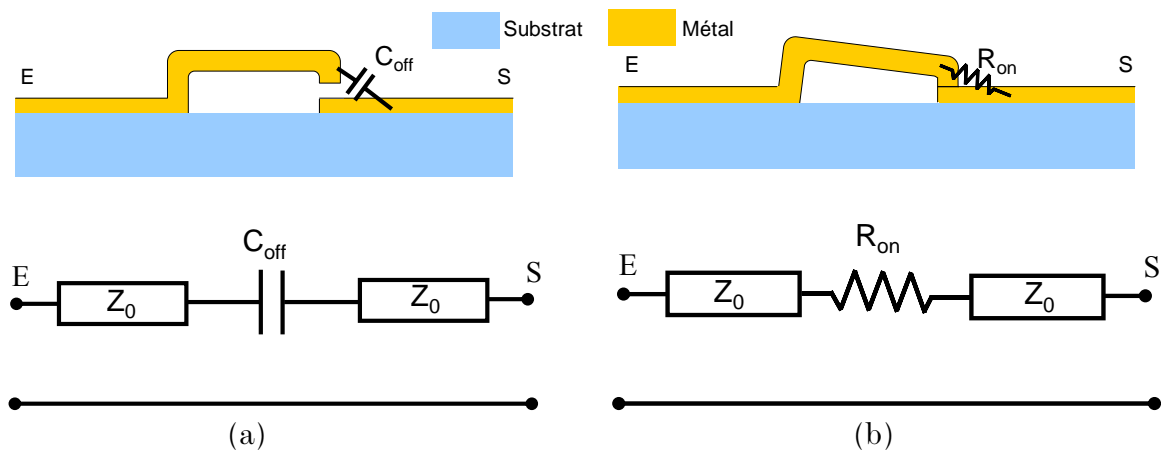


Fig 1.1 - Représentation (a) à l'état haut et (b) à l'état bas d'un commutateur ohmique.

C_{off} et R_{on} sont des grandeurs importantes pour les commutateurs ohmiques. En effet, plus C_{off} est faible et plus le commutateur sera capable d'isoler la sortie de l'entrée à haute fréquence. De la même manière, plus R_{on} est faible et moins le signal de sortie sera atténué.

1.1.1.b. Etat de l'art des commutateurs ohmiques

Le MEMS RF ohmique présentant de bonnes performances est le commutateur d'*Omron* [2] (Fig. 1.2). Il est constitué d'une plaque de silicium monocristallin d'environ $1600 \times 1600 \mu\text{m}^2$, de $20 \mu\text{m}$ d'épaisseur et suspendue $3 \mu\text{m}$ au dessus du substrat. La poutre est réalisée sur des tranches de type SOI (Silicon On Insulator) et est suspendue au dessus des lignes de transmission par des techniques de report de substrat. Ce procédé de fabrication est plus compliqué que les procédés classiques mais s'avère très avantageux puisqu'il garantit la propreté de la zone de contact, gage de fiabilité des commutateurs ohmiques. L'actionnement de type électrostatique ($V_p = 35 \text{ V}$) est réalisé par l'intermédiaire d'électrodes situées en dessous de la membrane et de part et d'autre de la zone de contact.

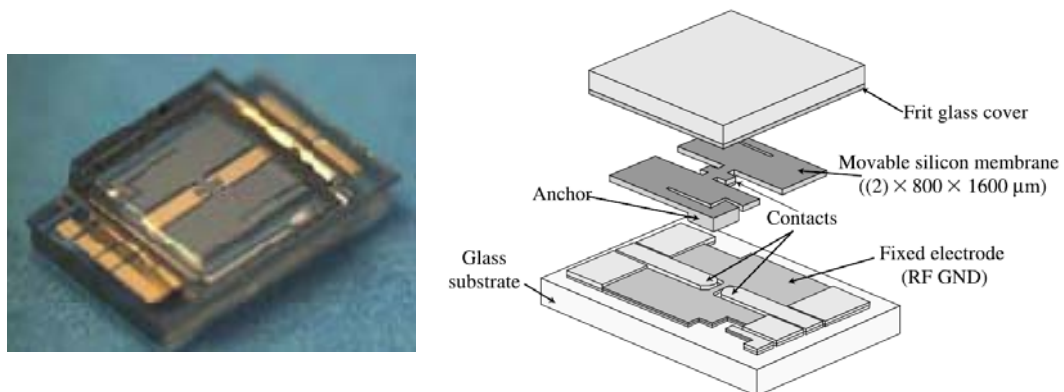


Fig 1.2 - (a) Commutateur MEMS RF d'*Omron* et (b) procédé de report de substrat.

Ce composant présente une isolation de 50-40 dB à 1-2 GHz soit une capacité à l'état haut $C_{off} = 5 \text{ fF}$. A l'état bas, la résistance de contact est de $R_{on} = 0.5 \Omega$ et les pertes d'insertion sont de 0.5 dB sur la bande 0.1-2 GHz. En plus de ces performances, il semble très fiable et possède une bonne tenue en puissance. En effet, la fiche technique de ce composant assure qu'il est capable de réaliser au moins 1 milliard d'opérations en petit signal et 100 millions de cycles en commutation à chaud (« hot-switching ») sous 0.5 mA DC. Ce commutateur MEMS est actuellement commercialisé.

Un autre MEMS RF à contact métallique actuellement commercialisé est celui de *Radant MEMS* [3] (Fig 1.3). Il s'agit d'une structure de type cantilever de $25 \times 75 \mu\text{m}$ à actionnement électrostatique ($V_p = 90 \text{ V}$) commutant en $10 \mu\text{s}$ environ. Cette structure est « tout-air » (aucun diélectrique sur l'électrode d'actionnement) limitant les

phénomènes de chargement et attribuant une meilleure fiabilité au composant. Lorsque la poutre s'abaisse elle vient au contact de la ligne de transmission RF par l'intermédiaire de ses deux butées (« dimple » en anglais) qui empêchent la création d'un court-circuit entre la poutre et l'électrode d'actionnement. Ces deux plots sont mis en parallèle et réduisent la résistance de contact du commutateur de moitié.

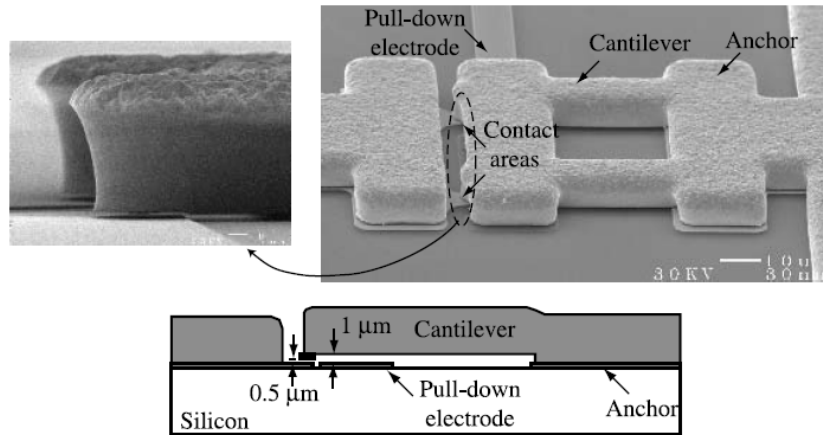


Fig 1.3 - Photographie et vue en coupe du commutateur ohmique de *Radant MEMS*.

A l'état haut, ce commutateur possède une capacité C_{off} de 4 fF lui conférant une isolation de 40 dB à 4 GHz. Lorsqu'il est à l'état bas, la résistance de contact est $R_{on} = 1-1.5 \Omega$ engendrant des pertes d'insertion meilleures que 0.15 dB jusqu'à 20 GHz. La fiabilité de ce composant a été démontrée jusqu'à 1000 milliards de cycle et présente un MCTF (Mean Cycle To Failure = nombre de cycles moyen avant défaillance) de 450 milliards de cycles. Les tests ont été effectués avec une puissance incidente de 20 dBm à 10 GHz en en commutation à froid (« cold switching »). Ce composant est actuellement disponible sur le marché et est vendu encapsulé.

Le laboratoire Xlim a également développé un commutateur ohmique robuste [4]. Il s'agit d'une structure circulaire de type cantilever peu sensible aux contraintes de fabrication. La particularité de ce composant est qu'il possède un actionnement en deux temps qui lui confèrent une constante de raideur variable comme il a été évoqué dans [5]. Ainsi, la force de contact et la force de rappel sont élevée (>1 mN à 45 V) ce qui lui garantit de faibles pertes d'insertion à l'état bas et une meilleure fiabilité. De plus, l'actionnement électrostatique est réalisé sans diélectrique et la poutre est en Or-Nickel afin de réduire les phénomènes d'injection de charge et de fluage présentés dans le paragraphe 1.2.

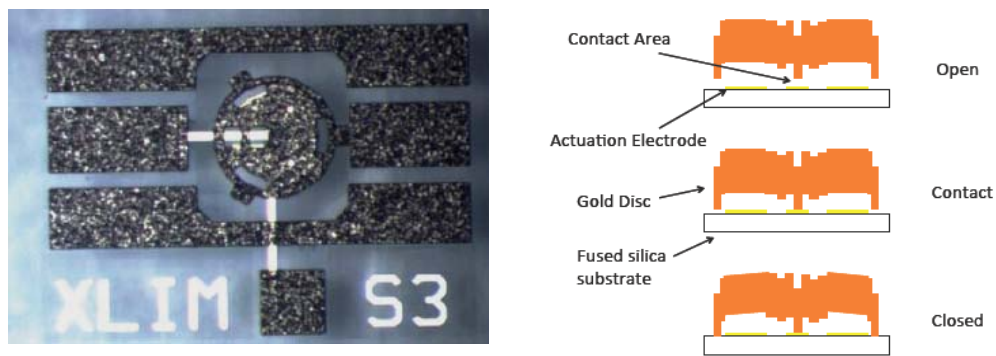


Fig 1.4 - Photographie et vue en coupe de l'actionnement en deux temps du commutateur ohmique

Ce composant présente une capacité à l'état haut de 20 fF qui conduit à une isolation supérieure à 20 dB jusqu'à 7.5 GHz. Des tests de fiabilité ont permis d'obtenir une résistance R_{on} variant de 0.3 à 4.5 Ω pendant 100 millions de cycles et avec 1V DC appliqué aux bornes du contact.

Aujourd'hui, d'autres compagnies telles que Rockwell (Teledyne maintenant), RFMD, DelfMEMS (pas de données disponibles), XCOM, Cavendish Kinetics (pour des applications logiques), NXP ou d'autres laboratoires tels que UCSD ont également développé un commutateur MEMS mature et sont présentés Tableau 1.2.

Tableau 1.2: Autres compagnies et laboratoires ayant démontré un MEMS RF ohmique de bonne fiabilité.

Compagnie	R_{on}	C_{off}	Fiabilité ($\times 10^9$ cycles)	Conditions
Teledyne [6]	$< 2 \Omega$	2 fF	> 0.1	25 mA RMS, en commutation froide
RFMD [7]	1 Ω	15 fF	1	10 dBm
XCOM [8]	1-2 Ω	4 fF	0.1	1 mA DC
Cavendish Kinetics [9]	5-9 k Ω (logique)	< 1 fF	2	Faible puissance
UCSD [10]	0.4-1.7 Ω	24 fF	> 0.1	2W, en commutation froide
XLIM [11]	0.3 Ω	10 fF	-	-
NXP [12]	0.8-3 Ω	2 fF	0.5	Non spécifié
Omron [2]	0.5 Ω	5 fF	> 0.1	0.5 mA DC, en commutation chaude
Radant [3]	1-1.5 Ω	4 fF	1000	20 dBm, 10 GHz, en commutation froide
XLIM [4]	0.3-4.5 Ω	20 fF	> 0.1	1V DC, en commutation froide

1.1.2. Les capacités MEMS RF variables

1.1.2.a. Principe

Les capacités variables MEMS sont basées sur le même principe que les commutateurs ohmiques à la seule différence qu'elles n'utilisent pas de contact métal-métal pour commuter. En effet, lorsque la poutre est à l'état bas, elle vient en contact avec un matériau isolant et le MEMS présente une capacité C_{down} plus importante que dans le cas où la poutre n'est pas actionnée (C_{up}). Ainsi, le paramètre important de ce type de composant est le rapport capacitif $C_r = C_{down}/C_{up}$.

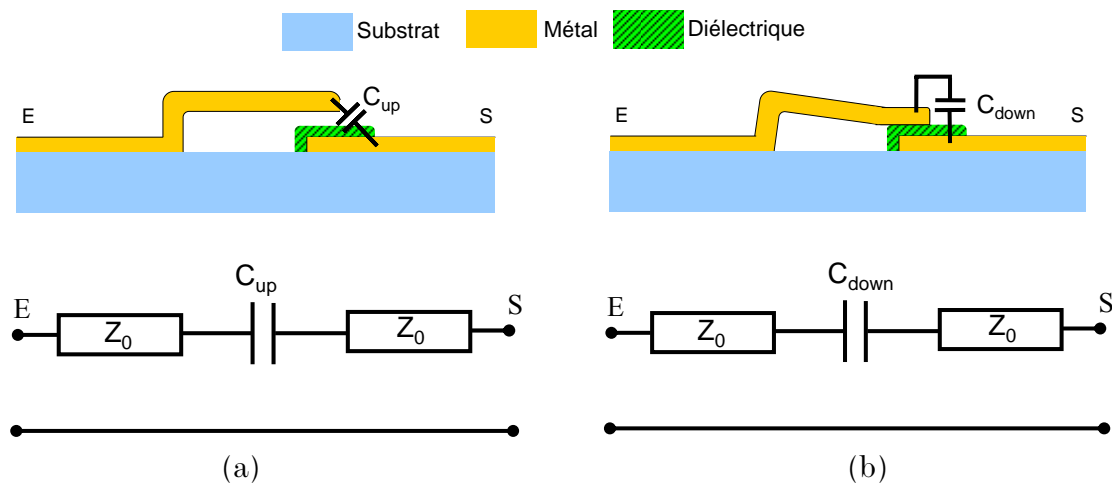


Fig 1.5 - Représentation (a) à l'état haut et (b) à l'état bas d'un commutateur capacitif.

Les capacités variables MEMS peuvent se différencier en trois grandes sous-parties:

Commutateur capacitif [13, 14]: il présente un rapport capacitif C_r élevé ce qui en fait un interrupteur semblable aux commutateurs ohmiques mais à haute fréquence.

Capacité commutée [15]: elle ne présente en général que deux états comme le commutateur capacitif mais elle se différencie par son faible $C_r (< 8)$.

Varactor [16]: il s'agit d'une capacité variable de type analogique, contrairement aux groupes précédents. Cette fonction reste difficilement réalisable avec un actionnement de type électrostatique à cause du point d'instabilité qui sera évoqué plus tard.

Outre leur rapport capacitif C_r , ces composants sont souvent caractérisés par leur facteur de qualité Q qui illustre les pertes du composant. Plus cette valeur est élevée et plus les pertes seront faibles.

1.1.2.b. Etat de l'art des MEMS RF capacitifs

La compagnie **MEMtronics** a conçu un commutateur capacitif de type membrane bi-encastree en aluminium aux formes arrondies qui garantit une faible sensibilité aux contraintes de fabrications et aux variations de température [13] (Fig. 1.5). Des plots d'arrêt diélectriques ont été ajoutés sur l'électrode RF afin de limiter les phénomènes d'injection de charges ce qui augmente considérablement la fiabilité du composant.

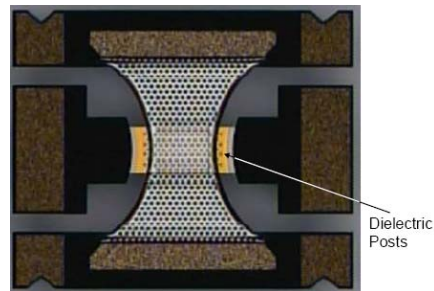


Fig 1.6 - Photographie du commutateur capacitif *MEMtronics*.

A l'état haut, le composant possède une capacité C_{up} de 15-20 fF. Il a un rapport capacitif assez élevé le classant dans la famille des commutateurs capacitifs ($C_r=15-20$). Ce MEMS RF a été testé jusqu'à 100 milliards de cycles sans dysfonctionnement ni décalage important de la tension d'actionnement à 20 dBm. Ce composant est accompagné d'une encapsulation en nitrure de silicium et intègre des composants microondes accordables tels que des déphaseurs.

De la même manière, la société **WiSpry** a conçu des capacités variables MEMS destinés à intégrer les systèmes de téléphonie mobile [14]. Ces composants doivent être réalisés en technologie CMOS pour des questions de coût et d'intégration. Ainsi, comme le montre la Fig. 1.6, il a été fabriqué une poutre bi-encastree épaisse de 2 μm réalisée à base d'un empilement de plusieurs matériaux (Diélectrique non précisé/Al/Oxyde non précisé/Al/ Diélectrique non précisé) et suspendue à 2 μm au dessus de l'électrode d'actionnement.

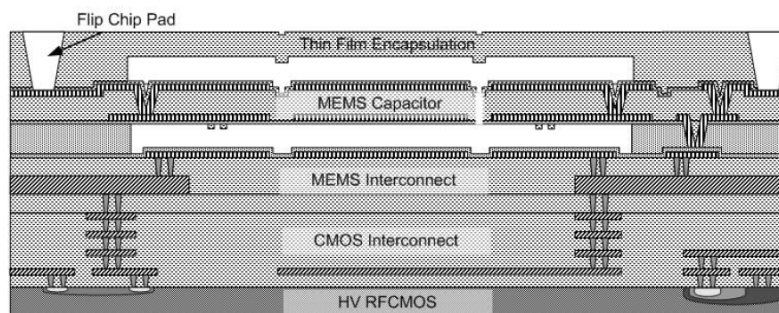


Fig 1.7 - Vue en coupe de la capacité variable MEMS de WiSpry avec son générateur intégré en technologie CMOS.

La tension d'actionnement est de 27 V et une pompe de charge pouvant atteindre 50 V en sortie a également été intégré en dessous du composant MEMS afin de permettre l'actionnement à partir de faibles tensions (3.3 V) (Fig. 1.7) Enfin, une encapsulation « zéro-level » a été réalisée dans le but de limiter les problèmes d'adhérence et de contaminations dues à l'environnement extérieur.

Plusieurs configurations ont été réalisées mais nous retiendrons un composant MEMS 4 bits présentant une capacité C_{up} de 0.13 pF et un rapport capacitif de 10. Le facteur de qualité à vide mesuré lorsque tous les bits sont à l'état bas est de 160 et 87 respectivement à 1 GHz et 2 GHz. Des tests de fiabilités ont également démontré des valeurs stables jusqu'à 100 Millions d'opérations dans la plage de température allant de -40 à 80°C.

Une autre capacité commutée offrant des performances intéressante est celle de **UCSD (Université de Californie San Diego)** développée en collaboration avec Raytheon [15]. Il s'agit cette fois ci d'une membrane MEMS de forme circulaire d'environ 100 μm de diamètre (Fig. 1.7) au profil particulier puisqu'elle comporte des marches lui attribuant une bonne résistance aux contraintes résiduelles en fonction de la température. De plus, la ligne RF a été judicieusement positionnée afin de diriger les courants vers une zone robuste du MEMS pour augmenter au maximum la tenue en puissance alors que l'électrode d'actionnement est plutôt située en dessous d'une zone de faible résistance mécanique permettant d'obtenir une tension d'abaissement de 40V.

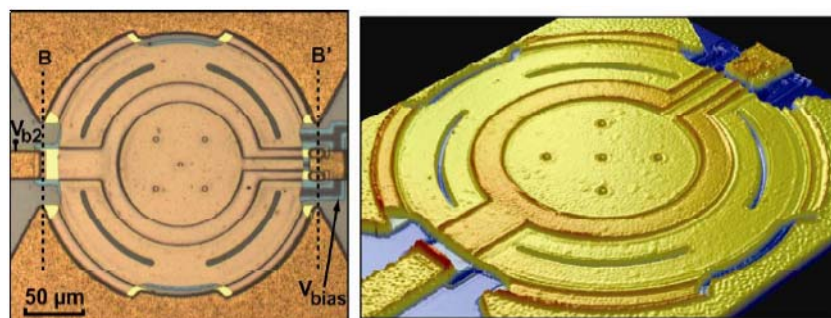


Fig 1.8 - Photographie et image 3D de la capacité commutée de UCSD.

Les paramètres S ont permis d'extraire une capacité à l'état haut de $C_{up}= 55 \text{ fF}$ et à l'état bas de $C_{down}=267 \text{ fF}$ ce qui permet de classer ce composant dans la famille des capacités commutées. Des mesures ont révélé une commutation à chaud de ce MEMS RF jusqu'à 11 W sans modification de la tension d'actionnement ce qui constitue aujourd'hui l'état de l'art en matière de tenue en puissance.

Enfin, le laboratoire **Xlim** a développé une capacité commutée MEMS de type cantilever avec des renforts à l'avant qui rendent la structure peu sensible aux contraintes de fabrication. Il possède également une faible tension d'actionnement (~ 20

V) et des plots d'arrêts pour réduire les injections de charges dans le diélectrique qui sépare l'électrode de la poutre. (Fig 1.8). Sur ces structures, une encapsulation couche mince métallique a été fabriquée de manière à limiter les phénomènes d'adhérence et de contamination dues à l'environnement extérieur.



Fig 1.9 - Photographie au microscope à balayage électronique de la capacité commutée MEMS développée par Xlim (a) avant et (b) après encapsulation.

La capacité à l'état haut extraite est de 90 fF et le rapport capacitif est de 3. De plus, les mesures révèlent une tenue en puissance de 3.5 W et des tests de fiabilité montrent une dérive de seulement 4.5 V lorsque le commutateur est maintenu à l'état bas pendant 2h 30 min.

En conclusion, même si aujourd'hui ces capacités variables MEMS possèdent des performances intéressantes, d'autres compagnies et laboratoires ont également grandement participé à l'évolution de ces composants durant les dernières années en présentant de bonnes performances (Tableau 1.3).

Tableau 1.3: Autres compagnies ou laboratoires ayant démontré une capacité MEMS variable mature.

Compagnie	C_{up}	C_r	Fiabilité ($\times 10^9$ cycles)	Conditions
MIT [17]	4-6	150-200	> 600	0 dBm
IHP [18]	9 fF	10	5	Commutation à froid
UCSD [19]	4 fF	3	5	0.5 W
TDK-Epcos [20]	0.3 pF	16	3	Commutation à froid
Raytheon [21]	30 fF	50	>200	20 dBm
MEMtronics [13]	15-20 fF	15-20	>100	20 dBm
Wispry [14]	0.13 pF	10	> 0.1	De -40 à 85 °C
UCSD [15]	55 fF	5-6	-	11 W
Xlim (non publié)	90 fF	3	>1	0 dBm

Tous les composants présentés jusque là ont de bonnes performances. Néanmoins, leur intégration dans les systèmes de télécommunications actuels est parfois difficile à cause de spécifications restrictives concernant leur fiabilité sur une large plage de température. Le paragraphe suivant fait un résumé des facteurs influant sur la fiabilité des MEMS RF et les solutions apportées durant ces dernières années afin de respecter au mieux ces spécifications.

1.2. Les grandeurs influant sur la fiabilité des MEMS RF

1.2.1. Le fluage

Le fluage est la tendance d'un matériau à conserver la déformation qu'il subit lors d'un effort. Ce comportement parfois irréversible apparaît lorsqu'un matériau de type viscoélastique est soumis à de forts niveaux de contraintes inférieurs à la zone plastique de déformation. Il est fonction du temps et s'illustre par un effort équivalent supplémentaire appliqué au système mécanique noté $\varepsilon(t)$. Cette grandeur dépend du temps mais aussi d'autres paramètres tels que les propriétés du matériau, le temps d'exposition à l'effort ou la température. Le fluage se décompose en trois phases (Fig. 1.8). La première phase montre une croissance importante de l'effort (déformation) qui se stabilise rapidement dû au fait que le matériau durcisse à cause du travail qu'il effectue (« work hardening »). La seconde phase se traduit ensuite par une légère augmentation voir une stabilisation du phénomène dû à l'échauffement du matériau qui ramollit celui-ci et vient créer un équilibre avec le précédent phénomène d'endurcissement. Enfin, dans la troisième phase, l'effort augmente exponentiellement à cause d'un phénomène d'arrachement de la matière engendrant une détérioration du matériau.

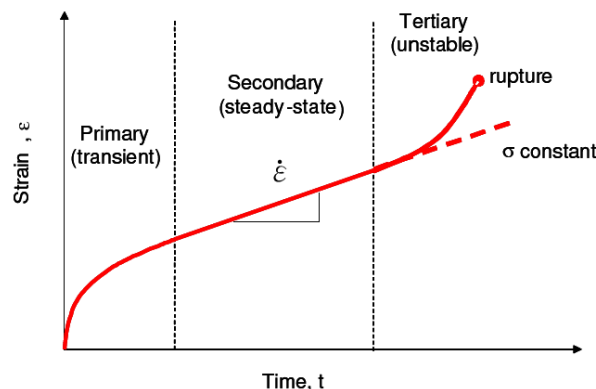


Fig 1.10 - Effort ε illustrant le fluage en fonction du temps [22].

Dans le domaine des MEMS RF, le fluage est un phénomène bien connu puisqu'il agit sur les métaux. Ainsi, lorsqu'une poutre subit des efforts prolongés ou à répétition, cela

se traduit par une déformation temporaire de la membrane qui modifie les propriétés électriques du composant.

Actuellement, les efforts se portent sur la phase 2 (« steady state ») de ce phénomène puisque la phase 1 (« transient ») peut être éradiquée rapidement par un « rodage » du composant et la phase 3 (« unstable ») engendre des détériorations. La solution se situe alors à deux phases de la conception d'un MEMS.

Premièrement, il est important de concevoir une poutre de façon à ce que l'ancrage supporte le moins de contraintes possibles lors de l'actionnement ce qui se traduit par une réduction du gap entre la membrane et la zone de contact et/ou une augmentation du nombre d'ancrages. Dans [23], NXP a évalué la contrainte subie par la membrane lors de l'activation et montre qu'elle est directement liée au fluage.

Deuxièmement, l'utilisation d'un matériau « dur » réduit significativement ces effets [24]. Actuellement, le choix se porterait sur du Nickel pur [25] mais c'est au détriment de la conductivité du composant qui s'en retrouvera réduite. Le meilleur compromis serait l'alliage de type Or-Nickel ou Or-Cobalt actuellement en phase d'étude.

1.2.2. La stabilité en température

La température est un paramètre à ne pas négliger en électronique, souvent à l'origine de bruit. Dans le domaine des MEMS, elle peut également modifier la structure mécanique puisqu'elle provoque la dilatation des matériaux. Ainsi, on peut s'en servir comme dans le cas des MEMS RF à actionnements thermiques pour provoquer la déflexion d'une membrane bi-couches ayant un fort contraste de dilatation entre elles [1]. Seulement lorsque les conditions extérieures ne sont pas contrôlées et que le composant doit travailler dans un environnement variant en température comme c'est le cas dans beaucoup d'applications, le MEMS RF doit être robuste et garder ces propriétés électromécaniques constantes pour ne pas affecter les performances du système dans lequel il est intégré.

Afin de réduire au maximum ces effets, il est important de contrôler les contraintes résiduelles du matériau qui sont dépendantes de la température en jouant sur le design de la membrane (voir 1.2.3). Une autre approche qui peut être cumulée à la solution précédente, est d'utiliser des matériaux ayant un coefficient de dilatation thermique (*CTE: coefficient of thermal expansion*) proche de celui du substrat sur lequel il est fabriqué.

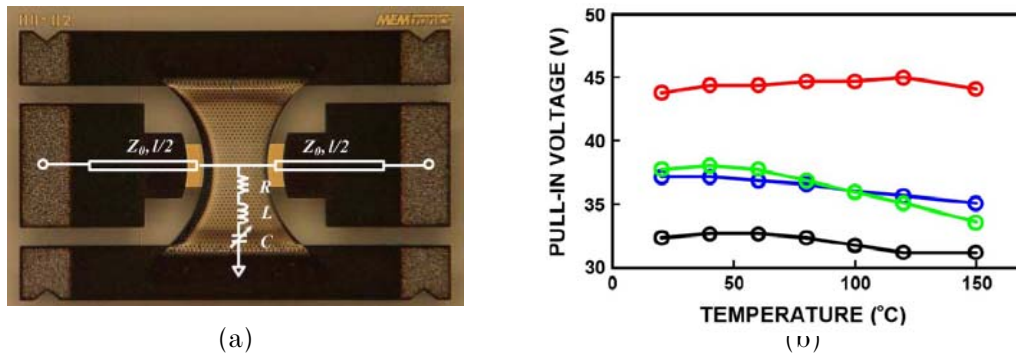


Fig 1.11 - (a) MEMS RF fabriqué avec une membrane en Molybdène et (b) sa tension d'actionnement pour plusieurs MEMS en fonction de la température.

En effet, la contrainte résiduelle est définie par

$$\Delta\sigma = E.\Delta\alpha.\Delta T \quad (1)$$

Avec $\Delta\sigma$ la contrainte résiduelle de la membrane, E le module d'Young, $\Delta\alpha$ la différence entre le coefficient de dilatation de la membrane et du substrat et ΔT la différence de température par rapport à l'ambient. Ainsi, en choisissant un matériau de façon à obtenir un faible $\Delta\alpha$, la membrane ne devrait pas ressentir de contrainte et donc ne devrait pas bouger en fonction de la température. Dans [26], cette idée a été démontrée en réalisant une poutre en Molybdène (Fig. 1.9). Les résultats montrent une variation de la tension d'actionnement de $0.035 \text{ V}/^\circ\text{C}$ prouvant l'efficacité de cette méthode.

Une autre façon de compenser les effets dus à une différence de dilatation thermique entre le substrat et la poutre est de concevoir des ancrages de forme particulière. Dans [27], une structure cantilever en forme de « T » a été réalisée de façon à positionner la contrainte induite par ces différences de dilatation perpendiculairement à la direction longitudinale du MEMS (Fig. 1.11 (a)).

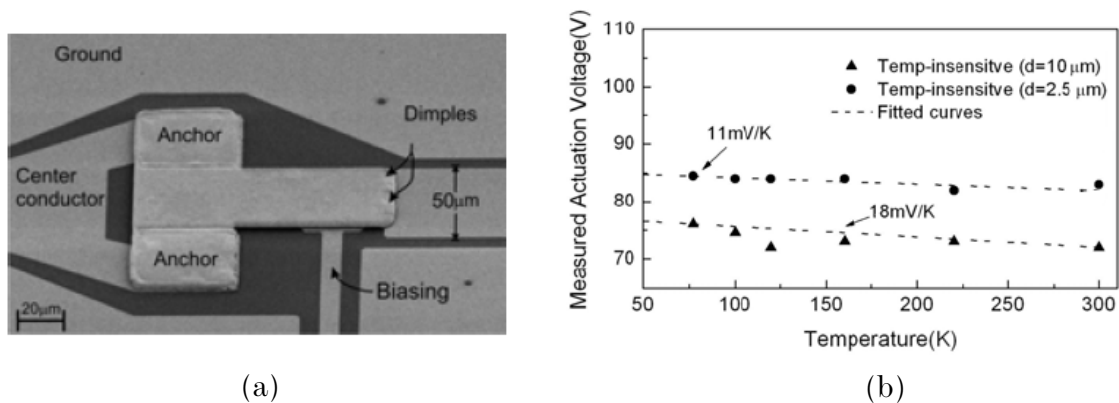


Fig 1.12 - (a) Photographie du cantilever en forme de « T » et (b) mesures de sa tension d'actionnement en fonction de la température.

Ainsi, la sensibilité du cantilever à la température s'en trouve réduite et permet d'obtenir une variation de la tension d'actionnement pouvant varier entre 0.011 et 0.018 V/°C en fonction de l'écart entre les ancrages (Fig. 1.11(b)).

1.2.3. La sensibilité aux contraintes de fabrication

Lors de la fabrication de composants MEMS en salle blanche, deux types de contraintes peuvent apparaître:

- *le gradient de contrainte*: il s'agit d'une contrainte linéaire qui apparaît principalement dans le sens de l'épaisseur d'une couche. Elle est due à des différences de conditions de dépôt durant la fabrication de la couche. Lorsqu'elle est présente dans un MEMS, elle provoque une déflexion dans les zones libres de la membrane. Ce problème peut être résolu en rajoutant des ancrages au composant mécanique dans les fortes zones de déformation.

- *la contrainte résiduelle*: ce phénomène apparait lors de la libération de contraintes dues à des forces appliquées ou à un gradient de température. Dans le domaine des MEMS, elle provoque des déformations sur les membranes lorsque les ancrages sont multiples et peut agir en tension ou en compression (Fig.1.10).

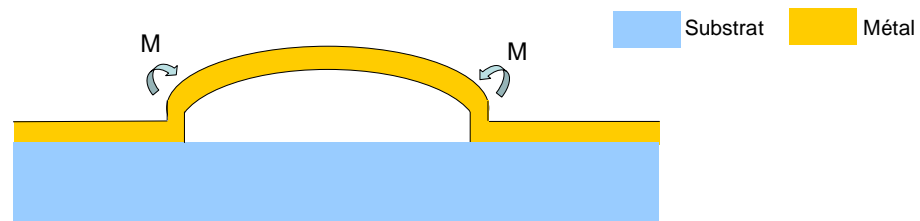


Fig 1.13 - Vue de côté d'une membrane bi-encastree subissant un moment M dû à une contrainte résiduelle en compression.

Etant donné que la contrainte résiduelle a peu d'influence sur la membrane lorsqu'il y a peu d'ancrage et que le gradient de contrainte provoque peu de déformations dans le cas inverse, des solutions ont été trouvées pour minimiser ces deux effets en jouant sur le design de la membrane et des ancrages mais aussi sur la façon de fabriquer le composant.

Dans [28], il est suggéré de réaliser une électrolyse partielle du composant sur une plaque MEMS (Fig 1.11). L'intérêt de cette technique est de réduire les effets des contraintes de fabrication qui sont minimisés sur des structures plus épaisses tout en gardant approximativement la même tension d'actionnement. Pour cela, tout le composant excepté les ancrages a été électrolysé afin de garder la même constante de raideur.

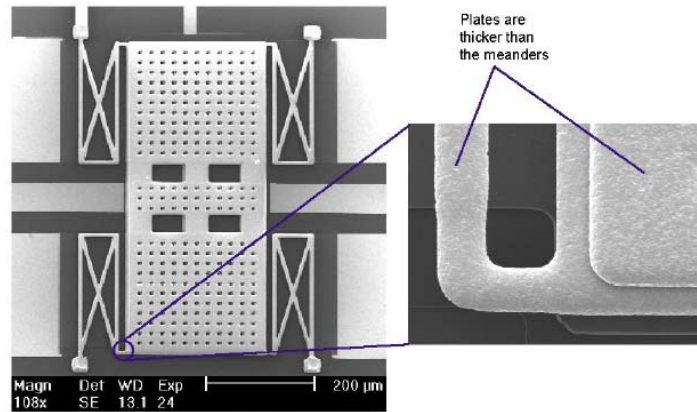


Fig 1.14 - (a) Vue de dessus et (b) de profil du MEMS RF de [28].

Les résultats montrent que cette technique a permis de réduire par 10 la déflexion maximale de la plaque et a également permis d'obtenir un rendement supérieur à 98 % sur tout le wafer.

Dans [29], il s'agit d'une structures hexagonale ayant 6 ancrages et donc réduisant au maximum le gradient de contrainte grâce à son maintien tout autour de la structure. En contre partie, deux bras ont été conçu sur chaque ancrage pour compenser les effets engendrés par les contraintes résiduelles et minimiser son effet sur la plaque comme il a été présenté dans [30]. Les résultats montrent une déflexion inférieure à $0.2 \mu\text{m}$ pour une contrainte résiduelle de 40 MPa et un gradient de contrainte de $4 \text{ MPa}/\mu\text{m}$ dans une plage de température allant de -50°C à 60°C .

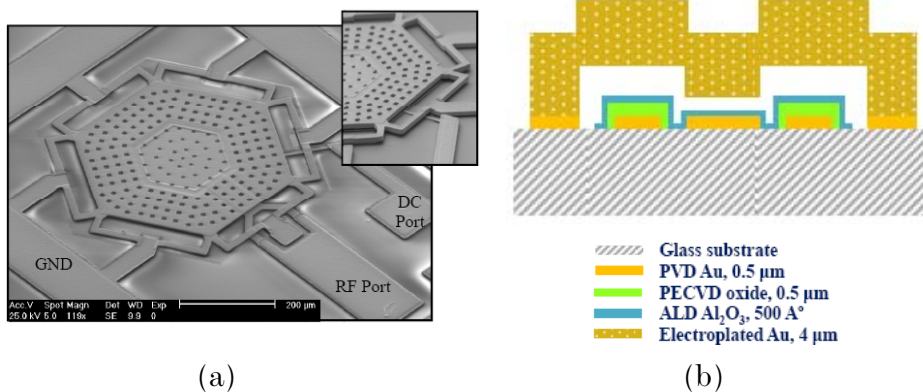


Fig 1.15 - (a) Vue de dessus et (b) de profil du MEMS RF de [29].

Enfin, d'autres structures présentées dans [31] [32] aux formes arrondies ont également permis de réduire significativement les effets engendrés par les contraintes de fabrication.

1.2.4. Miniaturisation des composants MEMS RF

Récemment, une multitude d'études ont porté sur la miniaturisation des MEMS RF [12, 33-35], créant même une nouvelle classe appelée les « Mini-MEMS ». Ces dispositifs ont tout d'un MEMS standard excepté qu'ils ont leur taille comprise entre 5 et 50 μm . Les avantages majeurs de ces composants sont qu'ils sont plus compacts, plus rapides, moins sensible aux contraintes de fabrication et possèdent une très bonne isolation. En contre-partie, ils ont moins de force de contact ce qui a pour conséquence un rapport capacitif ou une résistance de contact plus faible pour un commutateur capacitif ou ohmique respectivement.

Dans [33], une poutre bi-encastree de $\text{AlO}_3/\text{Al}/\text{AlO}_3$ a été réalisée et exhibe un temps de commutation de 50 ns à 100 V ce qui représente à l'heure actuelle, l'état de l'art des MEMS RF à vitesse de commutation élevée. La poutre fait $35 \times 25 \mu\text{m}^2$ et présente une capacité à l'état haut de $C_{\text{off}}=18 \text{ fF}$ et un rapport capacitif de $C_r=2.5$.

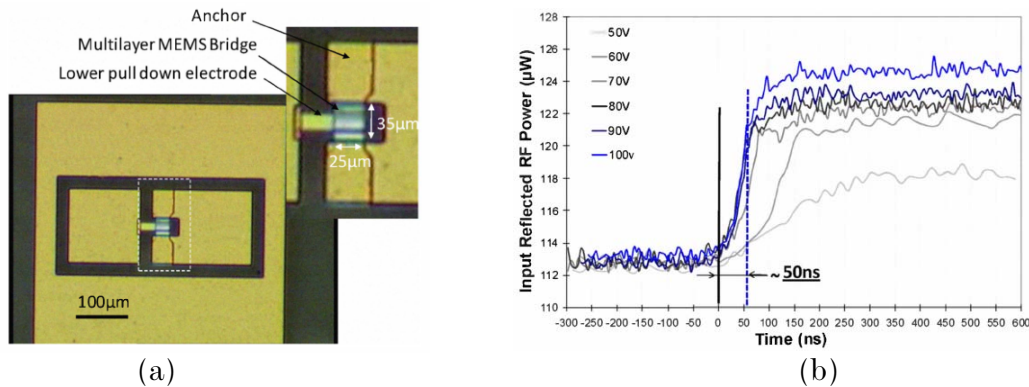


Fig 1.16 - (a) Vue de dessus du Mini-MEMS capacitif conçu dans [33] et (b) mesure du temps de commutation.

1.2.5. Le phénomène de piègeage de charge.

Le piègeage est principalement observé lorsqu'une barrière diélectrique sépare deux conducteurs de potentiel électrique DC différent. Typiquement, ils sont la conséquence de déplacements de trous et d'électrons dans une couche isolante non-idéale qui s'effectue lorsque la poutre est activée de manière électrostatique et vient en contact avec le diélectrique. Ces charges se retrouvent alors piégées en surface ou à l'intérieur du diélectrique et créent une différence de potentiel avec la poutre lorsque celle-ci n'est plus activée. Elles engendrent alors une force électrostatique qui peut provoquer l'auto-actionnement du composant MEMS (Fig. 1.14).

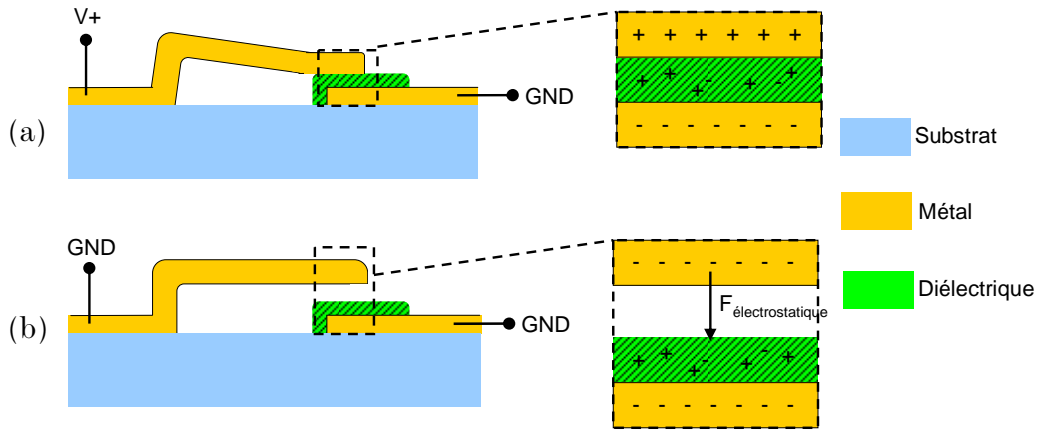
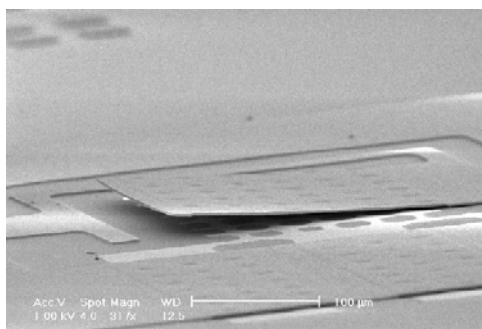


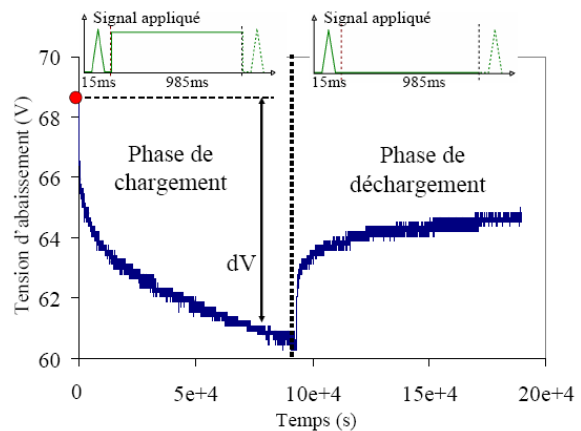
Fig 1.17 - (a) Chargement de la couche diélectrique lors de l'actionnement électrostatique et (b) conséquences lorsque le MEMS n'est plus activé.

Il est important de remarquer que ces effets dépendent du temps, sont souvent réversibles et se comportent de la même manière que le fluage énoncé précédemment.

Les phénomènes de chargement ont longtemps été la cause de problèmes de dysfonctionnement des MEMS RF. Aujourd'hui, ils existent toujours mais ont été considérablement réduits grâce aux efforts portés par de nombreux groupes de recherche [36-40]. Une des avancées majeure a été de maintenir un gap entre la poutre et le diélectrique à l'aide de plots d'arrêts lorsque le composant est activé. Ainsi, une partie de la tension est répercutée dans l'air et limite le chargement dans le diélectrique. Dans [41], un MEMS RF de type capacitif tout air a été réalisé, fabriqué puis mesuré en fiabilité (Fig. 1.15). Les résultats présentent une dérive de la tension d'actionnement de seulement 8V après que le commutateur ait été actionné continuellement pendant 25 heures. A l'heure actuelle, nous ne pouvons dire si le phénomène de dérive observé dans cette publication est entièrement dû au chargement dans le substrat ou si le fluage est prédominant.



(a)



(b)

Fig 1.18 - (a) MEMS capacitif réalisé et (b) phénomènes de chargement mesurés.

Bien entendu, d'autres facteurs importants tels que la nature (SiN, SiO₂, AlN...) et la qualité du diélectrique (structure cristalline, amorphe...) mais aussi les conditions extérieures (humidité, contamination, température...) ou la tension d'activation influencent considérablement les phénomènes de piégeage de charge. La tendance actuelle est de concevoir un composant MEMS avec une faible tension d'activation, un diélectrique de bonne qualité et une encapsulation hermétique.

