



HAL
open science

Développement de microsystèmes hyperfréquences par approches multidisciplinaires: vers de nouvelles fonctionnalités et applications

David Dubuc

► **To cite this version:**

David Dubuc. Développement de microsystèmes hyperfréquences par approches multidisciplinaires: vers de nouvelles fonctionnalités et applications. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2010. tel-00627331

HAL Id: tel-00627331

<https://theses.hal.science/tel-00627331v1>

Submitted on 28 Sep 2011

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

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

HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

Préparée au
Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS

par
David DUBUC
Maître de conférences, Université de Toulouse

**Développement de microsystèmes hyperfréquences
par approches multidisciplinaires: vers de nouvelles
fonctionnalités et applications.**

Soutenance le 10 Novembre 2010, devant le jury:

Président	Jacques GRAFFEUIL, Professeur à l'Université de Toulouse – LAAS-CNRS
Directeur scientifique	Jacques GRAFFEUIL, Professeur à l'Université de Toulouse – LAAS-CNRS
Rapporteurs	Gilles DAMBRINE, Professeur à l'Université de Lille – IEMN Eric KERHERVE, Professeur à l'ENSEIRB – IMS Bordeaux Christian PERSON, Professeur à Telecom Bretagne – LabSTICC Brest
Examineur	Bernard DUCOMMUN, Professeur d'Université – Praticien Hospitalier, Univ. de Toulouse – ITAV/ Centre Pierre Potier

Rapport LAAS N°***

CNRS ; LAAS ; 7 avenue du colonel Roche, F-31077 Toulouse, France
Université de Toulouse ; UPS, INSA, INP, ISAE ; LAAS ; F-31077 Toulouse, France

Table des matières :

LISTE DES ACRONYMES	4
<u>I. POSITIONNEMENT DES ACTIVITES DE RECHERCHE : DEVELOPPEMENT DE MICROSYSTEMES HYPERFREQUENCES PAR APPROCHES MULTIDISCIPLINAIRES: VERS DE NOUVELLES FONCTIONNALITES ET APPLICATIONS.</u>	5
<u>II. SYNTHESE DES ACTIVITES DE RECHERCHE : DEVELOPPEMENT DE MICROSYSTEMES HYPERFREQUENCES PAR APPROCHES MULTIDISCIPLINAIRES.</u>	7
CONCEPTION MULTIDISCIPLINAIRE DE COMPOSANTS A BASE DE RF-MEMS	8
AMELIORATION DE LA TENUE EN PUISSANCE DE COMPOSANTS RF-MEMS	14
BIBLIOTHEQUE DE COMPOSANTS RF-MEMS	17
DES COMPOSANTS RF-MEMS AUX CIRCUITS HF RECONFIGURABLES	20
ETUDE DE LA FIABILITE DE COMPOSANTS RF-MEMS	26
MINIATURISATION : INTEGRATION DE CIRCUITS TRIDIMENSIONNELS, DE COMPOSANTS RF-MEMS AVEC DES FONCTIONS ACTIVES SUR SILICIUM	34
MINIATURISATION PAR CONCEPT METAMATERIAU ET RECONFIGURABILITE	41
CONCEPTION DE MICROSYSTEMES HF INTEGRANT DES NANOTUBES DE CARBONE	46
CONCLUSIONS SUR NOS ACTIVITES DE RECHERCHE	53
<u>III. SYNTHESE DES ACTIVITES D'ENCADREMENT DE TRAVAUX DE RECHERCHE ET D'ENSEIGNEMENT UNIVERSITAIRE.</u>	54
1. ENCADREMENT DE TRAVAUX DE RECHERCHE	54
2. ENSEIGNEMENTS A L'UNIVERSITE DE TOULOUSE	63
<u>IV. PERSPECTIVES ET PROJET DE RECHERCHE : DEVELOPPEMENT DE MICROSYSTEMES HYPERFREQUENCES : VERS DE NOUVELLES FONCTIONNALITES ET APPLICATIONS.</u>	64
1. INGENIERIE DE MICROSYSTEMES HF DONT L'ELABORATION REPOSE SUR DES TECHNOLOGIES MICROFLUIDIQUES.	66
2. INGENIERIE DE MICROSYSTEMES HF INTEGRANT DES FONCTIONNALITES FLUIDIQUES.	68
3. INGENIERIE DE MICROSYSTEMES HF POUR DES APPLICATIONS EN BIOLOGIE ET MEDECINE.	76
<u>V. CURRICULUM VITAE DETAILLE.</u>	88
1. CURRICULUM VITAE	88
2. RESPONSABILITES SCIENTIFIQUES ET RAYONNEMENT	92
3. PRODUCTION SCIENTIFIQUE	94
4. CINQ PUBLICATIONS SIGNIFICATIVES	107
<u>ANNEXES</u>	134
ANNEXE 1 : DIFFERENTS TYPES D'ACTIONNEMENT DE CONFIGURATION ET DE CONTACTS DES RF-MEMS (D'APRES LA THESE DE BENOIT DUCAROUGE)	134
ANNEXE 2: PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN RF-MEMS (D'APRES LA THESE DE SAMUEL MELLE)	137
ANNEXE 3 : LA PROBLEMATIQUE DE LA FIABILITE DES MEMS RF (D'APRES LA THESE DE SAMUEL MELLE)	140
<u>5 PUBLICATIONS SIGNIFICATIVES</u>	143

Liste des acronymes

RF-MEMS : RadioFrequency Micro-Electro-Mechanical Systems : Microsystèmes électromécaniques radiofréquences

RF-NEMS : RadioFrequency Nano-Electro-Mechanical Systems : Microsystèmes électromécaniques radiofréquences

HF : HyperFréquences, gamme de fréquences allant typiquement de 1 à 100 GHz

RF : RadioFréquences

NTC : NanoTubes de Carbone

I. Positionnement des activités de recherche : développement de microsystèmes hyperfréquences par approches multidisciplinaires: vers de nouvelles fonctionnalités et applications.

Les microsystèmes sont nés dans les années 1970 simultanément aux États-Unis et au Japon. Les laboratoires américains sont partis des possibilités du micro-usinage du silicium pour le développement de nouvelles fonctionnalités et applications (approche bottom-up) tandis que les chercheurs nippons ont visé la réduction de taille de macro-mécanismes existants (approche top-down) ; ces 2 visions aboutissant à des composants électro-mécaniques intégrés sur silicium.

Le succès du concept de microsystème trouve ses origines dans la possible co-intégration monolithique de fonctions de capteur et/ou actionneur avec des circuits intégrés analogiques et/ou numériques de traitement de l'information.

Ainsi dès les années 1980, sont apparus de nouveaux types de composants révolutionnant certains domaines tels que :

- Les têtes d'impression jet d'encre pour les imprimantes du même nom,
- Les têtes de lecture des disques durs,
- Les accéléromètres embarqués dans les automobiles pour des applications de sécurité (coussins gonflables en cas de chocs),
- Les composants à base de micro-miroirs pour la vidéo-projection,
- ...

Une des caractéristiques forte et centrale des microsystèmes réside dans leur caractère multidisciplinaire ouvrant de nouvelles perspectives, fonctionnalités et voir même de nouvelles applications. La liste des disciplines scientifiques convergentes est en perpétuelle évolution :

- **électronique, micro-électronique,**
- **microtechnologies, nanotechnologies**
- **mécanique,**

Les 3 disciplines originellement impliquées dans les MEMS

- thermique (pour l'actionnement),
- optique, opto-électronique,
- **hyperfréquences,**

Ces 2 dernières pour des applications en télécommunication

- **fluidique, chimie,**
- **médecine, biologie.**

Ces 2 dernières sont plus récentes

- ...il en existe certainement d'autres actuellement ou à venir ...

En gras sont indiquées les disciplines que nous avons considérées (les 4 premières en gras) lors de nos travaux de recherche et que nous considérons (toutes en gras simultanément) pour notre projet de recherche.

Depuis 2002, nous contribuons en effet aux développements de microsystèmes hyperfréquences en adressant les questions scientifiques suivantes :

« Comment fait-on l'ingénierie des microsystèmes hyperfréquences communicants en tirant partie au mieux des potentialités des micro et nano-technologies ? »

et plus récemment, depuis 2007, :

« Comment l'ingénierie des microsystèmes alliée aux micro et nano-technologies peut présenter d'autres fonctionnalités, adresser d'autres applications ? »

Chronologiquement, nous avons développé des approches multidisciplinaires pour appréhender :

- la conception et la caractérisation de composants et circuits à base de RF-MEMS (RadioFrequency Micro-Electro-Mechanical System),
- la fiabilité de composants RF-MEMS,
- la miniaturisation de circuits passifs HF, leur co-intégration avec des fonctions actives sur silicium, l'ajout de fonctionnalités reconfigurables/accordables,
- la conception de microsystèmes HF intégrant des nanotubes de carbone,
Ceci sera présenté lors de la synthèse de nos travaux de recherche

- l'ingénierie de microsystèmes HF intégrant des fonctionnalités fluidiques,
- l'ingénierie de microsystèmes HF pour des applications en biologie et médecine.
Ceci constitue notre projet scientifique débuté en septembre 2007

II. Synthèse des activités de recherche : développement de microsystèmes hyperfréquences par approches multidisciplinaires.

Même si le potentiel des RF-MEMS pour certaines applications est de plus en plus admis (si l'on compare la situation actuelle à celle de 2002, début de notre implication dans cette thématique), bon nombre de verrous ont dû être franchis et certains *résistent* encore (et toujours). Parmi les irréductibles, le développement d'une technologie 'robuste' (incluant la robustesse des composants à des variations de température ambiante et supportant les températures d'encapsulation notamment) ainsi que les aspects de fiabilité font encore l'objet d'intenses recherches^{1,2,3,4,5}. Ces deux points ont bien entendu fait partie de nos préoccupations de recherche et pour lesquels nous avons proposé :

- des architectures de composants et circuits minimisant les dispersions technologiques et/ou les variations de température ambiante.
- l'amélioration de la compréhension de la physique de défaillance principale des RF-MEMS à actionnement électrostatique : le chargement du diélectrique.

Au delà de ces deux problématiques centrales, sur lesquelles nous avons travaillé continuellement de 2002 à 2008, nous avons de plus mené d'autres actions de recherche visant à amener les technologies RF-MEMS vers plus :

- de performances électriques, c'est à dire :
 - de faibles pertes d'insertion qui font de ce type de composants les références pour les applications à fort coefficient de qualité^{6,7,8,9},
 - de fortes tenues en puissance (forte veut dire, pour les RF-MEMS, de 1 à 10W). Cette tenue en puissance est d'autant plus importante que les RF-MEMS présentent de très faibles non-linéarités¹⁰ ce qui pousse vers des applications en forts signaux,

¹ G.M. Rebeiz « RF MEMS : Theory, Design and Technology », Hoboken, NJ :Wiley, 2003

² G.M. Rebeiz et. al., « Tuning in to RF MEMS », IEEE microwave mag. Oct. 2009, pp. 55-72-

³ B. Lakshminarayanan et. al. « High reliability miniature RF MEMS switched capacitors », IEEE Trnas. Microwave Theory Tech., vol. 56, n°4, pp. 971-981, Apr. 2008

⁴ . Fujii et. al. « RF MEMS switch with wafer level package utilizing frit glass bonding », proc. European Microwave conf., Oct. 2002, pp. 1-3

⁵ I. Reines, B. Pillans, G.M. Rebeiz, « A Stress-Tolerant Temperature-Stable RF MEMS Switched Capacitor » IEEE conf. on MEMS 2009.

⁶ A. Grichener, B. Lakshminarayanan, and G. M. Rebeiz, "High-Q RF MEMS capacitor with digital/analog tuning capabilities," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Atlanta, GA, June 2008, pp.1283-1286.

⁷ R.L. Borwick, P.A. Stupar, J.DeNatale, R. Anderson, et. al. "Variable MEMS capacitors implemented into RF filter systems," IEEE Trans. Microw Theory Tech., vol.51, no.1, pp.315-319, Jan. 2003.

⁸ J. B. Muldavin, C. Bozler, S. Rabe, and C. Keast, "Large tuning range analog and multi-bit MEMS varactors," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, June 2004, pp. 1919-1922.

⁹ T. Ikehashi, et. al., "A robust RF MEMS variable capacitor with piezoelectric and electrostatic actuation," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., San Francisco, CA, June 2006, pp. 39-43.

¹⁰ L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors and tunable filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 4, pp.1247-1256, Apr. 2003

- de 'hautes' fréquences de fonctionnement : vers les fréquences millimétriques, au delà de 60 GHz,
- d'intégration et d'intelligence : et donc vers une co-intégration de composants accordables, de fonctions passives hyperfréquences au sein d'un microsysteme^{11,12}. Dans cette optique, nous avons mené des actions sur :
 - la miniaturisation des fonctions passives qui sont « trop consommatrices » de surface si l'on vise une intégration monolithique,
 - les architectures des circuits : qui doivent tirer au mieux les capacités des RF-MEMS tout en étant non-sensibles à leurs défauts,
 - l'intégration de technologies à base de nanotubes de carbone utilisés dans les parties mobiles des MEMS, ceci afin d'augmenter leurs performances en tenue en puissance RF et en temps de commutation.

Enfin, dans la vision d'intégration microsysteme qui a été la notre, nous avons toujours développé nos recherches dans le contexte d'une future co-intégration passifs-actifs (voir les références^{11,13,14} qui illustrent l'intérêt d'un tel 'assemblage' de technologies). Ainsi les composants RF-MEMS ont été pensés en vue de leur intégration au sein de fonctions passives qui, associées à d'autres fonctions, ont été développées en vue d'une association à des circuits actifs [22].

Sont donc présentés successivement nos travaux sur la conception multidisciplinaire de RF-MEMS, leur intégration au sein de fonctions passives reconfigurables/accordables, l'étude de leur fiabilité. Puis nous présenterons les activités de recherche menées sur la miniaturisation de fonctions passives et l'intégration microsysteme de ses fonctions avec des aptitudes (ou non) à la reconfigurabilité. Enfin, nous exposerons une étude sur l'intégration de nanotubes de carbone au sein de composants électromécaniques HF et plus particulièrement, comment nous avons modélisé et conçu ce type de composants – toujours par approche multidisciplinaire mais aussi multi-échelle –.

Conception multidisciplinaire de composants à base de RF-MEMS

Si l'on balaye l'ensemble des composants RF-MEMS existants, qu'ils soient objets de recherche ou sources industrielles, on est frappé par la diversité des topologies : de formes trapézoïdales, rectangulaires ou circulaires, avec de multiples bras de suspension à méandres, avec des électrodes d'actuation séparées, dans le sens de propagation ou perpendiculaire, avec contre électrodes, avec ou sans diélectrique et/ou plots d'arrêts, à contact ohmique ou capacitif, de type poutre ou pont, avec ou sans

¹¹ L. Katehi et. al., « Heterogeneous Wafer-Scale Circuit Architectures », *microwave mag.* Feb. 2007 pp. 52-69

¹² G. Carchon, A. Jourdain, O. Vendier, J. Schoebel, H. Tilmans, « Integration of 0/1-Level Packaged RF-MEMS Devices on MCM-D at Millimeter-Wave Frequencies », *IEEE Trans. on Advanced Packaging*, Vol: 30 , n° 3, 2007 , pp.369 - 376

¹³ Qiao, D.; Molfino, R.; Lardizabal, S.M.; Pillans, B.; Asbeck, P.M.; Jerinic, G. (2005). An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 53, Issue 3, Part 2, March 2005 Page(s):1089 - 1095

¹⁴ L. Katehi, et. al. « RF Circuits using Si Micromachining », *microwave mag.*, march 2001, pp. 30-39

déformation initiale, de membrane diélectrique ou métallique, à profil corrugué ou plat, avec ou sans trous, de type balancier, à actuation électrostatique, thermique, magnétique, piézoélectrique à déplacement dans le plan, hors plan, linéaire, rotatif, ... On se reportera au chapitre 5 du livre de G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design and Technology*, Wiley 2003 qui donne une bonne image des composants RF-MEMS existants en 2003.