1.2.6. Les contacts métalliques

Cet aspect ne s'applique qu'aux commutateurs de type ohmique. Lorsque la poutre vient au contact avec un métal pour former un court-circuit, il peut se produire une détérioration du plot de contact engendrant une augmentation de la résistance R_{on} ou un collage du plot sur l'électrode RF [24,42]. Ces phénomènes sont d'autant plus importants lorsque la température est élevée à l'interface métal-métal en contact ce qui limite considérablement la tenue en puissance du dispositif. Pour pallier ces problèmes, l'utilisation de matériaux durs et à température de fusion élevée sont nécessaires pour résister à la fois aux chocs métalliques répétitifs et aux élévations de température qui ramollissent les métaux. A ce jour, le Ruthénium, le Molybdène et le Tungstène semblent être de bons candidats. En général, quelques dizaines de nanomètres sont déposés en surface des métaux en contact afin de préserver la bonne conductivité du composant (Fig.1.16). Le Tableau 1.4 présente la dureté mécanique et la température de fusion de ces matériaux comparés à l'or.

Tableau 1.4: Comparaison de la dureté mécanique et de la température de fusion de différents matériaux

Matériaux	Dureté mécanique (MPa)	Température de fusion (°C)
<i>Or</i>	<i>250</i>	<i>1060</i>
<i>Or-Nickel</i>	<i>1600</i>	<i>1040</i>
<i>Tungstène</i>	<i>>3000</i>	<i>3420</i>
<i>Molybdène</i>	<i>2000</i>	<i>2620</i>
<i>Ruthénium</i>	<i>2700</i>	<i>2330</i>

En dehors du choix des matériaux en contact, la phase de conception du commutateur reste très importante. En effet, la force de contact entre les deux métaux doit être suffisamment élevée pour réduire au maximum la résistance de contact et éviter les dissipations de chaleur. Une autre approche à envisager serait de mettre une résistance en série avec un commutateur afin de diminuer la tension aux bornes du contact et

limiter encore plus la dissipation de chaleur. Enfin, il est très important pour un MEMS RF à contact métallique d'opérer dans un environnement propre. Pour cela, il est indispensable d'encapsuler de tels composants pour assurer la propreté et la répétabilité du contact.

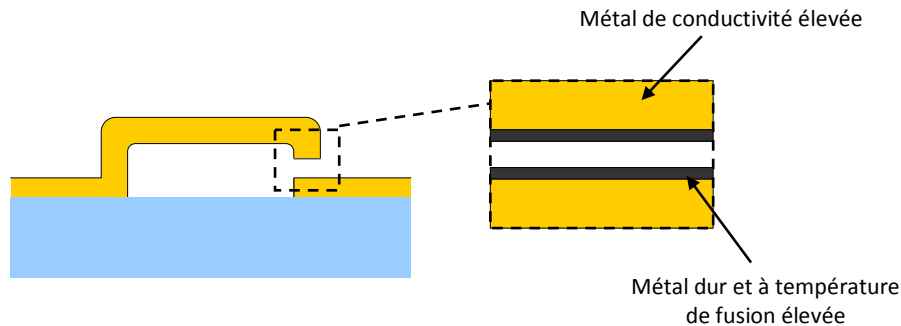


Fig 1.19 - Technique permettant le renfort du contact métallique tout en conservant la conductivité du composant.

1.2.7. Le packaging des MEMS RF

Les MEMS RF sont des composants qui, à cause de leur structure mécanique, sont très sensibles à l'environnement extérieur. Pour leur garantir une longue vie, il est indispensable de les protéger des possibles contaminations et de les maintenir dans un environnement dépourvu d'humidité. Pour cela, différentes techniques d'encapsulation sont connues le « Wafer Level Packaging » ou le « Chip Scale Packaging » qui requièrent des techniques de scellement nécessitant des températures élevées peu compatibles avec la technologie MEMS et parfois très coûteuses. Des scellements à base de polymères à basse température peuvent également être utilisés mais ils ne sont pas totalement hermétiques.

L'encapsulation couche mince (« Wafer Level Thin Film Package ») est aujourd'hui la technique la plus utilisée. Elle est une partie intégrante du procédé de fabrication et ne requiert pas de montée en température susceptible de détériorer le composant. Elle est constituée d'une fine couche de métal ou de diélectrique de quelques μm . Le scellement peut également être un métal mais est le plus souvent un oxyde. L'avantage majeur de ce type de boîtier c'est qu'il est faible coût puisqu'il fait partie intégrante du procédé de fabrication du MEMS.

En conclusion, l'état actuel de la recherche montre une maîtrise de plus en plus significative des paramètres influant sur la fiabilité des MEMS RF. Celle-ci est liée dans la plupart des cas au design du commutateur, aux matériaux utilisés mais aussi au procédé de fabrication. Cette maturité croissante devrait permettre de répondre à un besoin exprimé par un marché en perpétuelle évolution.

1.3. La place des MEMS RF sur le marché

1.3.1. L'évolution du marché

Les MEMS RF ont émergé vers les années 1990 à l'ouverture d'un projet sur les radars mené par la DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency autrement dit la défense américaine). En 2002, alors que la fabrication de composants BAW en grande série est lancée par Agilent et Infineon, les autres types de MEMS RF comme des commutateurs ohmiques ou capacitifs sont très attendus engendrant un pic d'inflation des attentes en 2003 (« peak of inflated expectations »). Seulement, l'incapacité de répondre à la demande de production a causé une atmosphère de frustration qui a mené à une phase de désillusion vers 2004 (« Trough of Disillusion »). A la fin de l'année 2005, le marché des MEMS RF reprend son souffle grâce aux avancées technologiques qui permettront une reprise de confiance, c'est la phase d'illumination (« slope of enlightenment »). Enfin, de 2007 à nos jours, une certaine stabilité s'est installée puisque le marché a atteint le plateau de productivité (« plateau of productivity ») illustrant la possibilité d'une commercialisation imminente. La Fig. 1.21 présente ces phases d'évolution du marché MEMS en fonction du temps [43].

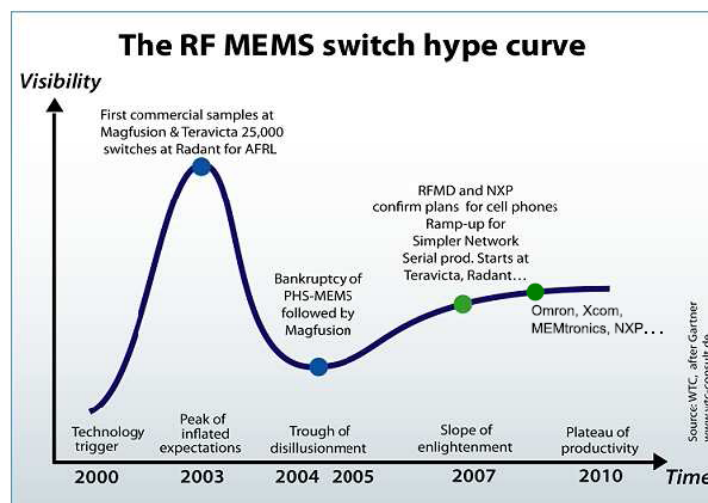


Fig 1.20 - Visibilité du marché MEMS RF en fonction du temps [43].

Des études de 2007 provenant du Yole Développement ont projeté le marché MEMS RF jusqu'en 2012 [44]. Ils y stipulent que les commutateurs MEMS vont générer jusqu'à 650 Millions de dollars de ventes en 2012 et que le marché sera principalement mené par l'industrie du téléphone portable (Fig.1.22).

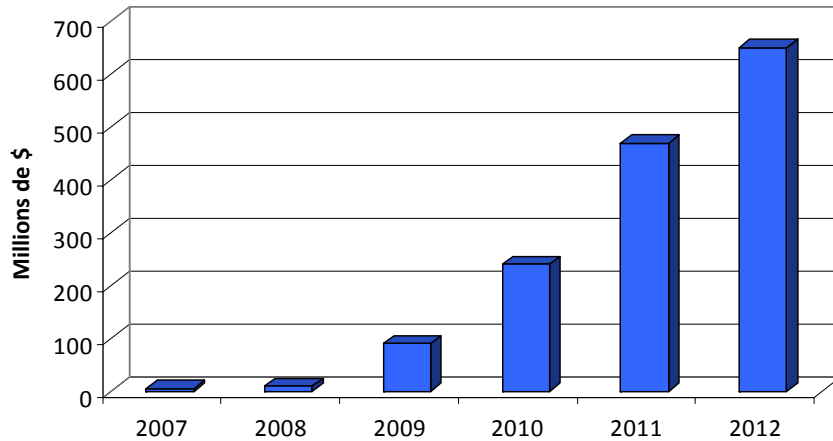


Fig 1.21 - Prévision de l'évolution du marché MEMS RF jusqu'en 2012 [44].

Même si ces chiffres sont contestables et proposent une évolution optimiste, il est évident qu'un réel engouement pour cette technologie existe. Les performances que présentent ces composants en sont la cause.

1.3.2. Performances des MEMS RF

Si les MEMS RF sont si attractifs c'est parce qu'ils présentent des performances intéressantes. A ce jour, ses concurrents directs sont les diodes PIN (Si ou AsGa), les MESFETs (AsGa), les pHEMT (AsGa), les SOI (Silicon On Isulator), les SOS (Silicon On Sapphire) ou enfin les HEMT (AsGa) qui réalisent tous des fonctions de commutation et intègrent déjà les systèmes de télécommunications. Si les MEMS RF n'ont pas pris l'ascendant sur ces composants semi-conducteurs c'est parce qu'on ne connaît toujours pas leur fiabilité à long terme même si à court terme elle est amplement suffisante ($>10^9$ cycles) pour la plus part des applications dans lesquelles ils interviennent. En 2002, dans [1] Pr. *Gabriel M. Rebeiz* avait comparé les performances des MEMS RF avec celles des diodes PIN et des Transistors FET et avait littéralement statué qu'il était «évident que les commutateurs MEMS... offrent une bien meilleure performance comparés aux commutateurs semi-conducteurs pour des applications à faible et moyenne puissance». Presque 10 ans plus tard, les performances des semi-conducteurs et des MEMS RF ont évolué et sont présentées Tableau 1.5.

Aujourd'hui les performances des semi-conducteurs ont évolué mais les MEMS RF gardent toujours un avantage majeur de performances (puissance consommée, stabilité en température, isolation, fréquence de coupure, linéarité, pertes). Il est à noter que leur point faible reste toujours la vitesse de commutation même si des avancées spectaculaires ont été effectuées dans ce domaine (voir 1.2.4).

Tableau 1.5: Comparaison des différentes technologies des meilleurs commutateurs RF sur le marché [45].

<i>Paramètres</i>	<i>Diode PIN/ varactors (Si, AsGa)</i>	<i>MESFET /HEMT(AsGa)</i>	<i>CMOS SOI/SOS</i>	<i>HEMT (GaN)</i>	<i>MEMS RF [2,3]</i>
<i>P consommée</i>	35-125 mW	15-50 μ W	70-120 μ W	12 mW	1 nW
<i>Temps commutation</i>	1-20 ns	0.5-15 ns	15 ns/3 μ s	20 ns	<5 μ s
<i>Temps de stabilisation</i>	1-10 μ s	1-200 μ s	20 ns/9 μ s	<200 μ s	<200 μ s
<i>Stabilité en température</i>	+	+	+	+	++
<i>C_{off} ou C_{up}</i>	20 fF	150 fF	90/250 fF	170 fF	5 fF
^a <i>Résistance série R_s</i>	1-4 Ω	-	-	-	0.1-2 Ω
^a <i>C_r</i>	3-10	-	-	-	2 <Cr<100
<i>Fréq. de coupure</i>	2.8 THz	710 GHz	630 GHz	600 GHz	20-60 THz
<i>Isolation (1-10 GHz)</i>	Forte	Moyenne	Moyenne	Moyenne	Très forte
<i>Isolation (10-50 GHz)</i>	Moyenne	Faible	Faible	Faible	Forte
<i>Isolation (50-100 GHz)</i>	Faible	Inexistante	Inexistante	Inex.	Moyenne
<i>Tenue en puissance (conditions)</i>	2 W-50 W (pour f <6 GHz)	0.2/1W -	7/2 W -	10 W -	10 W (à froid) 1W (à chaud)
^b <i>IP1</i>	30 dBm	30 dBm	33 dBm	30 dBm	>35 dBm
<i>IP3</i>	43 dBm	43/48 dBm	73/56 dBm	60 dBm	65 dBm (Δ f=1 MHz)

^a pour des capacités MEMS ou diodes varactors

^b pour des dispositifs 50 Ω

1.3.3. Applications

Au vue des performances énoncées précédemment, les MEMS RF peuvent améliorer significativement les systèmes de télécommunication. A l'heure actuelle, ils pourraient intégrer les systèmes électroniques de 6 domaines d'activités qui sont :

- **Les équipements de test automatisés** (ATE : Automated Test Equipment) : Ce sont des appareils qui servent à mesurer les composants semi-conducteurs de manière automatisée. Ici, le rôle des commutateurs MEMS est de remplacer les conventionnels relais mécaniques (SPNT) déjà utilisés.
- **La téléphonie mobile** : Ce domaine présente un intérêt fort pour les MEMS RF puisqu'ils pourraient intégrer des commutateurs de systèmes émission-réception,

des filtres accordables, des adaptateurs d'impédance...etc. Aujourd'hui, TDK-EPCOS, WiSpry, Cavendish Kinetics et DelfMEMS développent des commutateurs MEMS pour déphaseurs ou réseaux d'adaptation agiles pour téléphones portables.

- **Les applications automobiles** : Il serait possible d'intégrer des MEMS RF dans des déphaseurs pour des réseaux d'antennes ou des radars longue portée destinés aux applications automobiles. Cependant, la technologie SiGe domine le marché de 2006 à 2012 avec la 3ème génération des d' ACC à 77 GHz (Adaptative Cruise Control) et ne laisse pas de place à la technologie MEMS pour le moment.
- **Les applications satellitaires** : Les satellites tendent à évoluer vers de plus hautes fréquences et à augmenter leur intégration et leurs performances. Par conséquent, il y a un besoin pour de larges réseaux de commutations (SPNT), des oscillateurs contrôlés en tension ou des antennes accordables qui pourraient être à base de MEMS RF.
- **Les applications militaires** : La défense a historiquement conduit au développement des MEMS RF (en particulier aux Etats-Unis) et le font toujours. Leur principal besoin en MEMS RF serait pour des réseaux d'antennes reconfigurables (radio multi-bandes, communications de données et communications satellites) et les radars.
- **Les infrastructures de télécommunication** : Les stations de base se doivent de servir différents marchés, différentes bandes de fréquences, différents standards... En effet, les concepteurs de systèmes sont confrontés au besoin de servir un large panel de solutions afin de suivre les stratégies d'évolution des opérateurs. C'est pourquoi une station de base reconfigurable pouvant fournir plusieurs bandes de fréquence est nécessaire. L'agilité de ces systèmes pourrait être garantie par les MEMS RF pour les raisons évoquées précédemment.

Ainsi, dans chacun de ces domaines, les MEMS RF font partie d'un composant ayant une fonction bien particulière. En effet, ils peuvent intégrer des réseaux de commutation (SPNT), des filtres accordables, des adaptateurs d'impédance et enfin des déphaseurs.

1.3.3.a. Les réseaux de commutation

Les commutateurs à une entrée et N sorties (SPNT pour « Single Pole N Through ») sont souvent utilisés dans les chaînes d'émission-réception pour la sélection de canaux de fréquence. Cela permet de structurer l'architecture en parallèle et d'avoir

plusieurs applications sur le même appareil. Par exemple, sur un téléphone portable, il existe un canal pour le Bluetooth, le Wifi, la TV et autre et un SPNT qui permet de sélectionner le canal correspondant à une de ces applications lorsqu'il est utilisé.

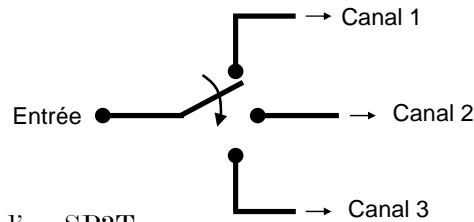


Fig 1.22 - Exemple d'un SP3T.

A l'heure actuelle, ces appareils sont intégrés en technologie semi-conducteur. Au vue des performances RF énoncées précédemment, les MEMS pourraient améliorer la compacité, les pertes, la linéarité et l'isolation de ces réseaux de commutation tout en consommant très peu de puissance.

1.3.3.b. Les adaptateurs d'impédances accordables

Les adaptateurs d'impédances sont des dispositifs permettant d'optimiser le transfert de puissance de l'entrée vers la sortie d'un système. La plupart du temps, ils sont utilisés en entrée et en sortie d'un amplificateur pour optimiser au maximum son rendement et limiter la puissance consommée mais ils peuvent aussi servir à adapter une antenne.

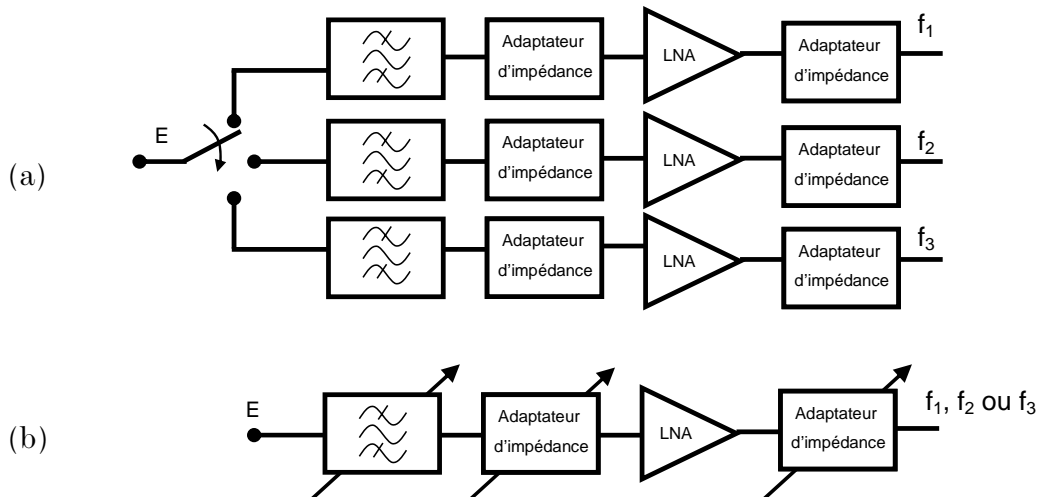


Fig 1.23 - Exemple de (a) configuration actuelle de sélection des canaux aux fréquences f_1 , f_2 et f_3 et (b) réduction future de la taille des systèmes par l'intégration des filtres accordables et adaptateurs d'impédances accordables.

Aujourd'hui, les adaptations se font à une fréquence fixe (pour un canal) permettant à l'amplificateur de ne travailler que sur une bande étroite. Plus tard, il serait alors envisagé d'intégrer des adaptateurs d'impédances accordables pour que l'amplificateur puisse travailler sur une plus large bande de fréquence ce qui

permettrait de les introduire à la suite d'un filtre accordable (Fig. 1.19). Les composants MEMS sont là encore sollicités pour cette application.

1.3.3.c. Les déphaseurs

Les déphaseurs sont des composants passifs qui idéalement transmettent un signal sans pertes et le déphase d'une certaine quantité. La valeur du déphasage est contrôlée par une commande. Actuellement, les déphaseurs utilisent des composants semi-conducteurs qui ont tendance à engendrer beaucoup de pertes. Ils sont positionnés devant les antennes afin de réaliser du pointage électronique. Aujourd'hui les composants MEMS pourraient réduire les pertes de ces dispositifs en les intégrant.

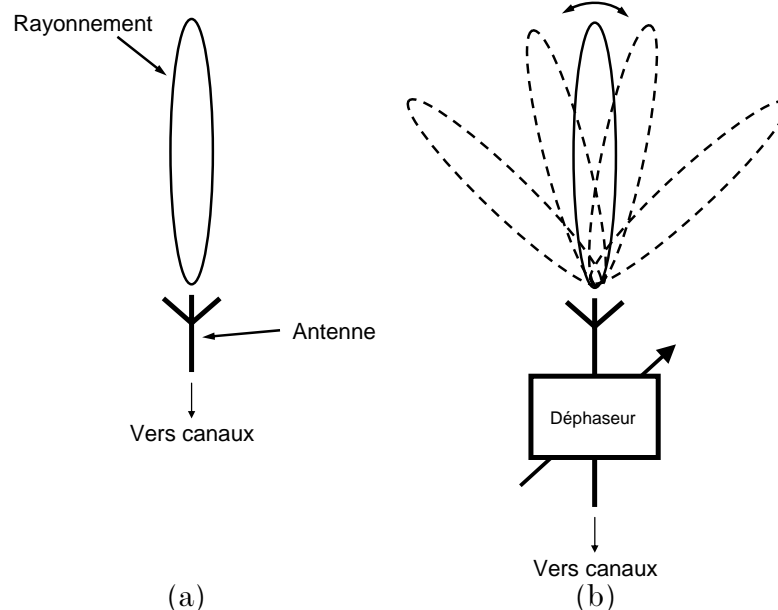


Fig 1.24 - Diagramme de rayonnement d'une antenne (a) sans et (b) avec déphaseur accordable.

1.3.3.d. Les filtres accordables

Les filtres accordables sont des composants qui voient leur fréquence de résonance se décaler lorsqu'on leur applique une commande spécifique. Ainsi, ils peuvent sélectionner ou rejeter la fréquence désirée. Ces dispositifs ont pour conséquence la suppression de canaux de sélection et la réduction de la taille des systèmes de télécommunication. Aujourd'hui, les filtres accordables utilisent des diodes varactors ou des capacités commutées en semi-conducteurs pour rendre « agile » leur fréquence de résonance. Cependant, elles consomment beaucoup de puissance et engendrent beaucoup de pertes. C'est pourquoi les filtres accordables ne sont pas très présents dans les systèmes actuels. Les MEMS RF sont vue comme une solution pour ce type de dispositif.

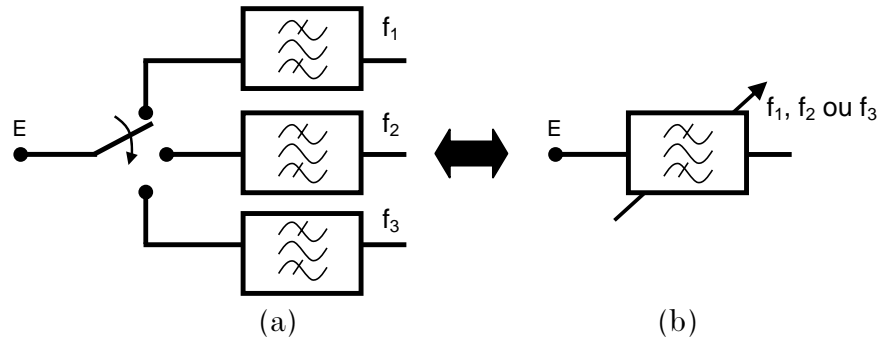


Fig 1.25 - (a) configuration actuelle de sélection des filtres aux fréquences de résonance f_1 , f_2 et f_3 et (b) réduction future de la taille des systèmes par l'intégration des filtres accordables.

Dans la suite de ce manuscrit, nous nous intéresserons plus particulièrement à ce composant puisqu'il fera l'objet d'études dans les chapitres suivants.

2. Les filtres accordables à MEMS RF

2.1. Contexte

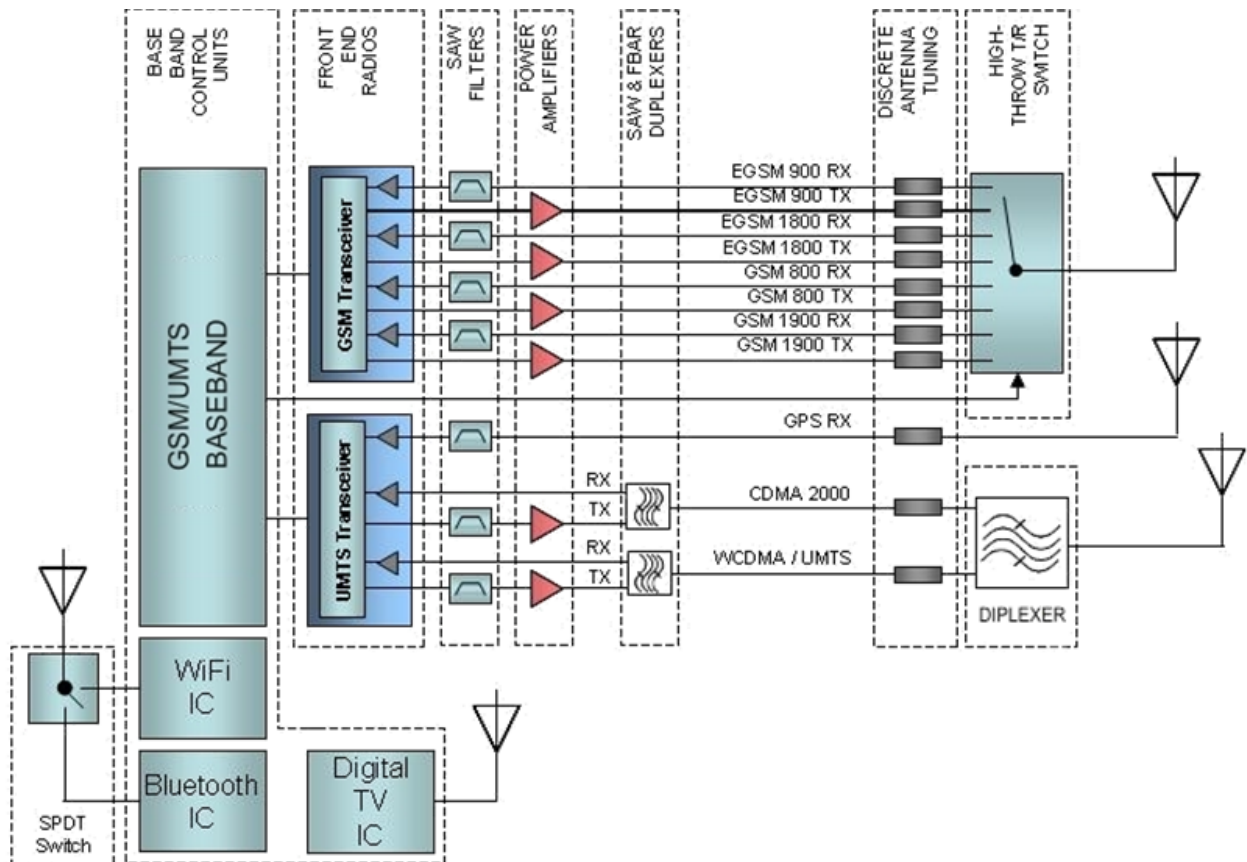


Fig 1.26 - Architecture d'une fin de chaîne de téléphone mobile comportant 9 filtres ou duplexeurs fixes.

La tendance adoptée aujourd'hui par les systèmes de télécommunication sans fil est la conception d'appareils multi-bandes, multi-modes avec un nombre de fonctionnalités toujours plus importants. En même temps, les systèmes se doivent d'évoluer vers des architectures toujours plus performantes, plus petites, plus légères et moins onéreuses. La Fig. 1.23 montre la fin de chaîne d'un téléphone portable pour la communication mobile (GSM, CDMA) et la réception de données. Cette puce de silicium comporte 7 canaux comportant chacun un filtre fixe ou un duplexeur pouvant être soit de type SAW (Surface Acoustic Wave) ou de type BAW (Bulk Acoustic Wave). Le canal utilisé est sélectionné par des réseaux de commutateurs RF de type semi-conducteurs.

Typiquement, les éléments passifs sur un téléphone portable, occupent 65 à 80% de la surface de la puce. Dans le but de réduire la taille, le poids et la complexité de ces systèmes multicanaux, les systémiers ont pensé à intégrer des composants agiles comme par exemple des filtres ou duplexeurs accordables. Ainsi, on peut voir Fig.1.24 que la taille, la complexité et le poids de l'architecture présentée Fig. 1.23 seraient considérablement réduits.

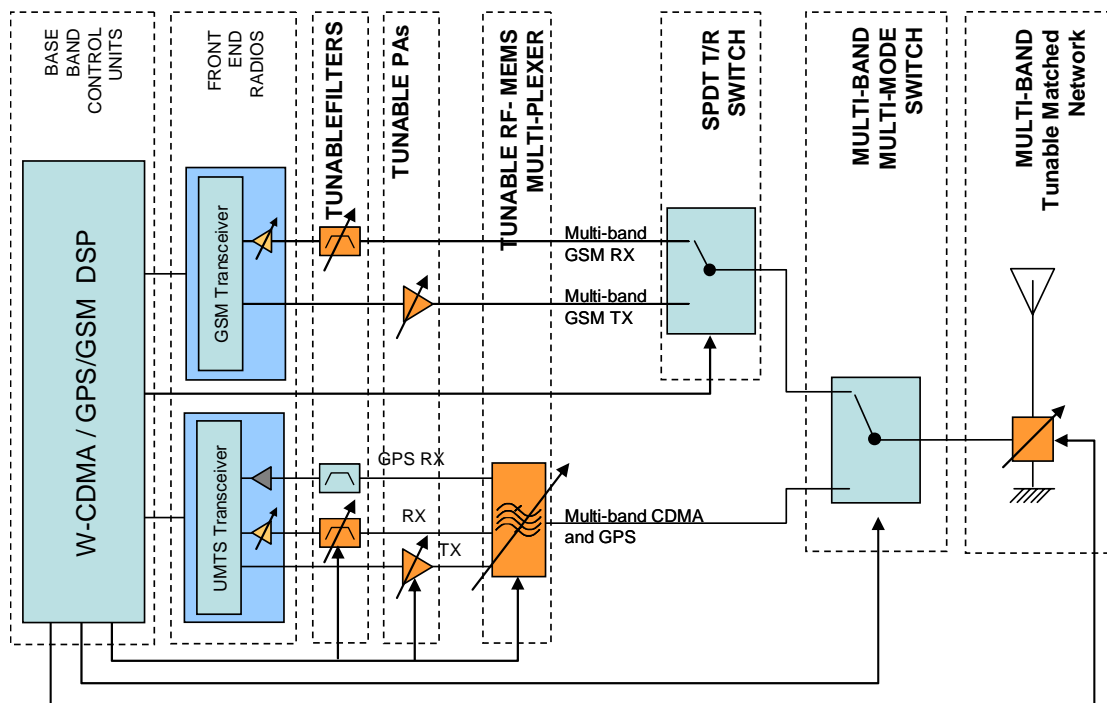


Fig 1.27 - La même fin de chaîne de téléphone mobile intégrant seulement deux filtres accordables [46].

2.2. Les différentes technologies de filtres accordables

Les filtres sont rendus accordables lorsqu'on leur ajoute un composant de type capacité ou inductance variable respectivement dans la zone capacitive ou inductive de chaque résonateur le constituant. Leur choix est d'une grande importance puisqu'ils agissent également sur les performances du filtre. Différentes technologies peuvent alors être utilisées :

- **Les diodes Schottky** se classent dans la catégorie des capacités variables. Elles ont pour avantage de consommer très peu. En revanche, elles ne possèdent pas une bonne tenue en puissance et génèrent beaucoup de distorsions. [47]
- **Les varactors ferroélectriques** sont des capacités qui ont pour propriété de changer leur permittivité relative sans consommer de puissance lorsqu'on leur applique une différence de potentiel. Seulement, elles possèdent un facteur de qualité relativement bas à 1-10GHz, sont sensibles à la température et peuvent créer des distorsions en grand signal. [48]
- **Les filtres YIG (Yttrium-Iron-Garnit)** sont constitués d'une bille qui résonne à des fréquences différentes selon le champ magnétique qui lui est appliqué. Ils possèdent de très bonnes performances (Très large bande d'accord, très peu de pertes) mais consomment beaucoup de courant (0.3-3 A). Ils ont également besoin d'être à température constante, requièrent un aimant qui est assez lourd et sont difficiles d'intégration. [49]
- **Les diodes PIN** peuvent avoir la fonction de commutateur capacitif si on leur ajoute une capacité fixe en série. Elles sont intéressantes pour leur forte tenue en puissance et leur faible sensibilité en température. En revanche, elles consomment beaucoup de puissance et sont limitées en fréquence car leur facteur de qualité diminue fortement avec celle-ci. [50]
- **Les MEMS RF** de type capacitifs, ou ohmiques en série avec une capacité fixe peuvent également être utilisés. Comme présenté précédemment, ils possèdent un bon facteur de qualité, ne consomment pas de puissance, ont un bon rapport capacitif et possèdent une bonne linéarité. Leur principal inconvénient est leur vitesse de commutation. C'est cette technologie que nous retiendrons dans ce manuscrit.

Tableau 1.6: Comparaison des différents composants accordables intégrant des filtres reconfigurables [51].

	YIG	BST (ferroélectrique)	Diode Schottky	Diode PIN	MEMS RF
Q	500-2000	30-150	30-150	$R_s = 1 \Omega$	50-400 ^a
Plage d'accord	2-18 GHz	Cr=2-3	Cr=3-5	Haute	Cr=2-100
Vitesse de commut.	ms	ns	ns	ns	μ s
Linéarité (IP3) ^c	20 dBm	10-35 dBm ^b	10-35 dBm ^b	> 33 dBm	>60
Tenue en Puissance ^c	50-200 mW	10-100 mW	10-100 mW	Haute	0.1-1 W
Consommation	0.5-5 W	0	0	20-30 mA	0
Sensibilité en temp.	Fort	Fort	Faible	Faible	Faible
Intégration	3D	2D	2D	2D	2D
Coût	Elevé	Bas	Bas	Bas	Bas ^d

^a Q applicable de 0.1-100 GHz

^b peut être amélioré avec des configurations 3x1

^c Tenue en puissance et la linéarité pour des filtres accordables (différent d'un environnement 50 Ω)

^d Potentiellement faible coût pour des productions de masse

2.3. Etat de l'art des filtres accordables à MEMS RF

En filtrage, il existe deux types de configurations : les filtres planaires (microruban ou coplanaires) et les filtres volumiques. Les filtres planaires ont pour avantage d'être très compacts, facilement reconfigurables (en fréquence, en bande...) et sont compatibles avec la technologie MMIC. Les filtres volumiques quant à eux, prennent plus de place et sont plus difficilement reconfigurables mais permettent d'obtenir des facteurs de qualité à vide plus élevés et ont une bonne tenue en puissance. Afin de les rendre accordables, l'implémentation de composants MEMS RF est souvent appréciée puisqu'ils exhibent de meilleures performances au-delà d'1 GHz. Dans cette partie, il est présenté l'état de l'art des filtres passe-bande à MEMS RF.

2.3.1. Les filtres accordables planaires à MEMS RF

Le filtre à MEMS rassemblant à la fois meilleures performances et petite taille et constituant la référence actuelle est le filtre développé par l'**université de San Diego** dans [52]. Il s'agit de deux résonateurs quart d'onde sur un substrat d'alumine de permittivité 9.9 avec un couplage à méandres afin d'obtenir une bande absolue

constante sur toute la bande d'accord. Les composants MEMS sont intégrés en technologie MMIC.

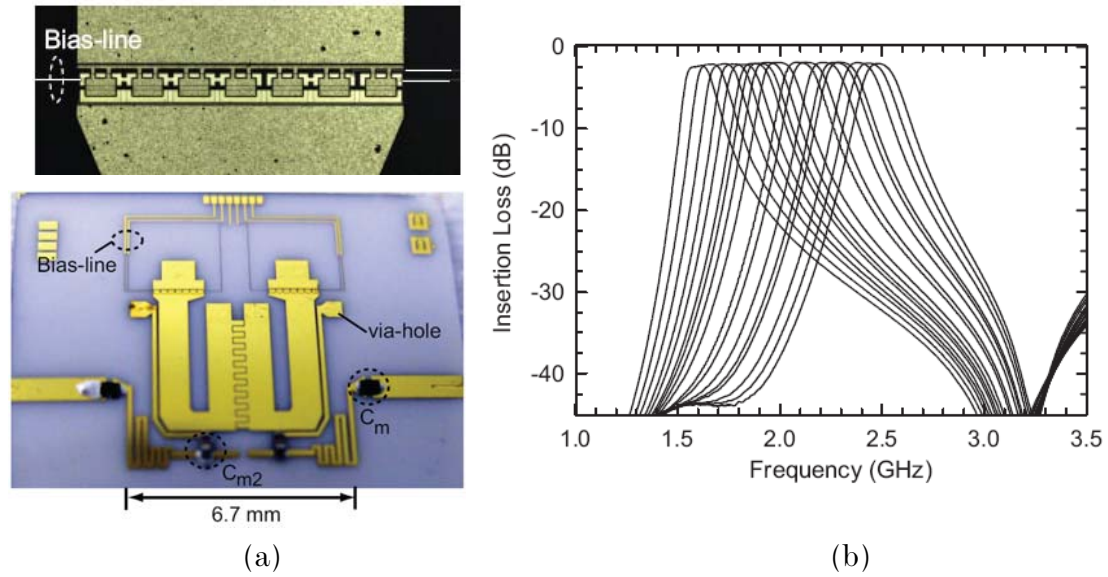


Fig 1.28 - (a) Photographie du filtre planaire 2 pôles de UCSD avec son réseau de capacités MEMS et (b) paramètres de transmission mesurés.

Les résultats montrent une bande d'accord de 1.5-2.5 GHz et des pertes d'insertions de 1.9-2.2 GHz et une bande d'accord de 115 +/- 10 MHz. Un IP_1 de 25 dBm et un IP_3 meilleur que 35 dBm ont été mesurés pour $\Delta f > 100$ kHz.

Un autre filtre 2 pôles à la fois compact et exhibant de bonne performances est celui développé par **Xlim** [53]. Il est constitué de deux résonateurs quart d'onde sur un substrat d'alumine avec un couplage mixte permettant d'obtenir une bande passante constante en fonction de la fréquence. Les composants accordables sont des matrices MEMS intégrées en technologie hybride. Elles permettent d'obtenir une meilleure linéarité en puissance.

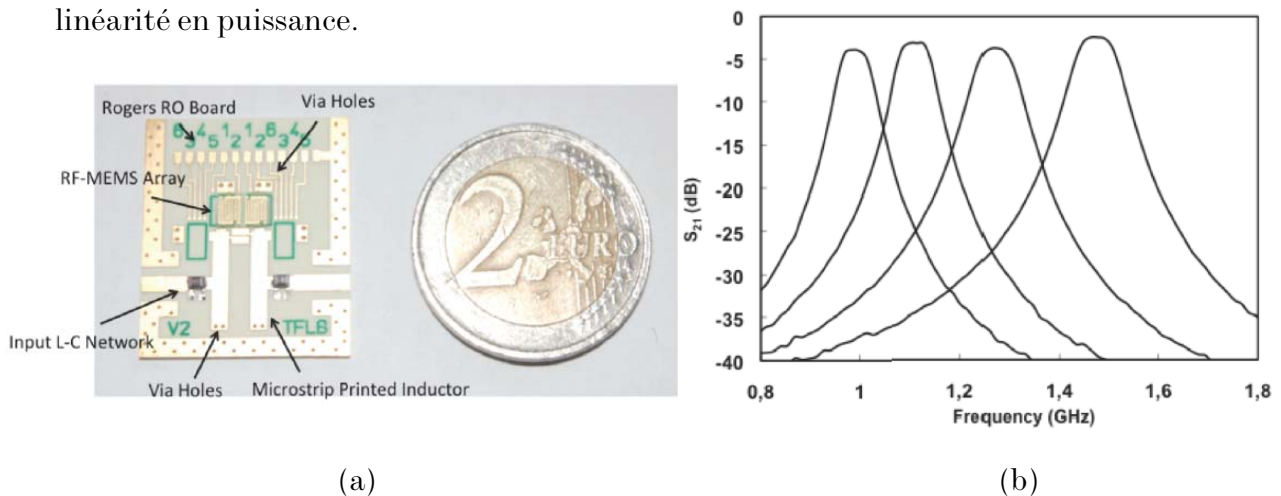


Fig 1.29 - (a) Photographie du filtre planaire 2 poles d'Xlim et (b) paramètres de transmission mesurés.

Il a été mesuré une bande d'accord de 0.9-1.5GHz et des pertes d'insertion comprises entre 2.5 et 3.5 dB. Le point de compression à 1-dB (IP_1) a été mesuré à 32.5 dBm et constitue l'état de l'art actuellement.

Récemment, l'**université du Texas (A&M)** a également démontré un filtre accordable deux pôles en technologie SIW (Surface Integrated Waveguide) implémenté sur un substrat Duroid [54] (Fig. 1.27).

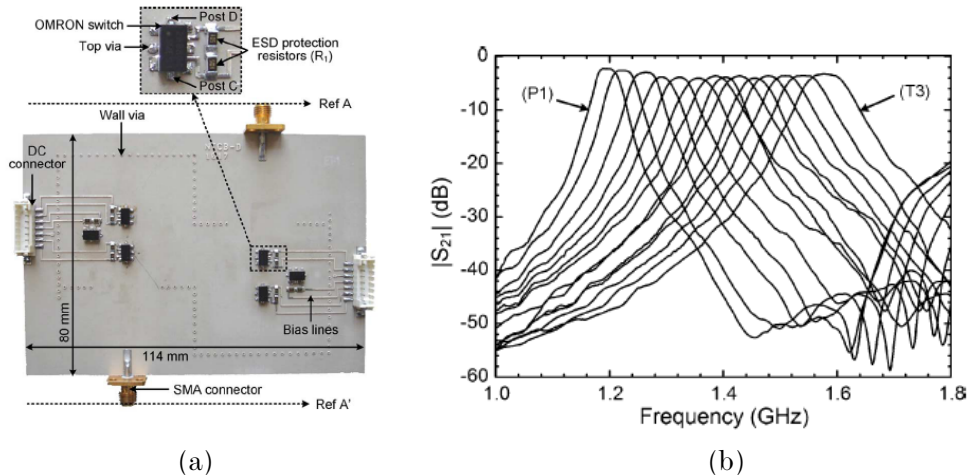


Fig 1.30 - (a) Photographie du filtre SIW, 2 pôles de l'université A&M et (b) paramètres de transmission mesurés.

Ce type de configuration propose de faire varier la fréquence de résonance du mode fondamental en y ajoutant de façon hybride, des MEMS ohmiques déjà commercialisés (Omron). Le couplage inter-résonateur est purement magnétique et a été optimisé pour obtenir une bande fractionnaire constante sur toute la bande d'accord.

Les résultats ont montré une bande d'accord 1.2 à 1.6 GHz avec une bande fractionnaire de 3.7 ± 0.5 %. Les pertes d'insertions sont comprises entre 2.2 et 4.1 dB ce qui a permis d'extraire le facteur de qualité à vide qui est de 93-132. Il s'agit à ce jour de l'une des premières cavités SIW à base de MEMS RF exhibant ces performances.

2.3.2. Les filtres accordables volumiques à MEMS RF

L'**université de Waterloo** a été le précurseur de ce concept. Leur idée a été d'introduire un composant MEMS en forme de plateau à actionnement thermique qui vient modifier les champs d'un résonateur diélectrique au fur et à mesure qu'il s'approche de celui-ci, engendrant un décalage fréquentiel [55] (Figure 1.29). Les résultats montrent une bande d'accord de 15.6-16 GHz et un facteur de qualité à vide allant respectivement de 1600 à 420.

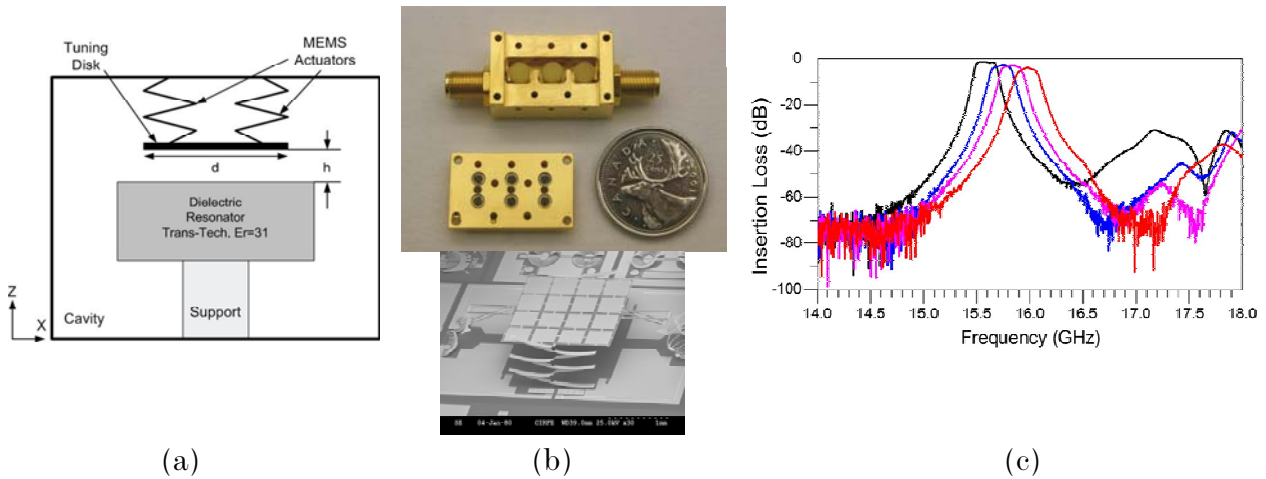


Fig 1.31 - (a) Vue en coupe du résonateur de l'Université de Waterloo, (b) photographie du filtre accordable 3 pôles et de son MEMS et (c) paramètres de transmission mesurés.

L'université de San Diego a ensuite proposé un filtre 2 pôles à cavités évanescentes dans lesquelles il a été introduit un substrat faibles pertes sur lequel ont été fabriquées plusieurs capacités commutées MEMS à actionnement électrostatique [56] (pas de consommation de puissance) (Fig. 1. 30).

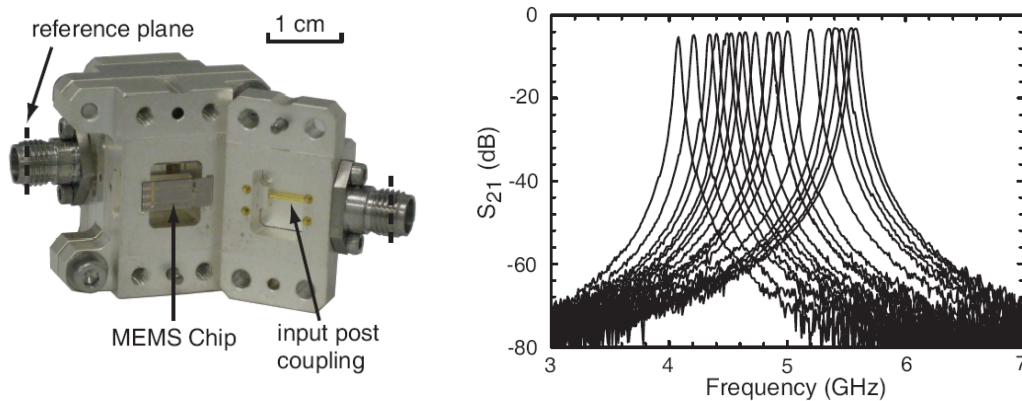


Fig 1.32 - Photographie et paramètres S mesurés du filtre accordable volumique de UCSD

Les capacités MEMS ont alors été judicieusement positionnées dans la zone capacitive du résonateur afin d'obtenir un fort décalage fréquentiel. Les résultats exhibent une bande d'accord de 4 à 5.6 GHz et un facteur de qualité à vide variant de 300 à 500.

L'université de Purdue a également conçu un filtre volumique accordable 2 pôles [57]. Leur idée a été de constituer des membranes MEMS de grande taille, à actionnement électrostatique, destinées à constituer le mur de chaque cavité (Fig. 1. 31). Ce filtre accordable a démontré une bande d'accord allant de 3.04 à 4.71 GHz et un facteur de qualité à vide allant de 450 à 525 ce qui constitue à ce jour la meilleure performance en terme de compromis entre la bande d'accord et la facteur de qualité à vide.

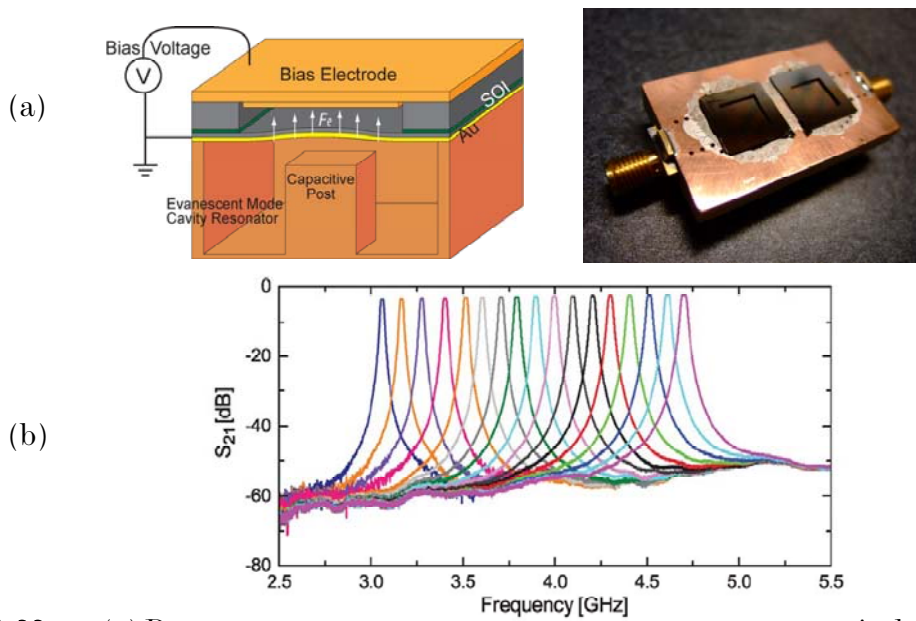


Fig 1.33 - (a) Représentation graphique d'une cavité avec photographie du filtre développé par Purdue et (b) paramètres S mesurés.

Enfin, récemment, l'**université de Waterloo** a présenté une nouvelle version d'un filtre accordable volumique 2 pôles [58] (Fig. 1.32). Cette fois-ci, ils ont intégré un commutateur MEMS de type ohmique à actionnement électrostatique qui sert à rallonger la longueur d'un stub perturbant les champs au centre d'un résonateur diélectrique en forme d'anneau (Fig. 1.28). Les résultats exhibent un facteur de qualité à vide allant de 500 à 1200 sur la bande 4.65-4.82 GHz.

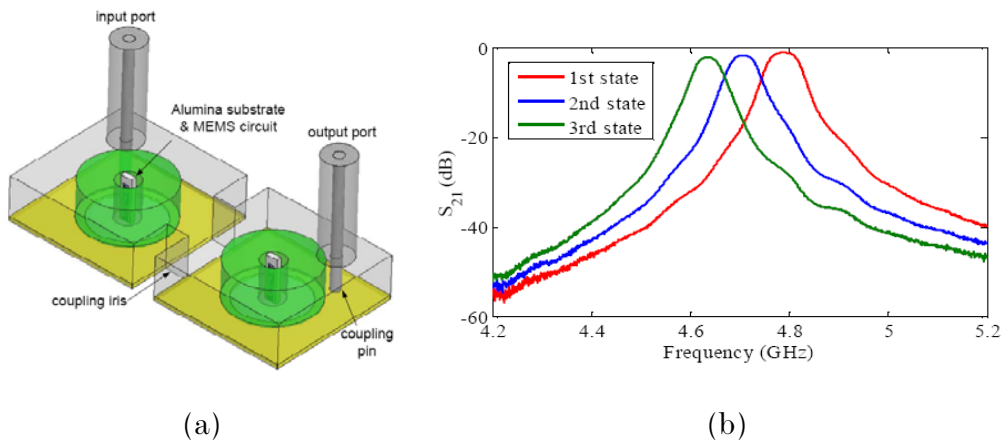


Fig 1.34 - (a) Design du filtre accordable 2 poles de Waterloo et (b) paramètres S mesurés.

2.3.3. Bilan de l'état de l'art sur les filtres accordables

Les filtres accordables à base de MEMS RF montrent des performances intéressantes (fort facteur de qualité à vide et large bande d'accord). En technologie planaire, ils présentent un facteur de qualité à vide plus faible mais possèdent des degrés de liberté

plus grands comparés aux filtres volumiques, notamment sur la maîtrise de la largeur de bande et des zéros de transmission. La conception d'un filtre 3D sur un substrat pourrait être un compromis entre performances et liberté d'agilité.

3. Conclusion

Les dispositifs MEMS RF ont fait un pas gigantesque vers une meilleure tenue en puissance, un temps de commutation toujours plus court et une meilleure fiabilité, durant ces dernières années. Si de nombreux groupes de recherche et de nombreuses entreprises se sont penchés sur le problème c'est parce que ces composants offrent de très bonnes performances comparées aux technologies utilisées actuellement tout en restant dans un coût de production similaire aux semi-conducteurs. Aujourd'hui, quelques entreprises commencent la commercialisation avec beaucoup plus d'assurance qu'en 2003 (Omron, RadantMEMS) et amènent à penser que l'intégration de tels composants dans les téléphones portables est proche, notamment au vue des avancées effectuées par TDK-Epcos, Cavendish Kinetics ou encore Wispry.

D'autre part, la multiplication des fonctionnalités des appareils de télécommunications rend les systèmes plus complexes, plus lourds et plus coûteux ce qui pousse les systémiers à intégrer des composants reconfigurables. Le challenge est de rendre agile des dispositifs sans pour autant dégrader leurs performances. C'est alors qu'un réel besoin en MEMS RF se fait sentir poussant les organismes de recherche et les entreprises à observer les performances possibles de déphaseurs à MEMS, réseaux d'adaptation à MEMS ou de filtres accordables à MEMS par exemple.

Dans le cadre de ce manuscrit il sera évoqué la réalisation de commutateurs MEMS miniatures à contact métallique puis la conception de filtres 3D et planaires à base de capacités commutées MEMS ou de diodes varactor.

Chapitre 2

Réseaux de Commutateurs MEMS Miniatures pour des Applications RF

1. Contexte de l'étude

Les commutateurs ohmiques MEMS font l'objet d'énormément d'attentions de la part des systémiers. En effet, des dispositifs tels que les réseaux de commutation SPNT pourraient être intégrés par ces composants [65] et bénéficier d'une meilleure isolation, de moins de pertes, peu de consommation de puissance, d'une bonne linéarité et dans certains cas, d'une meilleure fiabilité par rapport aux relais mécaniques actuels. Néanmoins, si les MEMS RF à contact métallique ne sont toujours pas intégrés dans de tels dispositifs c'est parce qu'ils nécessitent l'amélioration de leur tenue en puissance, de leur rendement de fabrication et de leur répétabilité. Un des objectifs de ce chapitre est de proposer une approche nouvelle pour diminuer ces problèmes.

Aujourd'hui, la réalisation de commutateurs MEMS RF de type ohmique passe par la conception de structures mécaniques aux forces de contact et de rappel élevées comme sur les designs d'Omron [2], UCSD [10, 60, 61], RFMD [7], RadantMEMS [3] ou Xlim [4] afin de réduire la résistance de contact qui nécessite une force importante lors de l'utilisation de matériaux durs comme le Ruthénium ou le Rhodium [62]. Seulement, la fabrication de commutateurs de grande taille (150-300 μm) rend les structures mécaniques plus sensibles aux variations des paramètres de fabrication. D'autre part, la réalisation de commutateurs ayant une force de contact élevée peut parfois engendrer la détérioration des matériaux et provoquer une augmentation de la résistance de contact.

Un nouveau concept de MEMS RF à contact métallique est présenté dans ce chapitre s'inspirant à la fois du succès des MEMS miniatures [19, 33-35] et de travaux réalisés dans [12]. Plutôt que de créer un commutateur ohmique de grande taille, l'idée est de concevoir un réseau de NxM MEMS RF miniatures indépendants ayant une faible force de contact. On obtient alors un réseau de composants peu sensibles aux contraintes de

fabrication (grâce aux MEMS de petite taille) et ayant une force de contact équivalente à 250-500 μN (force de contact standard pour un commutateur ohmique) mais répartie à plusieurs endroits sur le réseau. Ainsi, la détérioration du plot de contact après cyclage devrait être réduite. Ce travail a été réalisé à UCSD (Université de Californie à San Diego) dans le cadre d'un échange avec le laboratoire Xlim.

2. Design du commutateur miniature

Le design de commutateurs MEMS RF passe par la prise en compte de plusieurs paramètres électromécaniques propres au composant qui doivent satisfaire des spécifications. En général, le cahier des charges préconise un MEMS RF insensible aux perturbations, fiable, avec une bonne isolation et de faibles pertes d'insertion. Pour cela, la poutre doit supporter les contraintes mécaniques de fabrication et des variations de température, avoir une force de contact importante, une faible tension d'actionnement, une faible capacité C_{off} et une force de rappel suffisante pour éviter les phénomènes d'adhérence. Par conséquent, l'idée a été de reprendre une structure cantilever déjà existante [11] et de réduire au maximum ses dimensions. Il s'en suit une optimisation de l'épaisseur, du gap, des ancrages et de l'électrode d'actionnement sous Coventor™ [63] afin de respecter au mieux les spécifications énoncées précédemment. La Fig. 2.1 présente les dimensions du commutateur miniature optimisé.

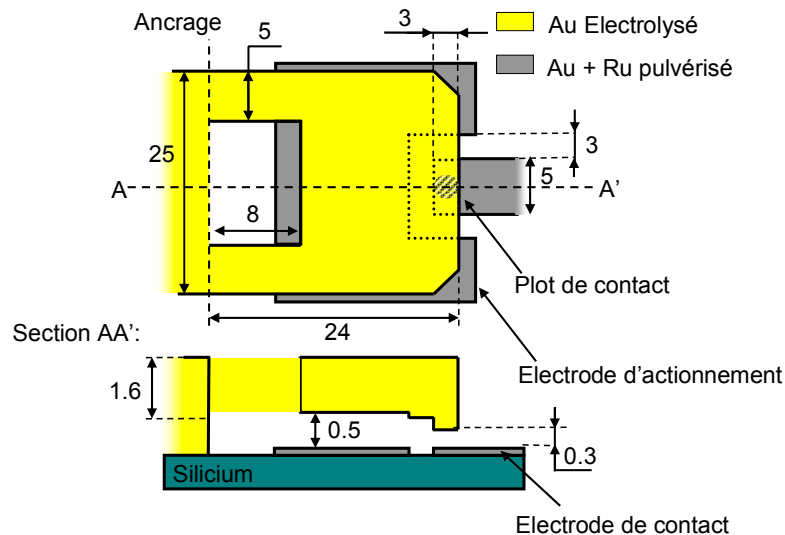


Fig 2.1 - Vue de dessus et en coupe du commutateur miniature MEMS (dimensions en μm)

Il s'agit d'une structure cantilever de $25 \times 24 \mu\text{m}^2$ qui est séparé de l'électrode d'actionnement par un gap de $0.5 \mu\text{m}$. Un plot de $0.2 \mu\text{m}$ a été conçu en bout de poutre pour isoler la membrane de l'électrode d'actionnement lorsque le commutateur est à l'état bas. Le cantilever utilise deux ancrages de $5 \mu\text{m}$ de large permettant d'obtenir une poutre beaucoup épaisse pour la même constante de raideur qu'un cantilever classique.

Ainsi, la structure se veut plus robuste ce qui repousse la tension de claquage (contact entre la poutre et l'électrode d'actionnement) à 80 V alors que la tension d'abaissement n'est que de 35 V.

La force électrostatique et la force de rappel sont définies par

$$F_e \propto \frac{A.V^2}{g^2} \quad (1)$$

$$F_r = k.\Delta x \quad (2)$$

Avec A la surface de l'électrode d'actionnement en regard avec la poutre, V est la tension appliquée, g est le gap, k est la constante de raideur proportionnelle à la largeur de la poutre et Δx est la distance parcourue par le point de contact par rapport à son état initial (non actionné). Dans le cas présent, les dimensions de la poutre étant considérablement réduites, la surface A et la constante de raideur k deviennent plus petites engendrant une force électrostatique et une force de rappel plus faibles que pour un MEMS de taille standard. Ainsi, la force de contact (et donc la résistance R_{on}) en est directement affectée. En effet, lorsqu'il y a un actionnement séparé comme c'est le cas pour les commutateurs de type ohmique, la force électrostatique et la force de rappel sont liées à la force de contact (F_c) par la relation

$$F_c = a.F_e - F_r \quad (3)$$

Avec a un coefficient compris entre 0 et 1 traduisant le transfert d'énergie entre F_e et F_c . Afin d'obtenir la meilleure force de contact possible, l'électrode d'actionnement a été positionnée de façon à entourer la zone de contact. La Fig. 2.2 montre l'évolution de F_c en fonction de F_e lorsque l'électrode d'actionnement entoure, et n'entoure pas la région de contact. Il en résulte un transfert de 64% et 45% respectivement montrant l'efficacité de ce design.

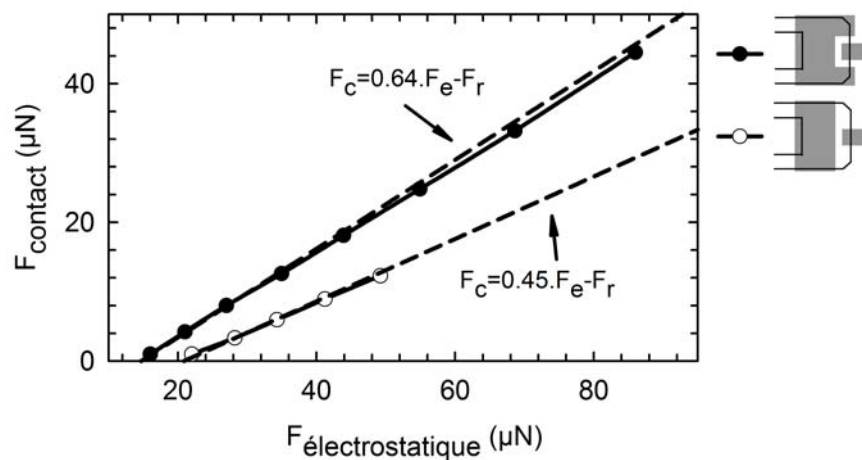


Fig 2.2 - Force de contact en fonction de la force électrostatique du MEMS miniature pour différents types d'électrodes d'actionnement simulé sur Coventor™ [63]

Bien que les commutateurs MEMS miniatures présentent une faible force de contact, ils possèdent des caractéristiques intéressantes. Premièrement, ils sont beaucoup moins sensibles aux contraintes de fabrication. La déflexion Δz d'un cantilever est donnée par [1]

$$\Delta z = \frac{\Delta\sigma_z L^2}{2E_b} \quad (4)$$

$$\Delta z = \frac{3(\sigma_2 - \sigma_1)L^2}{4t.E_b} \left[1 - \frac{(t_1 - t_2)^2}{t^2} \right] \quad (5)$$

(4) est valable pour une poutre uniforme ayant un gradient de contrainte $\Delta\sigma_z$ en MPa/ μm , (5) est valable pour une poutre bi-couches d'épaisseur t_1 et t_2 et de contrainte résiduelle σ_1 et σ_2 , L est la longueur de la poutre, $E_b = E/(1-\nu)$ est le module d'Young biaxial de l'or électrolysé ($E=40$ et $\nu= 0.44$) et t est l'épaisseur totale. Ainsi, la déformation d'une poutre subissant un gradient de contrainte étant proportionnelle à L^2 , la réduction des dimensions provoque une diminution de la sensibilité aux contraintes de fabrication ce qui améliore la reproductibilité des composant sur un même wafer. La Fig. 2.3 présente la déflexion du bout du cantilever miniature simulé sur CoventorTM [63] en fonction du gradient de contrainte et son effet sur la tension d'actionnement.

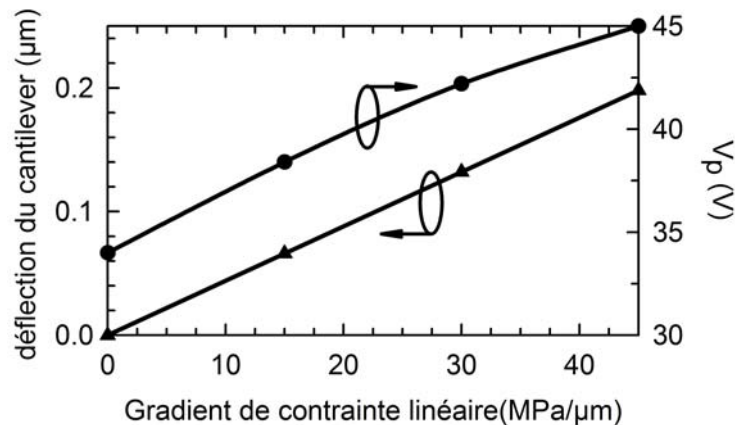


Fig 2.3 - Déflexion du bout du cantilever et tension d'actionnement en fonction du gradient de contrainte dans la couche métallique d'or.

On observe une déflexion de seulement 0.1 à 0.2 μm et un décalage de la tension d'actionnement de 6 à 10 V pour $\Delta\sigma_z$ allant respectivement de 25 à 45 MPa/ μm . Ces valeurs de contraintes sont considérées comme très grandes même pour des poutres de faibles épaisseurs. La Fig. 2.4 présente les forces de contact et de rappel en fonction de la tension appliquée pour $\Delta\sigma_z=0$ MPa/ μm et 45 MPa/ μm . Le commutateur peut travailler aussi bien sous ces deux conditions mais un décalage de la tension d'actionnement sera observé.

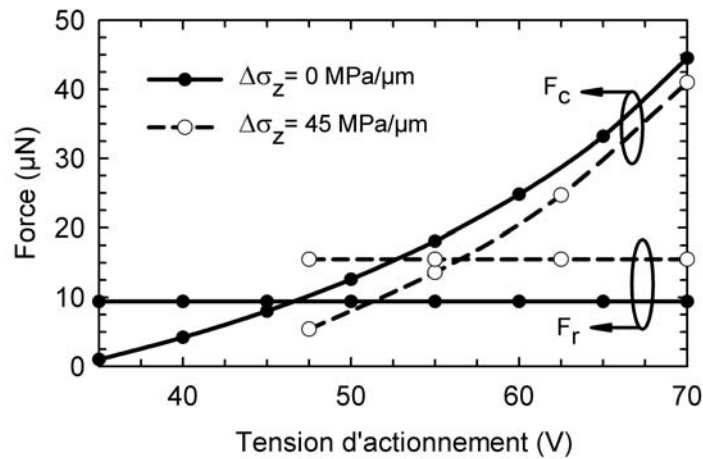


Fig 2.4 - Force de contact et force de rappel en fonction de la tension d'actionnement pour différentes valeurs de gradient de contrainte

Deuxièmement, les commutateurs miniatures possèdent une masse effective (masse de la partie mobile de la poutre) plus petite que des structures MEMS standards, engendrant une augmentation de la fréquence de résonance (f_0) et une diminution du temps de commutation (t_s). En effet, ils sont définis par

$$t_s = 3.67 \cdot \frac{V_p}{V_s \cdot \omega_0} \quad (6)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (7)$$

Avec m la masse effective, V_p la tension d'actionnement, V_s la tension appliquée [1]. Ces propriétés ont déjà été démontrées dans différentes publications [19, 33-35] et ont permis d'obtenir un temps de commutation de 50 à 200 ns. Leur faible masse effective leur confère également une sensibilité plus réduite aux vibrations et accélérations [64].

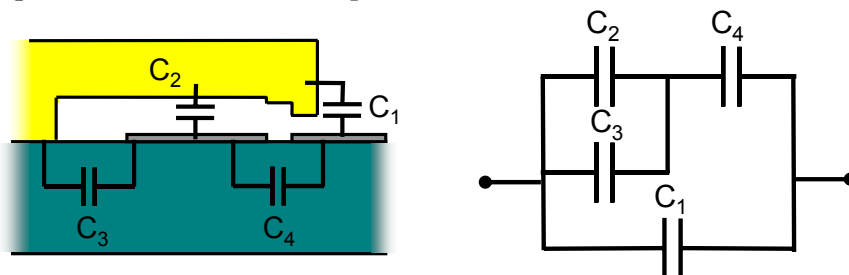


Fig 2.5 - Réseau de capacités généré par le cantilever MEMS. Les valeurs obtenues par simulations sont $C_1=1.7 \text{ fF}$, $C_2=10.7 \text{ fF}$, $C_3=2.6 \text{ fF}$ et $C_4= 1.2 \text{ fF}$. La capacité globale est de 2.8 fF .

Ensuite, l'isolation d'un MEMS RF miniature est plus importante grâce à ses petites dimensions qui permettent d'obtenir une plus faible capacité à l'état haut. Les

simulations de la structure présentée en Fig.2.1 effectuées sur Coventor™ ont permis d'extraire le réseau de capacités autour du MEMS (Fig. 2.5). Il en résulte une capacité totale à l'état haut de 2.8 fF.

Néanmoins, comme il sera présenté dans la suite de ce chapitre, la mise en parallèle de ces commutateurs miniatures va réduire l'isolation du circuit. Seulement, cela ne devrait pas être trop critique au vue de la très faible valeur de capacité à l'état haut d'un seul commutateur miniature.

Le Tableau 2.1 fait un résumé des paramètres mécaniques et électriques simulés du cantilever miniature présenté en Fig 2.1 comparé à un commutateur de grande taille développé à Xlim.

Tableau 2.1: Paramètres simulés du commutateur ohmique miniature comparé à un cantilever aux dimensions standard développé par Xlim

	<i>Ce travail</i>		<i>[11]</i>
<i>Dimensions, μm^2</i>	<i>24x25</i>		<i>110x140</i>
<i>Gradient de contrainte (Δz), MPa/μm</i>	<i>0</i>	<i>45</i>	<i>-</i>
<i>Fréquence de résonance (f_0), MHz</i>	<i>0.417</i>		<i>0.045</i>
<i>Masse effective (m), ng</i>	<i>0.184</i>		<i>0.25</i>
<i>$k_{activation}$, N/m</i>	<i>149</i>		<i>-</i>
<i>k_{rappel}, N/m</i>	<i>32</i>		<i>20</i>
<i>V_p, V</i>	<i>34</i>	<i>45</i>	<i>47</i>
<i>Force de rappel (F_r), μN</i>	<i>9.5</i>	<i>15.5</i>	<i>16</i>
<i>Force de contact (F_c) @1.5Vp, μN</i>	<i>15.2</i>	<i>34.7</i>	<i>>100</i>
<i>Temps de commutation (t_s) @1.5Vp, μs</i>	<i>1.1</i>		<i>~5.5</i>

3. Procédé de fabrication

Le commutateur MEMS miniature est fabriqué sur un substrat de silicium haute résistivité de 400 μm d'épaisseur recouvert par 2500 Å de SiO₂. Deux procédés de fabrication ont été effectués: le procédé n°1 permet d'obtenir un cantilever standard et le procédé n°2 utilise une étape technologique supplémentaire pour supprimer les effets indésirables de gradients de contrainte.

Tout d'abord, un empilement de couches de Ti/Au/Ru/Ti de 100/300/200/100 Å est déposée par pulvérisation puis défini par « lift-off » afin de définir les électrodes d'activation et de contact. Une technique de dépôt bi-couches de résine est utilisée afin

de limiter les effets de bord bien connus lors du lift-off (Fig 2.6 (a)). La couche de titane du dessus protège le ruthénium des dépôts organiques lors de la fabrication du commutateur et assure ainsi une zone de contact propre (Cette couche de Ti est enlevée à la fin du procédé de fabrication). Ensuite, une couche de 0.1 μm de SiCr sest déposé par pulvérisation et définie toujours avec une technique de lift-off bi-couches afin de définir la ligne de polarisation (Fig 2.6 (b)). Durant le dépôt, une certaine quantité d'azote est introduite dans la chambre afin de conférer au SiCr une résistivité de 2-5 $\text{k}\Omega/\text{carrés}$. Puis, 0.3 μm de PMMA et 0.2 μm de PMGI sont utilisés pour définir les couches sacrificielles (Fig 2.6 (c)). Après, une couche de résine photosensible 1818 est déposée, exposée puis modelée et l'empilement PMMA/PMGI est gravé au plasma oxygène RIE (Reactive Ion Etching) à 50 W aux endroits découverts afin de créer les ancrages du cantilever (Fig 2.6 (d)). La résine 1818 est alors enlevée avec de l'acétone et une couche de résine 1805 d'environ 0.5 μm est déposée par-dessus les motifs de PMMA/PMGI définis précédemment. La résine photosensible est alors exposée puis développée dans l'AZ-MIF afin de créer le plot de contact (Fig 2.6 (e)).

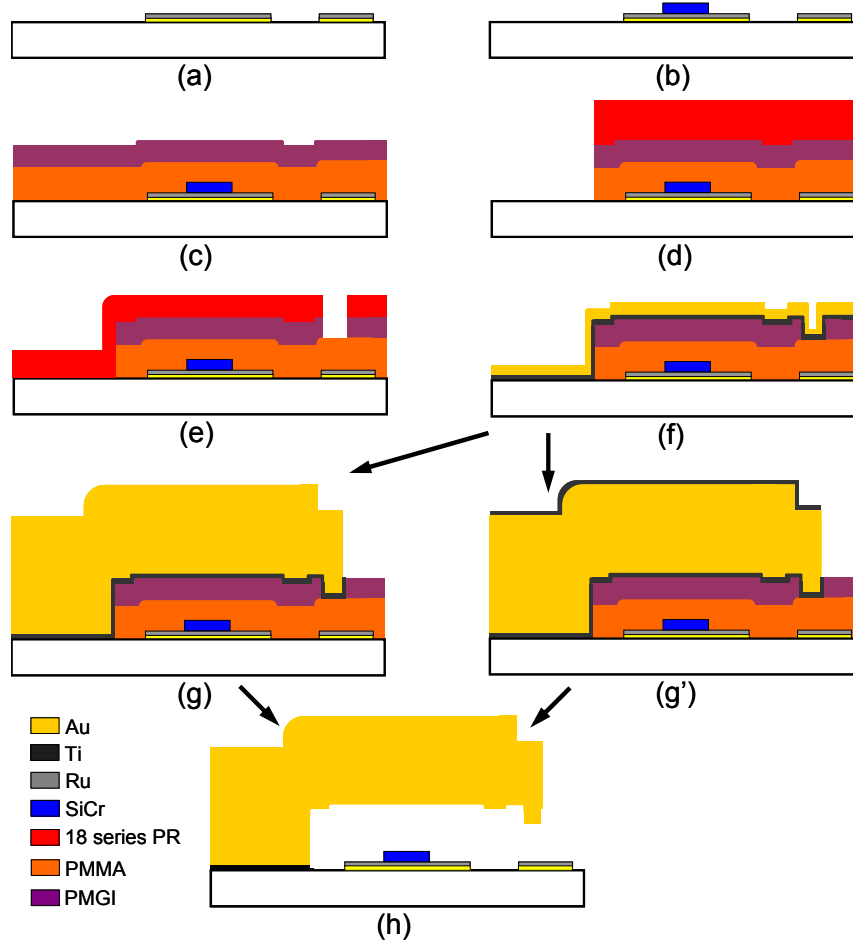


Fig 2.6 - Procédé de fabrication du commutateur ohmique MEMS miniature.

Ensuite, une bi-couche de Ti/Au de 100/1500 Å est déposée par pulvérisation cathodique comme couche d'accroche à l'électrolyse. En effet, le substrat est électrolysé partiellement dans les zones non cachées par une résine photosensible préalablement déposée afin de définir les lignes coplanaires et la poutre (Fig 2.6 (f)). Pour le procédé n°1, la couche d'accroche est alors gravée aux endroits non électrolysés en utilisant un masque de résine photosensible (Fig 2.6 (g)). Pour le procédé n°2, une couche de Ti de 100 Å est pulvérisée avant de commencer la gravure définissant la poutre et les lignes RF dans le but de maintenir la couche d'au entre deux couches de Ti de même épaisseur (Fig 2.6 (g')).

Dans le premier cas, le cantilever bi-couche (Ti/Au) va se courber puisque la couche de titane contrainte en compression va s'étendre après libération tandis que dans le second cas, le Ti rajouté au dessus va compenser l'effet de la couche de Ti du dessous et permettre d'obtenir une poutre plus plate et aux contraintes mécaniques équilibrées. Finalement, le composant est libéré dans un solvant puissant (1165) attaquant tout résidu organique pendant 12 heures à 80 °C, plongé dans l'HF (Acide Fluoridrique) afin d'enlever les couches de Ti, rincé à l'eau et enfin amené à l'air à l'aide d'un sécheur à point critique (Fig 2.6 (h)).

4. Mesures mécaniques

4.1. Profil du commutateur MEMS

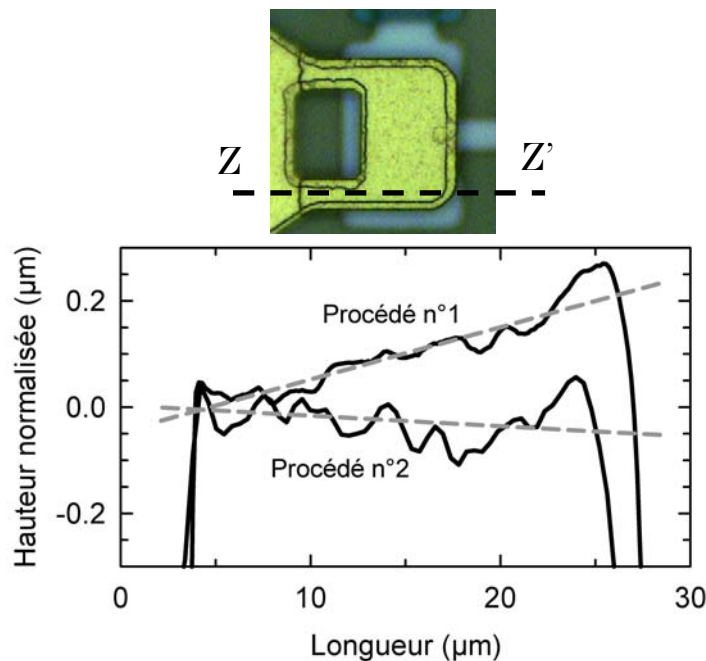


Fig 2.7 - Profil du cantilever pour les deux procédés de fabrication dans le plan ZZ'

Le profil du commutateur MEMS miniature a été mesuré après libération pour les deux procédés de fabrication. Le procédé n°1 montre une déflexion de $0.2 \mu\text{m}$ vers le haut tandis que le procédé n°2 résulte en une structure quasiment plate ($-0.04 \mu\text{m}$ vers le bas) ce qui prouve l'efficacité de la couche de Ti du dessus qui vient contre-balancer l'effet provoqué par le Ti du dessous (Fig. 2.7). La Fig. 2.8 présente l'évolution de V_p en fonction de la température pour les deux procédés de fabrication. Ces mesures montrent une tension d'actionnement quasi-constante de 25 à 100 °C. La légère diminution observée dans les deux cas (2-4V) est attribuée à plusieurs effets tels que le piégeage de charges, le gradient de contrainte restant entre la couche d'accroche et l'or électrolysée ou la modification des propriétés mécaniques de la couche d'or à 100 °C. Enfin, presque aucun hystérésis n'est observé lorsque la température est ramenée à 25°C [10].

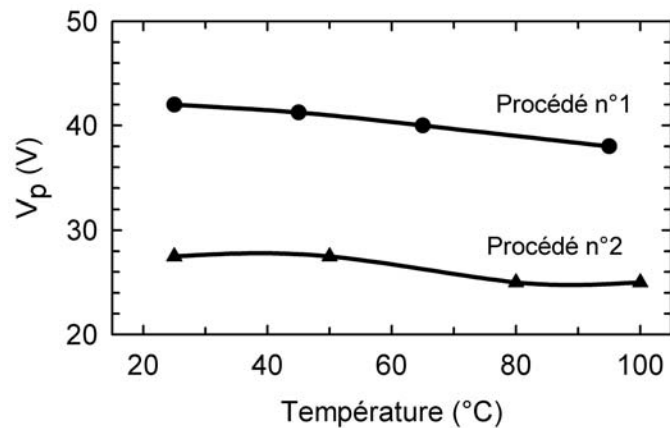


Fig 2.8 - Tension d'actionnement en fonction de la température pour les deux procédés de fabrication

4.2. Fréquence de résonance et temps de commutation

Les MEMS miniatures possèdent un gap relativement grand comparé à leur surface. En d'autres termes, il est beaucoup plus facile de repousser l'air en dessous de la poutre lorsque celle-ci descend ce qui a pour conséquence une diminution de l'amortissement (facteur de qualité mécanique plus élevé) par rapport aux structures MEMS « standard ». La fréquence de résonance et le facteur de qualité mécanique Q_m ont été mesurés sous azote, aux conditions standards de température et de pression (20°C, 1013.25 hPa) et sur des commutateurs ayant subi le procédé de fabrication n°1 et n°2. Le banc de mesure est présenté Fig. 2.9.

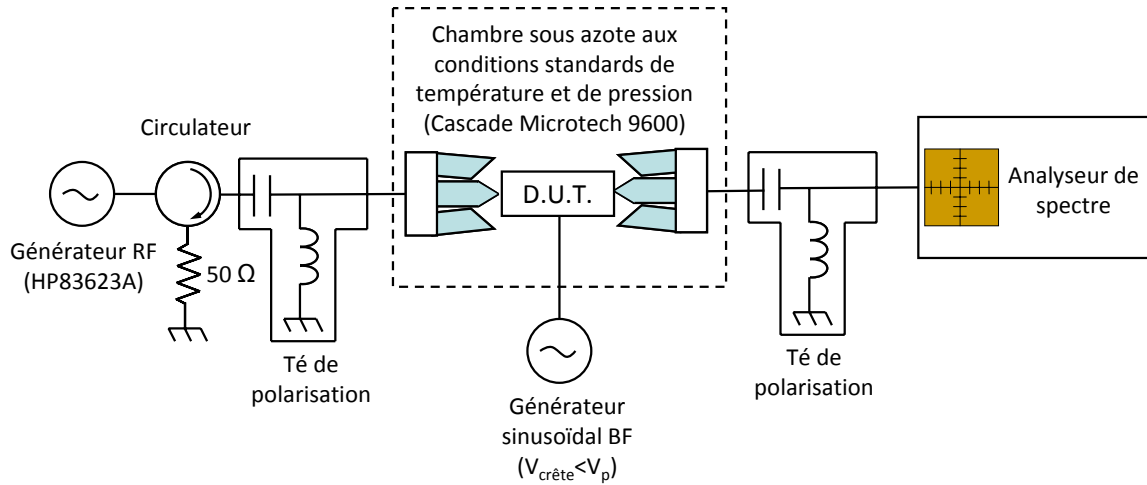


Fig 2.9 - Banc de mesure de la fréquence de résonance et du facteur de qualité mécanique du commutateur MEMS miniature.

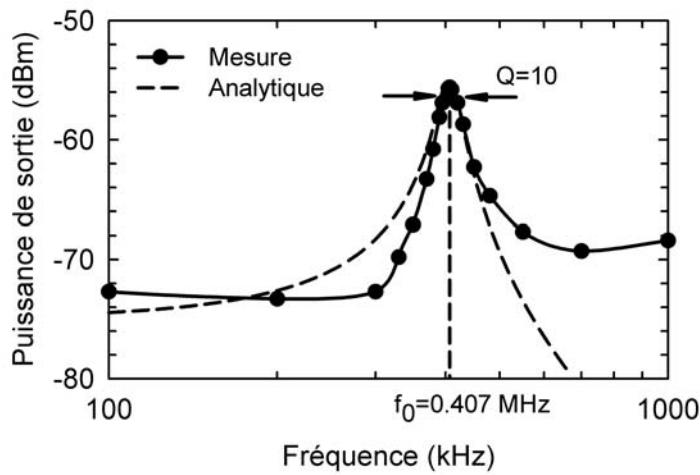


Fig 2.10 - Fréquence de résonance et facteur de qualité mécanique du commutateur MEMS miniature mesurés et superposés avec les équations analytiques

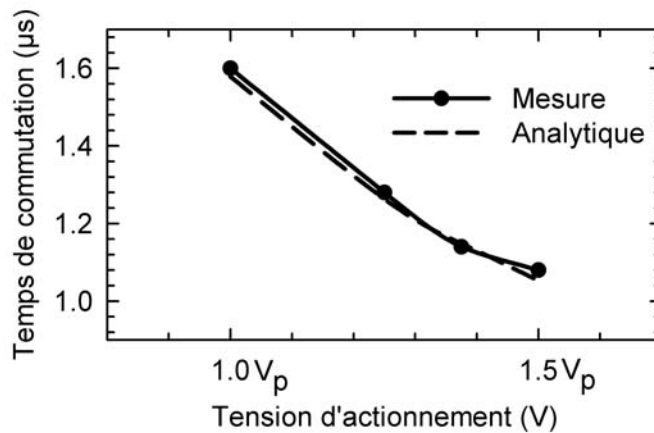


Fig 2.11 - Temps de commutation du commutateur miniature MEMS en fonction de la tension d'actionnement

Les mesures ont montré une fréquence de résonance de 0.407 MHz et $Q_m=10$ (Fig. 2.10). La seconde résonance a été mesurée à $3f_0$ car le cantilever est un résonateur mécanique en $\lambda/4$. Les mesures concordent assez bien avec les simulations puisque la fréquence de résonance obtenue sur Coventor™ est 0.417 MHz.

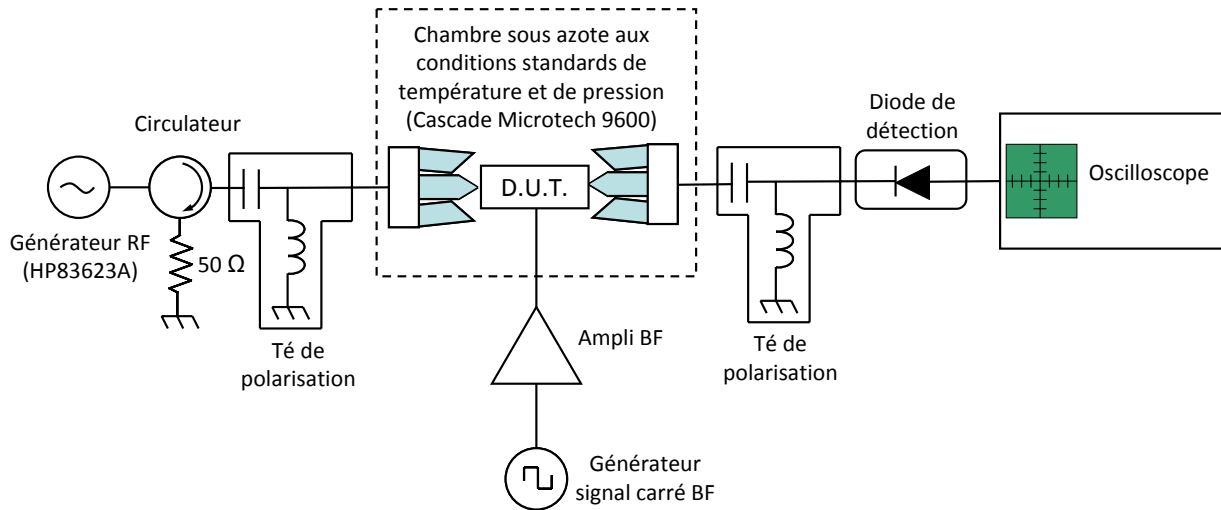


Fig 2.12 - Banc de mesure du temps de commutation et de relâchement.

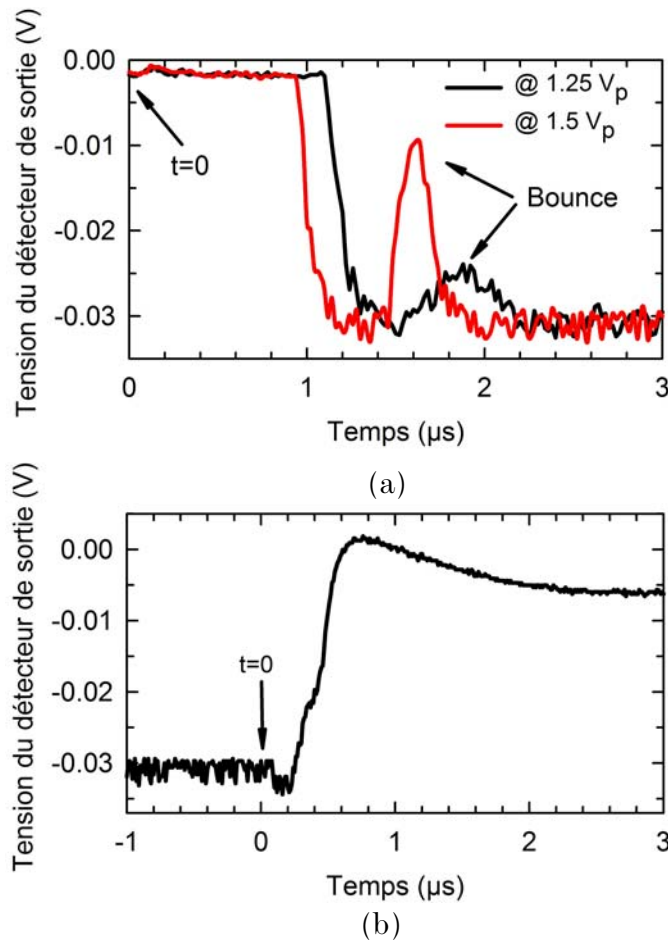


Fig 2.13 - (a) Temps de commutation du commutateur mesuré pour différentes tensions d'actionnement et (b) temps de relâchement

Puisque le facteur de qualité mécanique de la poutre est élevé, le temps de commutation du MEMS miniature peut être modélisé par l'équation (6). Le temps de commutation est mesuré à l'aide du banc de mesure présenté Fig. 2.12. Il est de 1.6 à 1.1 μs pour V_s allant de 1.1 à $1.5xV_p$ et concorde avec les valeurs obtenues analytiquement (Fig. 2.11). Cependant, (6) prédit le temps que met la poutre à établir le premier contact avec l'électrode RF mais ne traduit pas le temps de stabilisation qui a été mesuré à environ 2.2 μs et qui est dû aux multiples rebonds causés par le fort Q_m (Fig.2.13(a)).