Cette pluralité traduit en fait la complexité de l'approche multidisciplinaire de ce type de composants et fait qu'il y a une multitude de solutions compétitives d'aboutir à de 'bons' composants. De surcroît, il existe différents type d'actionnement, de configuration et de types de contacts qui augmentent considérablement le champ des possibles. L'annexe 1 reprend ces différents types et présente les choix faits au LAAS de structures à actionnement électrostatique, de types ponts à contact capacitif.

Nos travaux sur l'architecture, les méthodologies de conception et de modélisation de composants RF-MEMS ont débuté en 2002 par les travaux de Benoit Ducarouge et se sont poursuivis avec ceux de Chloé Bordas, dirigée par Katia Grenier. La Figure 1 décrit l'évolution des topologies sur 5 ans jusqu'en 2007, que nous allons commenter dans ce paragraphe.

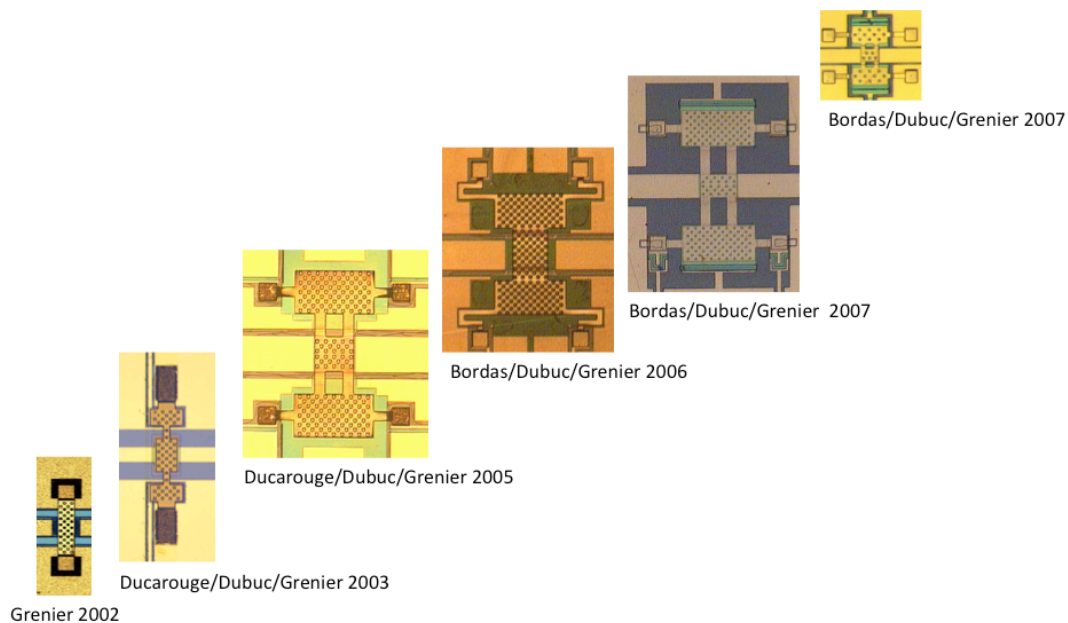


Figure 1 : Evolution architecturale et dimensionnelles des composants RF-MEMS développés au LAAS-CNRS

Un des points bloquants dans la conception de RF-MEMS réside dans le couplage entre toutes ses caractéristiques (comme c'est le cas de la première structure mise au point au LAA-CNRS en 2002) : HF, mécanique (la force de rappel mécanique qui permet à ce composant de revenir à son état haut initial lorsque aucune actuation ne lui est sollicitée), électromécanique (nous allons considérer ce mode d'actuation dans ce manuscrit). De 2003 à 2005, nous avons introduit une architecture qui permet un découplage de ces caractéristiques : chaque zone du composant proposé contrôle indépendamment une des 3 caractéristiques (voir la Figure 2).

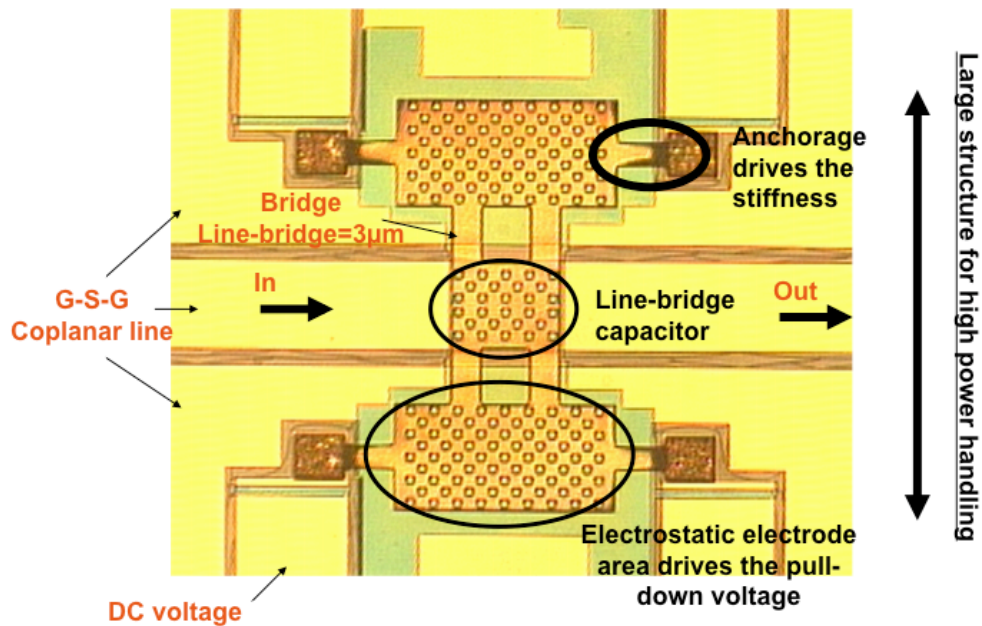


Figure 2 : Architecture de RF-MEMS proposée [59]

Des travaux de simulation mécanique/électromécanique réalisés sur Conventor par Benoit Ducarouge ont en effet montré que la sensibilité des dimensions de l'ancrage sur la raideur de la structure était deux fois supérieure à celle des dimensions de zone permettant l'actionnement électrostatique. De même, cette même zone a un impact 50% plus élevé sur la tension d'actionnement que l'ancrage. Enfin les dimensions des zones du pont situées au dessus de la ligne coplanaire n'influence que très peu la raideur et la tension d'actionnement et peuvent donc servir à dimensionner la réponse électromagnétique du composant RF-MEMS sans impacter ses propriétés électromécaniques.

Fort de cette architecture, nous avons initié une approche de conception impliquant des simulations:

- **mécaniques**¹⁵, les points essentiels de la suspension mécanique des composants RF-MEMS et du positionnement de leur ancrage sont :
 - obtenir une raideur suffisante pour que le pont puisse supporter :
 - la fabrication et soit en position haute en fin de procédé technologique et notamment suite à la gravure de la couche sacrificielle puis au séchage entraînant la tendance à coller le pont sur le diélectrique par force de capillarité,
 - l'endurance d'un fonctionnement répété: fatigue mécanique, forces parasites – due au chargement du diélectrique, à l'humidité, ...- , ...
 - ➔ l'optimisation a donc porté sur le dimensionnement des bras de suspension : longueur et largeur.

¹⁵ L. Buchaillet, « Contribution à l'introduction de concepts mécaniques dans les micro et nano systèmes », HDR Univ. des sciences et technologies de Lille, mars 2004.

- permettre une relaxation des stresses internes (après fabrication) et externes (d'origine thermique par exemple) du pont et des allongements ou rétrécissements de ce dernier.
- ➔ La Figure 3 illustre le changement de génération de 2003 à 2005 : le graphique de la Figure 4 présente la déformée du pont sous contraintes résiduelles issues du procédé de fabrication :
 - la structure (a) de la Figure 3, qui correspond à la courbe bleue de la Figure 4, est fortement déformée car les ancrages du pont, qui sont suivant sa longueur, font office de butées et déforment le pont quand celui-ci s'allonge.
 - la structure proposée en (b) de la Figure 3, qui correspond à la courbe magenta de la Figure 4, est faiblement déformée car les ancrages du pont sont placés transversalement ce qui limite la courbure résiduelle du pont.

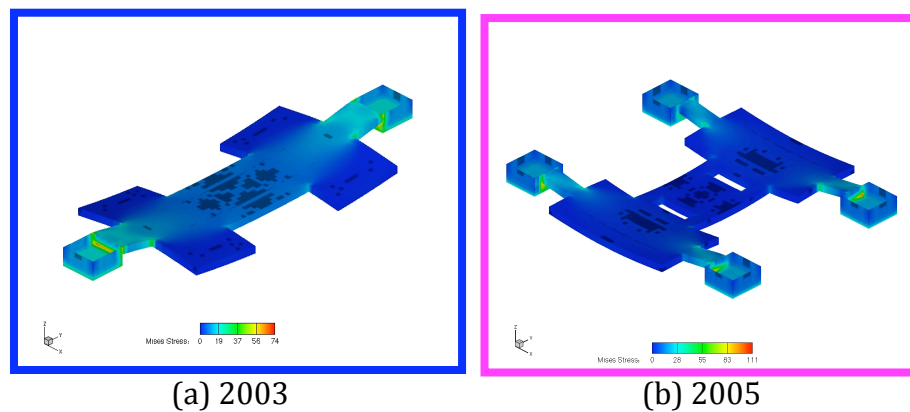


Figure 3 : Evolution de l'ancrage des RF-MEMS du LAAS-CNRS [45]

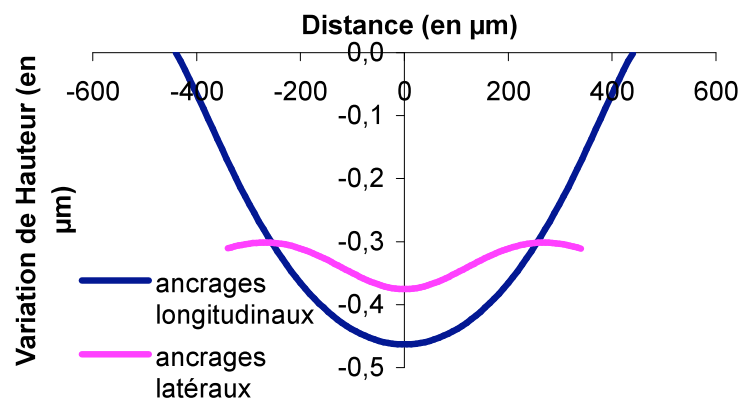


Figure 4 : Optimisation architecturale de la suspension mécanique

- **électromécaniques**, afin de prédire une tension d'activation compatible avec une future intégration système et toute simplement compatible avec les moyens de tests que nous avons parallèlement développés. Le degré de liberté fut alors la taille des électrodes de part est d'autre de la zone centrale, que nous avons nommées électrodes déportées.

Les simulations mécaniques et électromécaniques ont été effectuées sous CoventorWare. Elles ont permis l'appréhension qualitative de nombreux phénomènes comme ceux décrit à la Figure 4 et ont permis d'avoir une bonne estimation quantitative des performances attendues. Le terme '*bonne estimation*' veut dire une évaluation à +/- 50%, cette dispersion venant de la qualité de simulation et surtout des dispersions technologiques importantes si l'on compare différents lots de fabrication distants dans le temps.

- **hyperfréquences**¹⁶, de type électromagnétique qui ont permis de dresser un schéma équivalent électrique d'un composant RF-MEMS dont les éléments ont été paramétrés par les dimensions. Ceci permet ainsi de s'appuyer sur une bibliothèque de composants pour la conception de circuits intégrant un ou plusieurs composants RF-MEMS. La Figure 5 présente le schéma électrique équivalent du composant présenté en Figure 2 et pour lequel chaque élément correspond à une partie physique du dispositif.

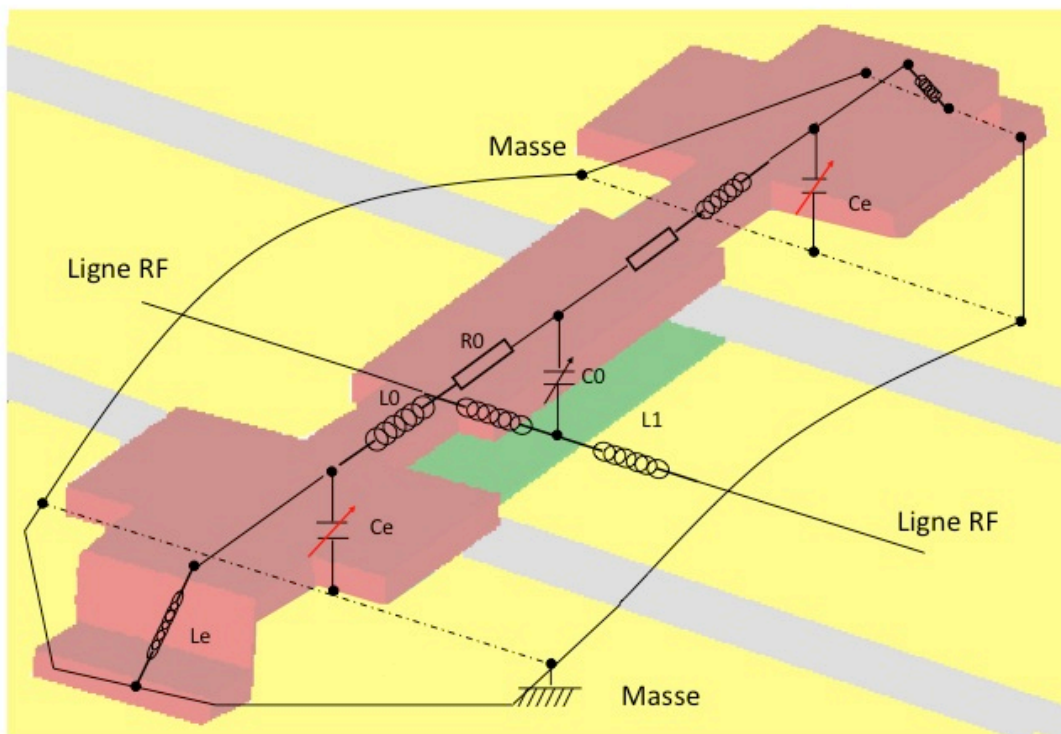


Figure 5 : Schéma équivalent paramétrable d'un RF-MEMS [59]

- **thermiques**^{17,18,19}, au delà des aspects électriques et mécaniques, les effets thermiques ont été étudié afin d'optimiser les structures RF-MEMS

¹⁶ J. Muldavin, G. Rebeiz, « High-Isolation CPW MEMS shunt Switches –Part 1 Modeling –Part 2 Design » IEEE trans. On Microwave Theory and Tech., Vol. 48, n0 6, June 2000, pp. 1045-1056

¹⁷ B. Jensen, « IMPACT OF SKIN EFFECT ON THERMAL BEHAVIOR OF RF MEMS SWITCHES », The 6th ASME-JSME Thermal Engineering Joint Conference, March 16-20, 2003

¹⁸ W. Thiel et. al. « A Study of Thermal Effects in RF-MEM-Switches using a Time Domain Approach » IEEE MTT-S 2002, pp. 335-338

pour des applications en moyennes et fortes puissances RF. Des simulations de densité de courant sur HFSS ont permis, grâce au module e-physics de prédire les échauffements dans les structures métalliques mobiles, éléments sensibles aux échauffements. La Figure 6 présente la répartition des lignes de courant et nous a permis d'optimiser les structures pour avoir une meilleure répartition de ces derniers et donc des stresses moins forts.

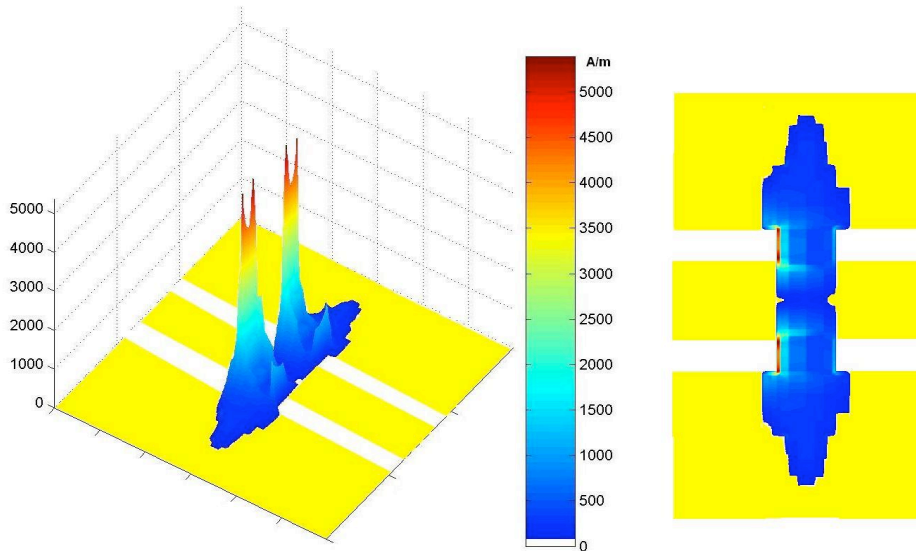


Figure 6 : Simulation des densités de courant des structures RF-MEMS

Ces approches de modélisation multidisciplinaires électriques, mécaniques et thermiques ont toujours été menées en parallèle du développement de :

(1) démonstrateurs preuves de concept : composants RF-MEMS à tenue en puissance améliorée, à fréquence de fonctionnement dans la gamme millimétrique (60GHz) et à rapport de capacité maîtrisé [74, 94],

(2) moyens expérimentaux permettant les caractérisations des démonstrateurs et la validation de la modélisation : pour l'étude de la fiabilité et la tenue en puissance de composants RF-MEMS.

Une large part de ces travaux a été menée dans le cadre du réseau d'excellence AMICOM sur l'intégration de microsystème. Une des architectures issues de nos travaux multidisciplinaires a fait partie des *benchmarks* du projet AMICOM et a donc été intégrée avec succès sur plusieurs technologies, validant ainsi la robustesse atteinte.

La fin de ce paragraphe dédié à la « *Conception multidisciplinaire de composants à base de RF-MEMS* » présente trois axes de recherche développés faisant appel aux diverses modélisations multidisciplinaires présentées précédemment et visant :

¹⁹ J. Rizk, et. al. « Steady State Thermal Analysis and High-Power Reliability Considerations of RF MEMS Capacitive Switches », IEEE MTT-S 2002, pp. 239-242

- l'amélioration de la tenue en puissance des composants RF-MEMS qui exploite (couplage électromagnétique -> thermique -> mécanique),
- l'établissement d'une bibliothèque de composants RF-MEMS, notamment paramétrable en fréquence de fonctionnement (couplage électromagnétique et électromécanique)

Amélioration de la tenue en puissance de composants RF-MEMS

La Figure 7 présente le banc de test en puissance, auquel nous avons de plus couplé une caméra thermique permettant le relevé de profils de température des structures sous puissance RF.

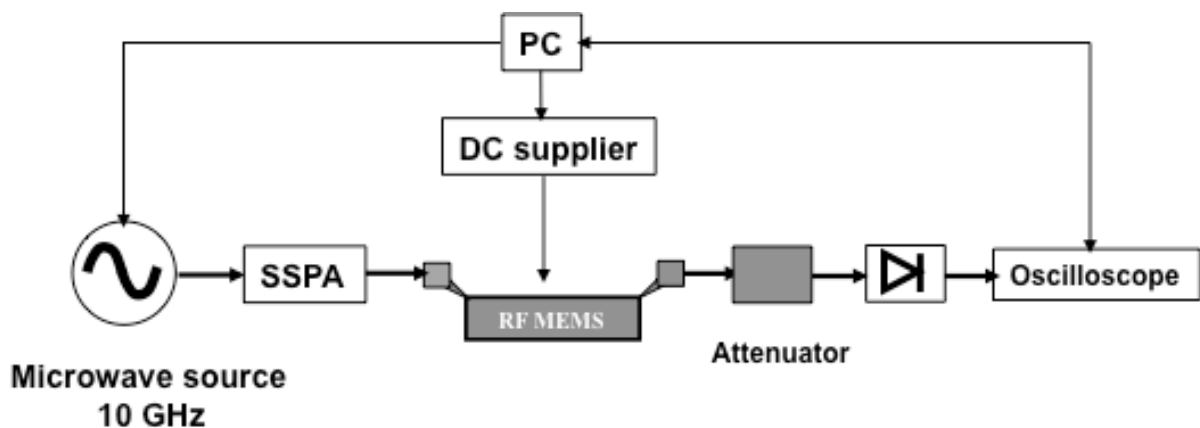


Figure 7 : Moyens de caractérisation en puissance

Ces moyens expérimentaux ont permis la mise à jour des mécanismes de défaillance des RF-MEMS sous puissance RF. Le banc de la Figure 7 a été utilisé pour stresser en puissance RF des structures, ces stresses étant interrompus par des mesures régulières des performances électriques et électromécaniques. La Figure 8 présente les valeurs des capacités aux états bas et haut et l'on voit que des stresses jusqu'à plus de 6W (limite du banc) ne dégradent pas les performances électriques. Ce type de résultat est classiquement utilisé dans la bibliographie pour établir une limite en puissance de technologie^{20,21}. Nous avons de plus suivi les performances électromécaniques des RF-MEMS pour des puissances de stress croissantes. La Figure 9 pointe de façon nette que, bien que les performances électriques soient stables, la tension de commutation passe de 37 à 22 V pour des stresses en puissance de plus en plus forts au delà de 1W.

²⁰ A. Ziaei, T. Dean, Y. Mancuso, « Lifetime characterization of capacitive power RF MEMS switches » 2005, European Microwave Conference, vol. 3.

²¹ B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, and M. Eberly, "RF power handling of capacitive RF MEMS devices," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Seattle, WA, June 2002, pp. 329-332.

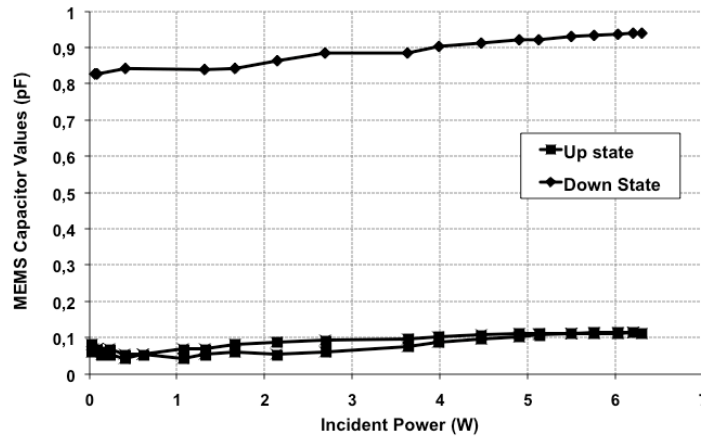


Figure 8 : Performances électriques en fonction de la puissance de stress

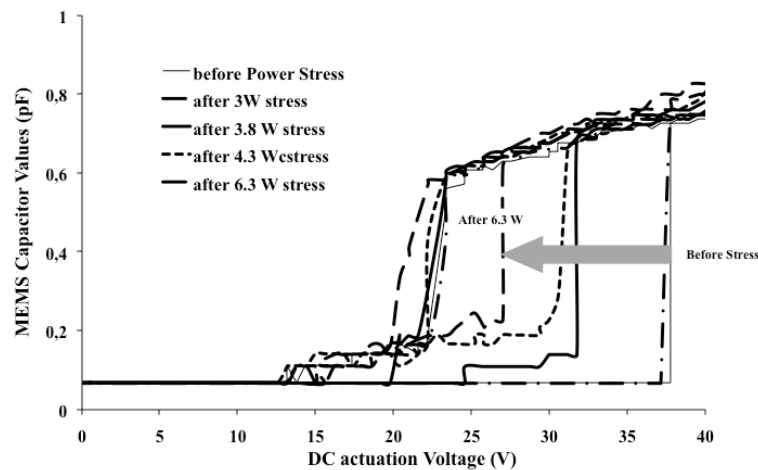


Figure 9 : Performances électromécaniques en fonction de la puissance de stress

Ces résultats indiquent clairement une dégradation électromécanique d'origine thermique ce qui nous a poussé à étudier le comportement thermique des structures. La courbe bleue de la Figure 11 indique qu'un stress en température sur des structures se traduit effectivement par une déformation résiduelle de cette dernière au delà de 60°C. Ceci confirme le résultat précédent : un stress en puissance RF entraîne une élévation de température, ce qui déforme de façon plastique les structures modifiant ainsi les tensions d'actuation de ces dernières. De plus, des mesures d'élévation de température sous puissance RF confirment bien que le seuil de 1W issue des mesures reportées en Figure 8 correspond effectivement à une élévation de température de 60 à 80°C, comme pointé à la Figure 11. Ces résultats, issus d'une collaboration avec l'Ecole nationale des mines de Saint-Etienne, sont présentés en Figure 10.

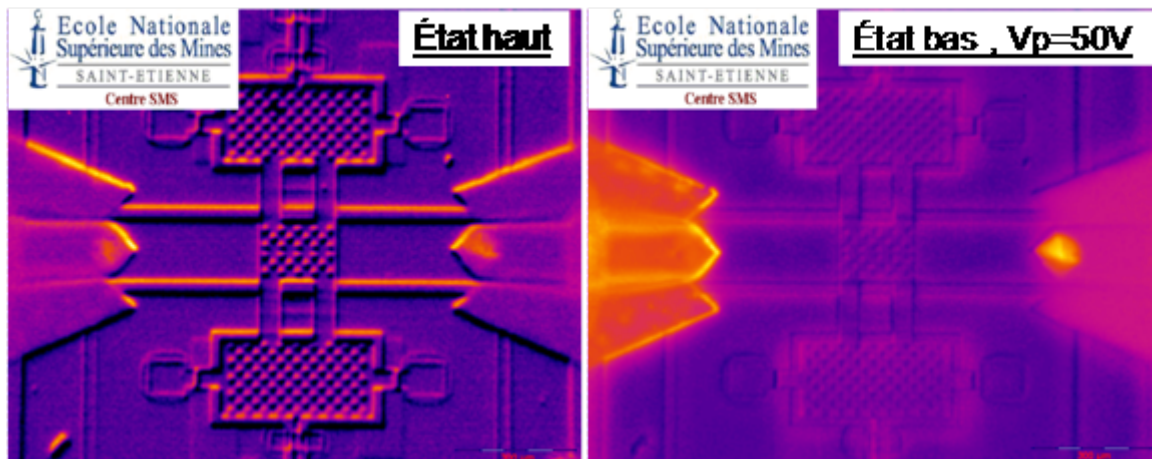


Figure 10. Vues IR de MEMS RF soumis à une puissance de 1W

Afin de repousser les limites de tenue en puissance, nous nous sommes appuyé sur ce résultat en proposant des nouveaux ‘bras’ de suspension²² (voir Bordas/Grenier/Dubuc 2006 en Figure 1). La courbe mauve de la Figure 11 montre que les déformations consécutives à un stress thermique sont beaucoup moins marquées (facteur 5) avec la nouvelle structure, ce qui a repoussé les limites de tenue en puissance dans une même proportion.

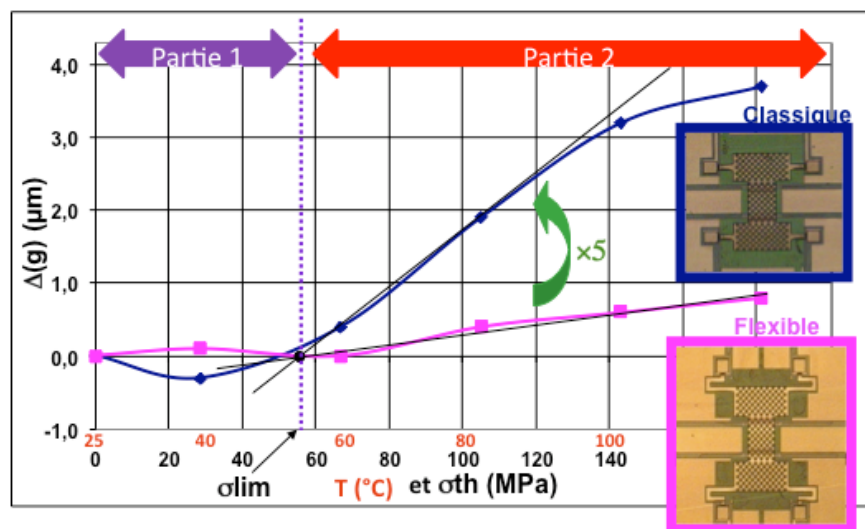


Figure 11 : Comportement mécanique des structures RF-MEMS sous stress thermique [43]

La Figure 12 résume les dernières performances obtenues par Chloé Bordas lors de son doctorat. En commutation froide (pas de puissance RF lors des phases de commutation), une puissance maximale de 5W sans dégradation a été mesurée. Des travaux expérimentaux sur les performances en commutation chaude ont de plus été effectués et sont aussi reportés sur cette figure. Ces travaux montrent que les

²² D. Peroulis, S. P. Pacheco, L. P. B. Katehi, “RF MEMS switches with enhanced powerhandling capabilities”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No.1, Jan 2004, pp. 59-68.

défaillances d'origine thermique deviennent prépondérantes par rapport aux autres (et notamment par rapport au chargement du diélectrique, objet d'un paragraphe de ce chapitre) au delà de 1W, limitant ainsi la durée de vie des composants.