Il est important de noter que le rebond à $1.5xV_p$ est beaucoup plus prononcé à cause de la force électrostatique plus élevée. Le temps de relâchement (défini comme le temps nécessaire pour que la poutre passe de 10% à 90% de l'état haut) est de 500 ns avec un temps de stabilisation allant de 1.5 à 2 μs (Fig. 2.13(b)).

5. Mesures RF

5.1. Commutateur seul

Toutes les mesures ont été effectuées sous pointes sur le substrat ayant subit le procédé de fabrication n°1 avec une calibration de type SOLT (Short Open Load Thru) dans les plans AA' (Fig. 2.14). Le D.U.T. (Device Under Test) est placé dans une chambre remplie d'azote aux conditions normales de température et de pression. Aucune encapsulation n'est placée au dessus des commutateurs.

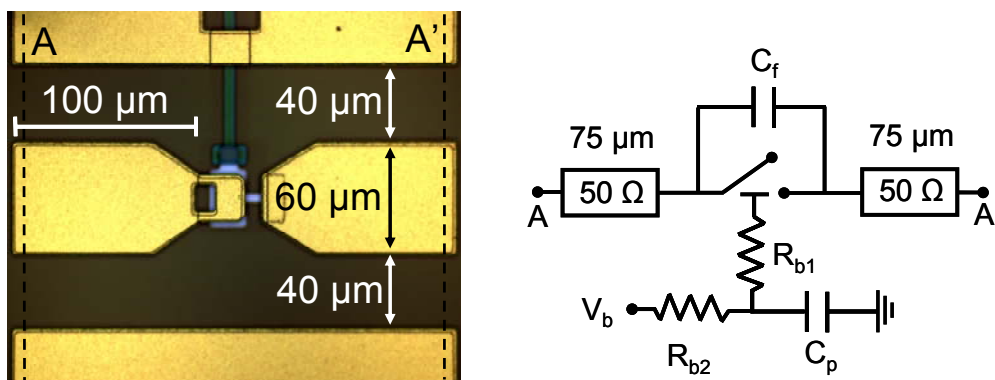


Fig 2.14 - Photographie et schéma électrique du commutateur MEMS miniature

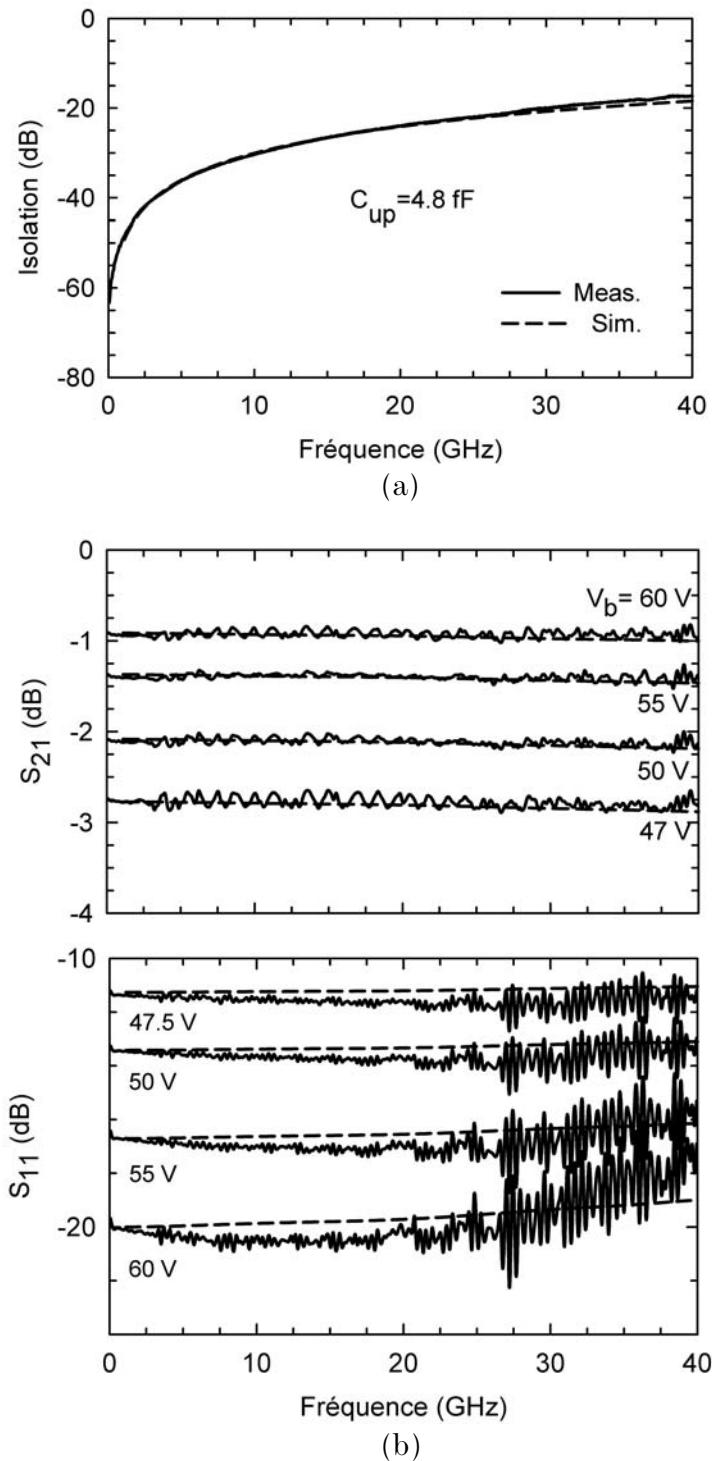


Fig 2.15 - Paramètres S du commutateur MEMS miniature simulés et mesurés en fonction de la tension appliquée (a) à l'état haut et (b) à l'état bas

Le S_{21} mesuré et simulé (Fig. 2.15 (a)) a permis d'extraire une valeur de capacité à l'état haut de $C_{up} = 4.8 \text{ fF}$. Ce résultat est en accord avec les simulations effectuées dans CoventorTM qui montrent une capacité à l'état haut de $C_{up1} = 2.8 \text{ fF}$ et une capacité parasite des lignes de $C_f = 2.2 \text{ fF}$ ce qui résulte en une capacité totale de 5 fF . Les résistances de polarisation sont d'environ $20\text{-}50 \text{ k}\Omega$ ce qui est suffisant pour éviter les

fuites RF dans la ligne de polarisation. Les paramètres S mesurés à l'état bas sont présentés Fig. 2.15 (b). Ils montrent respectivement des pertes d'insertion de 2.8 à 0.9 dB et une adaptation de 1.5 à 20 dB pour une tension d'actionnement allant de 47 à 60 V.

La résistance de contact est extraite par rétro simulation grâce aux paramètres S et aux pertes des lignes coplanaires connues à l'aide d'une structure de test fabriquée sur le même substrat que les commutateurs (0.15-0.42 dB/mm à 1-20 GHz). Le MEMS miniature est alors simulé à l'aide d'Agilent-Momentum™ [65] en utilisant les valeurs extraites pour les lignes CPW et un élément localisé pour représenter la résistance de contact.

La Fig. 2.16 montre la résistance de contact mesurée et simulée (et la force de contact simulée) en fonction de la tension d'actionnement. R_{on} varie de 35 à 7 Ω pour une tension d'actionnement allant de 47 à 65 V et F_c simulée allant de 5 à 30 μN . Ces résultats correspondent avec les courbes expérimentales dans [66] présentant la résistance de contact en fonction de la force appliquée sur des éprouvettes de test « macroscopiques ».

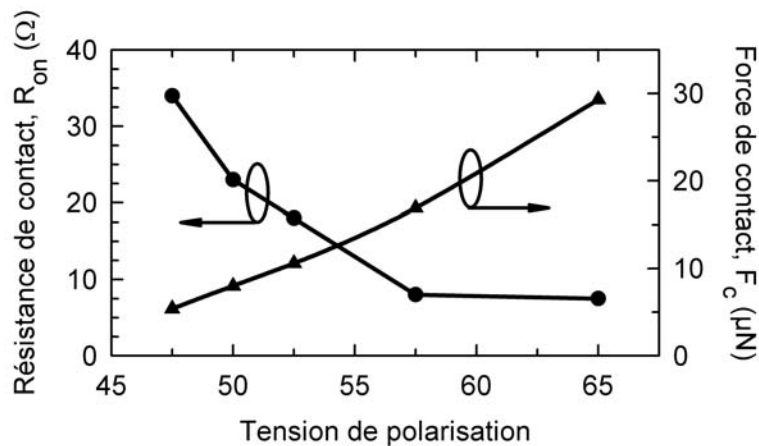


Fig 2.16 - Résistance de contact R_{on} rétro-simulée et force de contact F_c simulée en fonction de la tension d'actionnement

5.2. Réseau de N commutateurs en parallèle

Bien qu'un seul commutateur MEMS miniature montre une bonne isolation, la résistance de contact n'est pas acceptable pour des systèmes RF. Dans le but de réduire la résistance globale du commutateur et de garder tous les avantages d'une structure MEMS miniature (faible sensibilité aux contraintes de fabrication, couches métalliques relativement fines, temps de commutation), 10 et 20 éléments sont disposés en parallèle et intégrés sur une ligne 50 Ω (Fig. 2.17). Une des principales préoccupations est la répartition égale des courants dans chaque MEMS miniature afin d'obtenir une

résistance équivalente $R_T = R_{on}/N$ où R_{on} est la résistance de contact d'un seul commutateur et N le nombre de commutateurs.

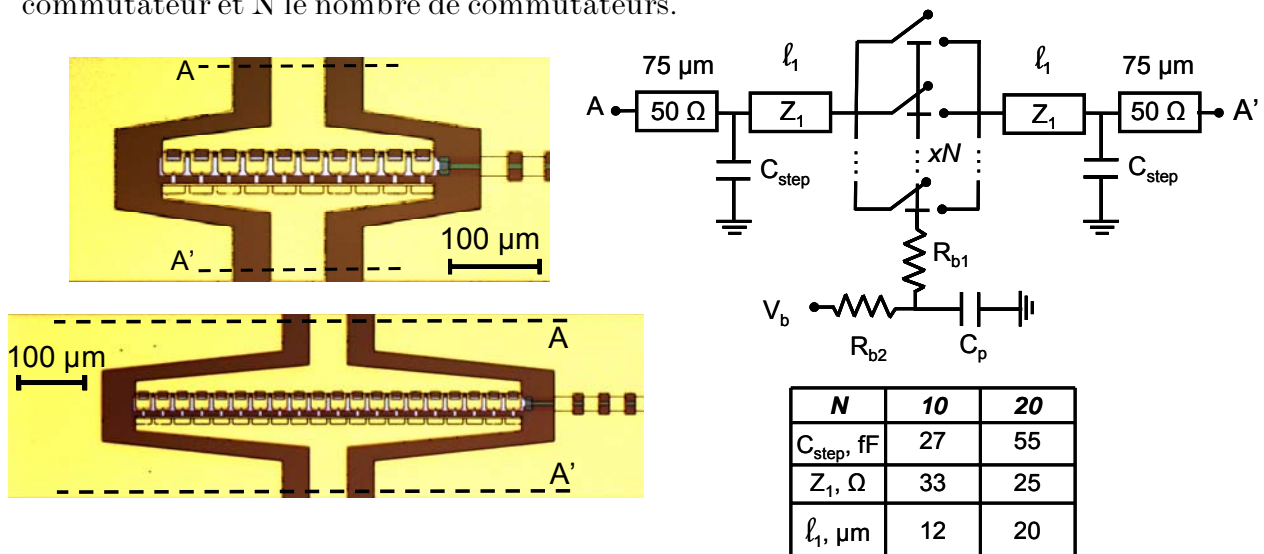


Fig 2.17 - Photographie des réseaux de 10 et 20 commutateurs miniatures MEMS en parallèle et leur circuit équivalent avec C_{step} représentant le saut d'impédance extrait par simulations

Comme il est bien connu, les courant RF se propagent principalement sur les bords des lignes coplanaires et auraient plutôt tendance à ne passer que dans les commutateurs extérieurs. Ceci est vrai seulement si $R_{on}=0-2 \Omega$ et ne peut s'appliquer dans le cas présent où $R_{on}=10-20 \Omega$. La Fig. 2.18 présente les simulations HFSSTM [67] de la division des courants sur 10 commutateurs ayant une résistance de contact de 15Ω . On peut remarquer que la répartition des courants est uniforme de 0 à 10 GHz et reste acceptable jusqu'à 20 GHz. Les mêmes résultats sont obtenus lorsque l'on espace les cantilevers légèrement (par exemple 5 commutateurs sont disposés sur la même largeur (300 μm)) ou si l'on double le nombre de MEMS (20 MEMS sont positionnés sur 600 μm).

La même uniformité dans la répartition des courants est également observable lorsque les commutateurs miniatures sont placés en configuration parallèle (Fig. 2.18 (b)). Sur la figure, seulement la moitié de la ligne coplanaire est montrée ce qui signifie que 6 MEMS au total sont utilisés (3 de chaque coté). Les commutateurs sont espacés de 25 μm et leur rapprochement ou l'augmentation de leur nombre sur le même espace n'engendre aucune modification de la répartition des courants. En effet, des résistances de contact de 10-20 Ω égalisent naturellement la distribution des courants à travers un réseau de commutateurs miniatures MEMS en configuration série ou parallèle. De plus, les simulations montrent qu'une augmentation de la résistance de contact engendre une meilleure uniformité des courants au fur et à mesure que le nombre d'éléments ou que la fréquence augmente. Notons que ce phénomène est tout à fait semblable aux recombinaisons de phase observé sur des grilles de transistors.

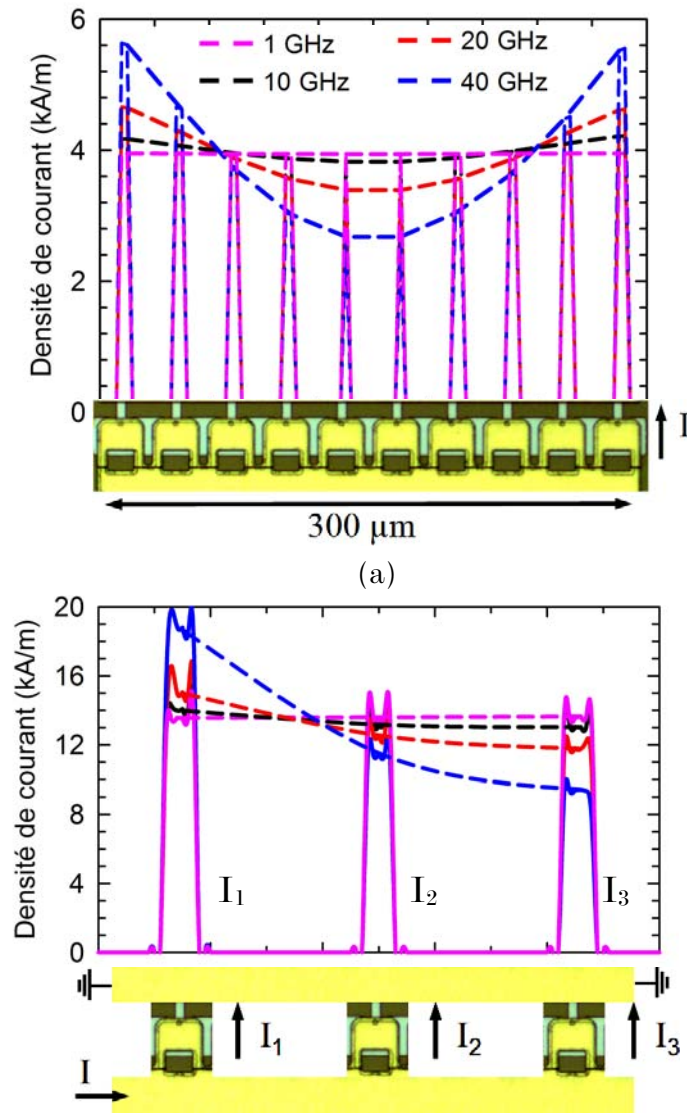


Fig 2.18 - Répartition des courants dans les commutateurs MEMS implémentés en configuration (a) série et (b) parallèle.

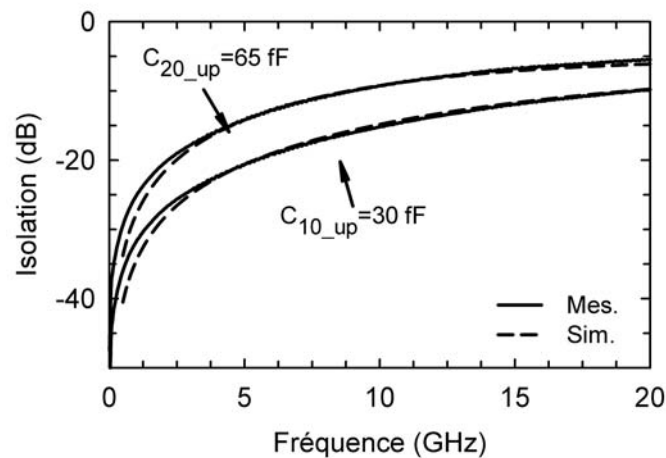


Fig 2.19 - Isolation mesurée et simulée du réseau de 10 et 20 éléments en fonction de la fréquence

Les réseaux de 10 et 20 éléments sont respectivement de 300 et 600 μm de large. Pour le réseau de 10 commutateurs, l'isolation mesurée est de 23 dB à 3 GHz et résulte en une capacité à l'état haut de 30 fF (Fig 2.18). Notons que cette valeur correspond bien avec $10 \times C_{\text{up}} = 10 \times 2.8 \text{ fF} = 28 \text{ fF}$. A l'état bas, les pertes d'insertion et l'adaptation mesurées et simulées sont respectivement de 0.2 dB et 28 dB à 52V jusqu'à 20 GHz (Fig. 2.19 (a)).

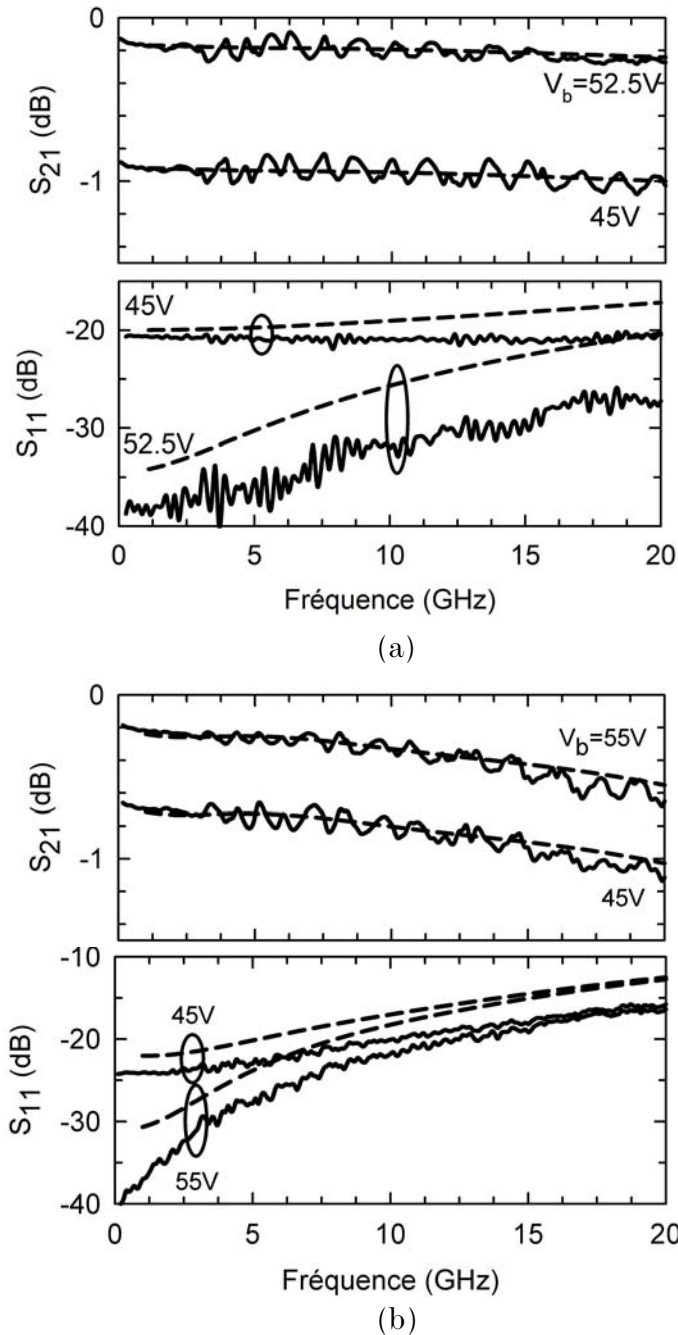


Fig 2.20 - Paramètres S mesurés et simulés des réseaux de (a) 10 et (b) 20 commutateurs en parallèle à l'état bas

Des résultats similaires ont été obtenus pour le réseau de 20 éléments parallèles mais avec une capacité à l'état haut de 65 fF ($\sim 20 \times C_{cup}$) et des pertes d'insertion de 0.35 dB jusqu'à 10 GHz. Notons que la capacité parallèle C_{step} de 55 fF due au changement brutal de l'impédance de la ligne coplanaire provoque une adaptation un peu moins bonne au fur et à mesure que la fréquence augmente puisque le S_{11} est de -16 dB à 20 GHz (Fig. 2.19 (b)).

La résistance de contact globale (R_T) extraite en fonction de la tension appliquée pour le réseau de 10 et de 20 éléments en parallèle est présentée Fig. 2.21. R_T est assez élevée pour $V_b < 45$ V ce qui est principalement dû au fait que tous les composants MEMS ne sont pas activés. Ensuite, elle diminue significativement jusqu'à 1.5Ω pour des tensions de polarisation supérieures à 55 V pour les deux réseaux. Notons que potentiellement, une résistance globale allant de 0.7 à 1Ω aurait dû être mesurée sur les réseaux de 10 MEMS en parallèle puisqu'un seul commutateur miniature est capable de présenter un R_{on} entre 7 et 10Ω . Seulement, ces composants ne sont pas encapsulés ce qui favorise la contamination de la zone de contact et fait varier la résistance.. A terme, un grand nombre de commutateurs MEMS en parallèle n'est pas forcément nécessaire sauf pour des applications de puissance. En effet, plus leur quantité est importante et plus la puissance dissipée par le commutateur est petite (à condition que la répartition égale des courants soit respectée) ce qui a pour conséquence une meilleure fiabilité du composant [68].

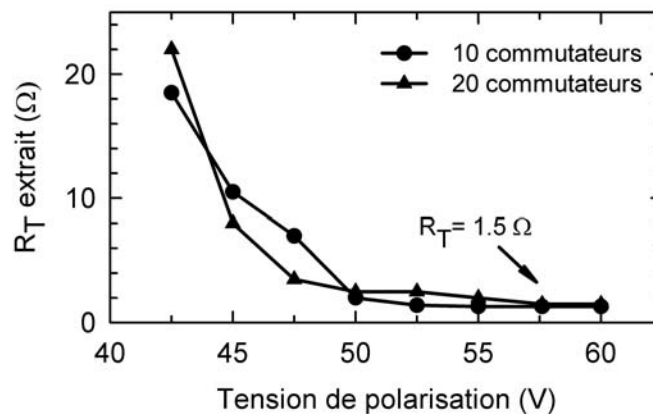


Fig 2.21 - Résistance de contact globale (R_T) extraite en fonction de la tension de polarisation pour des réseaux de 10 et 20 commutateurs en parallèle

5.3. Configuration « tête-bêche »

Le principal intérêt d'une configuration « tête-bêche » est la fiabilité. En effet, lorsqu'un réseau de N commutateurs en parallèle est libéré de sa couche sacrificielle, il se peut que certaines poutres restent collées à l'état bas. De ce fait, la résistance totale varie de 1.5Ω (tous à l'état bas) à $10\text{-}20 \Omega$ (tous à l'état haut excepté un) ce qui engendre une isolation inacceptable.

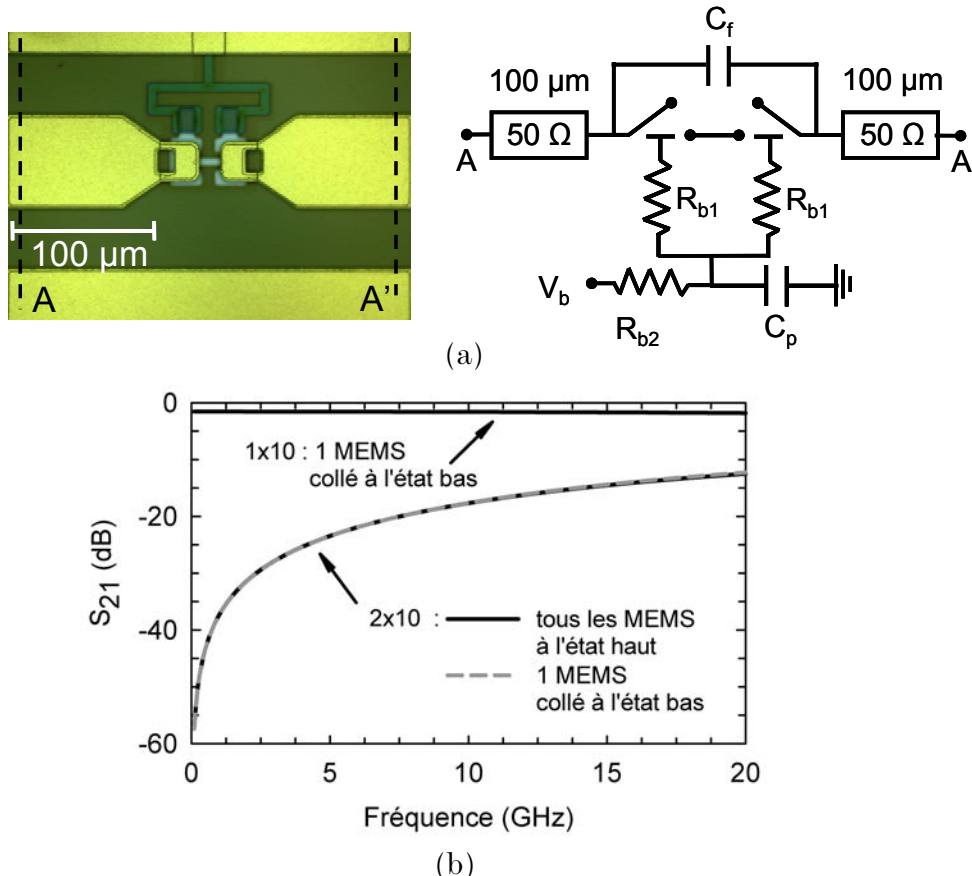


Fig 2.22 - (a) Photographie d'un seul MEMS en configuration « tête-bêche » et son circuit équivalent et (b) paramètres de transmission d'un réseau 1×10 et 2×10 avec et sans défaillance d'un commutateur

Afin de minimiser ce problème, il est proposé d'utiliser plusieurs éléments en configuration « tête-bêche » mis en parallèle et isolés les uns des autres (Fig.2.22). Dans ce nouveau design, la résistance globale de contact est doublée alors que l'isolation est divisée par 2 ce qui permet de garder le même facteur de mérite. Du point de vue fiabilité, si un des commutateurs reste collé sur un réseau $2 \times N$, la résistance globale de contact varie de 3Ω (tous à l'état bas) à une capacité équivalente à l'état haut de $\{(N-1)/2+1\}C_{up} \sim (N/2)C_{up}$ pour $N \gg 1$ (Fig. 2.22 (b)). La configuration « tête-bêche » parallèle est donc robuste aux défaillances d'un cantilever à l'état bas. Les simulations ont également montré que lorsque 2 ou 3 MEMS sont collés à l'état bas, l'isolation est

toujours acceptable tant que les commutateurs en question ne font pas partie de la même rangée.

Egalement, les réseaux $1 \times N$ ou $2 \times N$ (N commutateur « tête-bêche » en parallèle) sont très robustes aux défaillances à l'état haut. En effet, lorsqu'une poutre ne peut plus s'activer, il reste toujours les $N-1$ cellules en parallèle qui assurent la répartition des courants à l'état bas. Il en résulte une nouvelle résistance de contact globale $R_{T_{\text{new}}} = (N/(N-1))R_T$ légèrement plus élevée mais toujours acceptable si $N \gg 1$. Les simulations montrent qu'une défaillance de 2 ou 3 commutateurs à l'état haut n'a pas d'incidence sur la répartition des courants sur les autres MEMS activés et engendre une légère augmentation de la résistance globale de contact.

Ainsi, les réseaux $2 \times N$ sont robustes aux défaillances de commutateurs aussi bien à l'état haut qu'à l'état bas tant que les MEMS en question ne font pas partie de la même cellule « tête-bêche ».

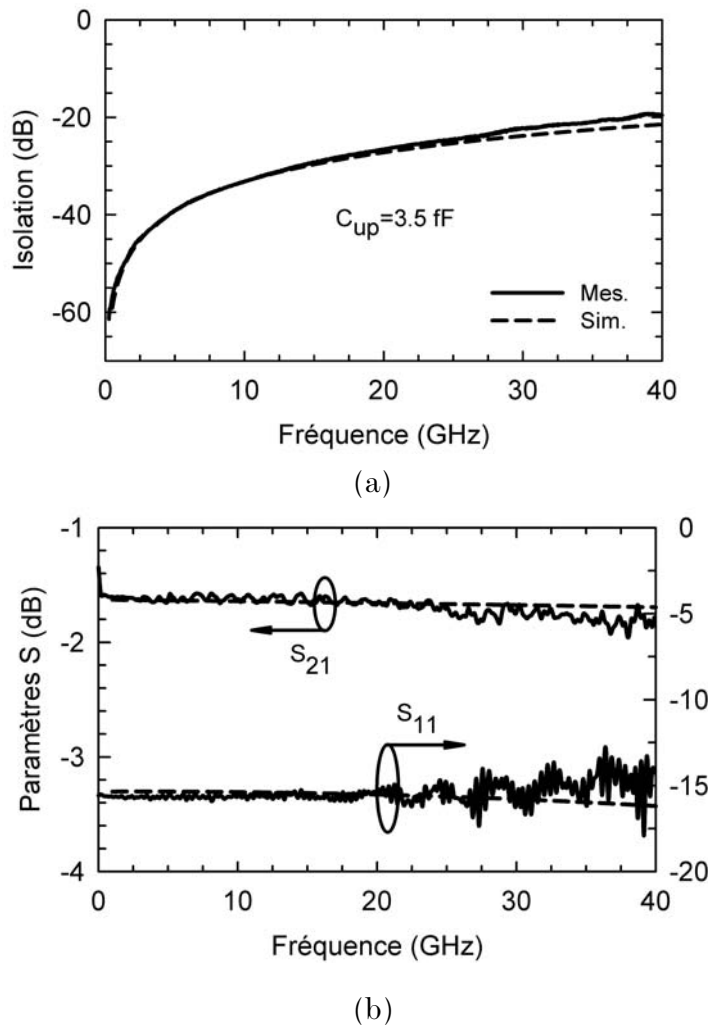


Fig 2.23 - Paramètres S simulés et mesurés d'une cellule « tête-bêche » (a) à l'état haut et (b) à l'état bas

La Fig. 2.22 montre qu'une attention toute particulière doit être accordée au réseau de polarisation d'une cellule « tête-bêche ». En effet, la résistance de polarisation doit être conçue pour éviter toute fuite du signal RF vers la masse mais aussi d'une colonne de commutateurs vers l'autre. Pour cela, R_{b1} a été réalisée en méandre afin d'atteindre une valeur suffisamment grande (20-50 k Ω) et R_{b2} est comprise entre 10 et 100 k Ω . La ligne de transmission entre les 2 commutateurs « tête-bêche » a été laissée au potentiel DC flottant mais n'a aucun effet sur les performances des MEMS. Elle peut toujours être amenée à la masse DC en la connectant à une ligne de haute résistivité qui serait elle-même reliée au potentiel zéro et empêcherait les fuites du signal RF.

Les mesures montrent une isolation supérieure à 30 dB à 10 GHz et correspondant à une capacité à l'état haut de 3.5 fF (Fig.2.23(a)). Une capacité parasite de 2.1 fF due au couplage capacitif entre les lignes de transmission coplanaires est incluse dans cette valeur. A l'état bas, les pertes d'insertion et l'adaptation sont respectivement de 1.5 dB et 15 dB jusqu'à 40 GHz pour une tension appliquée de 67 V (Fig. 2.23(b)). La résistance de contact globale extraite par rétro-simulations est de 14.5 Ω et correspond bien avec $2xR_{on}=2x7 \Omega$.

5.4. Réseau 2xN

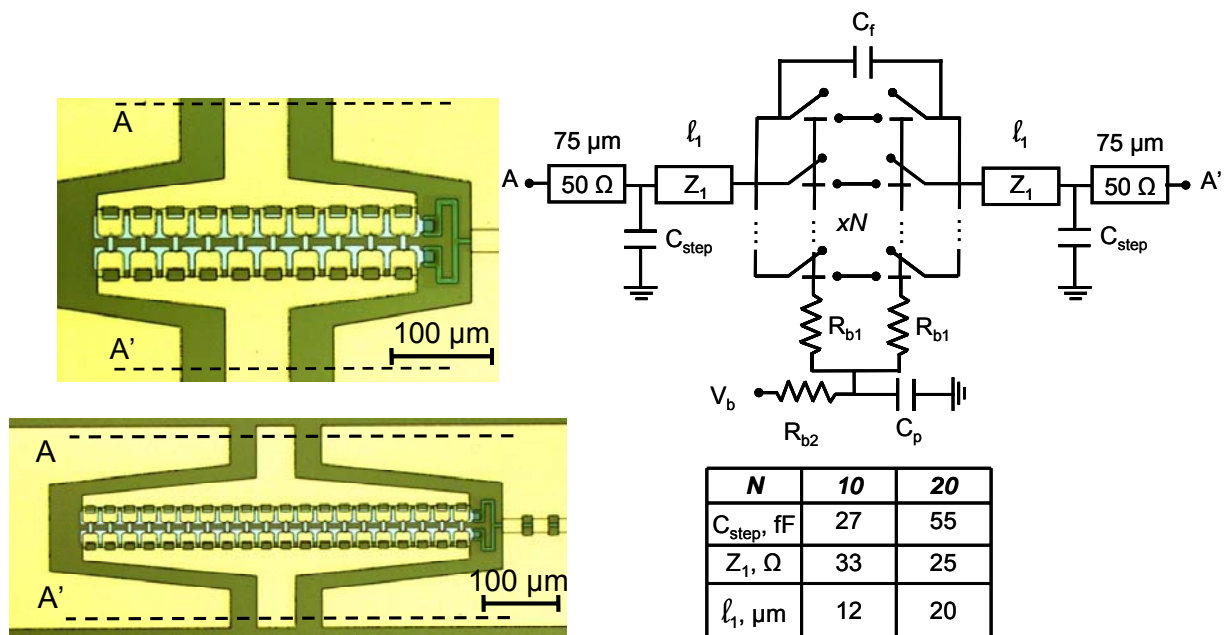


Fig 2.24 - Photographie des réseaux 2x10 et 2x20 et leur schéma électrique équivalent avec C_{step} représentant le saut d'impédance extrait par simulations

Dans le but de réduire la résistance globale de contact, plusieurs cellules « tête-bêche » ont été positionnées en parallèle afin de former des réseaux 2x10 ou 2x20 (Fig.

2.24). Les mesures présentent une isolation supérieure à 20 dB jusqu'à 8GHz pour le réseau 2x10 ce qui correspond à une capacité à l'état haut de 21.5 fF. Celle-ci comprend une capacité $C_{\text{fring}}=6.5$ fF due aux couplages entre lignes de transmission (Fig. 2.25(a)). A l'état bas, les pertes d'insertion sont inférieures à 0.3 dB jusqu'à 10 GHz et l'adaptation est meilleure que 20 dB sur la bande DC-30 GHz (Fig. 2.25(b)). La résistance de contact globale extraite est de 1.5Ω et concorde bien avec $2x7/10 \Omega$.

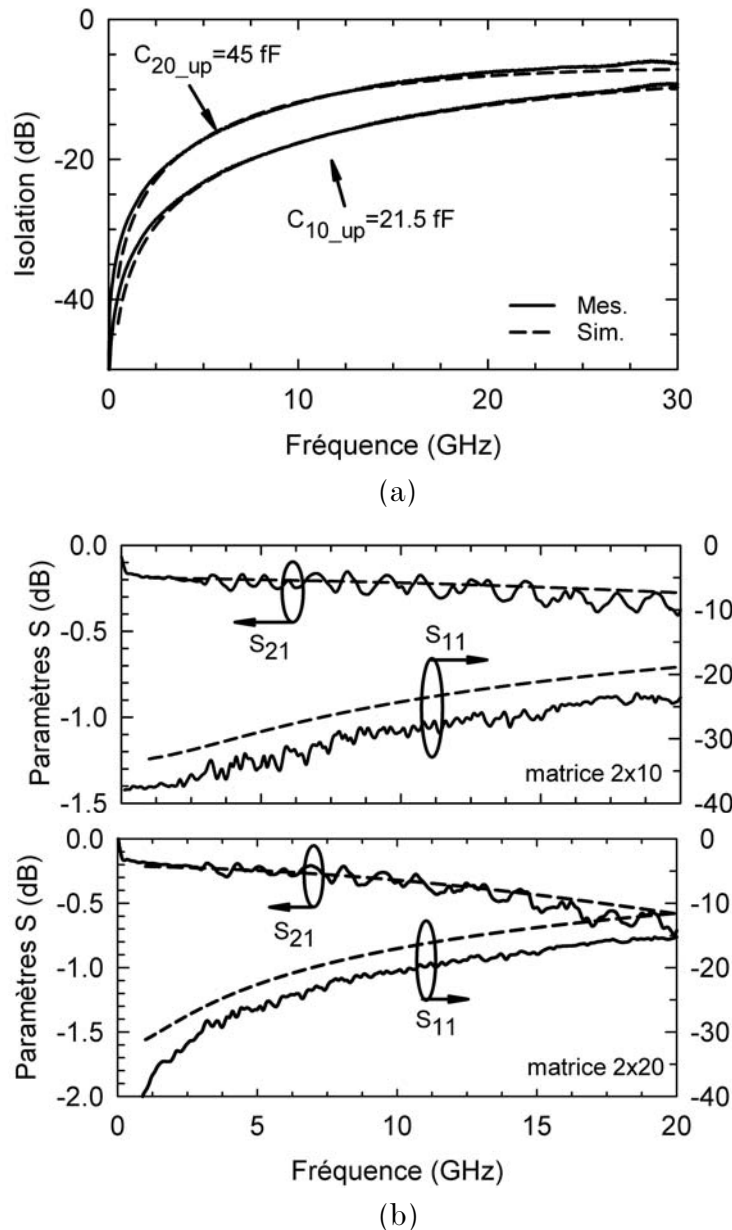


Fig 2.25 - Paramètres S à (a) l'état haut et (b) à l'état bas des réseaux 2x10 et 2x20.

Pour le réseau 2x20, l'isolation mesurée est supérieure à 20 dB jusqu'à 3 GHz et correspond à une capacité $C_{up}=45$ fF (Fig. 2.25(a)). Les pertes d'insertion et l'adaptation mesurées sont respectivement <0.3 dB et >20 dB jusqu'à 8 GHz (Fig. 2.25(b)) et la résistance globale de contact extraite est de 2Ω .

A terme, le nombre de MEMS à mettre en parallèle et en série devra être déterminé par l'isolation et les pertes d'insertions requises par le cahier des charges.

5.5. Configuration série-parallèle

La Fig. 2.26 présente une photographie du commutateur MEMS en configuration série-parallèle. Notons que les poutres possèdent Ce design permet d'augmenter considérablement l'isolation (commutateurs en parallèle à l'état bas, série à l'état haut) tout en gardant une transmission avec très peu de pertes d'insertion lorsque les MEMS parallèles sont à l'état haut et les séries à l'état bas. En effet, les mesures ont démontré que l'isolation a été améliorée de 14 dB à 10 GHz pour une résistance globale de contact des éléments parallèles de $R_{sh}=12\ \Omega$. Notons que lors de la fabrication de ce composant, les zones de contact ont été contaminées par des résidus qui n'ont pu être enlevés ce qui explique la résistance globale élevée. Pour une résistance de contact sur chaque MEMS de $R_{on}=15-20\ \Omega$ ($R_{sh}\sim 3\ \Omega$) correspondant à ce qui a été démontré précédemment, l'isolation d'un tel commutateur en configuration série parallèle devient 34 dB à 10 GHz et $>20\ \text{dB}$ à 40 GHz.

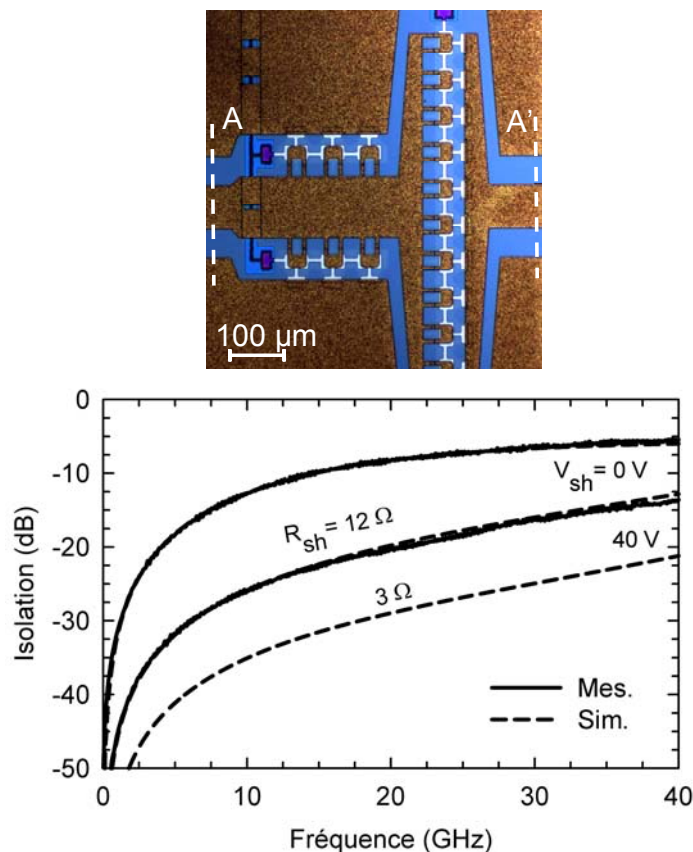


Fig 2.26 - Photographie et isolation du commutateur MEMS en configuration série-parallèle

6. Discussion et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception et la réalisation d'un réseau de commutateurs MEMS miniatures à contact métallique pour des applications radiofréquences. Les performances d'un réseau 1x10 sont équivalentes à un commutateur ayant une force de contact élevée avec une fréquence de coupure de 3.8 THz, et un produit $R_{on}C_{off}$ de 40 fs. Les designs « tête-bêche » montrent également la possibilité d'améliorer la fiabilité lors de la défaillance des commutateurs à l'état bas.

Une comparaison entre les résultats de ces travaux et ceux présentés par d'autres commutateurs en technologie semi-conducteur ou MEMS actuellement commercialisés sont présentés dans le Tableau 2.2. Il est important de remarquer que les performances obtenues avec les réseaux de commutateurs MEMS RF sont tout à fait comparables aux autres technologies présentées et prouvent la validité de cette étude.

Tableau 2.2: Comparaison des réseaux de MEMS miniatures avec d'autres technologies [45]

Technologie	Dénomination	R_{on} (Ω .mm ou Ω)	C_{off} (fF/mm ou fF)	$R_{on} * C_{off}$ (fs)
Diode PIN (Si)	MACOM MA4FCP200 [69]	2.8	20	56
pHEMT (AsGa)	[70]	1.4	160	224
CMOS SOI	[71]	2.7	92	250
CMOS SOS	[69]	1.1	240	264
HEMT (GaN)	TGS2353 [72]	2.4	170	410
MEMS RF	Radant MEMS RMSW220HP [73]	3.7	19	70
MEMS RF	Omron 2SMES-01 [74]	1.5	8	12
MEMS RF	Xlim [4]	0.3 - 4.5	20	6 - 90
Ces travaux	Réseau de 10 éléments	1.4	30	42

Des tests de fiabilité ont été réalisés à 10 GHz et avec une puissance d'entrée de 0 dBm sur différents MEMS miniatures à contacts Au-Ru. La plupart des cantilevers se sont collés à l'état bas après une centaine de millions de cycles et certains ont atteint 1

milliard. Ces performances pourraient être significativement améliorées si les structures MEMS étaient encapsulées afin de réduire les contaminations extérieures dans la zone de contact. En effet, ces mêmes structures miniatures ont également été réalisées avec des contacts Au-Au et sont restées collées à l'état bas après un nombre de cycle inférieur à cause des forces d'adhésion plus importantes que dans le cas d'un contact Au-Ru [75,76]. Cependant, des mesures de fiabilité dans [12] ont montré une réelle amélioration après encapsulation d'un commutateur miniature à contact Au-Au.