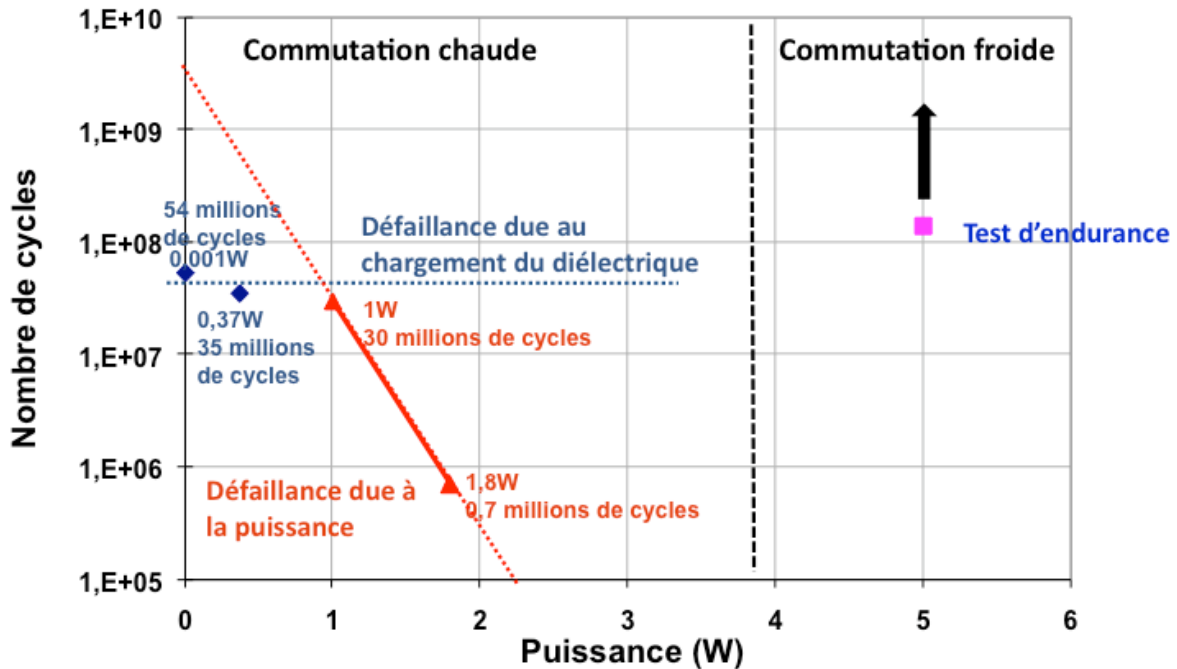


Figure 12 : Bilan de la tenue en puissance des structures RF-MEMS

Cette limite de 1W, correspondant à 60°C d'échauffement (85°C à température ambiante), que nous avons déjà mise en évidence en Figure 11 et dont nous avons minimisé les effets par une nouvelle topologie de RF-MEMS, semble donc une limite plus d'origine technologique que d'origine architecturale. Ceci explique pourquoi de nombreux travaux de recherche se sont orientés sur l'utilisation de nouveaux types de matériau tant pour la réalisation de la membrane mobile que pour le substrat^{23,24}.

Bibliothèque de composants RF-MEMS

De plus, nous avons diversifié nos composants (voir les 2 architectures en haut à droite de la Figure 1 : Bordas/Dubuc/Grenier 2007) en proposant :

- des capacités variables de faible contraste mais dont les valeurs de capacité dans les deux états sont prédictibles. En effet, les RF-MEMS que nous avons présente typiquement des contrastes de 30 avec néanmoins

²³ Crispoldi, F.; Pantellini, A.; Lavanga, S.; Nanni, A.; Romanini, P.; Rizzi, L.; Farinelli, P.; Lanzieri, C.; « New fabrication process to manufacture RF-MEMS and HEMT on GaN/Si substrate », European Microwave Week, 2009. EuMW 2009.

²⁴ Balachandran, S.; Hoff, D.M.; Kumar, A.; Weller, T.M., « Nanocrystalline diamond RF MEMS capacitive switch », Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International

une forte dispersion – de l'ordre de 20 à 30% - sur la capacité à l'état bas. Nous avons donc associé à cette structure une faible capacité série (de type MIM : Métal Isolant Métal) qui réduit les dispersions mais aussi diminue le contraste. Cette solution permet néanmoins d'adresser de nombreux circuits tels les tuners d'impédance, objet du paragraphe suivant,

- des interrupteur RF-MEMS fonctionnant dans la gamme millimétrique. Ces fréquences de fonctionnement sont atteintes avec la même technologie que les RF-MEMS de puissance et une méthode de réduction de taille a permis un tel dimensionnement. Un Single Pole Double Thru (SPDT, sorte d'aiguilleur de signaux : 1 entrée vers 1 des 2 sorties suivant la configuration) a été conçu, fabriqué et testé et sera présenté dans le prochain paragraphe.

Ce dernier point est important car il synthétise de nombreux travaux de modélisation électromagnétiques (Benoit Ducarouge) et technologiques (Chloé bordas dirigée par Katia Grenier) pour permettre, à partir d'un procédé technologique établi et stable, l'élaboration de composants et circuits RF-MEMS de dimensions paramétrables en fonction des performances HF souhaitées. Nous avons donc développé une stratégie de conception visant la miniaturisation :²⁵ de nos « gros » RF-MEMS de puissance afin d'accéder à des fréquences de fonctionnement jusqu'à 60GHz :

- maintien de la technologie : mêmes épaisseurs des couches : diélectriques, métalliques et sacrificielle et mêmes matériaux : pont métallique en or, diélectrique en SiN.
- Maintien des impédances présentées par les RF-MEMS (aux 2 états), donc leurs capacités devront être inversement proportionnelles à la fréquence nominale de travail. En effet les impédances synthétisées par nos RF-MEMS de puissance (taillés pour fonctionner à 10GHz) sont compatibles avec la conception de circuits reconfigurables (soit directement, soit par le biais d'ajout de capacité MIM comme précédemment expliqué).
- Maintien constant les tensions d'actionnement entre 20 et 40V (racine carré du ratio : surface/raideur), la force de rappel surfacique (raideur sur surface) afin de garantir un maintien à l'état haut soit lors de la fabrication (lutte contre le collage par les forces de capillarité) soit lors du fonctionnement (lutte contre les forces dues au charges résiduelles dans le diélectrique).

Les surfaces ont donc été réduites d'un facteur 6 (passage d'un RF-MEMS de puissance conçu à 10GHz vers un RF-MEMS opérant à 60GHz) ainsi que la raideur de rappel mécanique. La Figure 13 présente les performances en transmission d'un RF-MEMS ainsi conçu. Un contraste de capacités de 30 a été obtenu ce qui est excellent : 400fF pour l'état bas pour 14 fF pour l'état haut, ce qui synthétise à 60 GHz $j190\Omega$ et $j 6.6\Omega$ (si l'on néglige les pertes). A l'état haut, les pertes d'insertion de 0.2 dB sont entièrement imputables à la ligne coplanaire d'accès au composant de 600 um de long. A l'état bas, le

²⁵ D. Mercier, K. Van Caekenberghe, G.M. Rebeiz, « Miniature RF MEMS switched capacitors » IEEE MTT-Symposium , 2005.

MEMS contribue à 0.2 dB des pertes totales à 60 GHz, ce qui correspond à un coefficient de qualité de capacité supérieur à 30, ce qui est suffisant pour bon nombre d'applications (adaptation, commutation...).

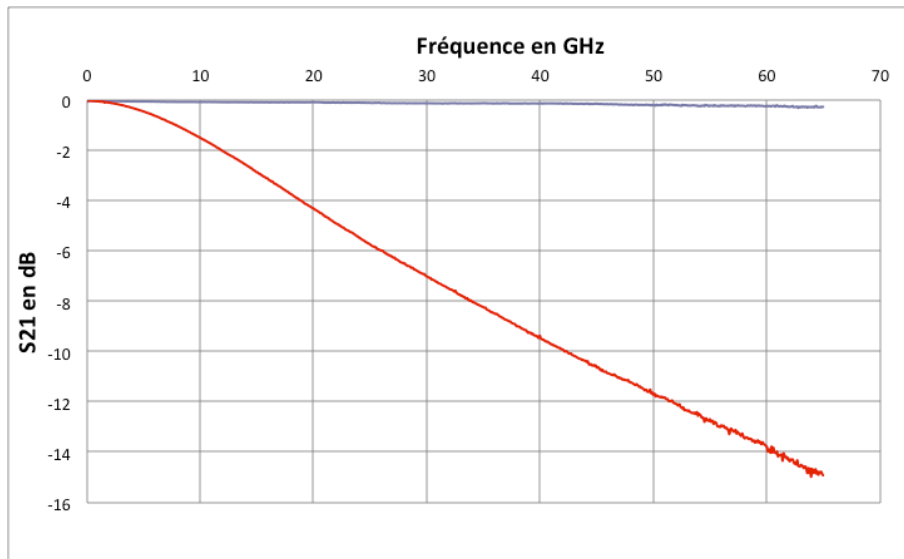


Figure 13 : Performances en transmission d'un RF-MEMS-60GHz (gris état haut et rouge état bas)

Trois points sont enfin à souligner : (1) ces composants ont été fabriqués sur le même wafer que des circuits à base de RF-MEMS de puissance, ce qui démontre la portabilité des conceptions sur la technologie développée et en suivant la stratégie présentée précédemment ; (2) la réduction des surface du RF-MEMS se traduit par une réduction du même facteur du temps de commutation qui passe (pour l'actionnement de haut en bas) de $4.5\mu\text{s}$ à $0.7\mu\text{s}$ sautant ainsi la barrière de la microseconde à pression ambiante, ce qui est remarquable (comparable aux résultats à l'état de l'art : voir la référence de bas de page : 25) : la Figure 14 présente les résultats expérimentaux du temps de commutation de l'état haut vers l'état bas d'un RF-MEMS-60GHz ; et (3) ces résultats et ceux du circuit conçu à base de ces composants (voir paragraphe suivant) ont été obtenus « *du premier coup* » démontrant ainsi la maturité technologique atteinte ainsi que la maîtrise de sa modélisation multi-disciplinaire.

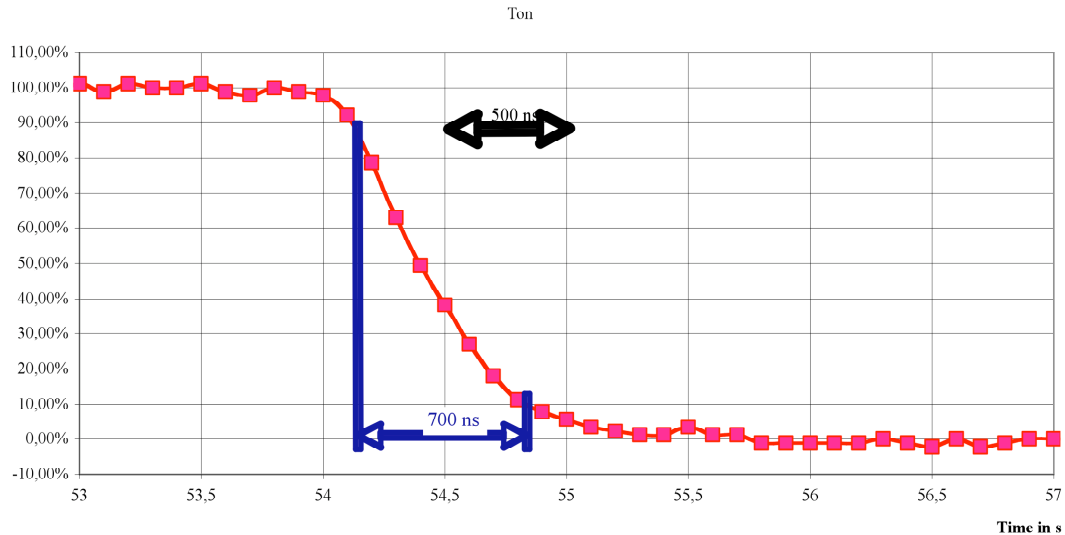


Figure 14 : Temps de commutation (état haut vers état bas) d'un RF-MEMS-60GHz

Ainsi est clos le survol des résultats majeurs obtenus à l'issue de nos travaux de recherche sur la conception multidisciplinaire de composants à base de RF-MEMS. Ces travaux nous ont toujours poussé à considérer de nouvelles disciplines, en plus des HF : la technologie et les sciences des matériaux, la mécanique et l'électromécanique mais aussi la thermique. Nous nous sommes toujours attachés à modéliser les phénomènes qualitativement et quantitativement, à les confirmer expérimentalement et à proposer des architectures innovantes afin de dépasser les limites.

Le paragraphe suivant présentera quant à lui les circuits exploitant ces différents composants et permettant ainsi une preuve de concept dans des cas applicatifs.

Des composants RF-MEMS aux circuits HF reconfigurables

En parallèle de ces travaux sur les composants RF-MEMS 'isolés', nous avons exploré quelques architectures dans lesquelles ils apportent une plus-value. La Figure 15 présente ces démonstrateurs pour lesquels nous avons défini des méthodes de conception spécifiques aux composants RF-MEMS qu'ils intègrent.

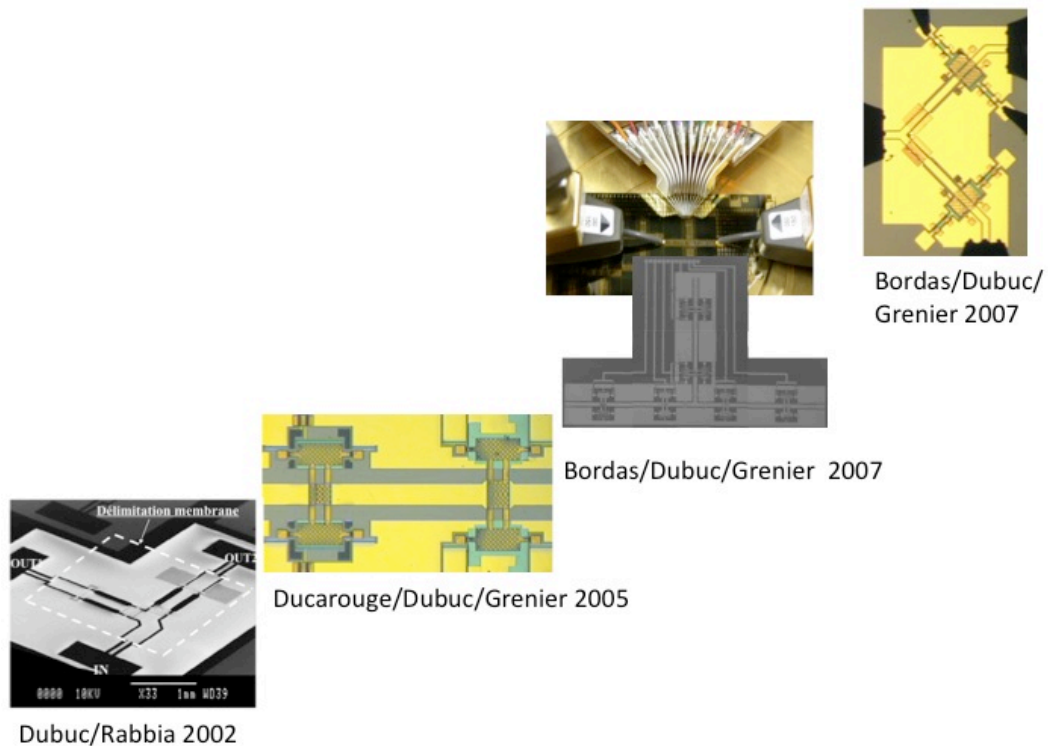


Figure 15 : Circuits passifs à RF-MEMS

Aux deux extrémités, deux SPDT ont été développés à 30 et 60 GHz. Le SPDT conçu et caractérisé à 30GHz en 2002 fut le premier démonstrateur à base de RF-MEMS du LAAS-CNRS. Il a permis d'initier nos travaux sur la modélisation HF des composants RF-MEMS et des circuits qui en découlent tout en pointant les problématiques de la technologie notamment concernant la qualité du contact, à l'état bas, entre le pont MEMS et le diélectrique. La Figure 16 (a) présente les performances mesurées et « retro-simulées ». Les performances en isolation ont été retro-simulées avec un contraste de capacité de 10. Cette dégradation de contact et la dispersion technologique supérieure à 20% sur ce paramètre a toujours été, par la suite, pris en compte dans nos conceptions. En 2007, avec une technologie beaucoup plus mûre et une meilleure qualité de contact (30 +/- 15%), nous avons exploré les potentialités des RF-MEMS à la montée en fréquence jusqu'à 60 GHz. Les performances sont remarquables (dès la première conception), 0.8 et 18 dB de pertes d'insertion et d'isolation respectivement ont été mesurées à 60 GHz.

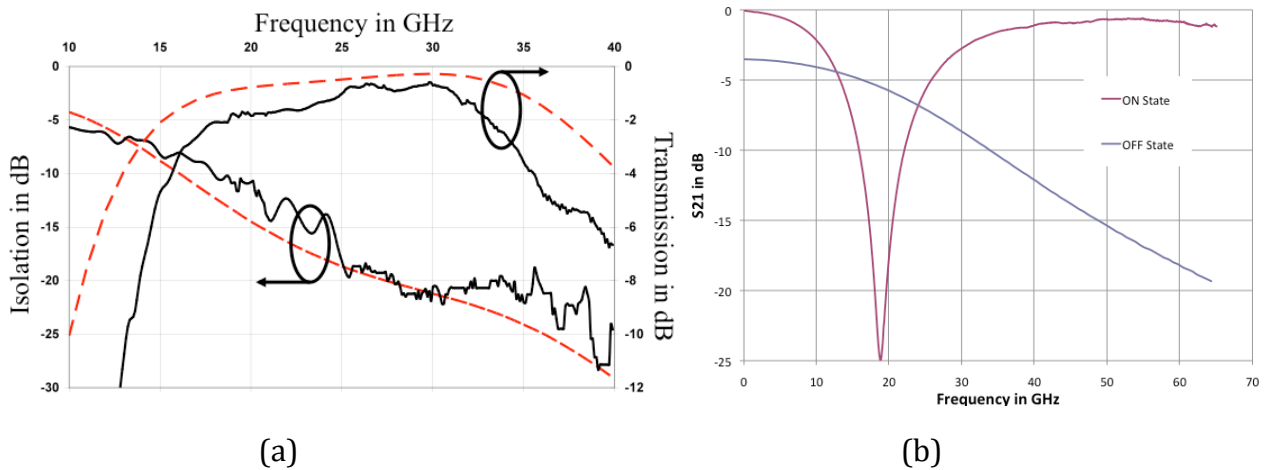


Figure 16 : Performances des deux SPDT (a) en 2002 à 30GHz [100] et (b) en 2007 à 60 GHz

Pour les applications de puissances, nous avons tout d'abord étudié une fonction interrupteur large bande / forte isolation constitué de la mise en cascade de RF-MEMS série et parallèle (Ducarouge/Dubuc/Grenier 2005 en Figure 15). La Figure 17 présente les résultats expérimentaux typiques du circuit. L'interrupteur série contribue à atteindre une forte isolation en dessous de 20 GHz tandis que l'interrupteur parallèle au delà. Il s'en suit une isolation inférieure à -15 dB jusqu'à 40 GHz (à l'exception d'un effet parasite provenant du circuit de polarisation des RF-MEMS qui fut résolu sur d'autres circuits par la suite par l'emploi de résistance intégrée de polarisation²⁶). L'adaptation fut quand à elle optimisée par des tronçons inductifs²⁷ de part et d'autres des interrupteurs capacitifs. Cette optimisation a été menée pour aboutir une adaptation large bande robuste aux dispersions sur les qualités de contact des interrupteur. Ainsi une bande passante pour une réflexion inférieure à -10 dB de 9 à 32 GHz a été obtenue expérimentalement et ce malgré une dispersion sur la qualité de contact.

²⁶ J. Hayden, G. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS shifters using metal-air-metal capacitors", IEEE MTT, 2003, pp. 309-314.

²⁷ J. B. Muldavin et al., "High-Isolation Inductively-Tuned X-band MEMS Shunt Switches," IEEE MTT-International Microwave Symposium Digest, vol. 1 pp. 169-172, 2000.

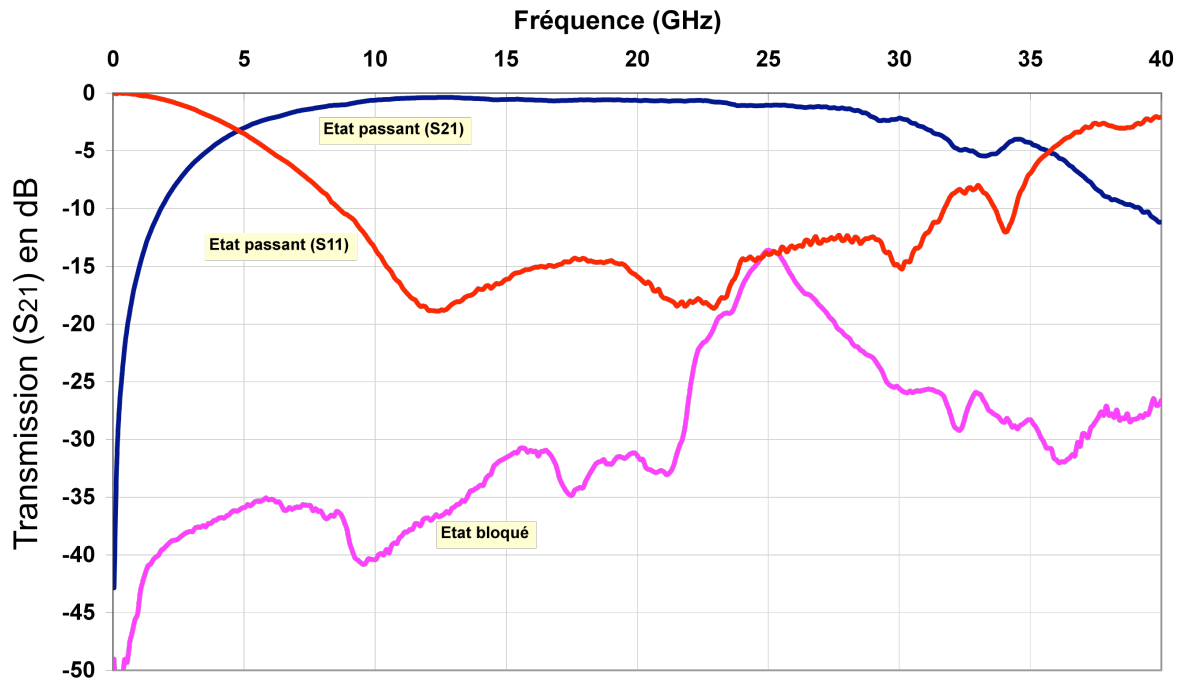


Figure 17 : Performances fréquentielles de l'interrupteur large bande à RF-MEMS

Enfin un circuit à 6 MEMS a été conçu, fabriqué et testé : un tuner d'impédance à 64 états [38]. La robustesse aux dispersions a été obtenue en alliant au MEMS une capacité MIM de valeur faible et précise (déjà présentée). Le circuit (voir Dubuc/Bordas/Grenier 2007) présente des performances mesurées en adéquation avec les simulations prédictives comme le montre la Figure 18.

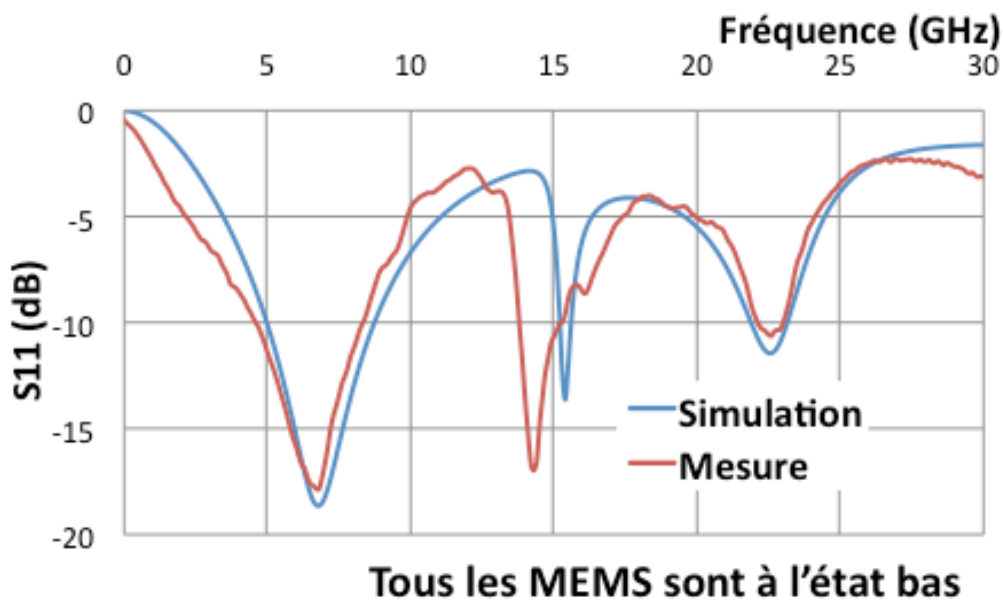


Figure 18 : Performances en réflexion, mesurées et simulées d'un état du tuner

Une méthodologie de conception de tuner a de plus été spécifiquement développée pour garantir une couverture optimale des points d'impédance sur l'abaque tout en exploitant au mieux les caractéristiques et contraintes des composants mis en œuvre. La Figure 19 présente les impédances synthétisées du tuner et compare à 12,4GHz simulations et mesures.

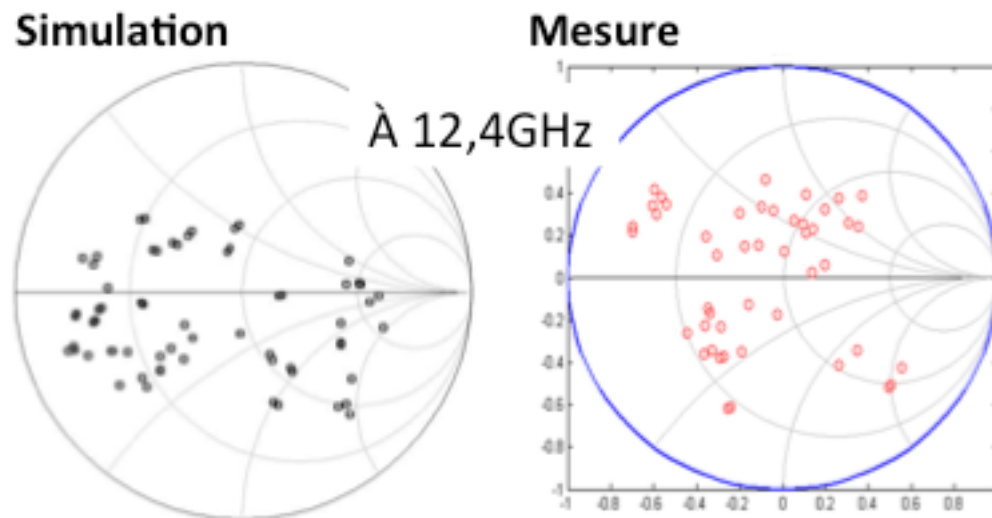


Figure 19 : Impédances synthétisées par le tuner à 12,4 GHz (simulations et mesures) [38]

Les performances obtenues sont excellentes (Rapport d'onde stationnaire maximum de 10 et rapport d'impédances adaptables de 5) par rapport à d'autres technologies (cf diagramme de la Figure 20) et c'est, à notre connaissance, l'un des seuls tuners d'impédances à RF-MEMS sur silicium présentant de telle performance^{28,29,30, 31,32,33}.

²⁸ Bischof, W. (1994). Variable impedance tuner for MMIC's. Microwave and Guided Wave Letters, Volume 4, Issue 6, June 1994 Page(s):172 - 174

²⁹ Kim, H.-T.; Jung, S.; Kang, K.; Park, J.-H.; Kim, Y.-K.; Kwon Y. (2001). Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, December 2001, Vol. 49, No. 12, pp. 2394-2400.

³⁰ Lu, Y.; Katehi, L. P. B.; Peroulis D. (2005). High-power MEMS varactors and impedance tuners for millimeter-wave applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, November 2005, Vol. 53, No. 11, pp. 3672-3678.

³¹ Papapolymerou, J.; Lange, K.L.; Goldsmith, C.L.; Malczewski, A.; Kleber, J. (2003). Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-end. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 51, Issue 1, Part 2, Jan. 2003 Page(s):271 - 278

³² Shen, Q; Baker, N.S. (2005). A reconfigurable RF MEMS based double slug impedance tuner. European Microwave Conference 2005, Paris, pp. 537-540.

³³ Vähä-Heikkilä, T.; Varis, J.; Tuovinen, J.; Rebeiz, G. M. (2004-b). A reconfigurable 6-20 GHz RF MEMS impedance tuner". IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2004, pp. 729-732.

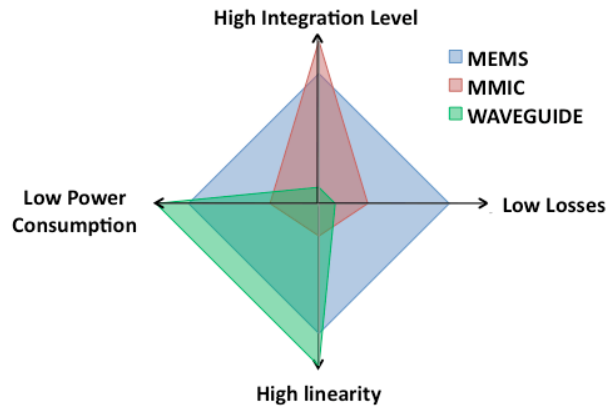


Figure 20 : Comparaison entre les technologies de tuner

C'est d'ailleurs la caractéristique commune des circuits sur lesquels nous avons travaillé, ce qui représente :

- un handicap sur les performances tant en pertes d'insertion (pertes introduites par le silicium, même de forte résistivité) que pour l'isolation (couplage dans le silicium de forte permittivité) que pour la gestion des transferts thermiques car le silicium est isolé par une couche de 10 à 20 μm de BCB : isolant électrique mais aussi thermique).
- Un atout si l'on se place, comme c'est notre cas, dans une démarche microsystème avec pour objectif de greffer des fonctions actives sur silicium à ces circuits passifs (à RF-MEMS ou non d'ailleurs).