Aussi, les réseaux 1x10 et 1x20 ont une force de contact totale équivalente à un commutateur classique (200-400 μN à ~ 55 V). Ainsi, les pertes d'insertion sont approximativement les mêmes dans les deux cas. Cependant, la dissipation de puissance se fait différemment puisque chacun des commutateurs dissipe $1/N^{\text{ème}}$ de la puissance ce qui s'avère être grandement bénéfique pour des applications grand signal. Egalement, il est important de noter que les réseaux Nx1 possèdent la même tension aux bornes des contacts qu'un commutateur standard (à cause de leur faible R_T). Or, la relation liant la tension aux bornes du contact V_{contact} et la température à son interface T_s est donnée par la relation de Weidemann-Franz [77]

$$T_s = \sqrt{\frac{V_{\text{contact}}^2}{4L} + T_0^2} \quad (8)$$

Avec $L=2.45 \times 10^{-8}$ la constante de Lorentz et T_0 la température ambiante. Ainsi, les cantilevers miniatures mis en parallèle ne devraient pas engendrer plus de problèmes d'adhérence qu'un commutateur standard.

De plus, l' IP_3 des MEMS miniatures devrait être extrêmement élevé (> 70 dBm) comme c'est le cas pour tous les commutateurs ohmiques MEMS [78]. Des simulations sur Agilent-ADSTM [65] ont montré que le produit d'intermodulation d'ordre 3 d'un réseau Nx1 est identique à celui d'un commutateur standard sous réserve que chaque commutateur miniature appartenant au réseau ait le même IP_3 .

Enfin, ces commutateurs miniatures MEMS sont potentiellement compatibles avec une technologie CMOS [79-83] (à condition qu'ils soient réalisés avec un autre métal) puisqu'ils possèdent de faibles épaisseurs de métallisation et sont facilement encapsulables de part leur petite taille. De telles structures ont déjà été réalisées pour des circuits logiques CMOS dans [9] pour des applications de mémoire électromécaniques avec une résistance de contact de 3 k Ω et plus de 1000 milliards d'opérations réalisées.

Chapitre 3

Filtres Planaires Compacts à Bandes Fractionnaire et Absolue Constantes

1. Introduction

La tendance des dispositifs RF à évoluer vers des structures plus complexes avec toujours plus d'applications amène les concepteurs à repenser l'architecture des systèmes de télécommunication afin de les rendre plus compacts, moins lourds et moins chers. Pour cela, rendre reconfigurable la majorité des composants des têtes d'émission-réception RF pourrait être une solution élégante.

Les filtres accordables font aujourd'hui partie de ce défi technologique. En effet, au lieu d'implémenter plusieurs filtres (un par application) dans un système, il serait intéressant d'en intégrer un seul pouvant sélectionner sa fréquence de fonctionnement (son application) sur une bande d'accord (Chapitre 1). Seulement, la sélection de la fréquence de fonctionnement se base souvent sur des gabarits bien précis définis par le systémier (largeur de bande, réjection hors bande, pertes d'insertion...) et sont parfois difficilement compatibles avec une intégration poussée.

Les filtres accordables planaires (microrubans ou coplanaires) possèdent une certaine souplesse de conception (maîtrise de la largeur de bande, zéros de transmission) et peuvent être facilement adaptés aux critères demandés. De plus, ils sont compacts, peu chers et faciles à fabriquer. L'implémentation de composants MEMS pour assurer l'agilité fait partie des efforts menés par plusieurs laboratoires de recherche. En effet, ils permettent d'obtenir à la fois une bonne linéarité et moins de pertes que les composants basés sur d'autres technologies. [84]

Dans la plupart des systèmes actuels, le spectre fréquentiel est découpé en plusieurs canaux de même largeur de bande afin de fournir à chaque utilisateur le même débit. C'est pourquoi un filtre accordable doit souvent être à bande passante absolue (B.P.A.) constante. Seulement lorsque le spectre n'est pas large (i.e. bande d'accord <15 %), il est plus facile et moins coûteux de concevoir un filtre accordable à bande

passante fractionnaire (B.P.F.) constante. En effet, les largeurs de canaux varient peu sur de telles plages d'accord dans cette configuration. Ce chapitre présente la conception et la réalisation de filtres passe-bande compacts planaires à bande passante fractionnaire constante puis bande passante absolue constante à base de diodes varactor. L'intégration de MEMS RF est ensuite envisagée.

2. Éléments théoriques sur les filtres accordables

2.1. Analogie avec des éléments localisés à résonateurs couplés

Un filtre est un assemblage d'un ou plusieurs résonateurs aux fréquences de résonances identiques rendu agile par l'intégration de composants accordables telles que des capacités variables. Un résonateur élémentaire peut être modélisé par un circuit RLC où R_r est la résistance représentant les pertes et C_r et L_r sont respectivement la capacité et l'inductance équivalente. La fréquence de résonance f_0 est définie par la relation suivante

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.1)$$

Afin de rendre accordable chaque résonateur, l'insertion d'une capacité variable C_M se fait en général dans la zone capacitive, à l'endroit où le champ E est maximal dans le but d'obtenir la meilleure sensibilité possible. De ce fait, on peut modéliser le résonateur accordable par le circuit présenté en Fig. 3.1.

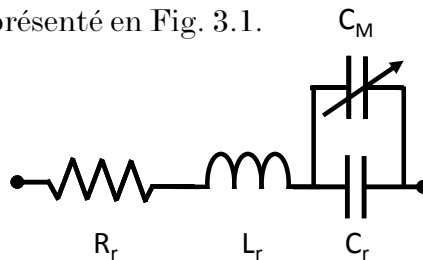


Fig 3.1 - Modèle équivalent d'un résonateur accordable

Lorsque la capacité variable est intégrée, l'équation 3.1 devient

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r (C_r + C_M)}} \quad (3.2)$$

Ainsi, plus la capacité C_M est grande et plus la fréquence de résonance diminue. De la même manière, plus C_M est grand devant C_r et plus la bande d'accord est grande.

Le facteur de qualité à vide (Q_0) est une grandeur importante puisqu'il permet de quantifier les pertes intrinsèques d'un résonateur. En effet, les pertes d'insertion Γ_{ins} d'un filtre sont directement liées au Q_0 par la relation approximative [85]

$$\Gamma = 4.343 \sum_1^n \frac{g_i}{BPF \cdot Q_{0i}} \cdot (dB) \quad (3.3)$$

Avec n l'ordre du filtre, g_i les coefficients, BPF la bande passante fractionnaire et Q_{0i} les facteurs de qualité à vide de chaque résonateur constituant le filtre. Lors de l'intégration d'une capacité variable idéale sur un résonateur, le facteur de qualité à vide est donné par la relation

$$Q_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_r \cdot (C_r + C_M) \omega_0} = \frac{1}{2\pi \cdot R_r} \sqrt{\frac{L_r}{C_r + C_M}} \quad (3.4)$$

Ainsi, plus la capacité C_M augmente et plus le facteur de qualité à vide diminue. Notons que plus les pertes globales du filtre R_r sont importantes et plus la baisse du facteur de qualité à vide sera significative au fur et à mesure que C_M augmente et que la fréquence diminue.

Par conséquent, la conception de filtres accordables passe par un compromis entre la bande d'accord et le facteur de qualité à vide puisqu'une forte valeur de C_M engendre à la fois un fort décalage fréquentiel et une dégradation du Q_0 . Les pertes R_r globales du filtre jouent un rôle crucial puisqu'elles traduisent l'importance de la diminution du facteur de qualité à vide sur la bande d'accord.

2.2. Les filtres accordables à B.P.F. constante

Lors du design de filtres RF reconfigurables, le cahier des charges peut préconiser une B.P.F. constante sur la plage d'accord. Pour cela, il est important de connaître les grandeurs influant ce paramètre. Si l'on se focalise sur le cas d'un filtre 2 pôles, le coefficient de couplage inter-résonateur k_{12} est défini par [86]

$$k_{12} = \frac{BPF}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (3.5)$$

Avec g_1 et g_2 les éléments du prototype du filtre. De la même manière, le facteur de qualité externe d'un filtre 2 pôles est défini par

$$Q_{ext} = \frac{g_0 g_1}{BPF} \quad (3.6)$$

Avec $g_0=1$ un coefficient du filtre.

Ainsi, pour que le filtre soit correctement adapté et possède une bande passante fractionnaire constante sur la bande d'accord, il faut que le coefficient de couplage inter-résonateur k_{12} et le facteur de qualité externe restent constants. Pour cela, il est préconisé d'utiliser des couplages de type magnétique.

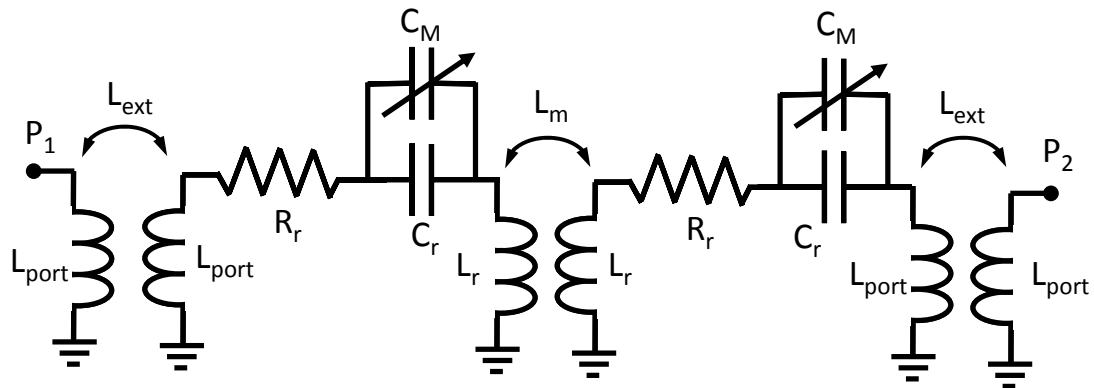


Fig 3.2 - Modèle équivalent d'un filtre 2 pôles à bande fractionnaire (B.P.F.) constante.

En effet, le k_{12} purement magnétique du modèle équivalent de la Fig. 3.2 est donné par [86]

$$k_{12} = \frac{L_m}{L_r} \quad (3.7)$$

Avec L_m l'inductance mutuelle. De la même façon, le facteur de qualité externe est donné par

$$Q_{ext} = \frac{L_{port}}{L_{ext}} \quad (3.8)$$

Par conséquent, ni le couplage inter-résonateur, ni le couplage externe ne sont dépendants de la capacité variable C_M et de f_0 , seuls paramètres variant de ce filtre. De ce fait, une bande fractionnaire constante sur la plage d'accord peut être obtenue.

2.3. Les filtres accordables à B.P.A. constante

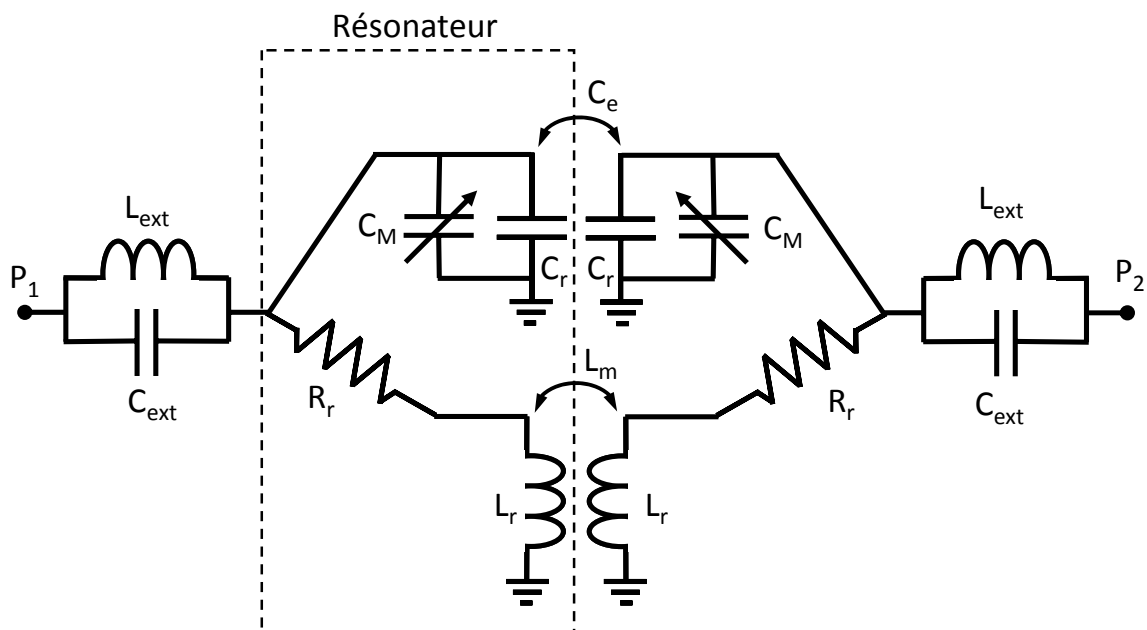


Fig 3.3 - Modèle équivalent d'un filtre 2 pôles à bande absolue (B.P.A.) constante.

Il est également possible que le cahier des charges préconise une B.P.A. constante sur la plage d'accord. La bande absolue étant définie par $BPA = BPF \cdot f_0$, les équations 3.5 et 3.6 deviennent respectivement

$$k_{12} = \frac{BPA}{f_0 \cdot \sqrt{g_1 g_2}} \quad (3.9)$$

$$Q_{ext} = \frac{f_0 \cdot g_0 g_1}{BPA} \quad (3.10)$$

De ce fait, pour que le filtre soit adapté et possède une bande passante absolue constante sur la plage d'accord, il est nécessaire que le k_{12} soit inversement proportionnel à la fréquence de résonance et que le Q_{ext} soit proportionnel à f_0 . Pour cela, un couplage inter-résonateur mixte et un circuit bouchon en guise de couplage externe peuvent être utilisés [53] (Fig. 3.3).

En effet, le couplage inter-résonateur se décompose en deux parties à savoir le couplage électrique, effectué par la capacité mutuelle C_e et le couplage magnétique réalisé avec la bobine mutuelle L_m qui peuvent se retrouver en opposition de phase comme dans le cas des filtres planaires quart d'onde « combine » par exemple. Le couplage inter-résonateur est alors égal à

$$k_{12} = k_{magnétique} - k_{électrique} = \frac{L_m}{L_r} - \frac{C_e}{C_r + C_M} \quad (3.11)$$

Par conséquent, lorsque C_M augmente, k_{12} augmente alors que la fréquence diminue puisque $k_{magnétique}$ est constant. Il est donc possible pour le couplage inter-résonateur de se rapprocher au maximum d'un comportement inversement proportionnel à la fréquence en choisissant judicieusement L_m et C_e .

En ce qui concerne le facteur de qualité externe, l'idée est d'introduire un filtre coupe bande à l'entrée du résonateur afin de contrôler le couplage en fonction de la fréquence. Plusieurs techniques peuvent être employées [87,89] mais la plus compacte et la plus simple de réalisation est celle du circuit bouchon en éléments localisés. En effet, le coefficient de couplage est représentatif de la fonction de transfert du circuit coupe-bande. Il est défini par

$$k_{ext} = \frac{P_{u2}}{P_{u1}} \quad (3.12)$$

Avec P_{u1} et P_{u2} les puissances respectivement à l'entrée et à la sortie du circuit bouchon (Fig. 2.4). Or, le facteur de qualité externe étant l'inverse du k_{ext} , il est alors possible de trouver une zone où le Q_{ext} se rapproche d'un comportement proportionnel à la

fréquence comme le montre la Fig.2.4. Notons qu'une bobine seule peut être utilisée pour réaliser un tel couplage mais elle enlève un degré de liberté à savoir la pente de la zone linéaire. Dans le cas du circuit bouchon, celle-ci est fixée par le facteur de qualité du filtre coupe-bande.

3. Filtre planaire accordable à B.P.F. constante

3.1. Conception

La conception du filtre est souvent orientée par les spécifications d'un cahier des charges. De ce fait, de nombreuses topologies de résonateurs existent dans la littérature. Dans cette partie, nous présentons une nouvelle forme de filtre pour obtenir une structure compacte, ayant peu de pertes, une bonne réjection et une bande passante fractionnaire constante sur la plage d'accord. Ces travaux ont été réalisés à l'université de Californie à San Diego (UCSD).

3.1.1. Présentation du filtre 2 pôles

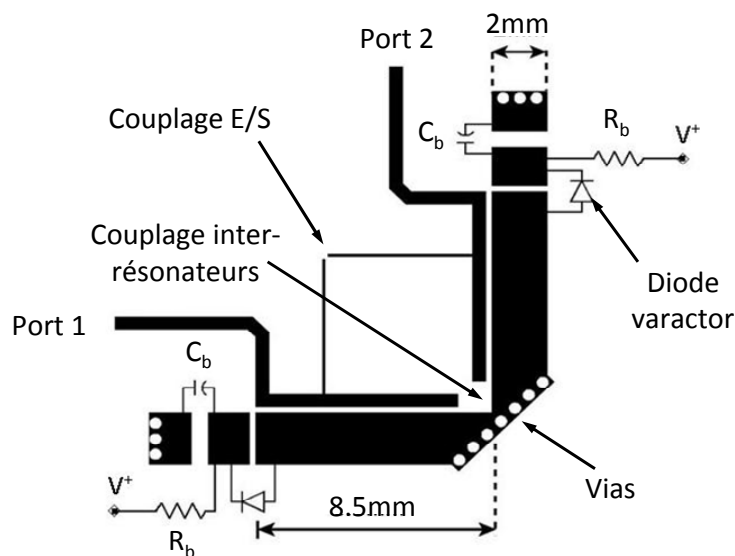


Fig 3.4 - Représentation du filtre accordable compact 2 pôles à B.P.F. constante

Le filtre accordable 2 pôles présenté en Fig 3.4 se compose de deux résonateurs quart d'onde en technologie microruban sur un substrat de permittivité 10.2 résultant en une structure compacte à 3 GHz de 14mm^2 . Le couplage inter-résonateur est réalisé par une partie de ligne de transmission près des vias. Les quarts d'onde ont été positionnés perpendiculairement afin d'obtenir un couplage purement magnétique et engendrer une bande passante fractionnaire constante sur la plage d'accord. La Fig. 3.5 (a) montre la

répartition du champ magnétique dans la structure lorsque le résonateur n'est pas chargé par les diodes varactors. La largeur du résonateur a également été optimisée pour obtenir un bon compromis entre sensibilité d'accord et facteur de qualité à vide. Il en résulte une ligne d'impédance caractéristique 23Ω . Sur chaque résonateur, une diode varactor est connectée entre le bout en circuit ouvert, à l'endroit où le champ électrique est maximal (Fig. 3.5 (b)) et une électrode d'actionnement reliée à une ligne de polarisation.

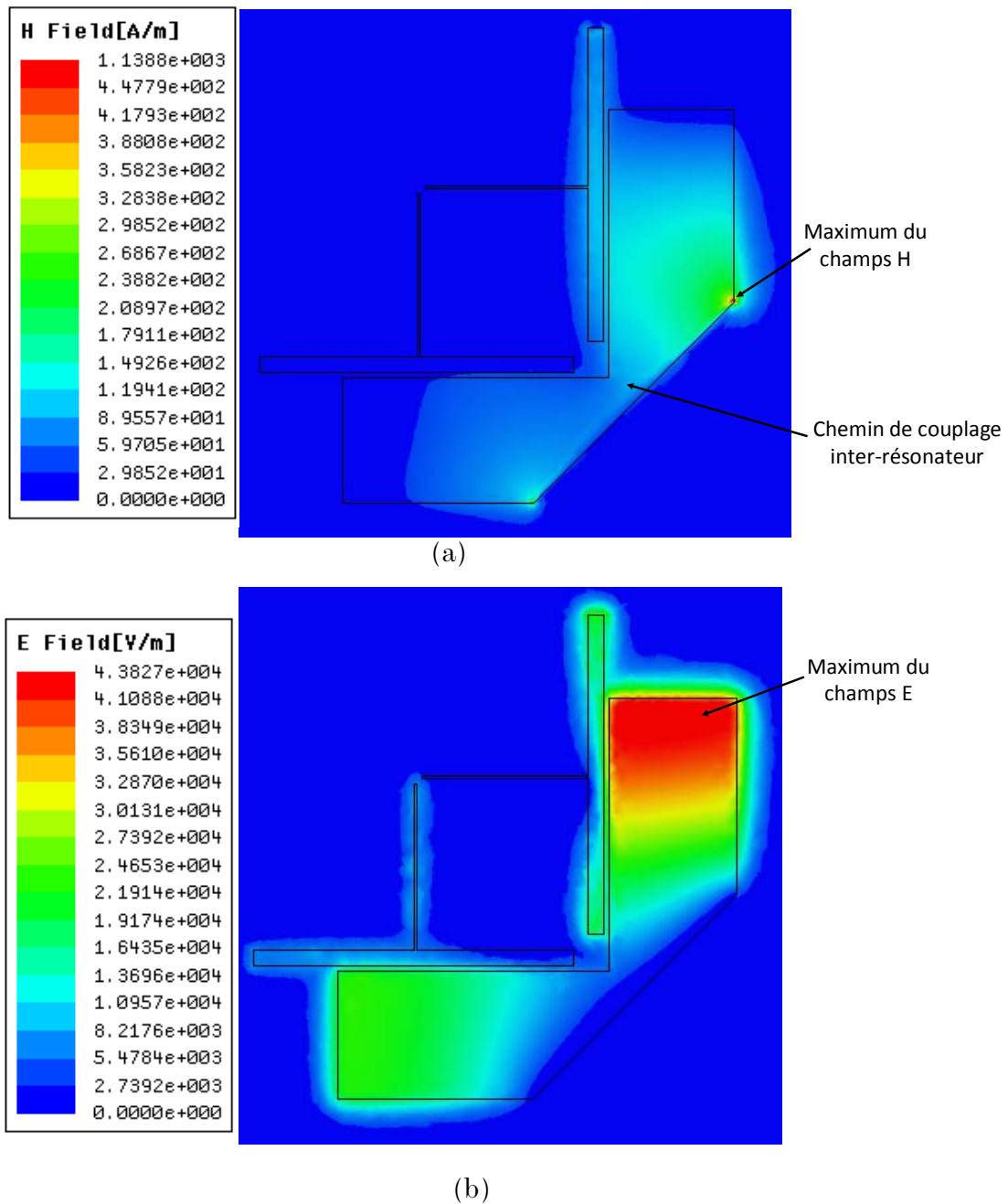


Fig 3.5 - Répartition des champs (a) magnétiques et (b) électriques simulés avec HFSS™ dans le filtre compact 2 pôles lorsque la diode n'est pas implémentée.

Afin d'établir une différence de potentiel aux bornes du composant et faire varier la fréquence de résonance du filtre correctement, une capacité de polarisation C_b est connectée entre la masse et la ligne de polarisation. Celle-ci devra être de forte valeur afin d'éviter une limitation de la plage d'accord. De même, une résistance R_b a été ajoutée à la ligne de polarisation afin d'éviter les fuites du signal RF. Enfin, l'entrée et la sortie du dispositif sont symétriquement couplées afin d'obtenir des zéros de transmission de chaque côté de la résonance et améliorer la réjection hors bande.

Le coefficient de couplage inter-résonateur a été simulé avec Momentum™ (Fig. 3.6). Il présente une variation de seulement ± 0.25 pts autour de 2.5 % sur la bande 2.5-3.1GHz. Le k_{12} étant quasi-constant en fonction de la fréquence, la B.P.F. du filtre restera stable durant le décalage fréquentiel (Equ. 3.5).

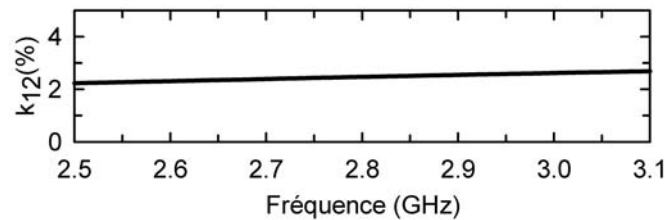


Fig 3.6 - Coefficient de couplage inter-résonateur du filtre 2 pôles simulé en fonction de la fréquence

3.1.2. Design du filtre 4 pôles

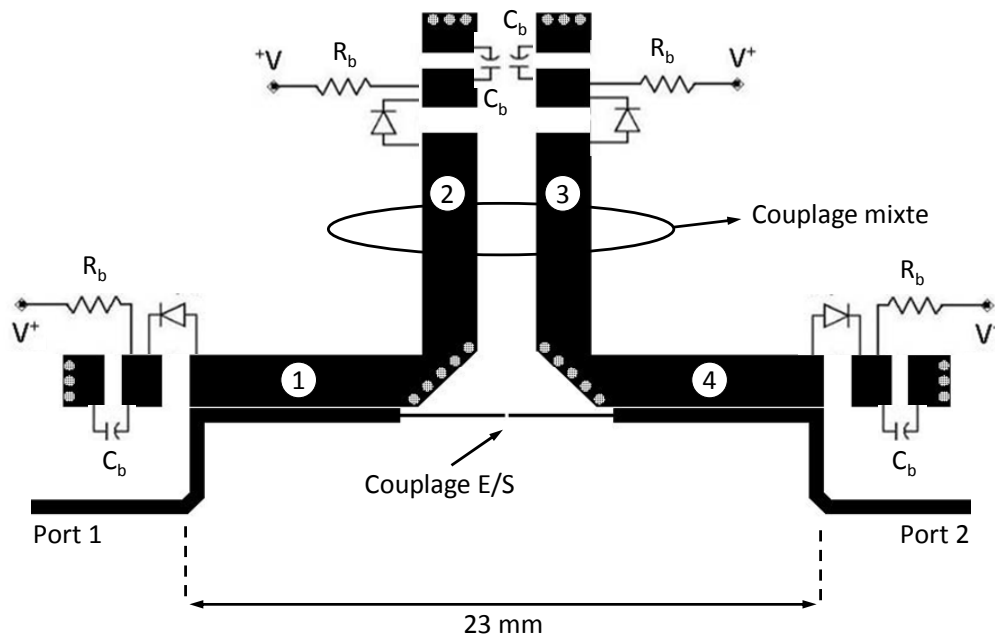


Fig 3.7 - Représentation du filtre accordable compact 4 pôles à B.P.F. constante

Le design du filtre accordable 4 pôles est présenté Fig. 3.7. Il est composé de deux filtres deux pôles couplés de façon mixte. L'agencement des résonateurs sous cette forme

permet d'obtenir facilement un couplage symétrique entre l'entrée et la sortie ce qui va engendrer des zéros de transmission et améliorer la réjection hors bande.

Dans le cas d'un filtre 4 pôles, la bande passante fractionnaire est donnée par

$$BPF = \frac{k_{12} \cdot \sqrt{g_1 \cdot g_2} + k_{23} \cdot \sqrt{g_2 \cdot g_3} + k_{34} \cdot \sqrt{g_3 \cdot g_4}}{3} \quad (3.13)$$

Avec k_{12} le coefficient de couplage entre les résonateurs 1 et 2, k_{23} le coefficient de couplage entre les résonateurs 2 et 3, k_{34} le coefficient de couplage entre les résonateurs 3 et 4 et g_1, g_2, g_3, g_4 les coefficients du filtre. Notons que par symétrie, $k_{12}=k_{34}$.

Ainsi, pour obtenir une bande fractionnaire constante sur la plage d'accord, il faut que tous les couplages inter-résonateurs soient constants en fonction de la fréquence. Comme il a été présenté dans le paragraphe « 3.1.1 », k_{12} et k_{34} sont constants en fonction de la fréquence puisque leur couplage est purement magnétique. Pour k_{23} , un couplage mixte a été réalisé (voir section « 2.3 »). Seulement, comme le couplage électrique est très faible (C_e faible) à cause de la distance séparant les résonateurs 2 et 3, k_{23} est principalement dominé par un couplage magnétique ce qui lui assure une certaine stabilité en fréquence.

Les coefficients de couplage simulés pour le filtre 4 pôles sont présentés Fig. 3.8. Le k_{12} présente une variation de +/- 0.3 pts autour de 5.9 % et le k_{23} présente une évolution +/- 0.02 pts autour de 3.6 % sur la bande 2.4-2.8 GHz.

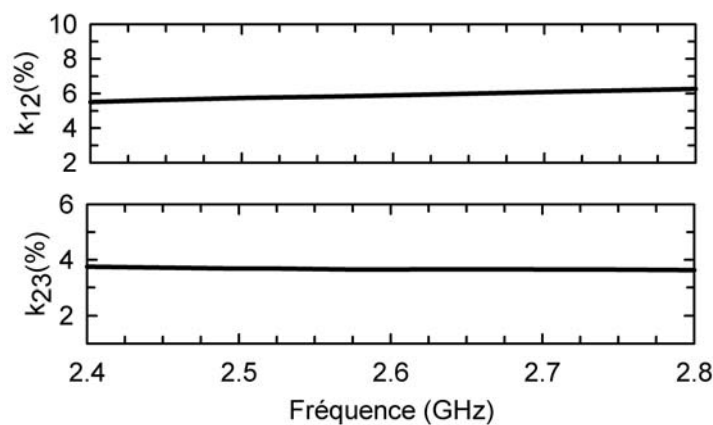


Fig 3.8 - Coefficients de couplage inter-résonateur simulés du filtre 4 pôles.

3.2. Mesures

3.2.1. Mesures du filtre 2 pôles

Le filtre 2 pôles a été fabriqué avec des pistes de 35 μm d'épaisseur de cuivre sur un substrat Duroid 3010 de permittivité relative $\epsilon_r=10.2$ (Fig.3.9). Il en résulte une

structure de $1.5 \times 1.5 \text{ cm}^2$. Le facteur de qualité à vide du résonateur non chargé par les diodes a été mesuré grâce à des structures sous couplées. Il est de 210 et correspond aux simulations effectuées sous MomentumTM pour une conductivité de $4.7 \times 10^7 \text{ S/m}$ et une tangente de pertes de 0.0023.

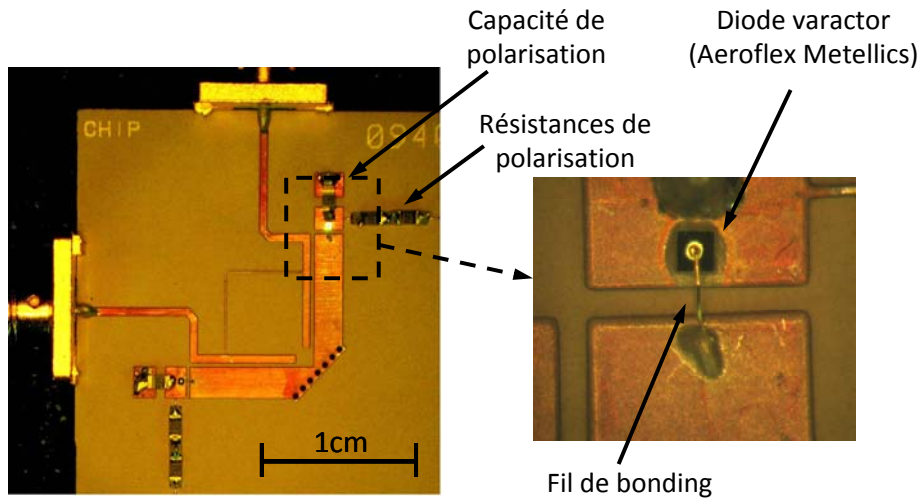


Fig 3.9 - Photographie du filtre accordable compact 2 pôles

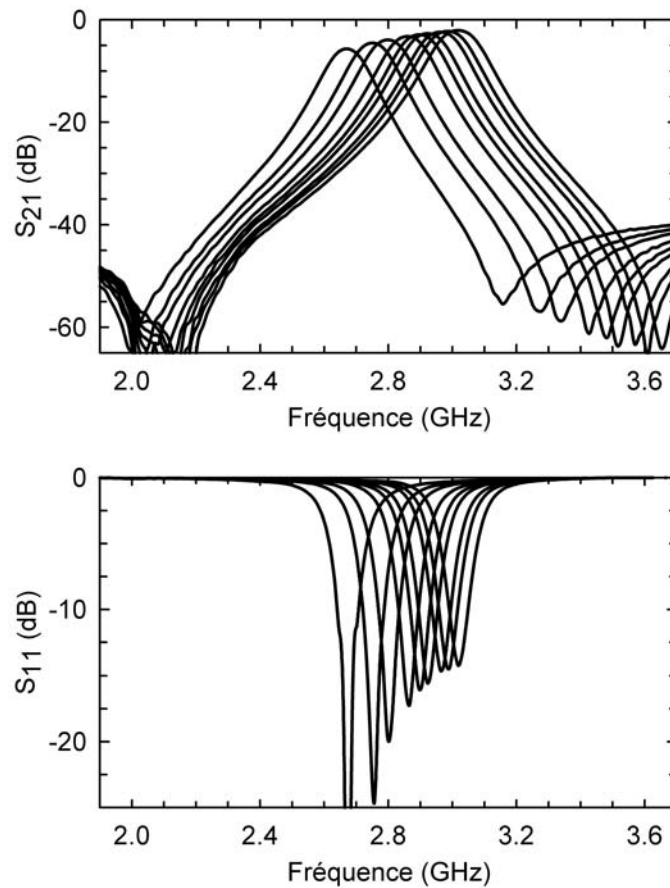


Fig 3.10 - Paramètres S mesurés du filtre accordable 2 pôles

La capacité de polarisation est de 10 pF et possède une résistance interne de 0.2Ω à 2.5 GHz d'après la fiche technique du composant. Deux résistances de $100 \text{ k}\Omega$ ont été placées en série sur chaque ligne de polarisation afin de réduire la capacité parasite du composant CMS et de limiter au maximum les fuites du signal RF. Les diodes varactors utilisées sont des MTV4030-01d'Aeroflex Metellics ($0.5\text{-}0.1 \text{ pF}$ pour $V=4\text{-}30 \text{ V}$). Elles sont en silicium et possèdent une encapsulation de type « puce ». Leur cathode est reportée à la colle argentée époxy sur l'électrode d'actionnement et l'anode est connectée au bout du résonateur avec un fil de bonding (Fig. 3.9).

Les paramètres S mesurés montrent un décalage fréquentiel de 12.27 % de 2.67 GHz à 3.02 GHz. Les zéros de transmission bougent également avec la fréquence de résonance comme le montre la Fig. 3.10. L'adaptation est supérieure à 14 dB sur la plage d'accord et les pertes d'insertion mesurées vont de 5.6 à 2 dB (Fig. 3.11). Elles sont principalement dues à la résistance série élevée de la diode varactor ($R_s=4 \Omega$) lorsque sa zone de déplétion n'est pas activée pour des tensions faibles.

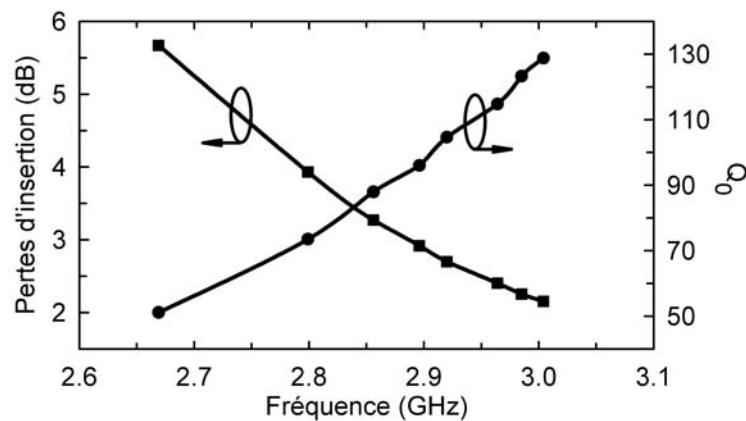


Fig 3.11 - Pertes d'insertion et facteur de qualité à vide en fonction de la fréquence pour le filtre accordable compact 2 pôles.

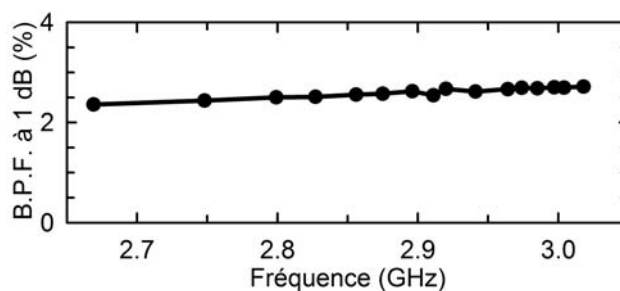


Fig 3.12 - Bande fractionnaire du filtre accordable 2 pôles en fonction de la fréquence

Le facteur de qualité à vide est extrait à partir de l'équation 3.3 et est présenté Fig 3.11 également. Les résultats montrent que le facteur de qualité à vide du filtre est principalement limité par le facteur de qualité de la diode. Néanmoins, un facteur de

qualité à vide supérieur à 130 a été obtenu à 3.02 GHz pour une bande fractionnaire à 1 dB de 2.7 %. La B.P.F. à 1 dB mesurée en fonction de la fréquence varie seulement de 2.4 % à 2.7 % sur la plage d'accord ce qui représente une B.P.A. à 1-dB allant de 63 MHz à 82 MHz.

Ce concept peut être étendu pour des ordres de filtres supérieurs. C'est ce qui est présenté dans la section suivante.

3.2.2. Mesures du filtre 4 pôles

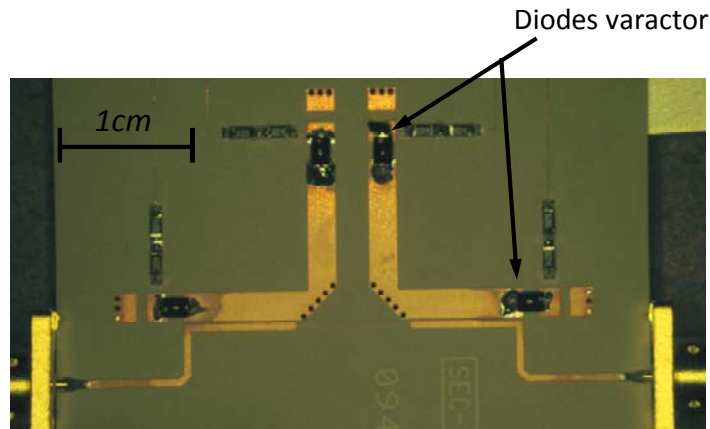


Fig 3.13 - Photographie du filtre accordable compact 4 pôles

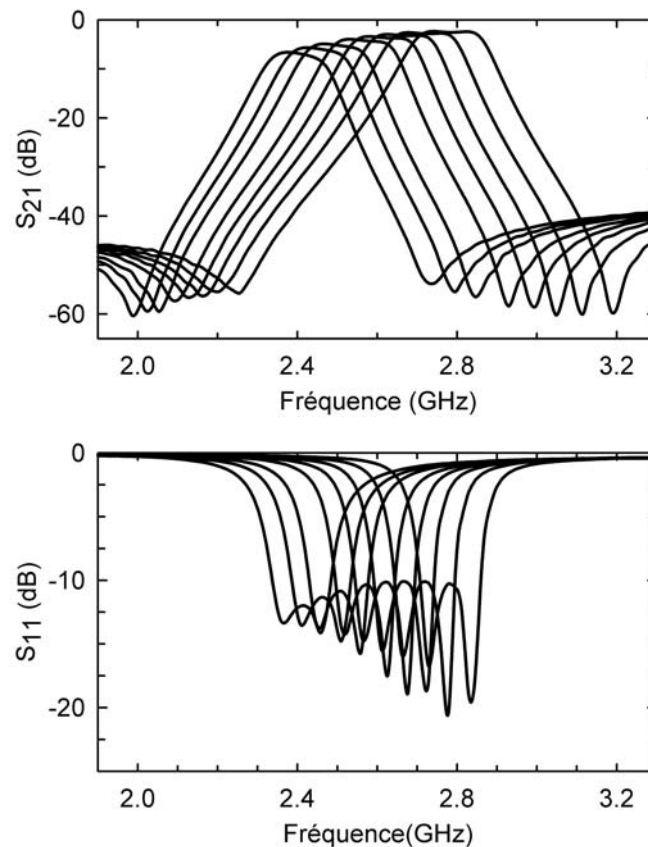


Fig 3.14 - Paramètres S mesurés du filtre accordable compact 4 pôles

Le filtre 4 pôles a également été fabriqué sur un substrat Duroid 3010 de permittivité relative 10.2. Le filtre fait 3.2 cm de long pour 1.5 cm de large. La diode varactor utilisée est cette fois-ci une MGV125-08 (0.36-0.1 pF pour $V=4-22$ V). Les mesures montrent une adaptation supérieure à 10 dB et des pertes d'insertion variant de 6.9 à 2.5 dB (Fig. 3.14). Le facteur de qualité à vide extrait varie de 50 à 130 (Fig. 3.15) et la bande fractionnaire à 1 dB varie de 5 % à 5.6 % sur la plage d'accord ce qui représente une B.P.A. à 1-dB allant de 122 MHz à 156 MHz. (Fig. 3.16). La diminution de la B.P.F. observée pour des fréquences inférieures à 2.5 GHz est principalement due aux pertes du filtre qui rendent la mesure difficile. En effet, la bande fractionnaire à 3 dB ne varie que de 6.6 à 6.8 % sur la bande d'accord.

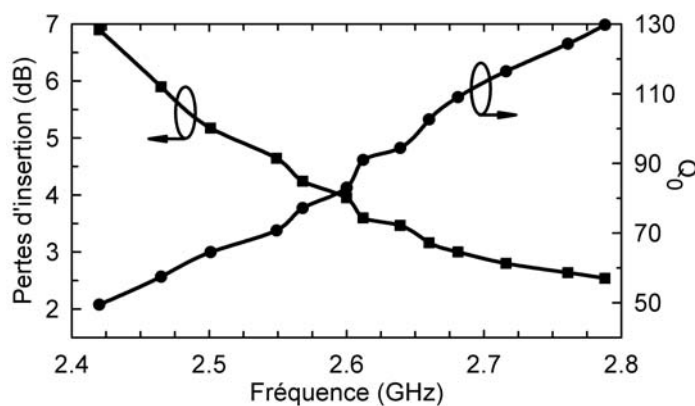


Fig 3.15 - Pertes d'insertion et facteur de qualité à vide en fonction de la fréquence pour le filtre accordable compact 4 pôles.

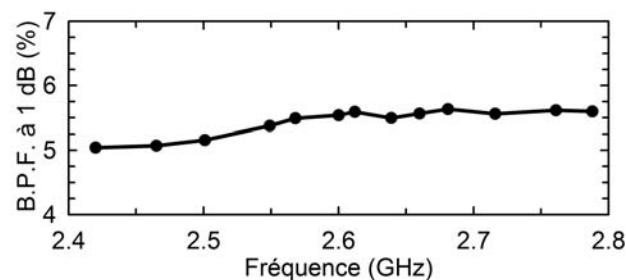


Fig 3.16 - Bande fractionnaire du filtre accordable compact 4 pôles en fonction de la fréquence

Enfin, un modèle simple RC série a été intégré dans les simulations MomentumTM du filtre afin d'extraire la résistance série de la diode varactor (Fig 3.17). Les résultats montrent une bonne concordance entre mesures et simulations (3.18) et la résistance série de la diode varie de 4 à 1.5 Ω au fur et à mesure que la tension d'actionnement augmente. Ceci est tout à fait en accord avec la courbe $I(V)$ d'une diode classique en fonctionnement inverse qui voit sa conductance augmenter avec la tension appliquée.

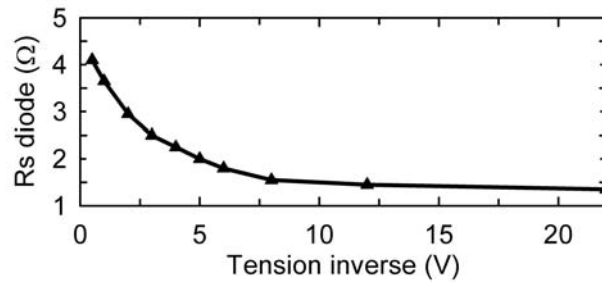


Fig 3.17 - Résistance série de la diode extraite en fonction de la tension inverse

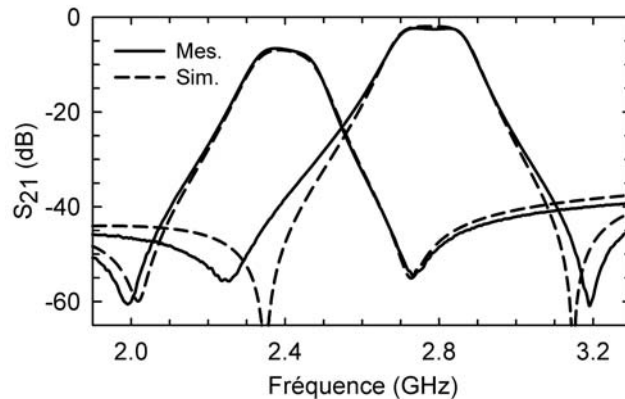


Fig 3.18 - Correspondance entre mesures et simulations pour les valeurs de résistances séries extraites en Fig.3.17

En conclusion, des filtres 2 pôles et 4 pôles compacts, à bande fractionnaire quasi-constante ont été conçus, réalisés puis mesurés. Ils présentent un facteur de qualité allant de 50 à 130 sur une plage d'accord d'environ 12 %. Leur Q_0 peut être significativement amélioré par l'intégration de capacité variables MEMS à la place des diodes varactors puisqu'ils possèdent une résistance série comprise entre 0.1 et 2 Ω . Ceci aurait pour conséquence la réduction des pertes d'insertion aux fréquences basses de la plage d'accord.

4. Filtre planaire accordable à B.P.A. constante

4.1. Design

Le cahier des charges peut également demander à ce que le filtre accordable soit à bande absolue constante en fonction de la fréquence. La préférence pour l'une ou l'autre des configurations est principalement due à la largeur de la plage d'accord. En effet, pour des décalages importants de la fréquence de résonance, une B.P.F. constante sur la bande d'accord ne peut être approximée à une B.P.A. constante. Dans cette partie, la topologie de filtre, utilisée dans le paragraphe « 3 » a été modifiée pour atteindre ces spécifications résultant en un filtre compact autour de 1.5 GHz.

4.1.1. Design du filtre 2 pôles

Le filtre 2 pôles est présenté Fig. 3.19. Il reprend la même topologie que le filtre à B.P.F. constante sur un substrat de permittivité 3.6. Seulement cette fois-ci, les résonateurs ont été repliés afin de les coupler électriquement en plus de leur couplage magnétique d'origine. Le couplage externe est assuré par un circuit bouchon de manière à obtenir la meilleure adaptation possible sur une large bande de fréquence (voir paragraphe « 2.3 »).

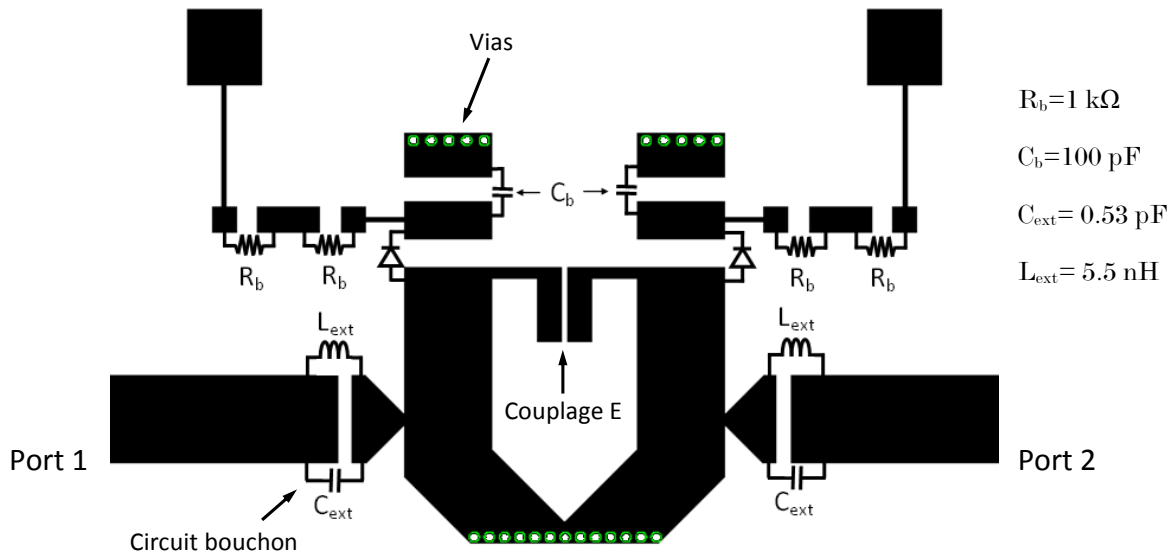


Fig 3.19 - Représentation du filtre accordable compact 2 pôles à B.P.A. constante

Ainsi, le facteur de qualité externe et le coefficient de couplage inter-résonateur doivent se rapprocher au plus d'un comportement respectivement proportionnel et inversement proportionnel à la fréquence, sur la plage d'accord considérée. Le k_{12} et le Q_{ext} simulés sur Agilent-Momentum™ sont présentés Fig. 3.19 et sont proches des valeurs obtenues analytiquement (courbe en pointillés) sur la bande 0.9-1.7 GHz.

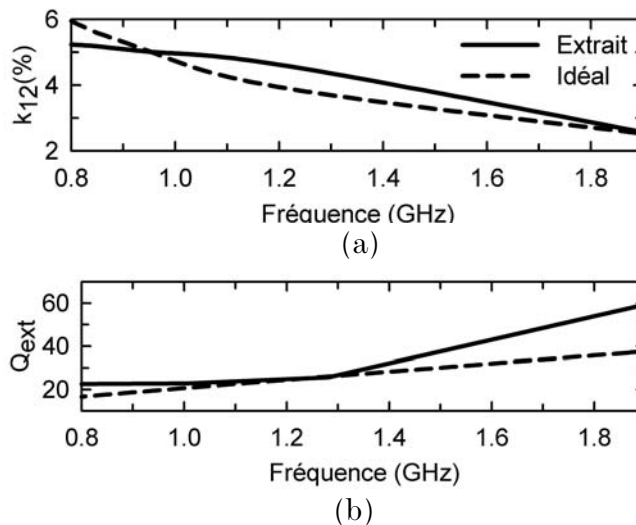


Fig 3.20 - (a) Couplage inter-résonateur et (b) facteur de qualité externe en fonction de la fréquence pour le filtre accordable compact 2 pôles à B.P.A. constante.

Les paramètres S du filtre accordable 2 pôles simulé sont présentés Fig. 3.21 pour une capacité variable idéale de 1.5-6 pF. La bande passante absolue varie de 63 +/- 6 MHz sur la plage d'accord 0.95-1.75 GHz montrant l'efficacité des types de couplage utilisés. Une adaptation supérieure à 20 dB est obtenue sur toute la bande. Notons qu'un léger sous couplage est observable à 1.75 GHz. Ceci est dû au circuit bouchon qui s'approche de sa fréquence de résonance et fait augmenter légèrement le Q_{ext} .

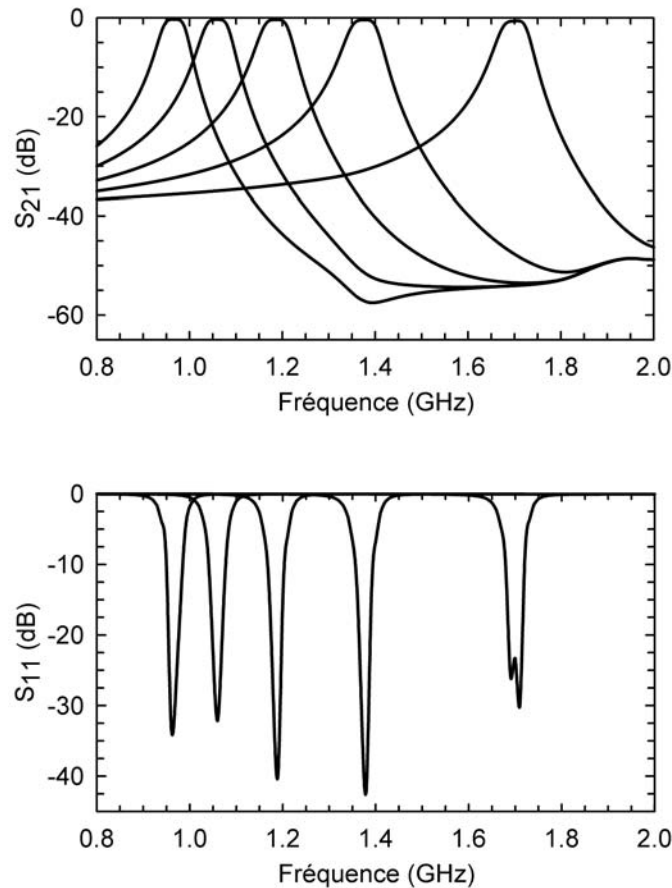


Fig 3.21 - Paramètres S simulés du filtre accordable 2 pôles compact à bande passante absolue constante pour une capacité diode allant de 1.5 à 6 pF

4.1.2. Design du filtre 4 pôles

Le filtre 4 pôles est présenté Fig. 3.22. Il s'agit de deux filtres deux pôles également couplés de façon mixte. En effet, la bande passante absolue dans le cas d'un filtre 4 pôles est définie par

$$BA = \frac{k_{12} \cdot f_0 \cdot \sqrt{g_1 \cdot g_2} + k_{23} \cdot f_0 \cdot \sqrt{g_2 \cdot g_3} + k_{34} \cdot f_0 \cdot \sqrt{g_3 \cdot g_4}}{3} \quad (3.14)$$

Par conséquent, pour obtenir une bande passante absolue constante sur une plage d'accord, il faut que tous les coefficients de couplage soient inversement proportionnels à la fréquence, d'où la nécessité d'un couplage mixte pour le k_{23} . Notons que pour la réalisation d'un filtre de type Butterworth comme c'est le cas ici, $k_{12}=k_{23}$, $g_1=g_4$ et $g_2=g_3$.

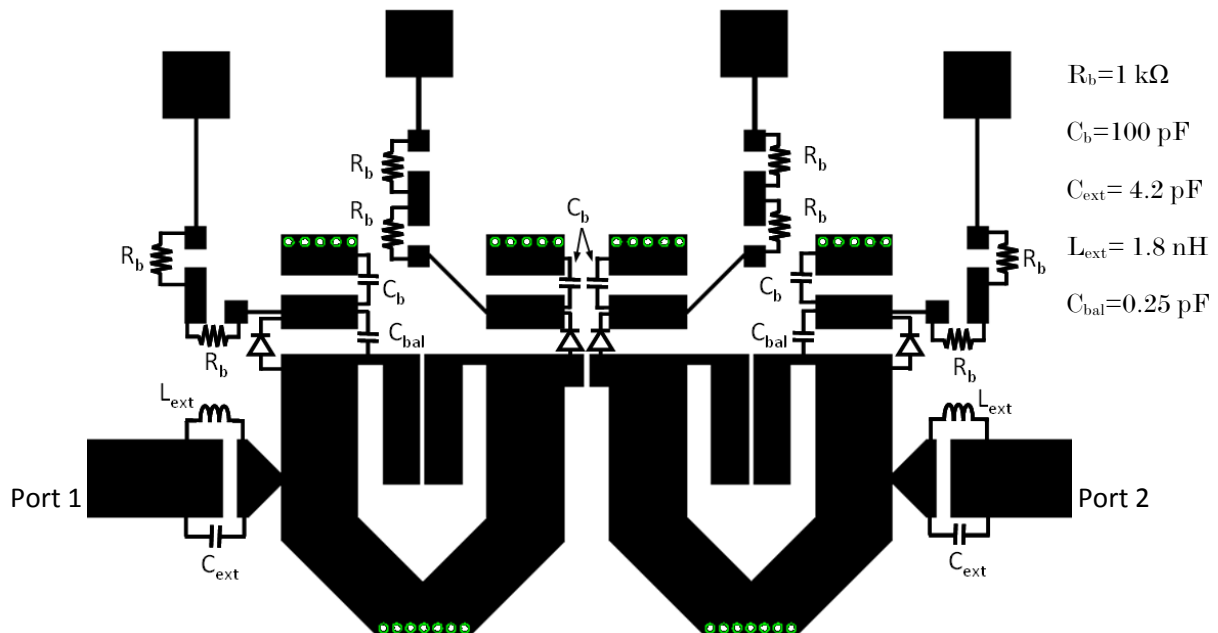


Fig 3.22 - Représentation du filtre accordable compact 4 pôles à B.P.A. constante

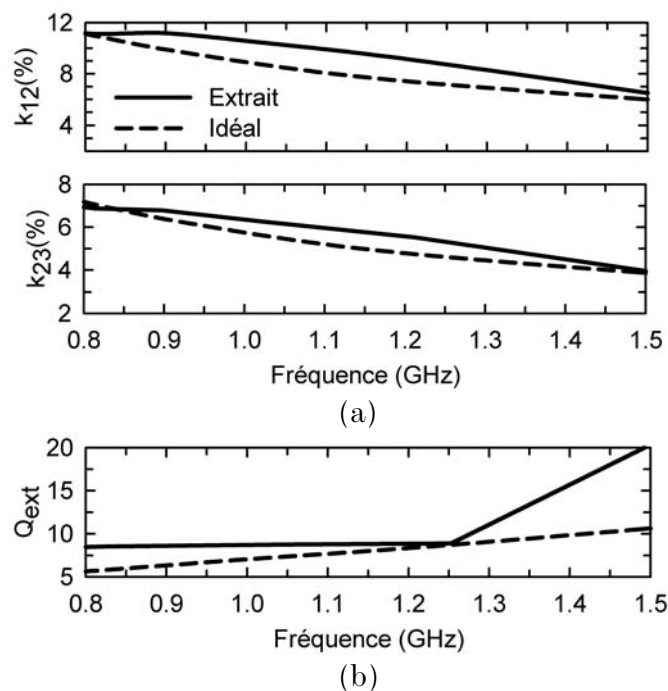


Fig 3.23 - (a) Couplages inter-résonateur k_{12} et k_{23} et (b) facteur de qualité externe en fonction de la fréquence pour le filtre accordable compact 4 pôles à B.P.A. constante.

Une autre particularité de ce filtre 4 pôles est qu'il comporte une capacité d'équilibrage (C_{bal}) en parallèle avec la capacité de la diode varactor sur les résonateurs 1 et 4 qui sert à compenser les décalages fréquentiels supplémentaires introduits par les accès RF sur ces résonateurs. Cette capacité aurait pu être rajoutée en augmentant la longueur des résonateurs 2 et 3 au lieu d'ajouter une capacité CMS (composant monté en surface) mais ce n'est pas sans incidence sur la sensibilité de la diode varactor sur la fréquence de résonance des résonateurs 2 et 3. Le Q_{ext} , k_{12} et k_{23} simulés du filtre accordable 4 pôles sont présentés Fig. 3.23. Ils présentent une bonne correspondance avec les valeurs analytiques sur la bande 0.9-1.5 GHz. Les paramètres S du filtre 4 pôles sont simulés à l'aide du logiciel MomentumTM et sont présentés Fig. 3.24 pour une capacité diode allant de 1.5 à 6 pF. Il est présenté une adaptation supérieure à 10 dB sur une plage d'accord de 0.9 à 1.5 GHz. La bande passante absolue est de 107 MHz +/- 3 MHz sur toute la bande.

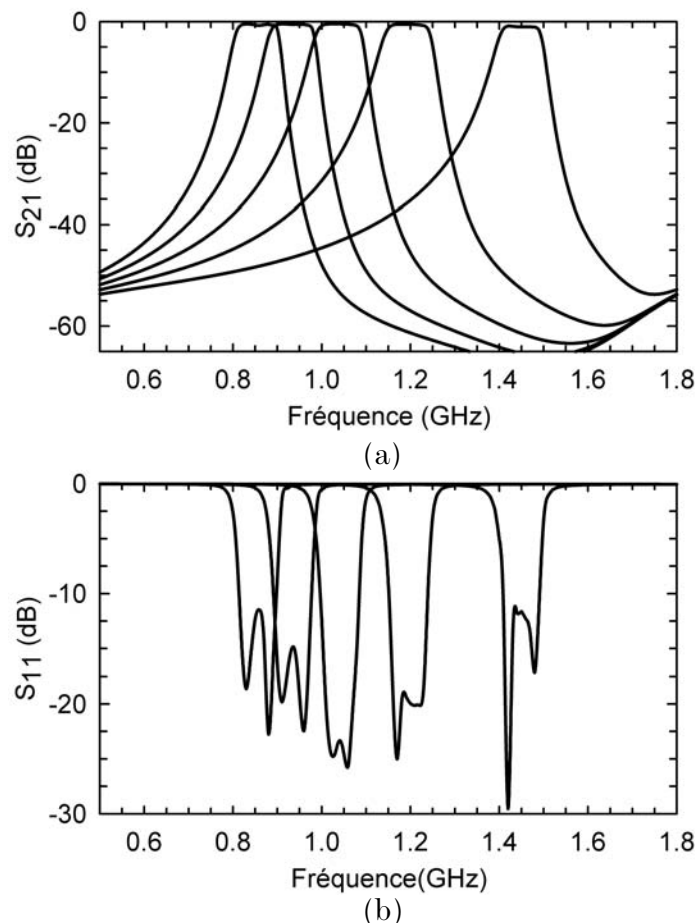


Fig 3.24 - Paramètres S simulés du filtre accordable 4 pôles compact à bande passante absolue constante

4.2. Mesures

4.2.1. Mesures du filtre 2 pôles

Le filtre 2 pôles a été fabriqué sur un substrat Duroid R4350B de permittivité relative 3.6. La structure fait 18x32 mm² et est présentée Fig. 3.25. Les pistes sont en cuivre (~35 µm) et ont été recouvertes d'une fine couche d'or d'environ 3 µm afin d'éviter les phénomènes d'oxydation. Les composants CMS ont été reportés sur le filtre à l'aide de colle époxy argentée de forte conductivité puis fixés en polymérisant la colle à 120°C pendant 2 heures.

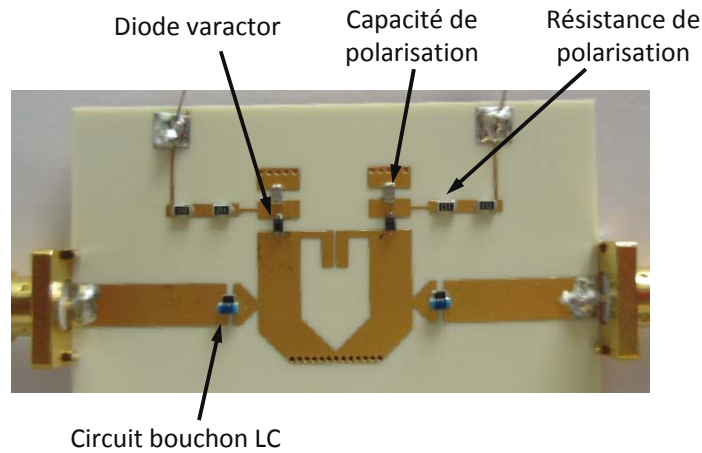


Fig 3.25 - Photographie du filtre 2 pôles à bande passante absolue constante.

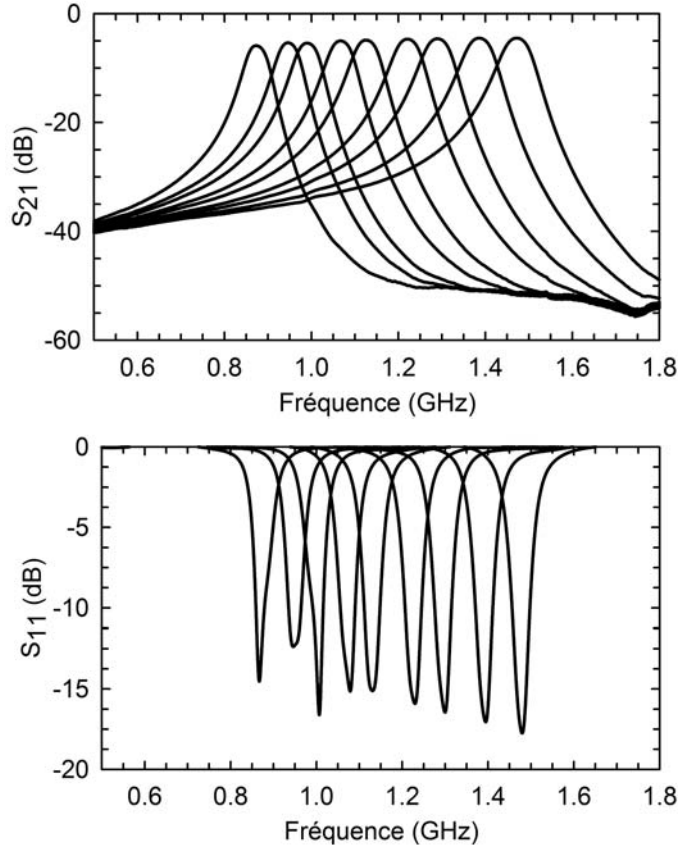


Fig 3.26 - Paramètres S mesurés du filtre 2 pôles accordable à B.P.A. constante

La capacité de polarisation (VJ0603A101JXBA) a été choisie à 100 pF afin de permettre la meilleure plage d'accord possible. Deux résistances de polarisation de 1 k Ω ont été mises en série afin d'éviter les fuites du signal RF dans la capacité parasite du substrat. La diode varactor est une SMV1413 de Skyworks (6.4-1.7 pF pour V=1-30 V) et annonce une résistance série de 0.35 Ω à 0.5 GHz pour une tension de polarisation de 4V. Enfin, la capacité et la bobine constituant le circuit bouchon sont respectivement de 0.53 pF et 5.5 nH. Les paramètres S mesurés du filtre 2 pôles accordable à bande passante absolue constante sont présentés Fig. 3.26. Ils montrent une bande d'accord allant de 0.875 à 1.475 GHz et des pertes d'insertion variant de 5.9 à 4.5 dB. Celles-ci sont principalement dues à la diode varactor qui possède un facteur de qualité faible à ces fréquences de travail. Notons également que la plage d'accord est décalée de -275 MHz par rapport à ce qui était prévu en simulations. Ceci est principalement dû aux vias qui rajoutent une inductance en série avec celle de la diode (0.7 nH donné par le constructeur) qui est difficile à prévoir en simulations. Celle-ci a été évaluée à 1.4 nH par rétro-simulations. Par conséquent, la plage d'accord se retrouve décalée par rapport à la bande de fréquence optimisée pour obtenir une bande passante absolue constante. Néanmoins, le filtre 2 pôles présente une B.P.A. de 60 MHz +/- 9 MHz et correspond bien aux simulations (Fig. 3.27).

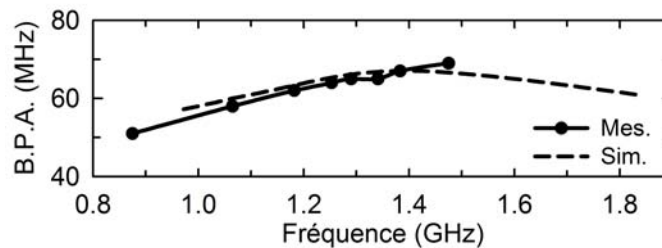


Fig 3.27 - Bande passante absolue mesurée et simulée du filtre 2 pôles en fonction de la fréquence

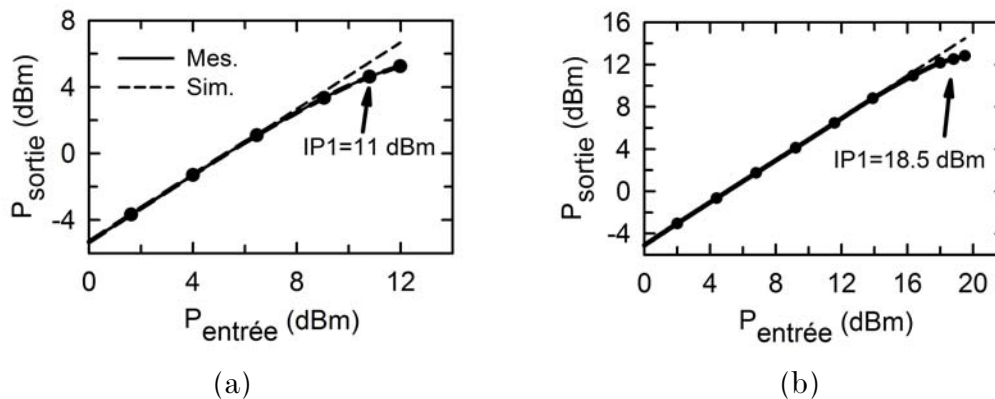


Fig 3.28 - Mesures d'IP1 du filtre accordable 2 pôles à (a) 0.9 GHz et (b) 1.48 GHz

Des mesures de linéarité ont également été effectuées. L'IP1 (point de compression à 1 dB) a été extrait aux limites de la bande d'accord c'est à dire à 0.9 et 1.48 GHz et sont respectivement de 11 dBm et 18.5 dBm (Fig. 3.28). Cette différence s'explique par le fait que la diode varactor se trouve dans une zone beaucoup plus linéaire pour des tensions de polarisation élevées. De même l'IP3 a été mesuré à 14.5 dBm et 19.5 dBm respectivement à 1 GHz et 1.48 GHz.

4.2.2. Mesures du filtre 4 pôles

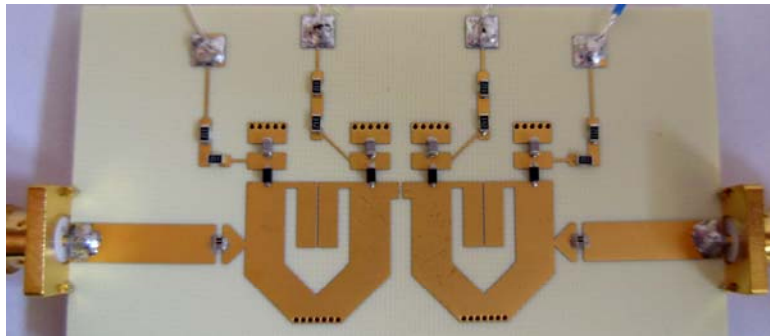


Fig 3.29 - Photographie du filtre 4 pôles accordable à bande passante absolue constante.

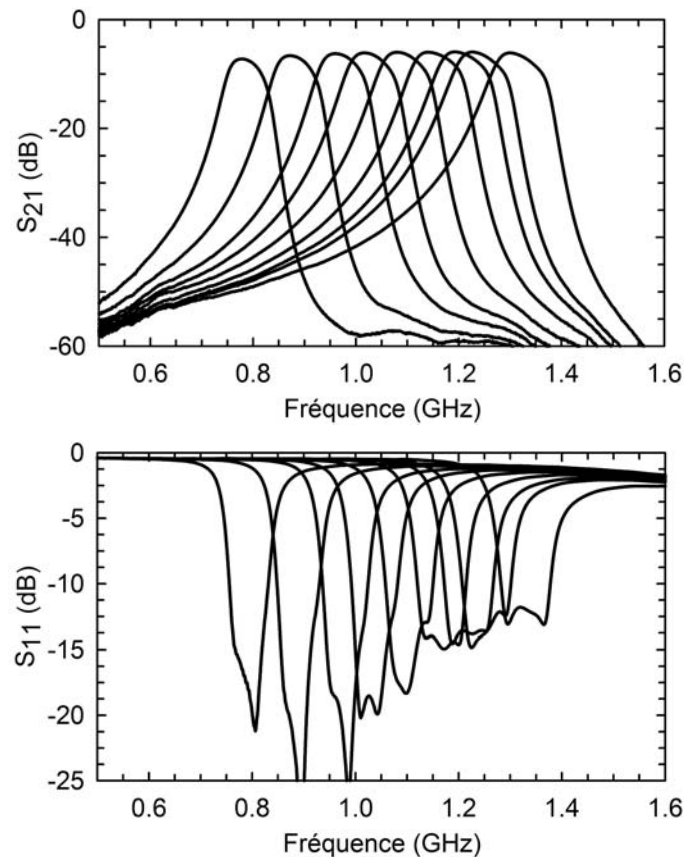


Fig 3.30 - Paramètres S mesurés du filtre 4 pôles accordable à B.P.A. constante

Le filtre 4 pôles a également été réalisé sur un substrat Duroid R4350B. Il fait 32x18 mm² et est présenté Fig.3.28. Ici encore, les éléments localisés sont sensiblement les mêmes exceptées la bobine et la capacité du circuit bouchon qui sont respectivement de 1.8 nH et 4.2 fF. D'autre part, la capacité d'équilibrage C_{bal} n'a pas été ajoutée. La compensation de capacité se fera par une polarisation asynchrone des diodes varactors. Les paramètres S mesurés sont présentés Fig. 3.29. Ils montrent une bande d'accord allant de 0.879 GHz à 1.313 GHz. Les pertes d'insertion varient de 5.9 à 6.6 dB et sont principalement la conséquence d'un faible facteur de qualité des diodes varactors à ces fréquences. Enfin, l'adaptation est supérieure à 12 dB sur toute la plage d'accord. Une chute du coefficient de réflexion à haute fréquence est observable et est due aux pertes du circuit LC d'adaptation. Ce problème peut être résolu en diminuant la capacité C_{ext} afin d'éloigner l'auto-résonance du circuit bouchon vers des fréquences plus élevées. Ceci n'est pas sans conséquence sur l'adaptation du filtre mais un bon compromis existe pour $C_{ext}=2.2$ pF.

Pour les mêmes raisons qui ont été évoquées dans le cas du filtre 2 pôles, un décalage fréquentiel d'environ -250 MHz est là aussi observable entre mesures et simulations. Les valeurs extraites de la bande passante absolue sont présentées Fig. 3.31. Le filtre 4 pôles présente une B.P.A. de 74 MHz +/- 15 MHz contre 107 MHz +/- 3 en simulation. Cette différence s'explique par le fait que les pertes rendent difficile l'extraction de la bande passante absolue.

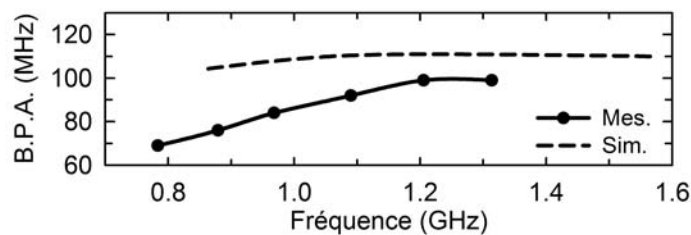


Fig 3.31 - Bande passante absolue simulée et mesurée du filtre 4 pôles accordable

En conclusion, des filtres 2 pôles et 4 pôles accordables à bande passante fractionnaire constante ont été conçus et réalisés. Ils présentent respectivement une bande d'accord de 40% et 33% et possèdent une bande passante absolue quasi-constante (respectivement +/-9 MHz et +/-15 MHz). Les pertes d'insertion s'avèrent assez élevées dans les 2 cas (4.5-7 dB) et peuvent être significativement diminuées en utilisant des capacités variables MEMS à la place des diodes et en intégrant les filtres dans un boîtier pour limiter le rayonnement.

5. Conclusion

Les filtres accordables planaires montrent une très bonne souplesse de conception au détriment des performances qui sont inférieures aux filtres à cavités par exemple. En effet, il a été démontré qu'il est possible de réaliser à partir de la même topologie un filtre accordable à B.P.F. constante et B.P.A. constante seulement en repliant les résonateurs de façon à créer un couplage électrique. Cette étude a montré également que la conception d'un filtre accordable à bande passante absolue constante s'avère beaucoup plus complexe d'où l'intérêt de ne concevoir que des filtres accordables à bande passante fractionnaire constante pour des plages d'accord relativement faibles. Une autre façon plus simple de concevoir un filtre à B.P.A. constante est de rendre accordable le couplage inter-résonateur et le facteur de qualité externe [90, 91]. Seulement, ce genre de pratique impose le report de beaucoup plus de composants sur le wafer et pourrait s'avérer plus coûteuse que le temps de conception d'un filtre à B.P.A. constante simple.

Enfin, avec l'arrivée des composants MEMS, ce type de dispositif pourrait se transposer à plus hautes fréquences et permettre la réduction et l'allègement des systèmes de télécommunications.

Chapitre 4

Cavités Reconfigurables à Base de MEMS RF

1. Introduction

Avec l'arrivée des systèmes reconfigurables et des composants MEMS RF de plus en plus fiables, la recherche concernant les filtres accordables s'intensifie et se diversifie. En effet, les pertes des capacités MEMS étant très inférieures aux capacités semi-conductrices actuelles, l'intégration de tels composants dans des dispositifs fort Q comme les filtres volumiques est envisageable.

La principale application visée concerne le domaine spatial. Il s'agirait, comme dans le cas de filtres planaires, de remplacer les filtres à cavités volumiques aux fréquences fixes par un seul filtre accordable (Fig 4.1).

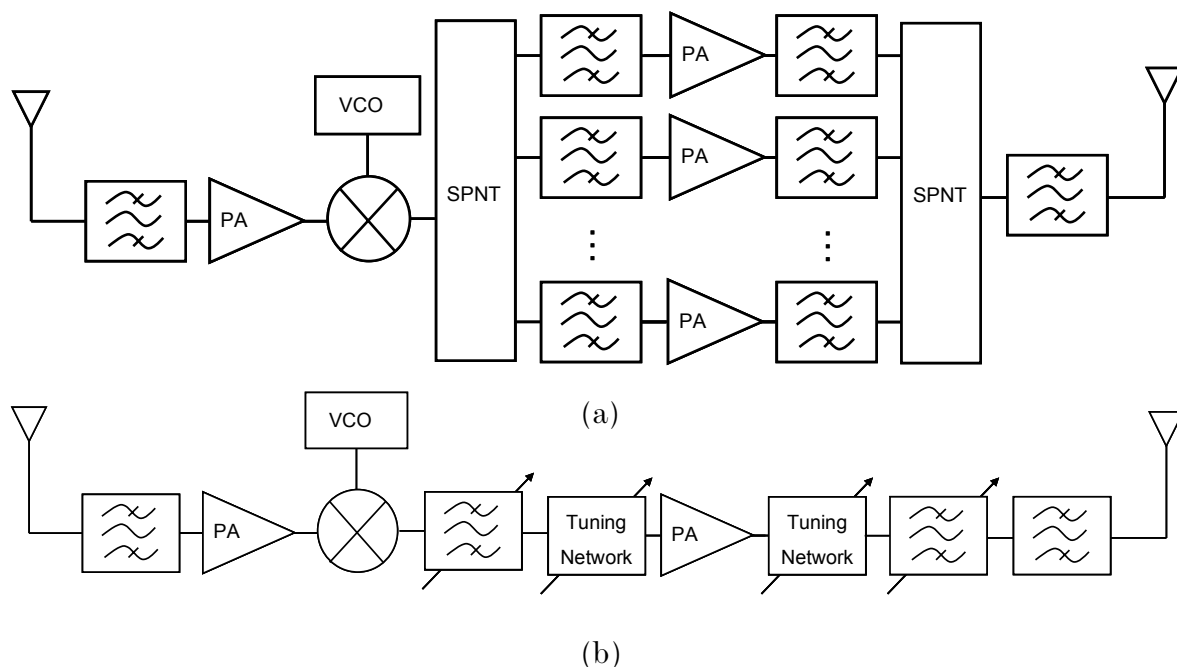


Fig 4.1 - Exemple d'un répéteur satellite (a) non-reconfigurable et (b) reconfigurable

Une autre application envisagée toujours dans le domaine spatial, pourrait être la réalisation d'oscillateurs contrôlés en tension (VCO : Voltage Contrôle Oscillator) à

base de cavités volumiques rendues accordables par des MEMS RF. Le fort facteur de qualité de ce composant devrait permettre de réduire au maximum le bruit de phase engendré par ce type de dispositifs.

Ce chapitre rassemble les travaux sur la conception et la réalisation de cavités accordables intégrant des composants MEMS comme composants d'accord. Des filtres deux pôles sont présentés autour de 5 GHz et 12.5 GHz. Notons que la théorie énoncée Chapitre 3 a été utilisée dans ces travaux également.

2. Cavité accordable montée en surface autour de 12.5 GHz

L'avantage majeur des cavités microondes est leur fort facteur de qualité à vide. En effet, elles s'avèrent relativement encombrantes et prennent souvent une part non négligeable de la charge utile d'un système spatial. Dans ce paragraphe, l'idée est de rendre plus facilement intégrable ce type de topologie en montant une cavité à la surface d'un substrat sur lequel seront fabriqués des composants MEMS.

2.1. La cavité

2.1.1. Conception

Le résonateur illustré Fig. 4.2 est composé d'un capot en laiton reporté sur un substrat de quartz ($\epsilon_r=3.78$) sur lequel sont fabriquées 3 capacités commutées MEMS. Ces cantilevers vont permettre un décalage en fréquence du mode fondamental (TE_{101}) en créant une capacité parasite C_{post} avec le capot au milieu de la cavité où le champ E est maximum.

Pour instaurer une perturbation suffisante, un rectangle métallique a été usiné au centre de la cavité créant ainsi une capacité variable fort Q entre le MEMS et le mur du résonateur tout en réduisant considérablement la longueur électrique de la cavité. Le résonateur a été dimensionné pour résonner à vide à 14 GHz. Des simulations électromagnétiques ont été effectuées sur HFSSTM et ont conduit aux dimensions présentées en Fig. 4.2. Les lignes coplanaires d'entrée et de sortie ont été conçues de façon à coupler très faiblement la cavité ($Q_{\text{ext}}=39000$) et avoir ainsi une mesure facile du Q_0 .

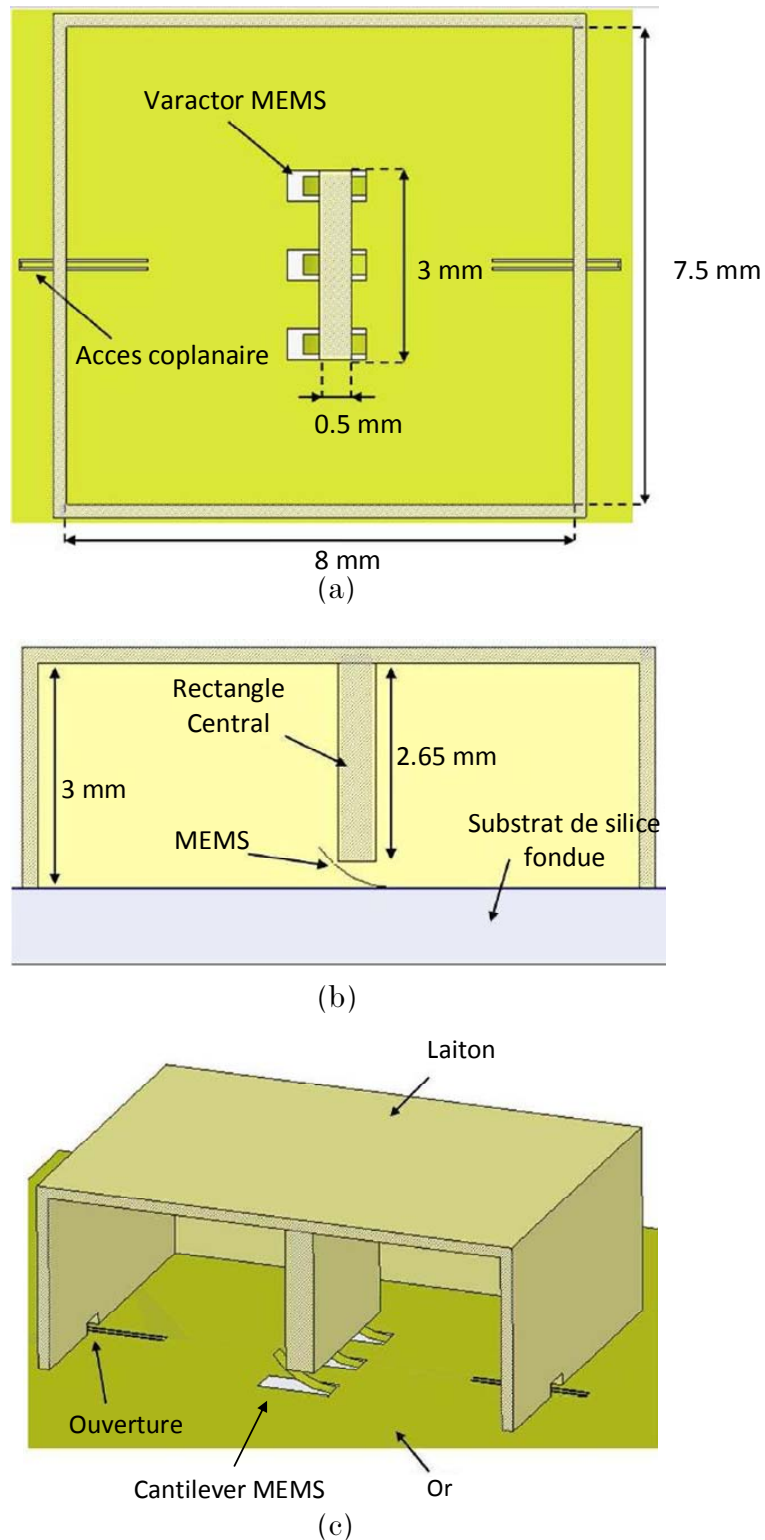


Fig 4.2 - Vue (a) de dessus, (b) en coupe et (c) 3D de la cavité accordable montée en surface

La Fig. 4.3 montre le MEMS et son réseau de polarisation. L'électrode d'activation et la ligne de polarisation sont constituées de $0,1 \mu\text{m}$ d'or évaporé puis recouvert d' $1 \mu\text{m}$ de BCB (BenzoCycloButène). Le deuxième métal est une couche d'or électrolysée

d'environ $1,5 \mu\text{m}$ reposant sur une couche sacrificielle et pris en sandwich entre deux couches de chrome dont les épaisseurs ont été optimisées afin d'obtenir un gradient de contrainte permettant la courbure du MEMS jusqu'à une hauteur $h_c=500 \mu\text{m}$. Après libération, les couches de Cr sont gravées ce qui permet de réduire significativement la sensibilité du MEMS à la température. Une fois les composants séchés au CPD (Critical Point Dryer), la cavité est reportée à $120 \text{ }^\circ\text{C}$ sur le wafer à l'aide de colle époxy argentée. La cavité en métal possède des ouvertures assurant le passage de la ligne RF à l'intérieur de la cavité sans qu'il n'y ait de court-circuit.

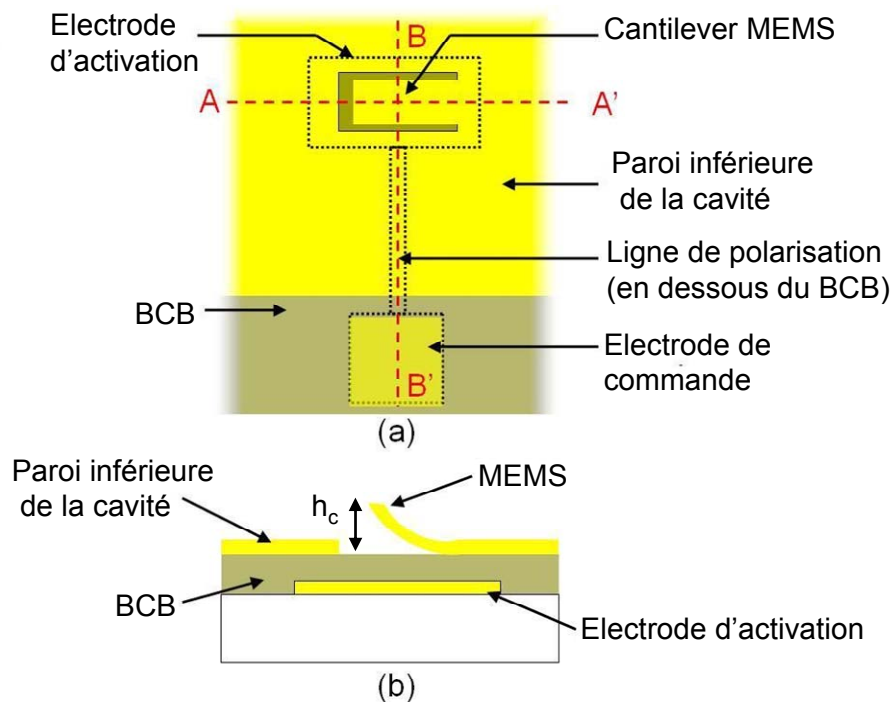


Fig 4.3 - Capacité commutée MEMS et son réseau de polarisation (a) vue de dessus et (b) en coupe AA'

2.1.2. Le réseau de polarisation

Le réseau de polarisation peut être un des problèmes majeurs lors de l'implémentation d'une capacité variable dans un résonateur fort Q . Une approche possible est d'utiliser des lignes de polarisation intégrant de fortes résistances mais leur présence à l'intérieur de la cavité pourrait engendrer des pertes. Dans ces travaux, le réseau de polarisation du MEMS est une ligne hautement conductrice (or) qui est isolée du mur de la cavité par la couche de BCB et crée une capacité C_g . (figure 4.4). Cette capacité est assez grande pour rediriger les courants fuyant dans la ligne de polarisation vers le résonateur. Le BCB a été choisi ici pour sa simplicité d'application et ses propriétés de planarisation mais pourrait être remplacé par un diélectrique déposé en PECVD par exemple puisqu'il est plus sensible aux phénomènes de chargement.