Concernant le tuner d'impédance à RF-MEMS, les caractères faibles pertes et forte couverture d'impédance permettent d'envisager leur intégration dans les (a) systèmes de réception émission HF reconfigurables³⁴ ainsi que dans les (b) systèmes intégrés d'instrumentation³⁵ (cf. Figure 21) pour lesquels la co-intégration au plus près des fonctions actives est capitale pour assurer hautes performances sur de large gamme de fréquences.

³⁴ Qiao, D.; Molfino, R.; Lardizabal, S.M.; Pillans, B.; Asbeck, P.M.; Jerinic, G. (2005). An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 53, Issue 3, Part 2, March 2005 Page(s):1089 - 1095

³⁵ McIntosh, C.E.; Pollard, R.D.; Miles, R.E. (1999). Novel MMIC source-impedance tuners for onwafer microwave noise-parameter measurements. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, Issue 2, Feb. 1999 Page(s):125 - 131

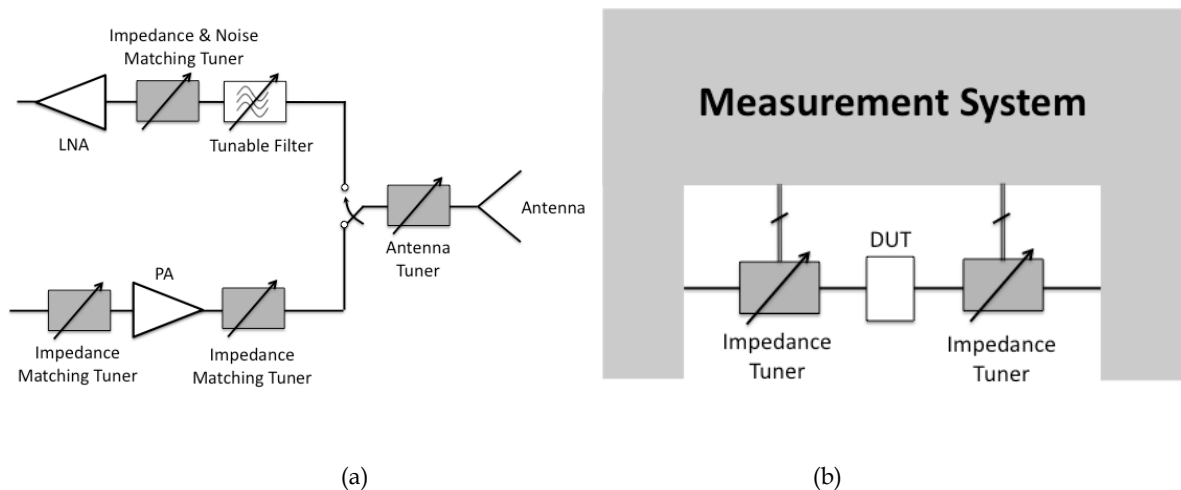


Figure 21 : Applications typiques des tuners d'impédances Tuners : (a) système de réception émission HF reconfigurable (b) système intégré d'instrumentation [1]

Cette co-intégration fera l'objet du paragraphe suivant la description de nos travaux sur la fiabilité des composants RF-MEMS.

Etude de la fiabilité de composants RF-MEMS

La fiabilité des composants RF-MEMS était (en 2002, date du début de travaux sur le sujet) et reste un point clef à résoudre^{36,37}. Avant de proposer des solutions qui doivent être compatibles avec le haut niveau de performances HF attendues, nous nous sommes attaché à comprendre les phénomènes régissant la durée de vie des RF-MEMS, à les caractériser et modéliser, aboutissant in fine par une modélisation prédictive de la fiabilité des composants développés au LAAS-CNRS. Ceci a fait l'objet de la thèse de Samuel Mellé, que nous avons co-encadrée, en collaboration avec Thales Alénia Space-Toulouse. Nous avons de plus encadré David Deconto, en thèse CNAM au LAAS-CNRS, qui a développé les moyens de mesures électriques de diélectrique et interprétations consécutives.

Le chargement du diélectrique est le principal mécanisme de défaillance des MEMS RF à actionnement électrostatique³⁸ (nous nous centrons sur cette famille par la suite). Rappelons que pour abaisser le pont, il est nécessaire d'appliquer une polarisation DC d'au moins 20V. L'épaisseur du diélectrique placé sur la ligne afin d'éviter tout court-circuit étant de l'ordre de 0.2 μ m, ce dernier est alors soumis à un champ électrique supérieur à 100MV/m ce qui entraîne l'apparition de mécanismes de conduction engendrant une injection de charges et/ou

³⁶ Van Spengen, W.M.; Puers, R.; Mertens, R.; De Wolf, I. (2002). Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS. International Electron Devices Meeting, 2002. 8-11 Dec. 2002 pp:901 – 904

³⁷ Goldsmith, C.L.; Forehand, D.I.; Peng, Z.; Hwang, J.C.M.; Ebel, I.L. (2007). High-Cycle Life Testing of RF MEMS Switches. IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2007. 3-8 June 2007 pp1805 – 1808.

³⁸ J. Robert Reid, "Simulation and measurement of dielectric charging in electrostatically actuated capacitive microwave switches," Nanotech Int. Conf. Proc., vol. 1, pp. 250-253, 2002.

un stockage de charges dans le diélectrique. Cette accumulation de charges se traduit par une perte de contrôle de la commande des MEMS RF et donc par une défaillance.

Nous avons démontré que le mécanisme de conduction responsable du chargement du diélectrique (notons que ce travail se restreint aux diélectriques fabriqués au LAAS-CNRS, d'autres conclusions peuvent être tirées pour d'autres types de diélectriques) correspond à l'effet Frenkel-Poole. Ce mécanisme concerne le porteur qui est piégé dans un puits de potentiel coulombien présent dans le volume du diélectrique. Sous l'effet d'un fort champ électrique, comme c'est le cas lors de l'actionnement des composants RF-MEMS, et de la température, le porteur franchit la barrière de potentiel correspondant à la profondeur du puits Φ_B diminuée de $\Delta\Phi$ (champ électrique) et participe ainsi à la conduction dans l'isolant et donc à son chargement.

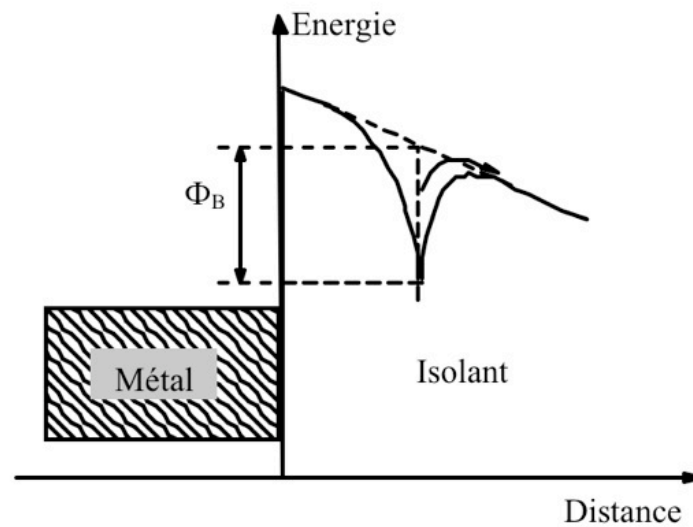


Figure 22 : Diagramme énergétique théorique du puits coulombien

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

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

où σ_{FP} est la conductivité Frenkel-Poole qui s'exprime en S/m, Φ_B correspond à la profondeur du piège en eV.

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

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

Les caractérisations I(V) de structures MIM et MEMS ont été ainsi tracées dans le plan $(\ln(J/E), \sqrt{E})$ et leur régression linéaire (de pente : $\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}}$ et d'ordonnée à l'origine : $\ln(\sigma_{FP}) - \frac{q\Phi_B}{kT}$) nous ont permis la mise en évidence et la quantification du phénomène de Frenkel-Poole (voir Figure 23).

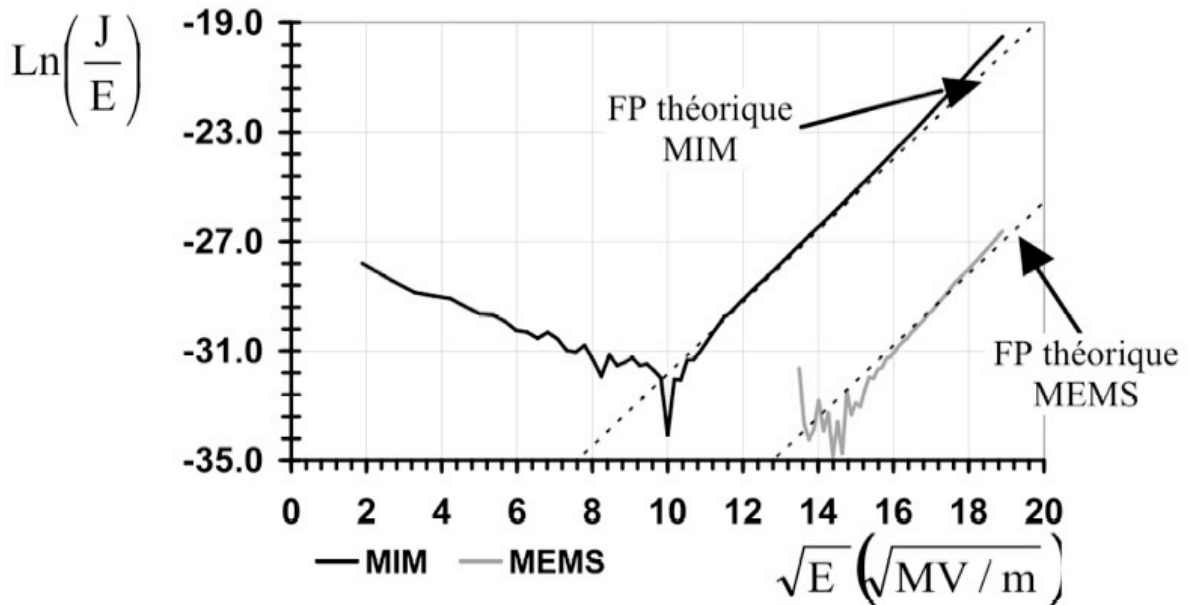


Figure 23 : Mécanismes de conduction dans le diélectrique de MEMS et de MIM [136, 137]

Un point important concerne la différence non négligeable des valeurs des densités de courant entre MEMS et MIM. Cet écart peut s'expliquer par la différence du contact métal/diélectrique qui, parfait (ou quasi parfait) dans le cas des MIM, est loin d'être le cas avec des MEMS, comme nous l'avons d'ores et déjà évoqué. Même si qualitativement l'origine du type de conduction peut donc être statué par l'emploi de structures MIM, qualitativement cela ne peut être le cas et les études devront donc systématiquement se faire sur des structures MEMS. Ce résultat est d'autant plus important que de nombreux travaux concluent sur des mesures opérées sur des MIM, ce qui est très critiquable ou tout du moins discutable.

Dans l'objectif d'étudier la fiabilité de composants RF-MEMS, mais aussi de permettre tout type de caractérisations de façon automatisées, nous avons développé un banc de caractérisation permettant de mesurer :

- les performances HF de composants de 40MHz à 40 GHz dans des états de composants MEMS (avec ou sans activation) programmables,
- les caractéristiques électromécaniques – lien entre performances HF et tension d’activation –,
- les temps de commutation des structures électromécaniques,
- l’endurance de MEMS par le suivi des performances électriques et électromécaniques lors de stress soit continu soit en cyclage (comme cela a été fait pour l’étude de la fiabilité mécanique de microstructures³⁹ ou pour des études de chargement de diélectrique avec le suivi de performances électriques basse fréquence⁴⁰).

Les Figure 24, Figure 25 et Figure 26 présentent respectivement l’architecture du banc, une vue de ce dernier ainsi que l’interface Homme-Machine développée spécifiquement. Ces travaux de recherche, co-financés par Thales Alenia Space à Toulouse dans le cadre de la thèse de Samuel Mellé, se sont soldés par le transfert du banc et de son pilotage chez l’industriel.

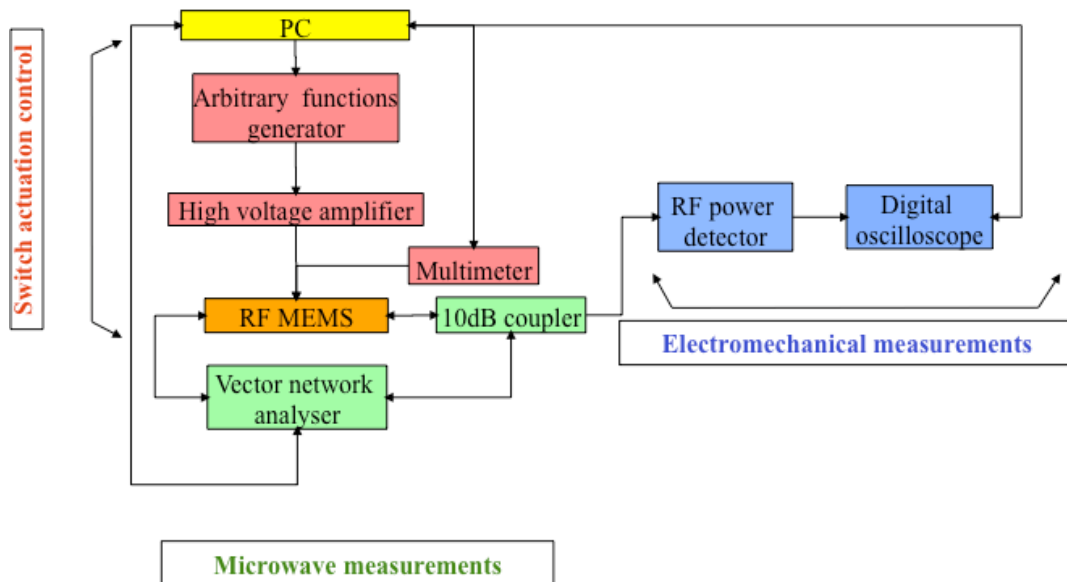


Figure 24 : Architecture du banc de test HF et en fiabilité de RF-MEMS

³⁹ O.Millet, P.Bertrand, B.Legrand, D.Collard, L.Buchailot, "An original methodology to assess fatigue behavior in RF MEMS devices", Proc. 34th European Microwave Conf., Oct. 2004, pp. 69-72.

⁴⁰ W.M.Van Spengen, R.Puers, R.Mertens, I. De Wolf, "A low frequency electrical test set-up for reliability assessment of capacitive RF MEMS switches", Journal of Micromechanics and Microengineering, Mai 2003, pp.604-612.

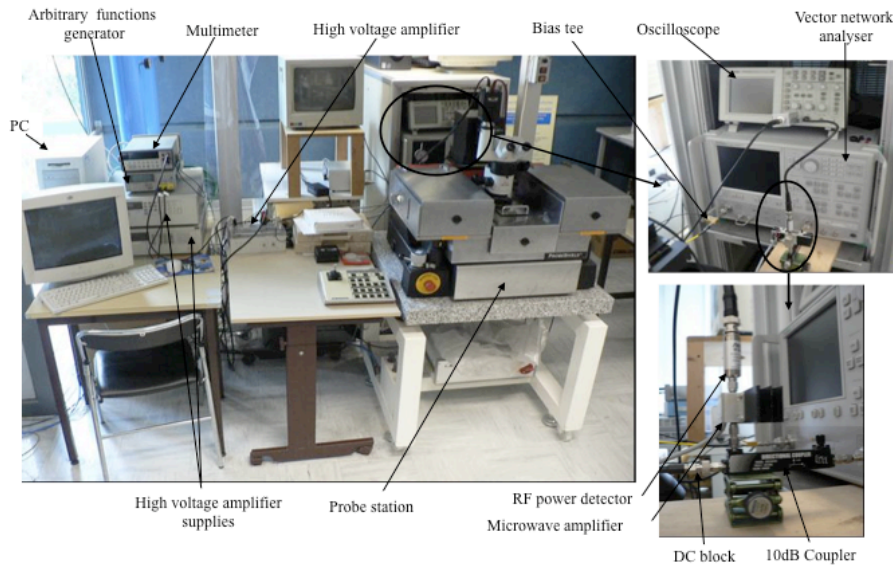


Figure 25 : Photographie du banc de test HF et en fiabilité de RF-MEMS

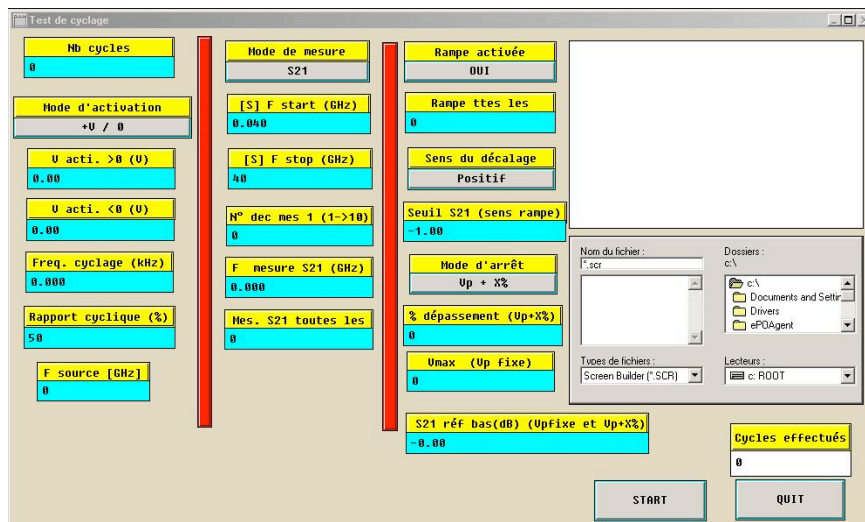


Figure 26 : Exemple d'interface HM du banc de test HF et en fiabilité de RF-MEMS

Ce banc a permis de comprendre les mécanismes de défaillance des composants RF-MEMS, de les modéliser, de les quantifier et de proposer des voies pour améliorer la fiabilité des composants.

Ainsi il a été démontré que le chargement du diélectrique engendrait un décalage des performances électromécanique des RF-MEMS comme illustré à la Figure 27. Cette courbe présente la transmission d'un composant à 20GHz en fonction de la tension qui sert à son actuation. Les trois relevés correspondent à la mesure avant stress (en rouge sur la Figure 27), la mesure après 30s pendant lesquelles la structure est restée à l'état bas par activation sous 50V (en bleu sur la Figure 27) puis après 30 secondes supplémentaires (en tout 60 secondes) (en vert sur la Figure 27).

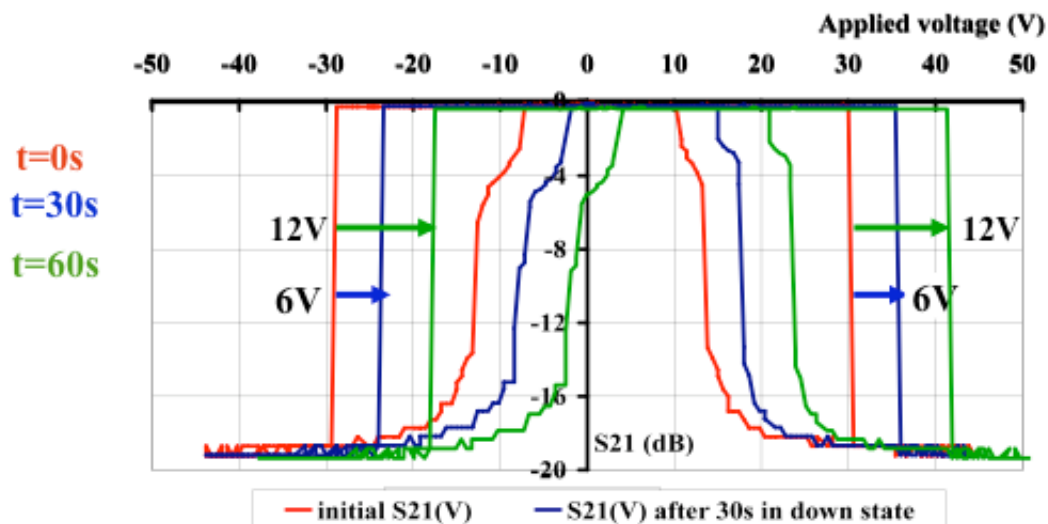


Figure 27 : Performances électromécaniques lors de phase de stress (cyclage) [72]

Il en est ressorti des conclusions fortes et très originales :

- la conséquence du chargement du diélectrique se traduit par un décalage des tensions de seuil des structures électromécaniques (ΔV),
- la cinétique de ce phénomène s'évalue, non pas en nombre de cycle, mais par le temps que la structure passe à l'état bas, c'est à dire en contact avec le diélectrique.

Ainsi nous avons introduit de la *Vitesse de Décalage des Tensions d'Actuation* (VDTA) qui est LE paramètre à considérer pour les structures RF-MEMS soumises au chargement du diélectrique. Dans le cas de la Figure 27, nous avons ainsi une VDTA de :

$$VDTA = \frac{\Delta V}{\Delta \tau_{\text{bas}}} = \frac{6 \text{ V}}{0.5 \text{ min}} = 12 \text{ V/min}$$

Le cœur de notre travail de modélisation de la fiabilité de RF-MEMS de type électrostatique correspond au lien entre ce paramètre cinétique, conséquence du phénomène de chargement du diélectrique, et sa cause, le chargement par effet Frenkel-Poole. Nous avons ainsi établi la relation suivante :

$$VDTA = \frac{\Delta V}{\Delta \tau_{\text{bas}}} = \frac{1}{\eta} \times \frac{d}{2 \epsilon_0 \epsilon_r} \times J$$

où η est un facteur de proportionnalité qui dépend des propriétés physiques du diélectrique et qui traduit l'aptitude de l'isolant à piéger des charges, d est l'épaisseur du diélectrique, ϵ_r sa permittivité relative et J la densité de courant dans le diélectrique.

Notons que la densité de courant est bien entendu fonction du champ électrique développé dans le diélectrique. Nous avons enfin introduit la notion de champ effectif qui prend en compte la qualité du contact métal/diélectrique et conditionne par la même le stress électrique dans le diélectrique :

$$E_{eff} = \frac{V/d}{C_{onh}/C_{on}}$$

Fort de ces facteurs clefs issus de nos différents travaux, nous avons proposé un modèle prédictif de la cinétique de défaillance de composants RF-MEMS électrostatiques :

$$VDTA = \eta \times \frac{d}{2\epsilon_0\epsilon_r} \times \sigma_{FP} \times \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right) \times E_{eff} \times \exp\left(\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E_{eff}}\right)$$

qui, comme le présente la **Figure 28**, permet une excellente prédiction.

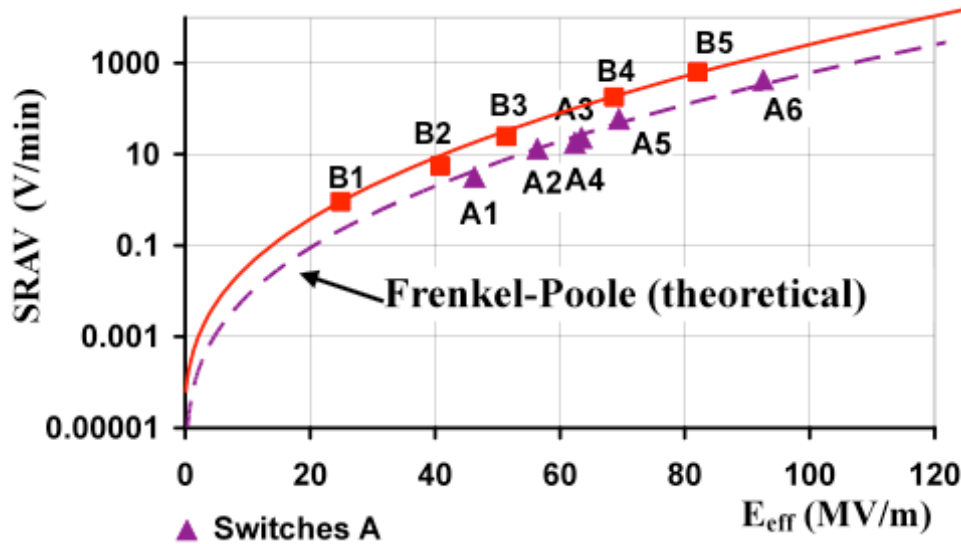


Figure 28 : Cinétique de chargement suivant le stress électrique pour 2 familles de composants : mesures et modélisation [61].

La Figure 28 montre de plus que des composants de lots différents, fabriquée différemment, présente des caractéristiques INTRINSÈQUES différentes, intrinsèque signifiant propre aux composants à opposer à extrinsèque provenant des conditions de stress : température, amplitude du champ électrique par exemple. Pour jauger de façon normalisée ces caractéristiques intrinsèques, nous avons proposé un facteur de mérite (FDM), ce qui nous a permis de tracer l'évolution des technologies développées et d'en proposer des voies d'amélioration vis à vis de la fiabilité.

Le facteur de mérite introduit [16, 61] est exprimé comme suit :

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

Il a notamment permis de démontrer que le dopage du diélectrique par des nanotubes de carbone, facilitant l'évacuation des charges, conséquences du chargement du diélectrique, conduisait à une amélioration de 200 du facteur de mérite, et donc de sa durée de vie. La Figure 29 présente les résultats de cette étude, qui, issus des travaux sur la modélisation effectuée par Samuel Mellé, ont permis à Chloé Bordas d'optimiser les composants qu'elle a développés durant sa thèse.

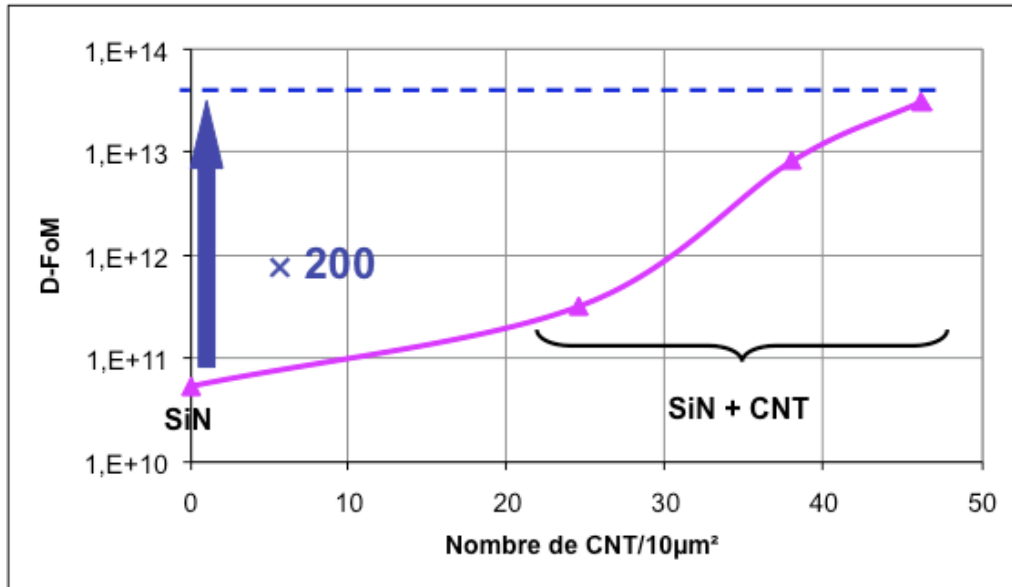


Figure 29 : Facteur de mérite de la fiabilité de composants à dopage par des CNT variable [39]

Ces résultats, précurseurs pour les composants RF-MEMS, ont largement été diffusés dans la communauté. Ils ont permis de mieux appréhender et quantifier le phénomène de chargement du diélectrique, de faire le lien entre ce phénomène et la défaillance consécutive, de classer les familles technologies de part leurs caractéristiques intrinsèques liées à la défaillance par chargement du diélectrique, de prédire la défaillance [61, 64] comme le présente la relation ci-dessous et même de proposer une voie possible d'amélioration par l'utilisation de nanotubes de carbone.

$$\tau_{\text{down,failure}} = FOM \times \frac{V_{\text{shift,failure}}}{E_{\text{eff}} \times \exp\left[\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E_{\text{eff}}}\right]}$$

où $V_{\text{shift,failure}}$ correspond au décalage maximal des tensions d'activation que peut subir une structure avant défaillance.

Miniaturisation : Intégration de circuits tridimensionnels, de composants RF-MEMS avec des fonctions actives sur silicium

En parallèle de ces travaux, des études sur l'intégration microsystemes de fonctions passives avec des circuits actifs mais aussi avec des composants RF-MEMS ont été entreprises. En effet, considérer les circuits RF-MEMS sans leur environnement n'a pas de sens et nous avons orienté nos travaux sur des solutions architecturales et technologiques compatibles avec une future co-intégration microsysteme alliant les circuits passifs HF avec des fonctionnalités de reconfiguration et/ou d'accord à base de RF-MEMS mais aussi avec des fonctions actives.

Pour avancer dans cette voie, le fil rouge que nous avons suivi correspond au développement d'un système de réception à réjection de fréquence image 20 GHz vers 1 GHz qui permet de relaxer les contraintes sur le filtre amont du récepteur (en charge de la réjection de la fréquence image), mais nécessitant un fort degré de co-intégration sur silicium de fonctions hétérogènes, comme illustré à la Figure 30 :

- antenne⁴¹ [5],
- filtre,
- coupleurs, diviseur de puissance indispensable aux fonctions différentielles⁴²,
- mélangeurs de fréquences, amplificateurs de puissance/faible bruit⁴³, ...