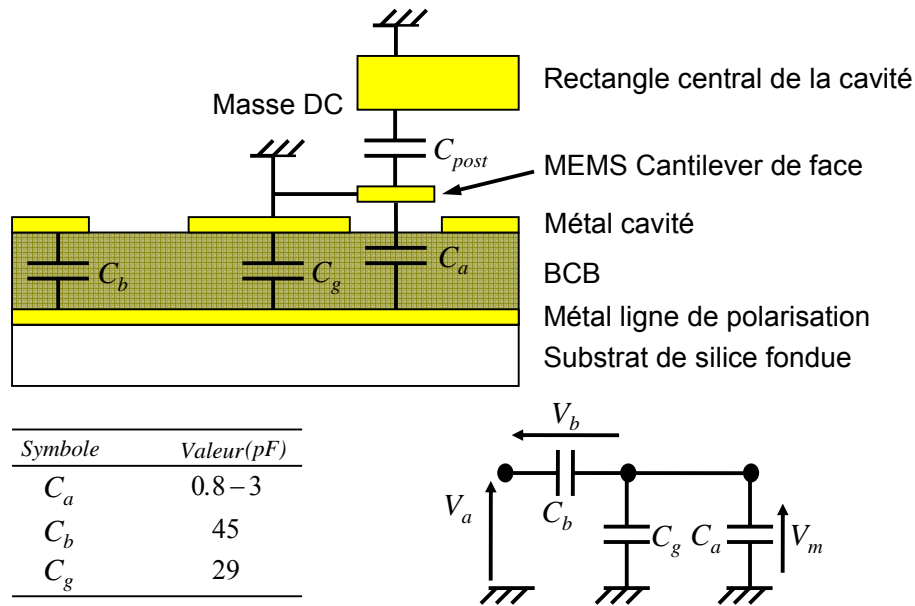


Fig 4.4 - Section BB' du substrat de quartz et son schéma électrique équivalent

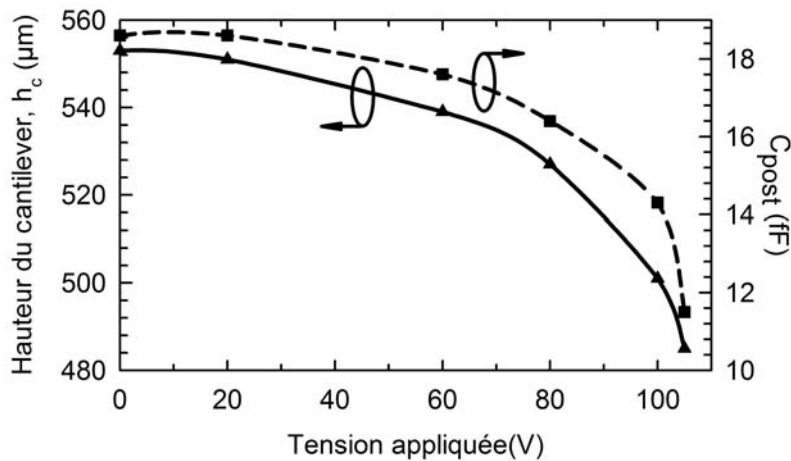


Fig 4.5 - Section BB' du substrat de quartz et son schéma électrique équivalent

La capacité de l'électrode d'activation C_a est parallèle à la capacité du réseau de polarisation C_g , tous deux en série avec la capacité de l'électrode de commande C_b . De ce fait, l'actionnement du cantilever est réalisé par l'intermédiaire d'une capacité C_b puisque l'électrode de commande est séparée de la ligne de polarisation par un diélectrique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la tension d'actionnement ($V_p=110\text{V}$) mais aussi une amélioration du comportement analogique du cantilever MEMS lorsqu'il est polarisé par des tensions inférieures au point d'instabilité [1]. Ainsi, à chaque tension de polarisation inférieure à V_p est associée une valeur de C_{post} (capacité

supplémentaire perturbant le champ E de la cavité créée entre le MEMS et le rectangle de la cavité). En revanche, lorsque le point d'instabilité est atteint, le cantilever est à l'état bas : toute tension de polarisation supérieure à V_p ne correspond qu'à une seule valeur de C_{post} qui est 0 fF puisque le MEMS ne perturbe plus le comportement de la cavité classique. La Fig. 4.5 présente la déflexion du cantilever et la capacité C_{post} extraite sous CoventorTM pour des tensions appliquées inférieures à V_p . Les simulations du résonateur effectuées sous HFSS pour C_{post} variant de 0 fF à 50 fF (car 3 MEMS en parallèle dans la cavité) sont présentées Fig. 4.6. Elles montrent une plage d'accord de 2 GHz allant de 11.8 GHz à 13.8 GHz.

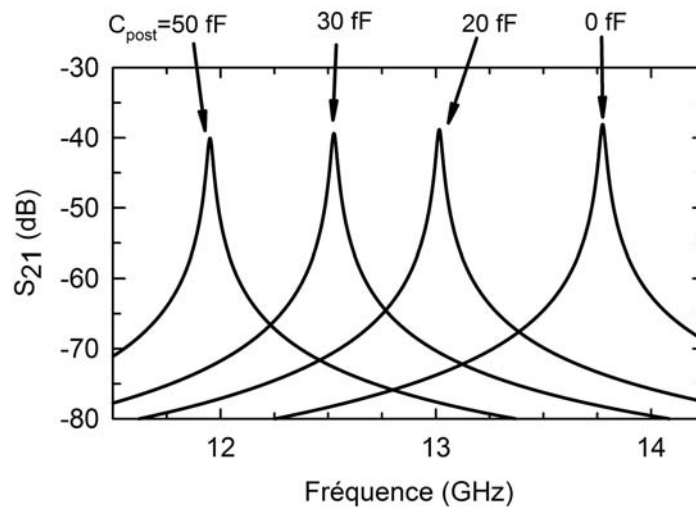


Fig 4.6 - Simulations du paramètre de transmission de la cavité pour différentes valeurs de C_{post}

2.1.3. Mesures

La cavité (Fig. 4.7) a été mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau (Agilent 8722) et d'une station sous pointe (Cascade). Grâce au comportement du MEMS discuté en section « 2.2 », un accord analogique de la fréquence de résonance (courbes noires, Fig. 4.8) a été obtenu lorsque les MEMS ont été polarisés avec des tensions comprises entre 0 et V_p , et un accord numérique (courbes bleues, Fig 4.8) lorsque les tensions de polarisation sont égales à 0 (état « 0 ») ou supérieures à V_p (état « 1 »). Notons que le bit de poids fort (« a ») représente le MEMS central puisqu'il a le plus d'impact sur le décalage fréquentiel et que les deux bits de poids faibles (« b » et « c ») représentent les MEMS latéraux qui sont symétriquement identiques. La plage d'accord obtenue couvre la bande de fréquence 11.86-14.05 GHz et peut être contrôlée analogiquement de 11.86 à 13.59 GHz. La Fig. 4.9 montre une bonne correspondance entre les fréquences de résonances simulées et mesurées.

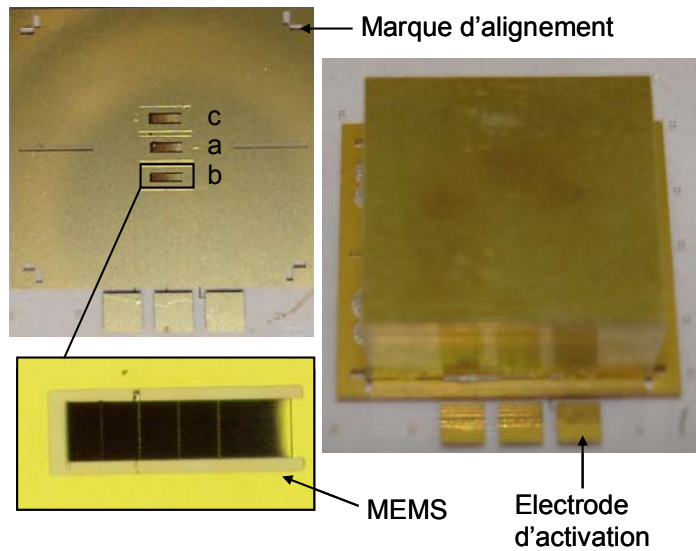


Fig 4.7 - Photographie de la cavité accordable fabriquée

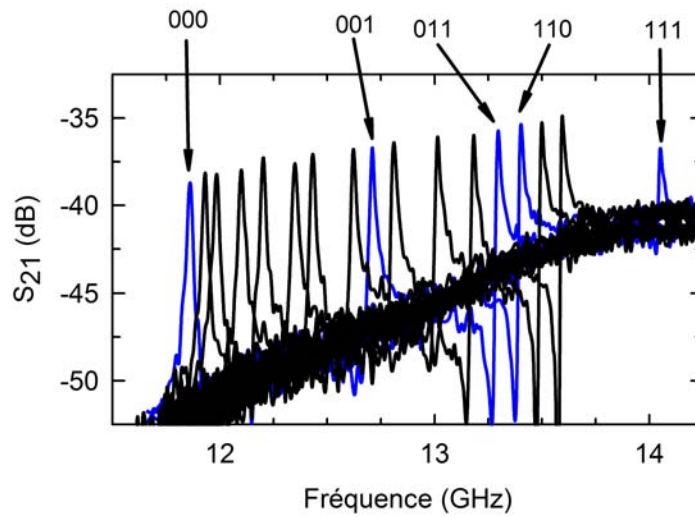


Fig 4.8 - Paramètre de transmission de la cavité sous-couplée pour différentes tensions d'actionnement

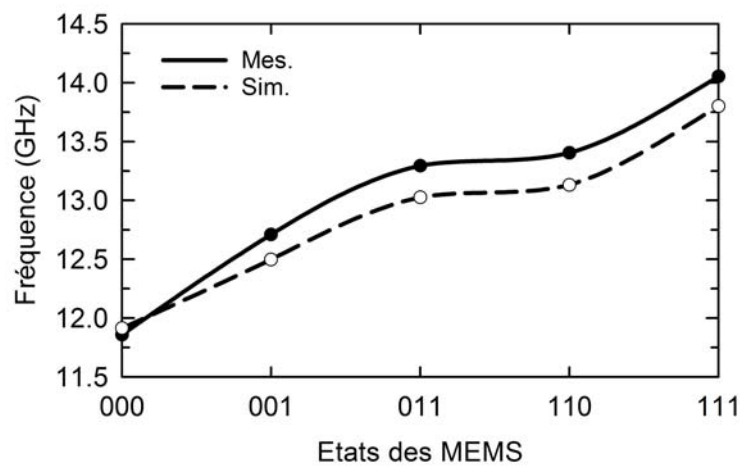


Fig 4.9 - Fréquences de résonance simulées et mesurées en fonction des différents états du MEMS

La cavité a été sciemment sous-couplée de façon à ce que le facteur de qualité à vide puisse être extrait aisément en relevant les fréquences à -3 dB de la fréquence de résonance. Le Q_0 est assez élevé et constant puisqu'il varie de 400 à 550 sur la plage d'accord (Fig. 4.10). Des rétro-simulations électromagnétiques ont été effectuées avec HFSS™ dans le but de quantifier les pertes. Une bonne correspondance avec les mesures a été démontrée pour une conductivité globale de la cavité de $3 \cdot 10^6$ S/m.

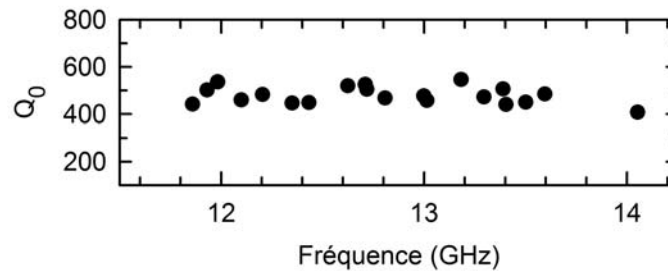


Fig 4.10 - Facteur de qualité à vide extrait des mesures en fonction de la fréquence

2.2. Filtre 2 pôles

Au vue des performances obtenues avec la cavité montée en surface, la conception d'un filtre 2 pôles a été envisagée afin de proposer une bonne réjection hors bande.

2.2.1. Conception

Le filtre 2 pôles est présenté Fig. 4.11. Il mesure 7.5 mm de large par 17 mm de long et est constitué de deux cavités couplées magnétiquement (k_{12} constant) afin d'obtenir un bande fractionnaire constante sur la plage d'accord. Pour cela, un iris de couplage de 2x3 mm a été usiné sur le mur commun des résonateurs voisins.

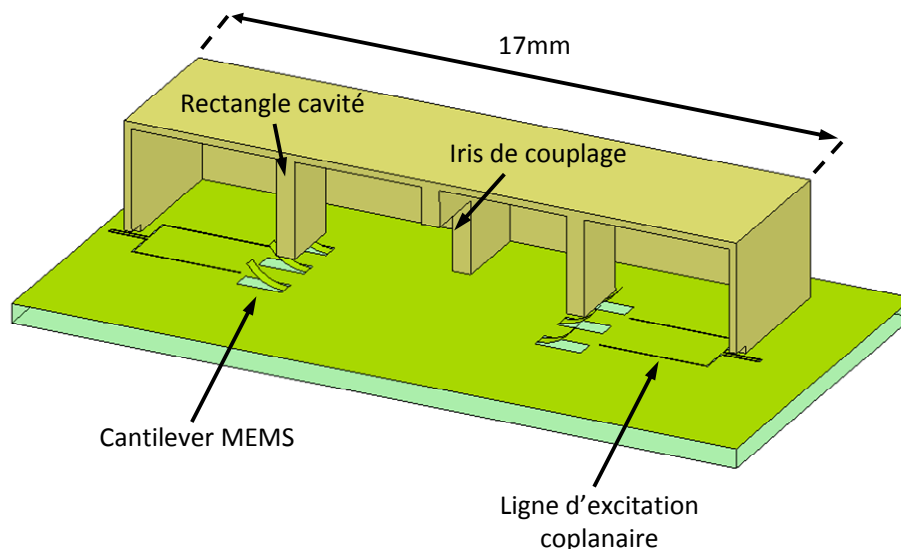


Fig 4.11 - Vue 3D du filtre volumique 2 pôles à bande fractionnaire constante

Le couplage externe quant à lui, est assuré par une ligne coplanaire élargie et court-circuitée. Ainsi, le champ H généré par la ligne CPW vient exciter magnétiquement la cavité ce qui permet d'obtenir un Q_{ext} constant sur la bande d'accord (Fig. 4.12).

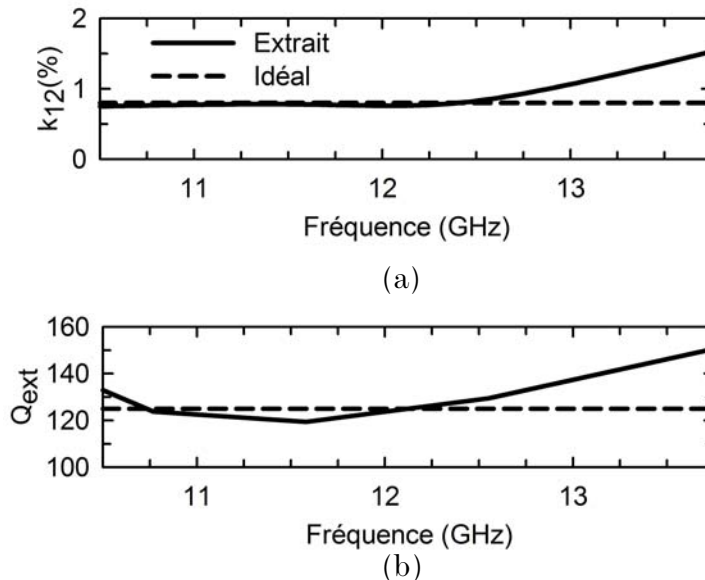


Fig 4.12 - Coefficient de couplage inter-résonateur et facteur de qualité externe du filtre 2 pôles accordable volumique en fonction de la fréquence

Les paramètres S du filtre 2 pôles accordable volumique simulés à l'aide du logiciel HFSSTM sont présentés Fig. 4.13. La bande fractionnaire est de 1.2 % +/- 0.1 % et l'adaptation est supérieure à 15 dB sur la bande 11.2-13.75 GHz.

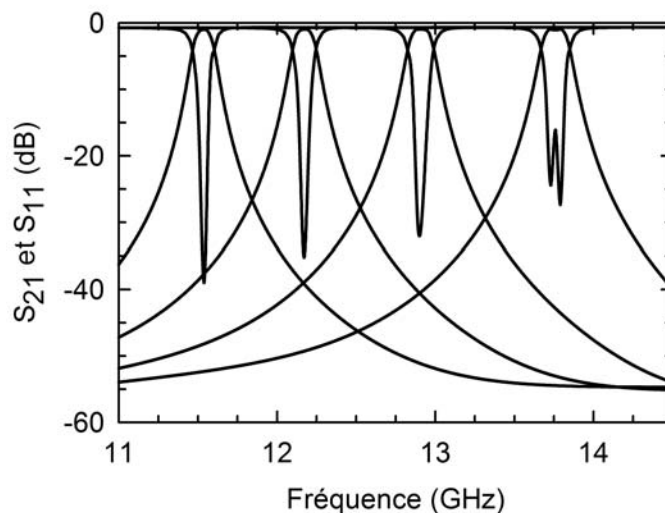


Fig 4.13 - Paramètres S simulés du filtre accordable volumique 2 pôles

2.2.2. Mesures

Le filtre 2 pôles a été fabriqué avec le même procédé de fabrication que le résonateur présenté dans le paragraphe « 2.1.1 ». Les paramètres de transmission de ce dispositif

ont été mesurés sous pointes à l'aide d'un analyseur de réseau et une calibration de type SOLT (Fig. 4.14). Ils présentent une bande d'accord allant de 13.66 à 13.85 GHz et des pertes d'insertion allant de 3.9 à 4.4 dB. La bande relative est constante et est de 1.4%. La raison pour laquelle la plage d'accord est peu large provient de la défaillance de plusieurs cantilevers MEMS restés collés à l'état bas lors de leur libération. L'adaptation est cependant supérieure à 15 dB sur la plage d'accord.

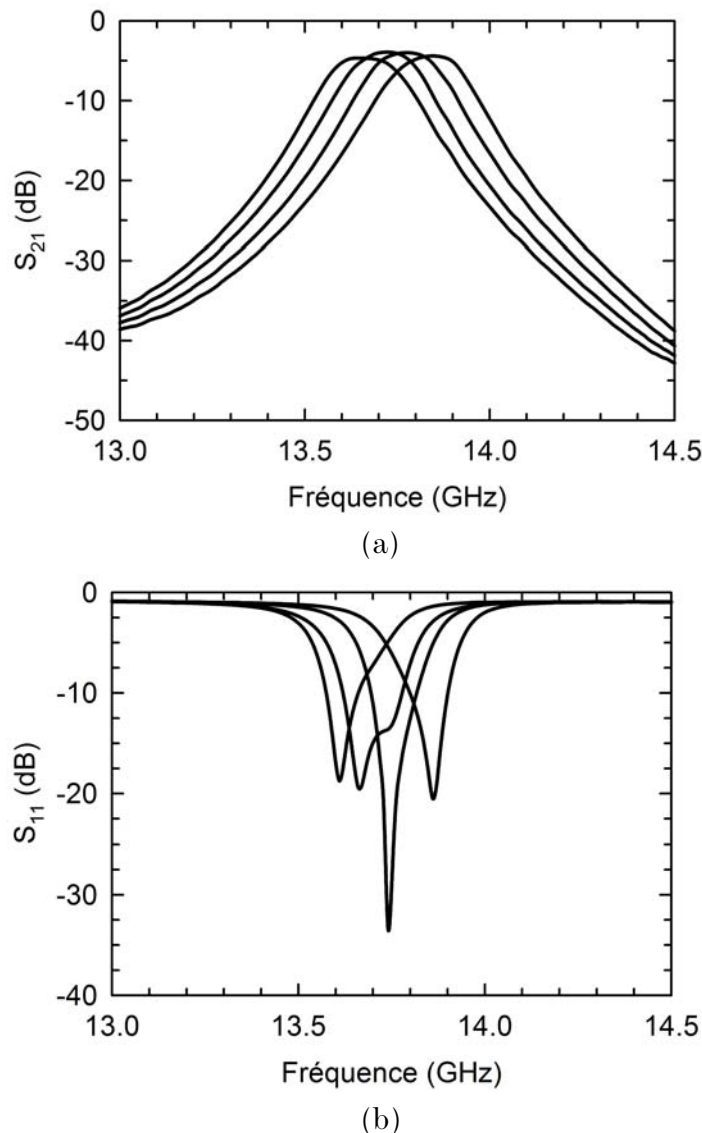


Fig 4.14 - Paramètres S mesurés du filtre 2 pôles volumique accordable monté en surface

En conclusion, une cavité montée en surface a été conçue et fabriquée pour des applications autour de 12.5 GHz. Elle présente un facteur de qualité à vide quasi-constant de 500 sur la plage d'accord 11.9-13.6 GHz. Un filtre 2 pôles à bande fractionnaire constante reprenant la même topologie a également été fabriqué et montre des pertes d'insertion allant de 3.9 à 4.4 dB sur la bande 13.66-13.85 GHz.

Notons que le fait de monter une cavité à la surface d'un wafer facilite l'intégration du filtre et permet également d'envisager de rendre reconfigurable la bande passante en intégrant des composants MEMS au niveau de l'iris de couplage et des lignes d'excitation. [92]

3. Filtre volumique accordable autour de 5 GHz

Les filtres fixes utilisés dans les satellites de télécommunication requièrent un fort facteur de qualité à vide. De ce fait, le filtre accordable qui les remplacera devra également posséder un fort Q_0 . Dans ce paragraphe, l'idée est d'optimiser au maximum le design de la cavité et du MEMS afin d'obtenir le meilleur facteur de qualité à vide possible sur une large plage d'accord (>10%).

3.1. Design

Comme il a été vu dans le chapitre 3 paragraphe « 1.1 », les pertes du filtre accordable jouent un rôle primordial dans l'étape de conception afin de garantir un résonateur accordable à fort Q_0 sur toute la plage d'accord. Il est possible de les séparer en deux parties : les pertes du résonateur et celles du composant MEMS l'intégrant. Si on considère la capacité MEMS bien supérieure à la capacité équivalente de la cavité (comme c'est le cas en général), le facteur de qualité à vide peut alors être approximé par [1]

$$\frac{1}{Q_0} \approx \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_{MEMS}} \quad (4.2)$$

Avec Q_0 le facteur de qualité à vide de la cavité accordable, Q_r le facteur de qualité à vide du résonateur non chargé et Q_{MEMS} le facteur de qualité du composant MEMS. Ainsi, des efforts doivent être menés sur le design du MEMS mais aussi de la cavité.

3.1.1. Design de la cavité

Dans cette étude, une cavité parallélépipédique de dimensions 24mm*15mm*24mm opérant sur son mode fondamental TE_{101} est conçue (Fig. 4.15). L'intégration d'une capacité MEMS va permettre de perturber la cavité et d'en ajuster sa fréquence de résonance. Sa localisation optimale se fait à l'endroit où le champ E du mode TE_{101} est maximal (zone hautement capacitive) à savoir au centre du résonateur. Pour faciliter son intégration, deux triangles métalliques espacés de 2mm ont été introduits entre les plans supérieurs et inférieurs de la cavité, réduisant ainsi sa fréquence de résonance intrinsèque (mode évanescent). De telles formes ont été choisies car elles maintiennent un Q_r plus élevé que des topologies classiques. En effet, les pertes métalliques sont

réduites puisque peu de champs H se retrouvent tangentiels aux triangles métalliques comparés à une simple tige rectangulaire.

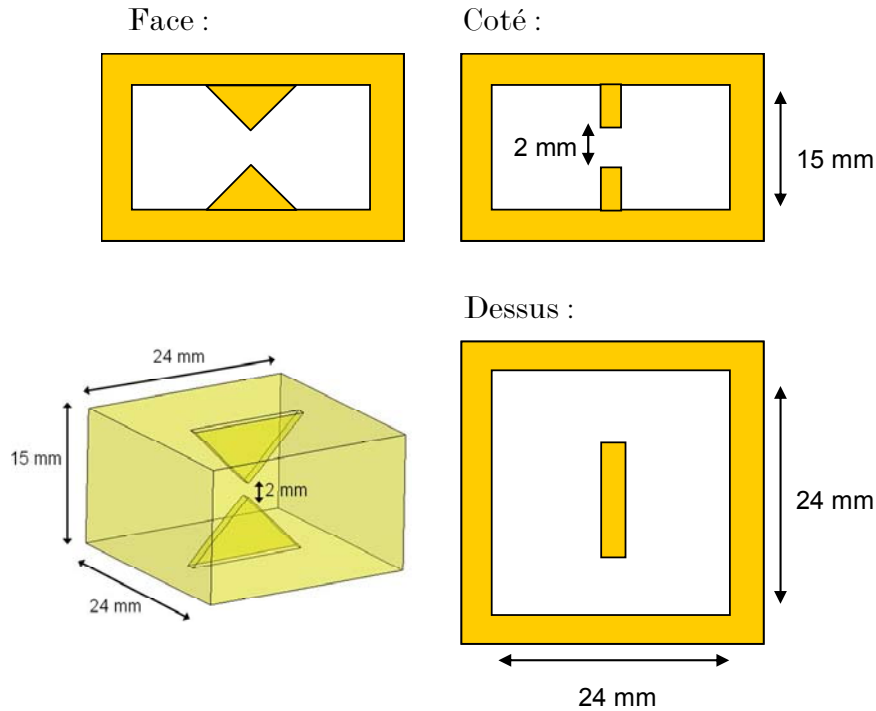


Fig 4.15 - Vue en coupe (face, côté et dessus) et vue 3D du résonateur volumique accordable

Dans le but de valider cette approche, une cavité en laiton a été réalisée (Fig. 4.16). Elle se compose de 3 parties emboîtables et assemblées mécaniquement au moyen de vis afin de limiter les fuites du signal RF dans les jointures. Le couplage de la cavité se fait par l'intermédiaire de connecteurs SMA qui viennent coupler électriquement le mode TE_{101} et de manière à obtenir un facteur de qualité externe très élevé. Ainsi, le facteur de qualité extrait à partir de la longueur du pic de résonance à -3 dB de la résonance est Q_r (voir Equ. (4.1)).

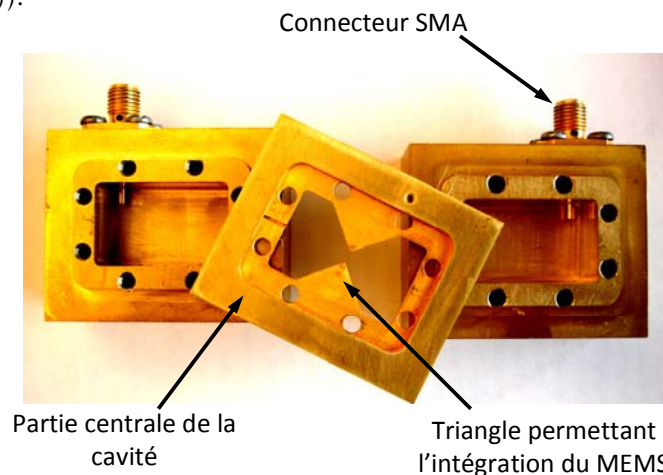


Fig 4.16 - Photographie de la cavité volumique accordable non chargée par le composant MEMS

Tableau 4.1: Fréquence de résonance et Q_0 de la cavité accordable non chargée

	f_0 (GHz)	Q_r
<i>Simulation</i>	<i>6.737</i>	<i>3062</i>
<i>Mesure</i>	<i>6.40</i>	<i>2822</i>

Le Tab. 4.1 présente la fréquence de résonance de la cavité simulée et mesurée. Une bonne correspondance est observable puisqu'un écart de 3 MHz seulement a été relevé. La conductivité effective de la cavité a ensuite été extraite en faisant correspondre le facteur de qualité à vide mesuré et simulé. Une conductivité de 1.1×10^7 S/m permet d'obtenir un Q_r de 3062 contre 2822 en simulations.

3.1.2. Le composant MEMS et son intégration

Le design du composant MEMS est une étape importante dans la réalisation de filtres accordables fort Q . En effet, le facteur de qualité de la capacité variable est directement lié au Q_0 par l'Equ. (4.2). Il est défini par

$$Q_{MEMS} = \frac{1}{R_{MEMS} \cdot C_{MEMS} \cdot \omega} \quad (4.3)$$

Avec R_{MEMS} la résistance équivalente matérialisant les pertes du composant et C_{MEMS} la capacité. Ainsi, pour que le résonateur accordable possède un facteur de qualité à vide élevé, il faut que les pertes et la capacité du MEMS soient les plus faibles possibles.

Pour cela, la capacité présentée en Fig. 4.17 est utilisée. Il s'agit d'une structure cantilever à contact capacitif utilisant un actionnement électrostatique bien connu pour ses propriétés de très faible consommation de puissance. De plus, ce composant subit peu de phénomènes de chargement puisqu'il possède à un gap d'air qui lui confère une fiabilité supérieure [41] par rapport aux composants MEMS classiques. La capacité commutée MEMS est réalisée sur un substrat de silice fondue de permittivité relative $\epsilon_r \approx 3,78$ et de tangente de pertes $\tan \delta \approx 1.10 \cdot 10^{-4}$. Deux lignes d'or de forme triangulaire de $4.5 \mu\text{m}$ d'épaisseur facilitent l'intégration du composant dans la cavité. Le cantilever a également été électrolysé excepté à l'ancrage afin de modérer sa tension d'abaissement au maximum (110 V). Ainsi, les pertes diélectriques et résistives autour de 5 GHz sont limitées. Enfin, pour éviter les fuites du signal RF dans le réseau de polarisation du MEMS, une forte résistance ($0.3 \text{ M}\Omega$) a été intégrée [93].

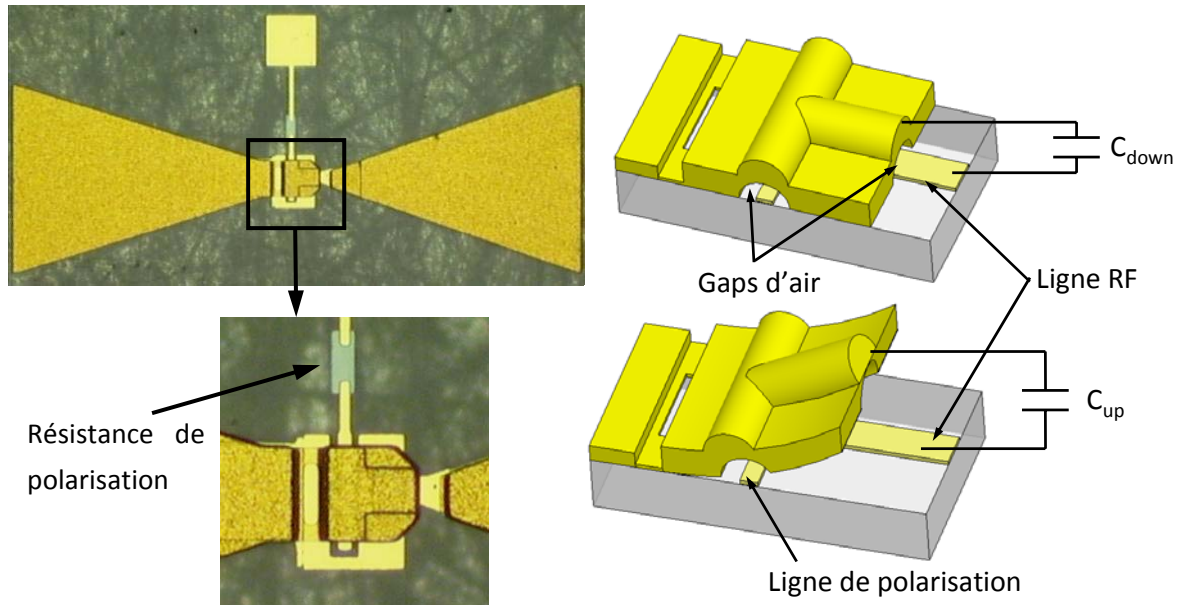


Fig 4.17 - Photographie et représentation 3D du composant MEMS intégré dans le résonateur.

Le composant est ensuite découpé puis collé sur les deux triangles (Fig. 4.18). Le contact entre les lignes RF du MEMS et le résonateur est assuré au moyen de fils de bonding. Enfin, la ligne de polarisation est amenée à l'extérieur de la cavité par l'intermédiaire d'un fil métallique de petit diamètre entouré d'une gaine isolante afin d'éviter tout contact avec le résonateur. Sa direction limite au maximum les courants de fuite puisque il est perpendiculaire aux champs E et H du mode TE_{101} . Enfin, des mesures effectuées sur des structures cantilevers identiques en technologies coplanaires et fabriquées sur le même wafer, ont permis d'extraire une valeur de capacité à l'état haut $C_{up}=27$ fF et à l'état bas $C_{down}= 59$ fF.

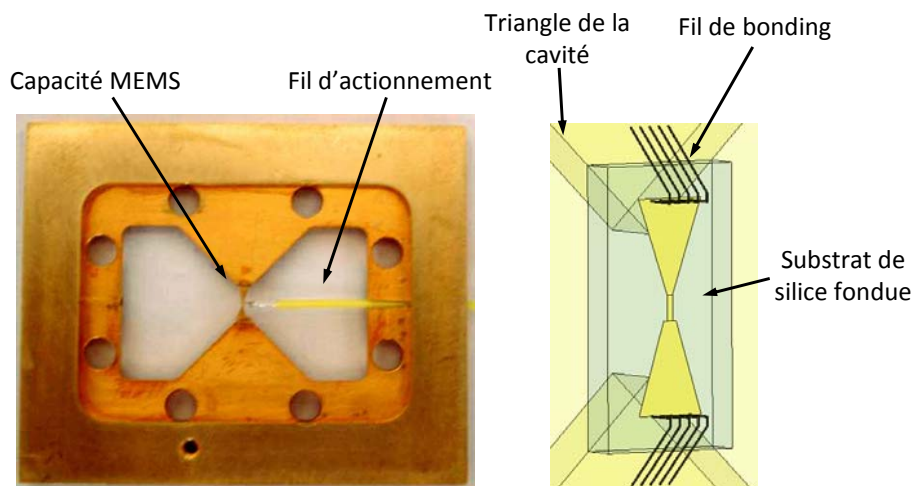


Fig 4.18 - Photographie de la partie centrale du résonateur lorsque le composant MEMS est intégré et représentation 3D de son intégration.

3.1.3. Mesures

Les mesures du paramètre de transmission de la cavité sont présentées Fig.4.19. Comme il a été expliqué précédemment, le résonateur a été sciemment sous-couplé afin d'extraire plus aisément le facteur de qualité à vide. Lorsque le composant MEMS est à l'état haut, des mesures ont été effectuées au préalable sans l'intégration du fil d'actionnement dans la cavité. Il en résulte un facteur de qualité à vide de 940 à 5.54 GHz. Puis, le fil d'actionnement est introduit et connecté à la ligne de polarisation du composant MEMS. Un Q_0 de 830 à 5.47 GHz est alors mesuré. Un léger décalage fréquentiel et une diminution du facteur de qualité ont été observés et sont attribués à la gaine entourant le fil d'actionnement qui fait varier la permittivité effective de la cavité et introduit des pertes diélectriques. Enfin, lorsque le MEMS est à l'état bas, la fréquence de résonance se décale à 5.26 GHz et présente un facteur de qualité à vide de 650. La résistance R_{MEMS} rétrosimulée est de 3.5Ω et est principalement due à la faible épaisseur du premier métal ($0.2 \mu m$) et aux interconnexions entre le premier et le second métal lors de la fabrication.

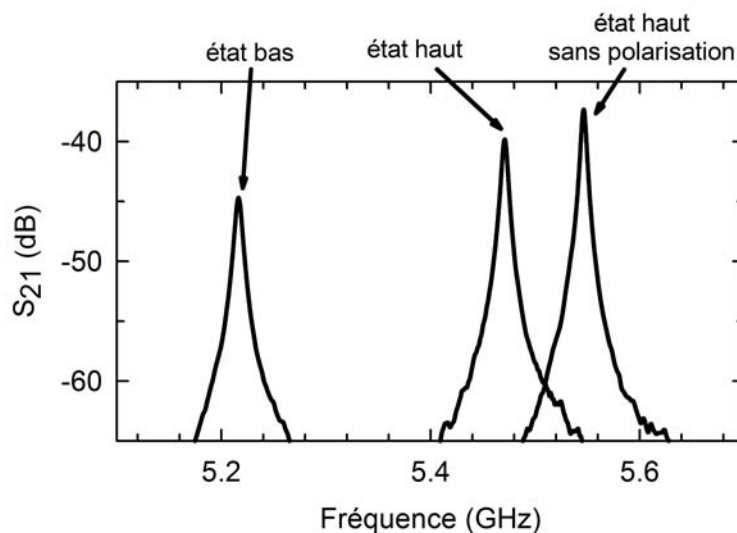


Fig 4.19 - Paramètres de transmission de la cavité accordable mesurés pour différents états du composant MEMS.

3.2. Filtre 2 pôles

Dans le paragraphe précédent, la réalisation d'un résonateur accordable fort Q (>600) a été démontrée. La suite de cette étude concerne la réalisation d'un filtre 2 pôles à partir de cette même topologie de cavité. Par la même occasion, plusieurs points doivent être améliorés. Tout d'abord, le comportement des résonateurs devant être identique dans un filtre 2 pôles, les composants MEMS les intégrant devront comporter très peu de dérive. Pour cela, un nouveau design de membrane MEMS plus stable aux variations de température et aux procédés de fabrication est proposé. Enfin, la cavité doit être plus

résistante aux chocs mécaniques. De ce fait, le résonateur est légèrement modifié afin d'accueillir une structure robuste qui remplace le fil d'actionnement.

3.2.1. Design du filtre

Le filtre accordable est présenté Fig. 4.20. Il est composé de deux cavités présentant la même topologie que précédemment, agencées l'une sur l'autre. Quelques petits changements sont néanmoins observables sur chacun des résonateurs. En effet, le substrat sur lequel a été réalisé le composant MEMS, traverse la cavité et en sort afin de rendre accessible la ligne de polarisation. Il est collé à la fois sur le mur de la cavité et sur 2 encoches de 0.5 mm usinées au niveau des triangles ce qui rend la structure plus robuste aux chocs et vibrations comparé à la topologie précédemment présentée.

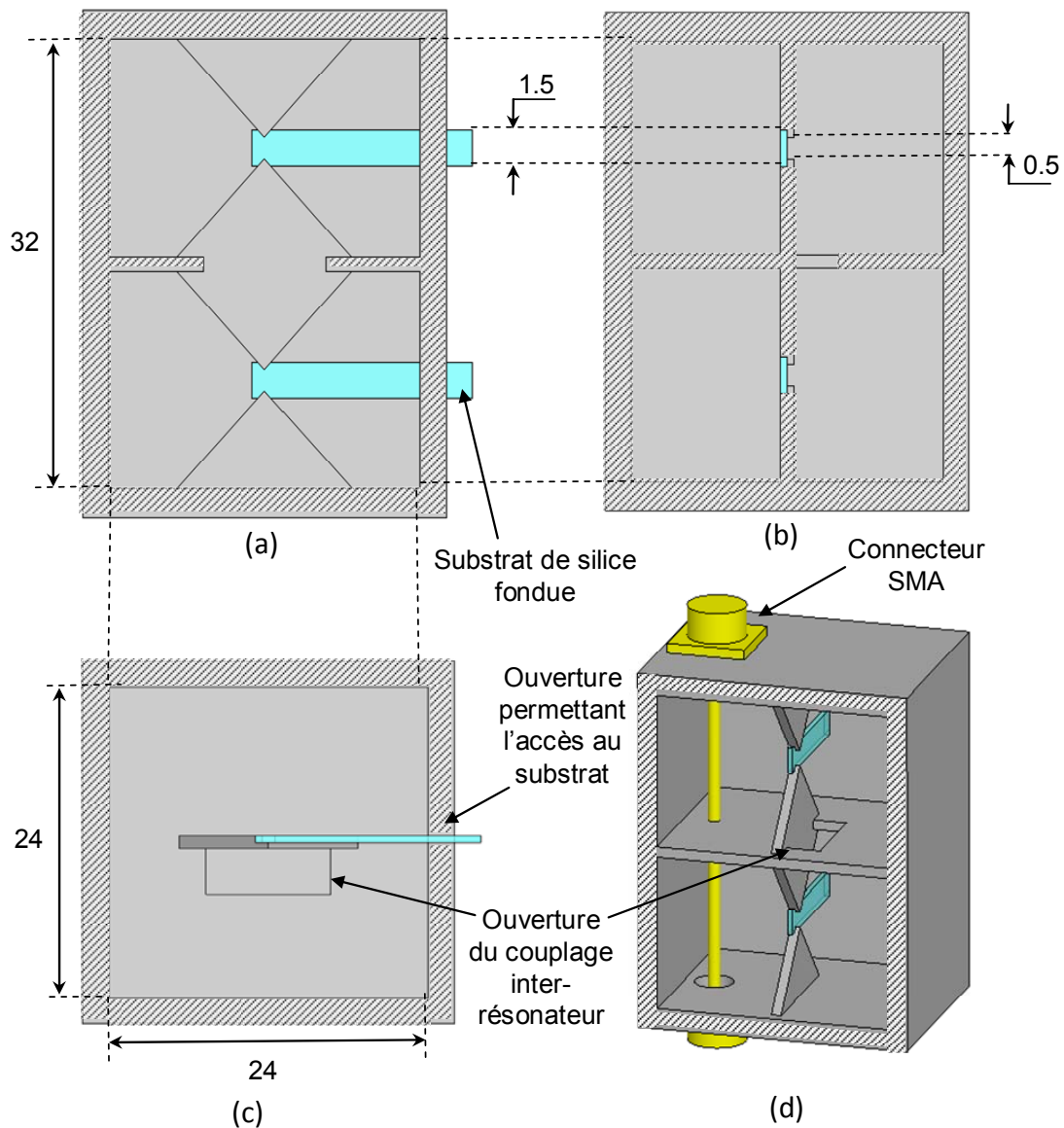


Fig 4.20 - Vue (a) de face, (b) de côté, (c) de dessus et (d) 3D du filtre accordable volumique 2 pôles à base de MEMS RF

Le couplage inter-résonateur (k_{12}) est réalisé par une ouverture près du centre de la cavité et est purement magnétique. Le couplage externe est réalisé par l'intermédiaire de connecteurs SMA dont la partie centrale est soudée au fond de la cavité afin de créer une boucle magnétique. Le k_{12} et Q_{ext} ont été optimisés pour être constant en fonction de la fréquence afin d'obtenir une bande fractionnaire de 1.1% sur la bande d'accord (Fig. 4.21).

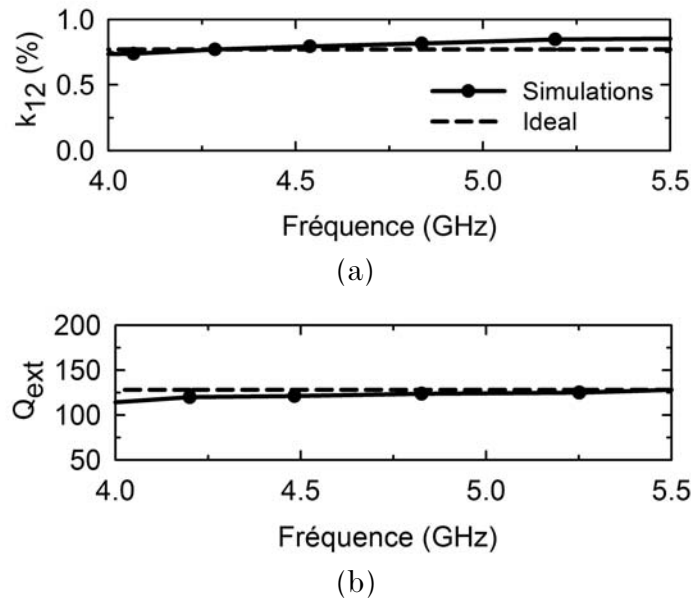


Fig 4.21 - (a) coefficient de couplage inter-résonateur et (b) facteur de qualité externe du filtre volumique accordable 2 pôles en fonction de la fréquence

3.2.2. Design du composant MEMS

Dans le filtre, les capacités commutées intégrant chaque résonateur devront avoir strictement les mêmes valeurs. Pour cela, il est important de construire un MEMS peu sensible aux variations de contrainte ou de température.

La capacité commutée MEMS (Fig. 4.22) est une structure de type cantilever supportée par deux « renforts » à l'avant, lui conférant une meilleure force de rappel ($80 \mu\text{N}$), une très bonne stabilité en contrainte et en température (idéal pour des applications en puissance). Sa capacité à l'état haut est de 24 fF et le rapport capacitif est de 12.5 grâce à la couche d'AlN ($\epsilon_r=8$) qui sépare le cantilever de la ligne RF par laquelle est réalisé l'actionnement. Une capacité MIM (Métal-Isolant-Métal) de 10 pF en série avec une résistance en carbone dopée de $0.8 \text{ M}\Omega$ empêchent la fuite des signaux RF dans la ligne de polarisation. La Fig. 4.22 présente également les différentes caractéristiques simulées sous CoventorTM du composant MEMS.

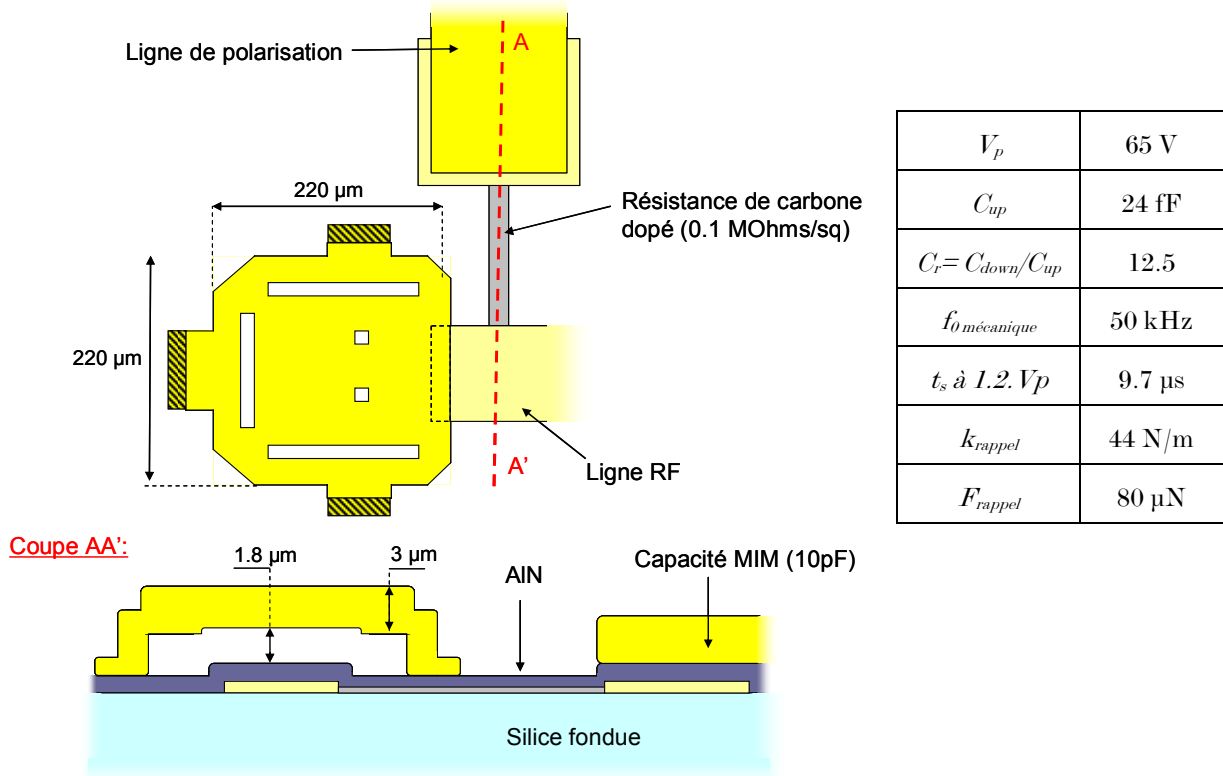


Fig 4.22 - Vue de dessus et vue en coupe de la membrane MEMS et de son réseau de polarisation et caractéristiques électromécaniques de la membrane simulées sous Coventor™.

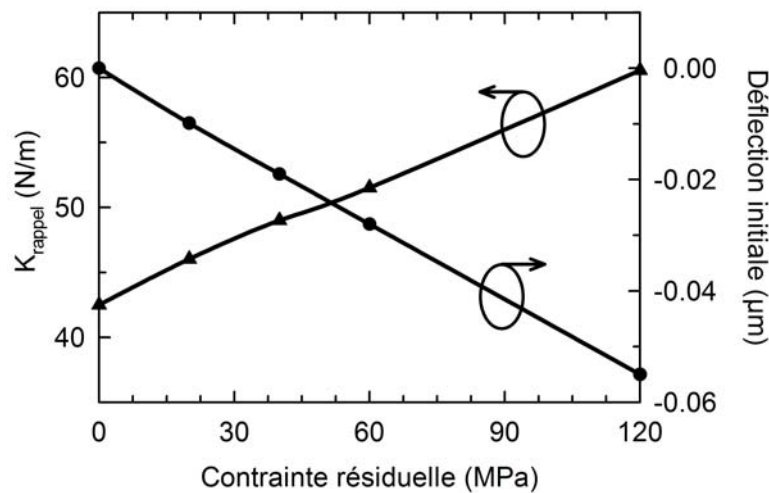


Fig 4.23 - Simulation de la constante de raideur et déflexion de la capacité commutée MEMS en fonction de la contrainte résiduelle

Afin de prouver l'efficacité de ce nouveau design de membrane MEMS, des simulations ont été effectuées sous Coventor™. La Fig. 4.23 présente l'évolution de la constante de raideur de la structure mécanique et sa déflexion maximale en fonction de la contrainte résiduelle présente après libération. La déflexion atteint un maximum de 0.055 μm

(soit 3% du gap initial) pour une contrainte résiduelle allant de 0 à 120 MPa ce qui est relativement faible est assure une certaine stabilité de la valeur de la capacité à l'état haut. En revanche la constante de raideur se voit augmenter d'environ 30% engendrant d'une part l'augmentation de la tension d'actionnement mais aussi de la tenue en puissance à l'état haut.

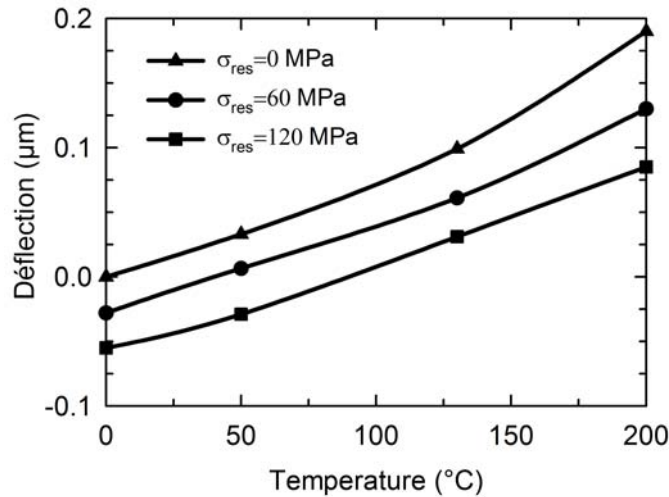


Fig 4.24 - Simulation de la déflexion de la membrane en fonction de la température pour différentes valeurs de contraintes résiduelles

La contrainte résiduelle est une grandeur dépendante de la température. Elle est définie par

$$\sigma_{total} = \sigma_{résiduel} - \alpha'.E.\Delta T \quad (4.4)$$

Avec $\alpha' = \alpha_{poutre} - \alpha_{substrate}$ le coefficient de dilatation thermique indiquant la différence de dilatation entre le substrat et la poutre, E le module d'Young, $\sigma_{résiduel}$ la contrainte résiduel à T=0°C et T la différence de température entre le substrat et le métal. Ainsi, plus la température augmente et plus la contrainte résiduelle diminue, rendant la structure moins rigide et donc pouvant engendrer de plus larges déflexions. La Fig. 4.24 illustre la déflexion en fonction de la température pour la capacité commutée MEMS introduite dans la cavité. Les simulations effectuées sous Coventor™ à UCSD montrent que plus la contrainte résiduelle est importante et moins le composant sera sensible aux variations de température puisqu'il sera initialement plus rigide. D'autre part, une température de 200°C n'engendrerait qu'une déflexion de 0.2 μm.

Ainsi, le design de la structure est peu sensible aux variations de contraintes résiduelles souvent observables sur un même wafer lors de la fabrication et possède également une faible sensibilité aux variations de températures ce qui est un atout pour la tenue en puissance. Par conséquent, la capacité de la membrane lorsqu'elle est à l'état haut est totalement maîtrisée. En revanche, à l'état bas, il est parfois difficile de reproduire les

mêmes valeurs puisqu'elle dépend grandement de la rugosité du diélectrique déposé. Pour palier ce problème, une capacité MAM (Métal-Air-Métal) a été ajoutée en série avec le composant MEMS comme il est montré Fig. 4.25.

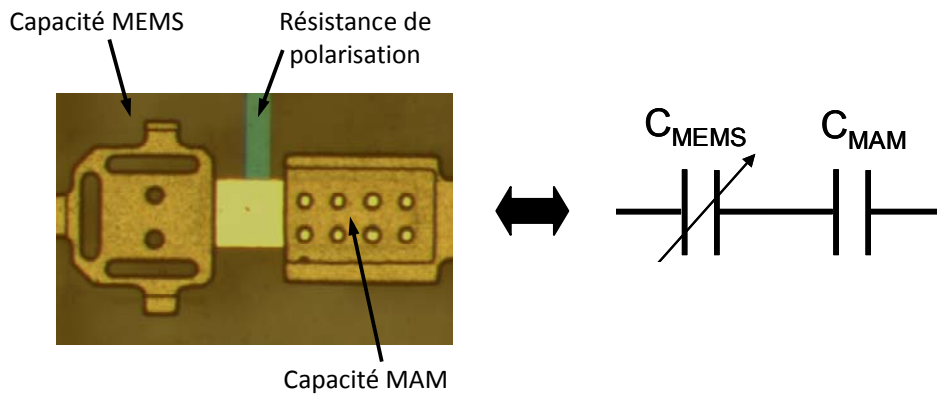


Fig 4.25 - Photographie du composant MEMS en série avec une capacité MAM et son schéma électrique équivalent

La capacité globale C_{Total} intégrée dans chaque résonateur est alors définie par

$$C_{Total} = \frac{C_{MEMS} \cdot C_{MAM}}{C_{MEMS} + C_{MAM}} \quad (4.5)$$

Par conséquent, pour limiter les dérives de C_{MEMS} à l'état bas, il est judicieux de concevoir la capacité MAM de façon à ce que $C_{MAM} \ll C_{down}$ et que $C_{Total} = C_{MAM}$. De ce fait, une capacité MAM de 100 fF a été réalisée. Ainsi, une dérive de 20 fF de la capacité MEMS à l'état bas ne provoque qu'une dérive d'1 fF sur la capacité globale (Tableau 4.2). En contre partie, le rapport capacitif est considérablement réduit mais reste tout de même amplement suffisant pour obtenir un décalage fréquentiel supérieur à 10 %.

Tableau 4.2: Valeurs de la capacité C_{Total} intégrée dans le filtre 2 pôles lorsque le composant MEMS est à l'état haut et à l'état bas.

C_{MEMS}	C_{MAM}	C_{Total}
$C_{up} = 24 \text{ fF}$	100 fF	19 fF
$C_{down} = 300\text{-}320 \text{ fF}$	100 fF	75-76 fF

En conclusion, le design du MEMS et son association en série avec une capacité fixe permet d'obtenir des valeurs reproductibles sur un même wafer. La construction du filtre 2 pôles en est alors facilitée.

3.2.3. Mesures

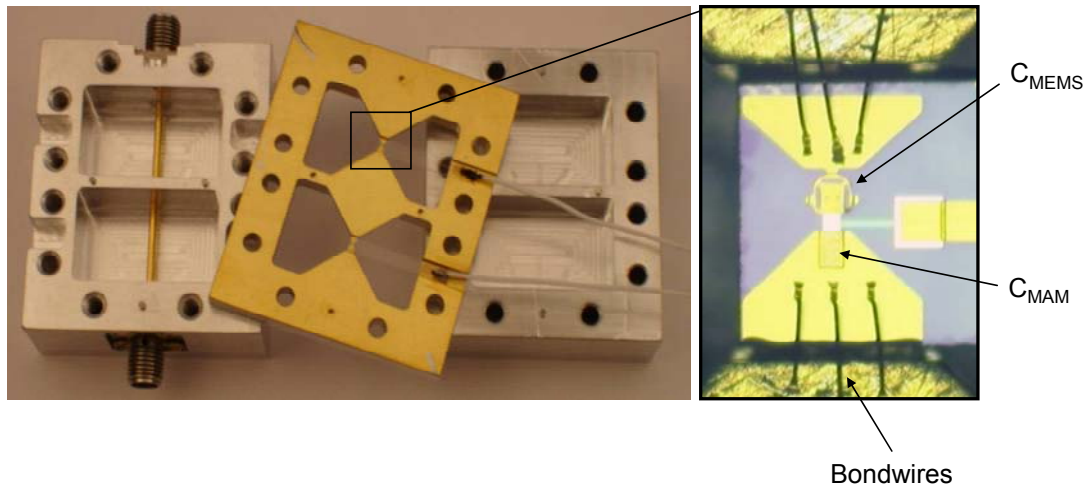


Fig 4.26 - Photographie du filtre 2 pôles accordable et du composant MEMS intégré.

Le filtre a été réalisé en aluminium (Fig. 4.26). Il est constitué de trois parties pour rendre plus facile l'intégration du MEMS. Chaque substrat est reporté à cheval sur les triangles et le bord de chaque cavité avec de la colle extra forte. Le MEMS est connecté électriquement au résonateur par l'intermédiaire de fils de bonding. Des tests ont démontré que 3 fils en parallèle suffisent à réduire l'inductance et la résistance engendrée par de telles connexions.

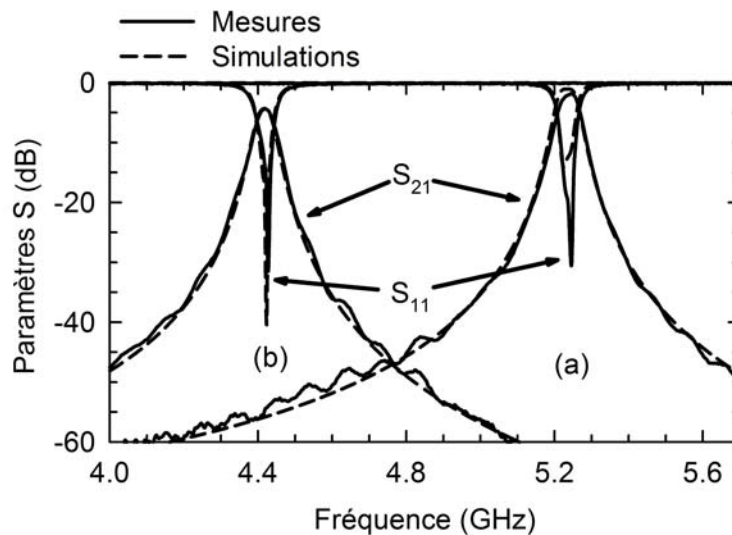


Fig 4.27 - Paramètres S mesurés et simulés du filtre 2 pôles volumique accordable à base de MEMS RF (a) à l'état haut et (b) et à l'état bas

Les mesures sont présentées en Fig. 4.27. Une bande d'accord de 800 MHz a été obtenue de 5.2 GHz (MEMS non-activé) à 4.4 GHz. Les pertes d'insertion sont respectivement de 1.8 dB et 4.2 dB pour une bande fractionnaire de 1.14 à 1.15%. Le facteur de qualité

à vide extrait à partir de l'équation (3.3) est de 620 à 5.2 GHz et 250 à 4.4 GHz. Notons que le niveau d'adaptation est meilleur que 20 dB dans les deux cas.

En conclusion, une cavité accordable à base de MEMS RF a été conçue, fabriquée puis mesurée. Elle présente un facteur de qualité à vide de 830 à 5.47 GHz et de 650 à 5.26 GHz. Ce même résonateur a été légèrement modifié dans le but d'obtenir une structure mécaniquement plus robuste. Aussi, le design de la capacité MEMS a été révisé de manière à réduire au maximum sa tolérance aux incertitudes de fabrication sur un même wafer. Ces modifications ont servi à réaliser un filtre 2 pôles à bande fractionnaire constante qui montre des pertes d'insertion d' 1.8 dB et 4.2 dB à 5.2 et 4.4 GHz respectivement ce qui est proche des performances acquises dans l'état de l'art [55-58]. Le facteur de qualité à vide peut être encore amélioré en déposant une couche d'argent sur la cavité et en divisant la structure MEMS en N capacités variables parallèles afin de réduire R_{MEMS} et augmenter Q_{MEMS} .

4. Conclusion

Les filtres accordables volumiques peuvent potentiellement intégrer les systèmes de télécommunications actuels et réduire leur taille, leur coût et leur poids. En effet, comme il a été démontré précédemment, ils peuvent présenter un facteur de qualité à vide élevé (>500) et une large bande d'accord ($>10\%$). Seulement, ces performances restent actuellement insuffisantes pour remplacer les banques de filtres fixes dans les satellites qui requièrent un $Q_0 >2000$ au minimum. L'utilisation de capacités MEMS avec un facteur de qualité à vide encore plus élevé devrait permettre de résoudre ce problème. Pour cela, il serait judicieux de concevoir un MEMS ayant un fort rapport capacitif, avec $C_{\text{down}} < 10$ fF et plusieurs membranes en parallèles afin de réduire R_{MEMS} . L'autre point important est de limiter au maximum les fuites du signal dans la ligne d'actionnement en augmentant la résistance de polarisation ou en redirigeant ces courants de fuite dans la cavité comme il a été démontré dans le paragraphe « 2 » avec la cavité à 14 GHz ou dans [56].

Conclusion Générale

Le travail de recherche présenté dans ce manuscrit a été consacré à la conception et réalisation de commutateurs MEMS RF et à leur intégration dans des filtres accordables pour les futurs systèmes de télécommunications hautes fréquences.

Le premier chapitre a présenté l'état de l'art des commutateurs MEMS ohmiques et capacitifs les plus matures en termes de fiabilité et tenue en puissance. Puis il a été montré l'avantage de ce composant électromécanique sur les technologies semi-conducteurs intégrant les systèmes de télécommunications actuels et les différents domaines d'applications et dispositifs concernés. Enfin, un état de l'art des filtres accordables planaires et volumiques à base de MEMS RF a été présenté. On y apprend qu'ils présentent des performances intéressantes du point de vue de la linéarité et des pertes d'insertion et pourraient permettre la miniaturisation des systèmes de télécommunications actuels.

Le deuxième chapitre a présenté la conception et la réalisation d'un commutateur MEMS ohmique de petite taille. Cette caractéristique lui confère une meilleure sensibilité aux contraintes, une vitesse de commutation plus élevée, une meilleure intégration et une très bonne isolation. En revanche, la miniaturisation entraîne des forces de contact beaucoup plus faibles ce qui retarde la détérioration du contact mais engendre des pertes d'insertion plus élevées à l'état passant. Pour pallier ce problème, plusieurs MEMS de petite taille ont été utilisés en parallèle. Cette technique permet d'adapter le composant à système 50Ω , et aussi de diminuer les pertes d'insertion. L'isolation est réduite mais toujours acceptable entre 0 et 20 GHz. Il a également été montré que des réseaux de 10×2 MEMS miniatures pouvaient présenter de bonnes performances tout en garantissant une fiabilité supérieure puisque le dysfonctionnement d'un MEMS miniature à l'état haut ou bas affecte très peu ses performances.

A terme, ce type de structure pourrait être amené à être implémenté en 3 dimensions afin de gagner en intégration. Du point de vue fiabilité, un package est nécessaire pour éviter toute contamination extérieure dans la zone de contact. De plus, la mise en série d'une résistance avec chaque MEMS miniature réduirait la température aux bornes du contact et pourrait permettre une meilleure tenue en puissance du dispositif et une meilleure fiabilité.

Dans le troisième chapitre, des filtres accordables planaires 2 et 4 pôles à bande fractionnaire constante puis à bande absolue constante ont été conçus et réalisés. La théorie prédit qu'une BF constante est obtenue avec un couplage purement magnétique et une BA constante avec un couplage mixte. Cette théorie a été vérifiée par l'intermédiaire d'un nouveau design de filtre accordable compact à base de diodes.

Plus tard, l'intégration de composants MEMS devrait améliorer les pertes d'insertion et augmenter la linéarité en puissance de ce type de dispositif. L'utilisation d'un boîtier sera alors indispensable pour éviter tout rayonnement de la part du filtre et atteindre des facteurs de qualité à vide supérieurs à 100-150 sur toute la bande d'accord.

Enfin dans la quatrième partie, deux cavités accordables volumiques à base de MEMS RF ont été réalisées. La première est un résonateur monté à la surface d'un substrat de silice fondue sur lequel ont été fabriqués 3 MEMS de grande taille qui perturbent le champ E de la cavité et font varier la fréquence de résonance autour de 12.5 GHz. La ligne de polarisation, souvent à l'origine de la dégradation du facteur de qualité à vide dans ce genre de dispositif, a été réalisée de façon à rediriger les courants de fuite dans la cavité. La deuxième est un résonateur aux formes triangulaires qui facilitent l'intégration du composant MEMS permettant d'assurer un décalage fréquentiel autour de 5 GHz. La ligne de polarisation est cette fois-ci intégrée perpendiculairement aux champs E et H afin d'éviter les fuites. Ces deux cavités ont un bon facteurs de qualité à vide sur la plage d'accord et ont permis la conception et la réalisation de filtres accordables volumiques 2 pôles à bande étroite.

Pour améliorer encore les performances de ce type de filtre, les travaux futurs doivent principalement s'orienter sur le design de capacité MEMS et sur l'intégration de la ligne de polarisation puisque c'est ce composant qui à l'heure actuelle, limite le facteur de qualité à vide des résonateurs. Pour cela, il peut être envisagé de réduire la valeur de la capacité MEMS tout en gardant le même rapport capacitif mais aussi d'en disposer en parallèle afin de réduire la résistance série du composant. Aussi, l'épaississement de l'électrode d'actionnement augmenterait le facteur de qualité du MEMS. Concernant la ligne de polarisation, il est possible soit d'utiliser une résistance de très forte valeur (>1 M Ω), soit une ligne de forte conductivité (>3 fois l'épaisseur de peau et assez large) redirigeant les courants dans la cavité par l'intermédiaire une capacité de très forte valeur.

Finalement, les conclusions et perspectives permettent de définir plusieurs axes d'études à savoir le développement d'un package pour améliorer la fiabilité des MEMS miniatures à contact métallique afin d'éviter les phénomènes de contamination mais aussi l'optimisation de capacités commutées MEMS RF pour augmenter encore plus

leur facteur de qualité à vide et à terme intégrer des filtres accordables volumiques dans les satellites de télécommunication.

Références

- [1] G. M. Rebeiz, “RF MEMS Theory, Design, and Technology”. New Jersey, J.Wiley & Sons, 2003.
- [2] Y. Uno, K. Narise, T. Masuda, K. Inoue, Y. Adachi, K. Hosoya, T.Seki and F.Satoe, “Development of SPDT-structured RF-MEMS switch,” *Transducers 2009, 15th Int. Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, pp. 541-544, Denver, Colorado, June 2009.
- [3] H.S. Newman, J.L. Ebel, D. Judy, J. Maciel, , “Lifetime Measurements on a High-Reliability RF-MEMS Contact Switch,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 100-102, February 2008.
- [4] F. Barriere, A. Pothier, A. Crunteanu, M. Chatras and P. Blondy, “A zero-level packaged RF-MEMS switch with large contact force,” *European Microwave Conference*, Manchester, October 2011.
- [5] H. Sedahghat-Pisheh, G.M. Rebeiz, “Variable spring constant, high contact force RF MEMS switch,” *IEEE Int. Microwave Symposium Digest*, pp 304-307, July 2010
- [6] R.E. Mihailovich, M. Kim, J. B. Hacker, E.A. Sovero, J. Studer, J.A. Higgins, and J.F. DeNatale, “MEM relay for reconfigurable RF circuits, “ *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, Vol. 11, No. 2, pp. 53-55, February 2001.
- [7] J. Costa, T. Ivanov, J. Hammond, J. Gering, E. Glass, J. Jorgenson, D. Denning, D. Kerr, J. Reed, S. Crist, T. Mercier, S. Kim and P.Gorisse, “An integrated MEMS switch technology on SOI-CMOS,” *Proc. Solid State Sensors Actuators and Microsystems Workshop*, Hilton Head, June 2008, pp. 18-21.
- [8] D. Hyman, personal communication, 2009
- [9] V. Joshi, Cong Khieu, C.G. Smith, C. Schepens, F. Csaszar, D. Lacey, T. Nagata, M. Renault, R. Van Kampen, R. Knipe and D. Yost, “A CMOS compatible back end MEMS switch for logic functions, ” *2010 International Interconnect Technology Conference (IITC)*, pp.1-3, June 2010.
- [10] C. D. Patel and G. M. Rebeiz, “RF MEMS Switches with mN Contact and Release Forces and Low Process Sensitivity,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 5, pp. 1230-1237 , May 2011.

- [11] A. Pothier, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, "Low loss Ohmic Switches for RF Frequency Applications," *32nd European Microwave Conference*, pp1-4, 2002
- [12] O. Wunnicke, H. Kwinten, L. van Leuken-Peters, M. in 't Zandt, K. Reimann, V. Aravindh, H.M.R. Suy, M.J. Goossens, R.A.M. Wolters, W.F.A. Besling, J.T.M. van Beek,; P.G. Steeneken, "Small, Low-ohmic RF MEMS Switches with Thin-Film Package," *IEEE Int. Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Cancun, Mexico, pp. 793-796, Jan. 2011.
- [13] D.I. Forehand and C.L. Goldsmith, "Zero-Level Packaging for RF MEMS Switches," *2006 Govt Microcircuit Applications and Critical Tech Conf*, paper 4.03, pp. 36-39, San Diego, CA, Mar. 2006.
- [14] S.P. Natarajan, S.J. Cunningham, A.S. Morris, D.R. Dereus, "CMOS Integrated Digital RF MEMS Capacitors," *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 173-176, 2011.
- [15] I. C. Reines and G. M. Rebeiz, "A robust high power handling (>10W) RF MEMS switched capacitor," *IEEE Int. Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Cancun, Mexico, pp. 793-796, Jan. 2011.
- [16] S. Leidich, S. Kurth, T. Gessner, "Continuously tunable RF-MEMS varactor for high power applications," *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1267-1270, June 2008.
- [17] J. Muldavin, C. Bolzer, S. Rabe, P. Wyatt, and C. Keast, "Wafer-scale packaged radio frequency microelectromechanical switches," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 56, No. 2, pp. 522-529, Feb. 2008.
- [18] M. Kaynac *et al.*, "BiCMOS Embedded RF-MEMS Switch for above 90 GHz Applications using Backside Integration Technique," *IEEE international Electron Devices Meeting (IEDM)*, pp. 1-4, 2010.
- [19] B. Lakshminarayanan and G. M. Rebeiz, "High-Power High-Reliability Sub-Microsecond RF MEMS Switched Capacitors," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest (MTT)*, Honolulu, HI, pp. 1801-1804, June 2007.
- [20] A. van Bezooijen, M.A. de Jongh, C. Chanlo, L. Ruijs, F. van Straten, R. Mahmoudi, A. van Roermund, "A GSM/EDGE/WCDMA Adaptive Series-LC Matching Network Using RF-MEMS Switches," *IEEE journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, pp. 2259-2268, October 2008.

- [21] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, M. Eberly, "RF power handling of capacitive RF MEMS devices", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp 329-332, August 2002.
- [22] C. Tsou, C. Hsu, W. Fang, T. S. Lai, and H. C. Li, "Characterization of the Bending Creep Behavior for Electroplating Nickel Microbeam," 6th International Conference on Electronic Packaging Technology, pp. 195-202, Sept. 2005.
- [23] M. van Gils, J. Bielen, G. McDonald, "Evaluation of creep in RF MEMS devices," Conference on Thermal, *Mechanical and Multi-Physics Simulation Experiments in Microelectronics and Micro-Systems*, pp. 1-6, 2007.
- [24] Qing Ma, Quan Tran, Tsung-Kuan A. Chou, John Heck, Hanan Bar, Rishi Kant and Valluri Rao, "Metal contact reliability of RF MEMS switches," *Proc. Int. Soc. Optical Engineering*, vol. 6463, pp. 646305, 2007.
- [25] H. H. Hsu and D. Peroulis, "An Experimental Investigation on Viscoelastic Behavior in Tunable Planar RF-MEMS Resonators," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, May 2010.
- [26] C. Palego, J. Deng, Z. Peng, S. Halder, J.C.M. Hwang, D. Forehand, D. Scarbrough, C. Goldsmith, I. Johnston, S. Sampath, and A. Datta, "Robustness of RF MEMS Capacitive Switches With Molybdenum Membranes," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 3262-3269, Dec. 2009.
- [27] S. Gong, T. Reck, N. S. Barker, "A temperature insensitive DC-Contact RF MEMS switch", *European Microwave Conference*, pp 1114-1117, Paris, october 2010
- [28] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi; L. P. B. Katehi, "Alleviating the adverse effects of residual stress in RF MEMS switches," *31th European Microwave Conference*, pp 1-4, september 2001
- [29] Shim Yonghyun, Wu Zhengzheng, M. Rais-Zadeh, "A high-performance, temperature-stable, continuously tuned MEMS capacitor," *IEEE Int. Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Cancun, Mexico, pp. 752-755, Jan. 2011.
- [30] H. Nieminen, V. Ermolov, S. Silanto, K. Nybergh, T. Ryhanen, "Design of a temperature stable RF MEM capacitor," *Journal of Microelectromechanical Systems (JMEMS)*, vol. 13, pp 705-714, may 2004.
- [31] H. Sedaghat-Pisheh, J. Kim, and G. M. Rebeiz, "A novel stress-gradient robust metal-contact switch," in *IEEE Int. Conf. Microelectromech. Systems*, Sorrento, Italy, Jan. 2009, pp. 27-30.

- [32] I. Reines, B. Pillans, G. M. Rebeiz, “Thin-Film Aluminum RF MEMS Switched Capacitors With Stress Tolerance and Temperature Stability,” *IEEE Journal of microelectromechanical systems*, Vol. 20, No. 1, pp. 193-203, Feb. 2011.
- [33] A. Verger, A. Pothier, C. Guines, A. Crunteanu, P. Blondy, J. C. Orlianges, J. Dhennin, F. Courtade and O. Vendier “Sub-hundred nanosecond reconfiguration capabilities of nanogap RF-MEMS switches capacitor,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp.1238-1241, June 2010.
- [34] B. Lacroix, A. Pothier, A. Crunteanu, C. Cibert, F. Dumas-Bouchiat, C. Champeau, A. Catherinot and P. Blondy, “Sub-Microsecond RF MEMS switched Capacitors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* , vol. 55, no. 6, pp. 1314-1321, June 2007.
- [35] B. Lakshminarayanan, D. Mercier and G. M. Rebeiz, “High Reliability Miniature RF MEMS Switched Capacitors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol. 56, No. 4, pp. 971-981, April 2008.
- [36] J.J. Ruan, “Analyse et modélisation de l’impact des décharges électrostatiques et des agressions électromagnétiques sur les microcommutateurs microondes (MEMS RF) », *thèse de doctorat, Université de Toulouse III-Paul Sabatier, 2010*
- [37] J.A. Walraven, J.M. Soden, D.M. Tanner, P. Tangyunyong, E.I. Cole, R.E. Anderson, L.W. Irwin, « Electrostatic discharge/electrical overstress susceptibility in MEMS: a new failure mode », *SPIE 2000*, Vol.4180, pp. 30-39, 2000
- [38] J.R. Reid, “Simulation and measurement of dielectric charging in capacitive microwave switches”, *Modeling and Simulation of Microsystems 2002*, Vol. 1, pp. 250-253, April 2002.
- [39] J. Wibbeler, G. Pfeifer, M. Hietschold, „Parasitic charging of dielectric surfaces in capacitive microelectromechanical systems (MEMS), *Sensor and Actuators*, pp.74-80, 1998.
- [40] W.M. Van Spengen, R. Puers, R. Mertens, I. De Wolf, “ Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS“, *International Electron Device Meeting*, pp. 901-904 San Francisco, USA , 2002.
- [41] D. Mardivirin, D. Bouyges, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Blondy, “Study of residual charging in dielectric less capacitive MEMS switches “, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, pp. 33-36, June 2008.
- [42] A. Broue, J. Dhennin, C. Seguireau, X. Lafontan, C. Dieppedale, J.-M. Desmarres, P. Pons, R. Plana, “ Methodology to analyze failure mechanisms of ohmic

contacts on MEMS switches ,“ *2009 IEEE International Reliability Physics Symposium*, pp. 869-873, 2009.

[43] J. Bouchaud and B. Knoblich. “RF MEMS switches deliver on early promise”. *Think Small!*, 2(4), Septembre 2007.

[44] M. Potin. “MEMS Switch and Varicap Market”. *Technical report*, Yole Développement, 2009.

[45] B. Schoenlinner, “RF MEMS Switches – The Status Compared to its Solid-State Competitor Technologies, “ *MEMSWAVE Int. Workshop on RF-MEMS, Athens*, June 2011.

[46] A. Morris, “Tunable RF modules for mobile applications”, *IMS Workshop on Emerging Applications of RF MEMS*, Boston, 2009.

[47] F. Mohammed, M.F. Bain, F.H. Ruddell, D. Linton, H.S. Gamble, V.F. Fusco, “A novel silicon Schottky diode for NLTL applications,” *IEEE transaction on Electron Devices*, vol. 52, pp. 1384-1391, July 2005

[48] B. Acikel, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, and R. A. York, “A new high performance phase shifter using BaSrTiO thin films,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 7, pp. 237–239, July 2002.

[49] M. R. B. Dunsmore, J. Clarke “High Power Tunable YIG filters,” *11th European Microwave Conference*, pp. 405-411, 1981

[50] D. Hoag, J. Brogle, T. Boles, D. Curcio, D. Russell, “ Heterojunction PIN diode switch,” *2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 255-258, June 2003

[51] G.M. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S. Park, M. El-Tanani, A. Grichener, A. Brown, “ Tuning into RF MEMS“, *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 10, No. 6, pp.55-72, October 2009.

[52] M. El-Tanani, G. M. Rebeiz, “High performance 1.5-2.5 GHz RF MEMS tunable filter for wireless applications, “ *Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 58, No.6, pp. 1629-1637, June 2010.

[53] C. Guines, A. Crunteanu, A. Pothier, F. Barrière, S. Courèges, P. Blondy, W. Rebernak, M.-P. Dussauby, G. Neveu, M. Gibaudo, B. Ducarouge, D. Courtney, E. Gatard, T. Gasseling, “Réalisation d’un Filtre Passe Bande Accordable à MEMS RF Ultra Linéaire,” , 17^{ème} Journées Nationales des Microondes, Brest 2011.

- [54] V. Sekar, M. Armendariz, K. Entesari, "A 1.2-1.6 GHz substrate integrated waveguide RF MEMS tunable filter," *Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 59, No.4, pp. 866-876, May 2011.
- [55] D. Y. Winter and R. R. Mansour, "Tunable dielectric resonator bandpass filter with embedded MEMS tuning elements," *IEEE Transactions on Microwave Theory & Tech.*, vol. 55, no. 1, pp. 154-159, January 2007.
- [56] S.-J. Park *et al.*, « *High-Q RF-MEMS tunable evanescent-mode cavity filter*», Microwave Symposium Digest, 2009. IEEE/MTT-S International, pp. 1145-1148 , Juin 2009.
- [57] Xiaoguang Liu *et al.*, "High-Q Tunable Microwave Cavity Resonator and Filters Using SOI-Based RF MEMS Tuners", *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 19, no. 4, pp. 774-784, 2010.
- [58] F. Huang, S. Fouladi, R. R. Mansour, "A novel MEMS-based tunable dielectric resonator filter," *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1, Baltimore, June 2011.
- [59] G. M. Rebeiz and J. B. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 2, pp. 59–71, Dec. 2001.
- [60] N. Nishijima, J-J. Hung and G. M. Rebeiz, "Parallel-contact metal contact RF MEMS switches for high power applications," *IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 781-784, Maastricht, Netherlands, 2004.
- [61] H. Sedaghat-Pisheh, G. M. Rebeiz, "Variable Spring Constant, High Contact Force RF MEMS Switch," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 304-307, Anaheim, CA, 2010.
- [62] L. Chen, Z.J. Guo, N. Joshi, H. Eid, G. G. Adams and N. E. McGruer "An SPM Based Contact Tester for Study of Microcontacts," Solid State Sensors, Actuators and Microsystems Workshop 2010, pp. 190-193, Hilton Head Island, South Carolina, 2010.
- [63] Coventorware ver. 2008, Coventor Inc., Cary, NC, 2008. www.coventor.com
- [64] G.M. Rebeiz, "Phase noise analysis of MEMS-based circuits and phase shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 50, no. 5, pp. 1316-1323, May 2002.
- [65] Momentum - Agilent Advanced Design System (ADS), Santa Rosa, California.
- [66] L. Chen, Z.J. Guo, N. Joshi, H. Eid, G. G. Adams and N. E. McGruer "An SPM Based Contact Tester for Study of Microcontacts," Solid State Sensors, Actuators and Microsystems Workshop 2010, pp. 190-193, Hilton Head Island, South Carolina, 2010.

- [67] HFSS11, Ansoft Corporation, Pittsburgh, Pennsylvania.
- [68] X. Yan, N. McGruer, G. Adams, and S. Majumder, "Finite element analysis of the thermal characteristics of MEMS switches," *Transducers 2003, 12th Int. Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, vol. 1, pp. 412–415, Boston, Massachusetts, June 2003.
- [69] <http://www.macomtech.com>
- [70] P. Hindle, "The state of RF and microwave switches," *Microwave Journal*, Vol. 53, No. 11, 2010.
- [71] A. Tombak, C. Iversen, J.-B. Pierres, D. Kerr, M. Carroll, P. Mason, E. Spears, T. Gillenwater, "Cellular antenna switches for multimode applications based on a silicon-on-insulator technology," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 271-274, 2010.
- [72] <http://www.triquint.com>
- [73] <http://www.radantmems.com>
- [74] <http://www.omron.com>
- [75] J. Schimkat, "Contact materials for microrelays," in *Proc. IEEE Microelectromech. Syst.*, Heidelberg, Germany, 1998, pp. 190–194.
- [76] L. Chen, H. Lee, Z. J. Guo, N. E. McGruer, K. W. Gilbert, S. Mall, K. D. Leedy and G. G. Adams, "Contact resistance study of noble metals and alloy films using a scanning probe microscope test station," *J. of Applied Physics*, Volume: 102, No. 7, pp. 074910 - 074910-7, 2007.
- [77] R. Holm, *Electric Contacts: Theory and Applications*, Berlin: Springer, 1967.
- [78] J. Johnson, G.G. Adams, N.E. McGruer, "Determination of intermodulation distortion in a MEMS microswitch," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest (MTT)*, June 2005.
- [79] M. Kaynak, K.E Ehwald, J. Drews, R. Scholz, F. Korndorfer, D. Knoll, B. Tillack, R. Barth, M. Birkholz, K. Schulz, Y.M. Sun, D. Wolansky, S. Leidich, S. Kurth and Y. Gurbuz, "BEOL Embedded RF-MEMS Switch for mm-Wave Applications," *IEEE Int. Electron Device Meet Tech. Digest.*, pp. 1-4, Dec. 2009.
- [80] K. Kuwabara, N. Sato, T. Shimamura, H. Morimura,; J. Kodate, T. Sakata, S. Shigematsu, K. Kudou, K. Machida, M. Nakanishi, H. Ishii, "RF CMOS-MEMS Switch with Low-Voltage Operation for Single- Chip RF LSIs," *IEEE Int. Electron Device Meet Tech. Digest.*, pp.1-4, 2006.

- [81] S. Fouladi and R.R. Mansour, "Capacitive RF MEMS Switches Fabricated in Standard 0.35- μm CMOS Technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol. 58, No. 2, pp. 478-486, Feb. 2010.
- [82] D.R. DeReus, S. Natarajan, S.J. Cunningham and A.S. Morris, "Tunable Capacitor Series/Shunt Design for Integrated Tunable Wireless Front End Applications," *IEEE Int. Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Cancun, Mexico, pp. 805-808, Jan. 2011.
- [83] N. Hoivik, C. V. Jahnes, J. Cotte, J. L. Lund1, D. Seeger and J. H. Magerlein, "RF MEMS Switches using Copper-Based CMOS Interconnect Manufacturing Technology," *Workshop on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, Hilton Head Island, South California, June 2004.
- [84] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "RF MEMS, BST and GaAs Varactor System-Level Response in Complex Modulation systems", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Sept. 2007.
- [85] G. Mattaei, L. Young and E.M.T. Jones," *Microwave filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*", Artech house, Norwood, MA, 1980.
- [86] J.-S. Hong, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications". J.Wiley & Sons, 3rd Edition, 2011.
- [87] Xiu Yin Zhan, Quan Xue, Chi Hou Chan, Bin-Jie Hu, "Low-Loss Frequency-Agile Bandpass Filters With Controllable Bandwidth and Suppressed Second Harmonic," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp.1557-1564, June 2010.
- [88] Mohammed A. El-Tanani and G. M. Rebeiz, "Corrugated microstrip coupled lines for constant absolute bandwidth tunable filters", *IEEE Trans.Microwave Theory & Tech.*, vol. 58, pp. 956-963, April 2010
- [89] Wenxing Tang, Jia-Sheng Hong, "Varactor-Tuned Dual-Mode Bandpass Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 58, no. 8, pp. 2213-2219, August 2010.
- [90] S. Park and G. M. Rebeiz, "Low-Loss Two-Pole Tunable Filters With Three Different Predefined Bandwidth Characteristics," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 56, no. 5, pp. 1137-1148, May 2008.
- [91] A. Miller, J.-S. Hong, "Wideband Bandpass filter With Reconfigurable Bandwidth," *IEEE Microwave Wireless and Components Letters*, vol. 20, no. 1, pp. 28-30, January 2010.

- [92] H. Joshi, H.H. Sigmarsson, Moon Sungwook, D. Peroulis, W.J. Chappell, "High Q narrow-band tunable filters with controllable bandwidth," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2009*, pp. 629-632, June 2009.
- [93] S. Park, M. A. El-Tanani, I. Reines, and G. M. Rebeiz, "Low-Loss 4-6 GHz Tunable Filter With 3-Bit High-Q Orthogonal Bias RF-MEMS Capacitance Network," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2348-2355, Oct. 2008.

Bibliographie Personnelle

Journaux, lettres :

- R. Stefanini, J. D. Martinez, M. Chatras, A. Pothier, V. E. Boria, P. Blondy , “Ku Band High-Q Tunable Surface Mounted Cavity Resonator Using RF-MEMS Varactors,” *IEEE Microwave and Component Letters*, pp. 237-239, May 2011.
- R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, G.M. Rebeiz, “Miniature MEMS Switches for RF Applications,” *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, Accepted

Conférences :

- R. Stefanini, J. D. Martinez, M. Chatras, A. Pothier, V. E. Boria, P. Blondy, “Résonateur volumique fort Q0 à 18 GHz rendu accordable par l’intégration d’une capacité commutée MEMS de grande dimension, “ *Journée Nationale des Microondes (JNM)*, Grenoble, France, Mai 2009
- R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J.-C. Orlianges, P. Blondy, “Résonateur volumique accordable for Q0 intégrant une capacité commutée MEMS, “ *Journée Nationale des Microondes (JNM)*, Grenoble, France, Mai 2009
- R. Stefanini, J. D. Martinez, M. Chatras, A. Pothier, V. E. Boria, P. Blondy, “13 GHz high-Q tunable surface mounted cavity, “ *CNES International Workshop on Microwave Filters*, Toulouse, France 2009
- R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J.-C. Orlianges, P. Blondy, “High Q Tunable Resonator with RF-MEMS Varactors, “ *CNES International Workshop on Microwave Filters*, Toulouse, France 2009.
- R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J.-C. Orlianges, P. Blondy, “*High-Q Tunable Cavity Using Dielectric Less RF-MEMS Varactors*”, Proceedings of the 39th European Microwave Conference, pp. 1444-1447, 2009.
- R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J.-C. Orlianges, P. Blondy, “*High Q Tunable Cavity using Air-MEMS Varactors*”, 11th international symposium on RF MEMS and Microsystems (*MEMSWave*), Otranto, Italy 2010.
- R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, G. M. Rebeiz, “*Compact 2-Pole and 4-Pole 2.4-2.8 GHz Dual -Mode Tunable Filters*”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 1480-1483, 2010.

- P. Blondy, S. Courreges, R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, G. Neveu, M.P. Dussaudy, W. Rebernak, D. Courtney, B. Belenger, E. Gatard, "Development of compact and linear tuneable filters with RF-MEMS capacitors arrays," Wamicon 2010, Melbourne, FL, 2010.
- R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, C. Guines, P. Blondy, "Filtre Volumique 2 Pôles Accordable à Base de MEMS RF et à Bande Fractionnaire Constante, " *Journée Nationale des Microondes (JNM)*, Brest, France, Juin 2011.
- R. Stefanini, J. D. Martinez, M. Chatras, A. Pothier, V. E. Boria, P. Blondy, "Cavité Accordable Fort Q à base de MEMS varactors pour des applications en bande Ku, " *Journée Nationale des Microondes (JNM)*, Brest, France, Juin 2011.
- R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, G. M. Rebeiz, " Filtres compacts 2 pôles et 4 pôles, accordables de 2.4 à 2.8GHz pour des applications à bande fractionnaire constante, " *Journée Nationale des Microondes (JNM)*, Brest, France, Juin 2011.
- R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, G. M. Rebeiz, "*Miniature RF-MEMS Contact Switches for DC-20 GHz Applications*", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Baltimore, June 2011.

Workshops :

- P. Blondy, R. Stefanini, S. Courrèges, A. Pothier, J.-C. Orlianges, A. Crunteanu, M. Chatras, "Development of Reliable and High Power MEMS Varactors", *Workshop: Advanced Materials and Technologies for Micro/Nano-devices, sensors and actuators*, Saint Petersburg, Russia, June 29-July 2, 2009.
- M. Chatras, R. Stefanini, J. D. Martinez, V. E. Boria, A. Pothier, P. Blondy, "Development of High-Q MEMS Tunable Filters", *IEEE Workshop at the International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2009.