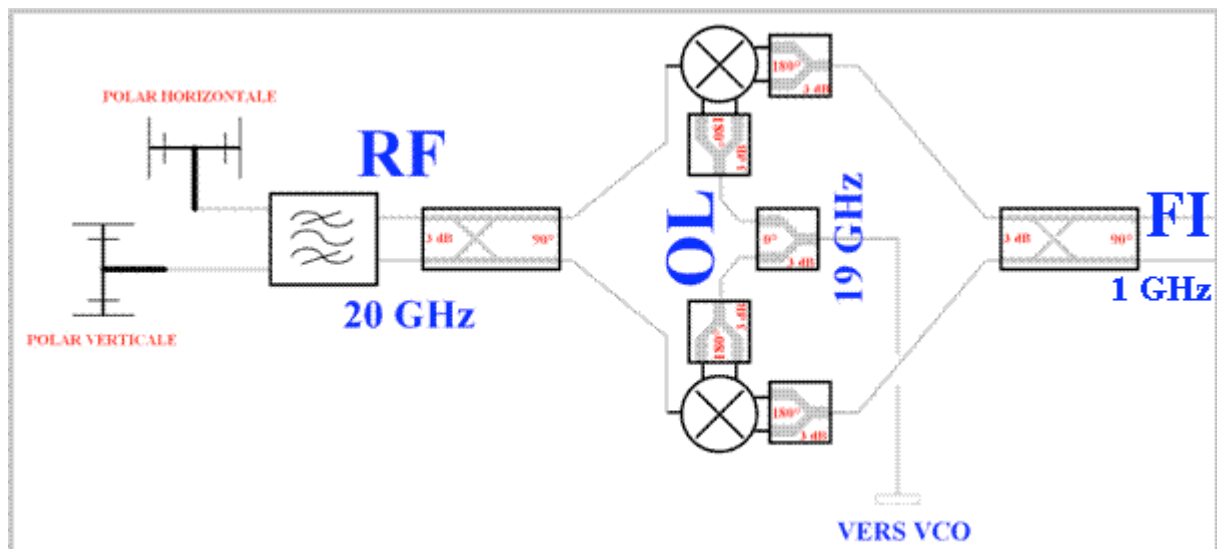


Figure 30: Vue synoptique du microsysteme considéré

⁴¹ Y. Pinto, C. Person, D. Gloria, A. Cathelin, D. Belot, R. Plana, "Hybrid Integrated Antenna on silicon for Automotive Short Range Radar Applications at 79GHz" in Proc. EuMC 2008, October 2008, p. 773-776

⁴² Bernardo Leite, Eric Kerhervé, Jean-Baptiste Bégueret, Didier Belot, « Transformer Topologies for mmW Integrated Circuits », in Proc. EuMC 2009, October 2009, p. 181-184

⁴³ Nejdât Demirel, Eric Kerhervé, Robert Plana, Denis Pache, Didier Belot, « 59-71GHz Wideband MMIC Balanced Power Amplifier in a 0.13um SiGe Technology » in Proc. EuMC 2009, October 2009, p. 499-502

Ce type de *co-intégration* est un réel challenge, doré et déjà adressé par de nombreux fabricants de circuits intégrés, pour lequel la vision intégration monolithique est indispensable afin d'assurer⁴⁴, outre la miniaturisation, un équilibrage des fonctions différentielles suffisantes.

Le travail de thèse de Nhut DO, que nous avons dirigé, a donc consisté en la co-conception de circuits actifs mélangeurs, réalisés à l'aide de la technologie BiCMOS-SiGe de STMicroelectronics (cf. Figure 31), et de circuits passifs réalisés au LAAS-CNRS en technologie 'Above IC' – technologie développée par Katia Grenier-.

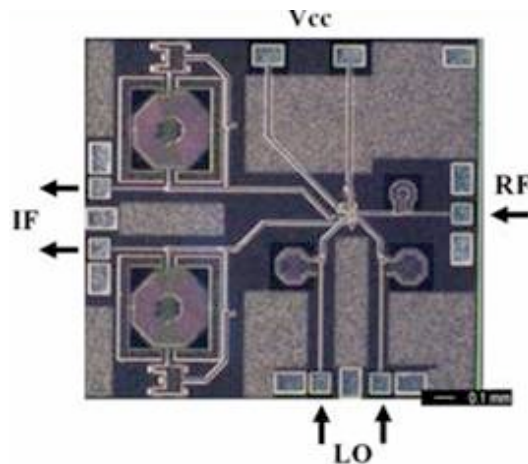


Figure 31 : Microphotographie du mélangeur (technologie SiGe de ST Microelectronics) [65, 70]

La Figure 32 présente l'exemple d'une intégration monolithique qui utilise le wafer de silicium comme support mécanique accueillant les circuits SiGe et les composants passifs post-processés. Néanmoins, une telle technologie peut également être appliquée à une intégration hybride où les circuits actifs à base d'hétérostructure SiGe sont reportés par flip-chip^{45,46}.

⁴⁴ R. Pilard, D. Gloria, F. Giancesello, F. Le Pennec, C. Person, « 94 GHz silicon co-integrated LNA and Antenna in a mm-wave dedicated BiCMOS technology », IEEE SiRF 2010.

⁴⁵ G.P. Quijano, G. Garchon, B. Nauwelaers, W. De raedt, « Horizontal integration of cavity filters on high-resistivity silicon thin-film technology », IEEE Trnas. on MTT, vol. 56, n°12 Dec. 2008.

⁴⁶ C.Calvez, C. Person, JP. Coupez, F. Gallée, H. Ezzeddine, A. Cathelin, D. Belot, « New millimeter Wave Packaged Antenna Array on IPD Technology », IEEE SiRF 2010

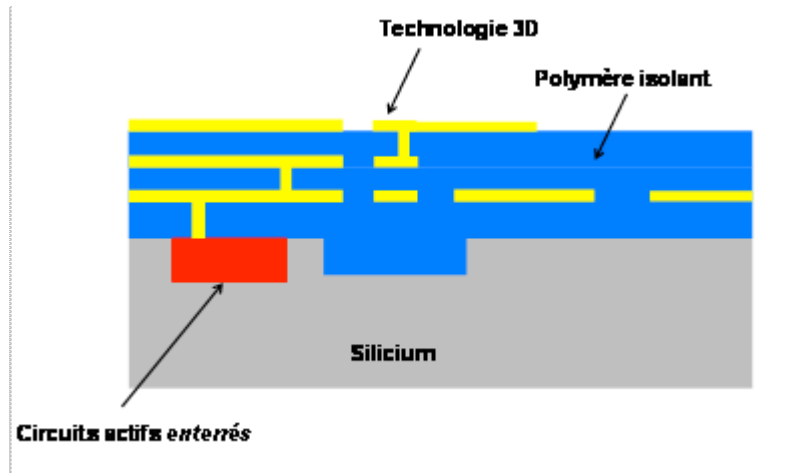


Figure 32 : Schéma de structure multicouche à base de polymère : intégration monolithique [2, 6, 47]

Nous avons lors de la conception tiré au mieux partie de cette technologie pour la conception de coupleurs hybrides en utilisant une technologie coplanaire dite surélevée dans laquelle les plans de masse et le conducteur central sont sur des niveaux métalliques différents. Cette technologie, présentée à la Figure 33, permet de concevoir une large gamme d'impédances caractéristiques^{47,48} (de 16 à 100Ω en faisant varier W_m de 0 à 300μm pour $W=65μm$ ce qui permet de satisfaire un bon compromis faibles pertes/encombrement réduit) tout en facilitant la réalisation de pont d'équilibrage de masse ($W_m=0$).

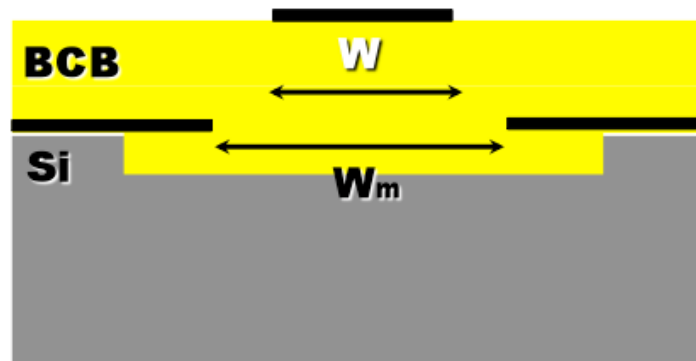


Figure 33 : Technologie 'Elevated CoPlanar Waveguide' (E-CPW)

Nous avons ainsi réalisé 2 familles de coupleurs fonctionnant à 20GHz:

- des coupleurs dits 'branchlines' [46, 49] (voir Figure 34) dont nous avons développé une technique de réduction de taille: un facteur de compression de surface occupée de 3 a ainsi été atteint grâce à la technique proposée, comme illustré en figure 3. Ces travaux permettent une implémentation optimale de

⁴⁷ C. Quendo, E. Rius, Y. Clavet, C. Person, F. Bouchriha, L. Bary, K. Grenier, « Miniaturized and Out-of-Band Improved Bandpass Filter in Si-BCB Technology. », IEEE-Internat. Microwave Symp. June 2004.

⁴⁸ Quendo, C.; Rius, E.; Person, C.; Ney, M., "Integration of optimized low-pass filters in a bandpass filter for out-of-band improvement", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 49, Issue 12, Dec. 2001 Page(s):2376 – 2383.

fonctions passives encombrantes, ce qui représente un des challenges de l'intégration de microsystemes micro-ondes et millimétriques.

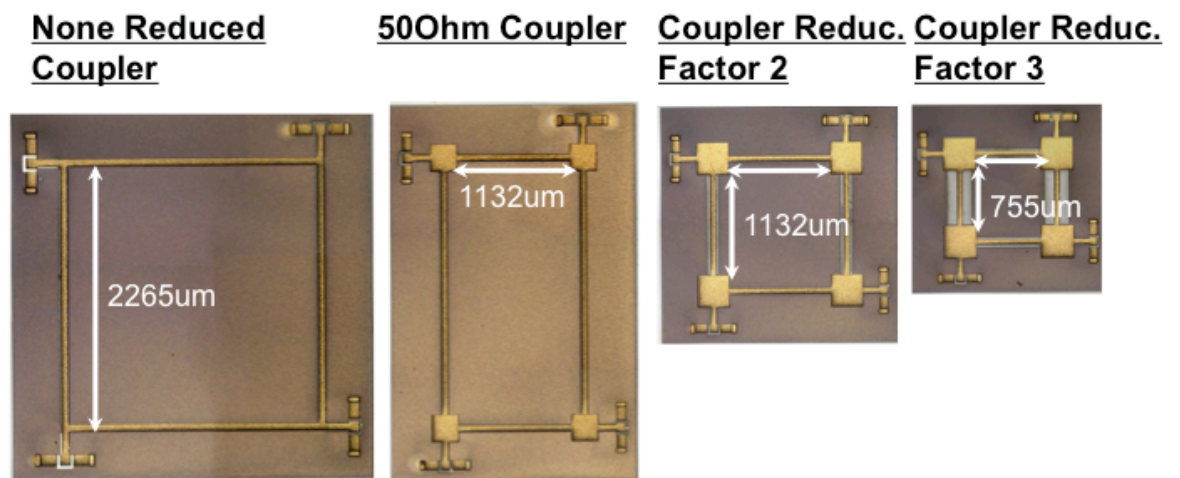


Figure 34: Coupleurs branchlines [46, 49]

- un coupleur dit broadside [40], qui exploite pleinement le caractère 3D de la technologie car les lignes couplées sont situées l'une sur l'autre (voir Figure 35) ce qui implique des performances optimales⁴⁹: faible pertes d'insertion: quelques dixièmes de dB à 20 GHz et forte isolation (-15dB à 20 GHz) / bonne adaptation, comme en témoigne la Figure 36.

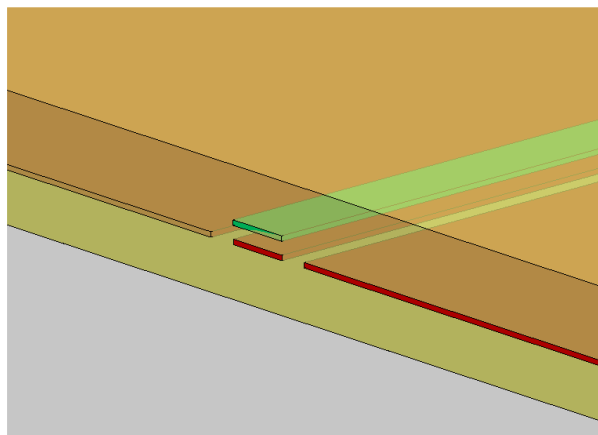


Figure 35 : Coupleur 90° de type broadside (couplage par la face) [40]

⁴⁹ Ch. Person, L. Carré, E. Rius, J. Ph. Coupez, S. Toutain, « ORIGINAL TECHNIQUES FOR DESIGNING WIDEBAND 3D INTEGRATED COUPLERS », IEEE MTT-S Digest 1998, pp. 119-122.

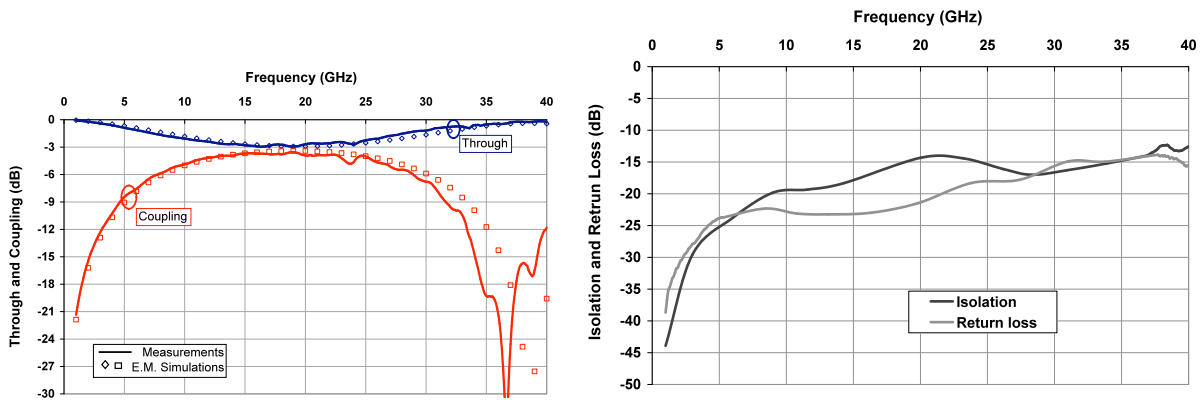


Figure 36: Performances du coupleur broadside [40]

Nous avons de plus réalisé un démonstrateur allant vers une intégration microsysteme 'fonctions passives + fonctions actives'. La partie du microsysteme global concernée par cette intégration est présentée en figure 6 et le circuit conçu et réalisé en figure 7. Les circuits actifs n'ont malheureusement pas pu être reporté par flip-chip et le test n'a pu donc pas être conduit, mais la figure 7 illustre la faisabilité d'une telle intégration.

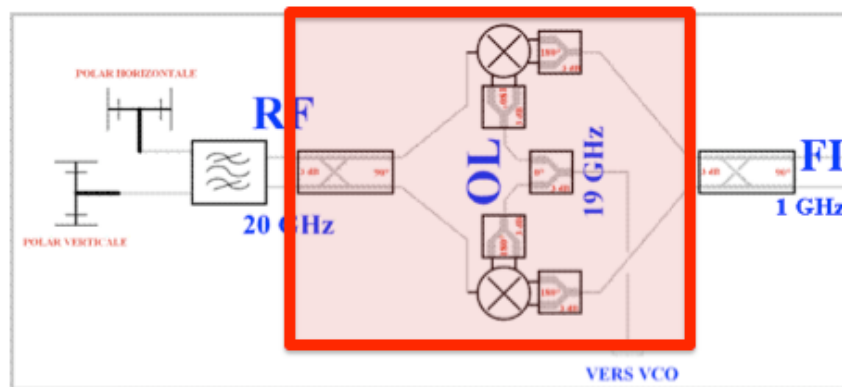


Figure 6 : Partie (zone rouge) du microsysteme investigué

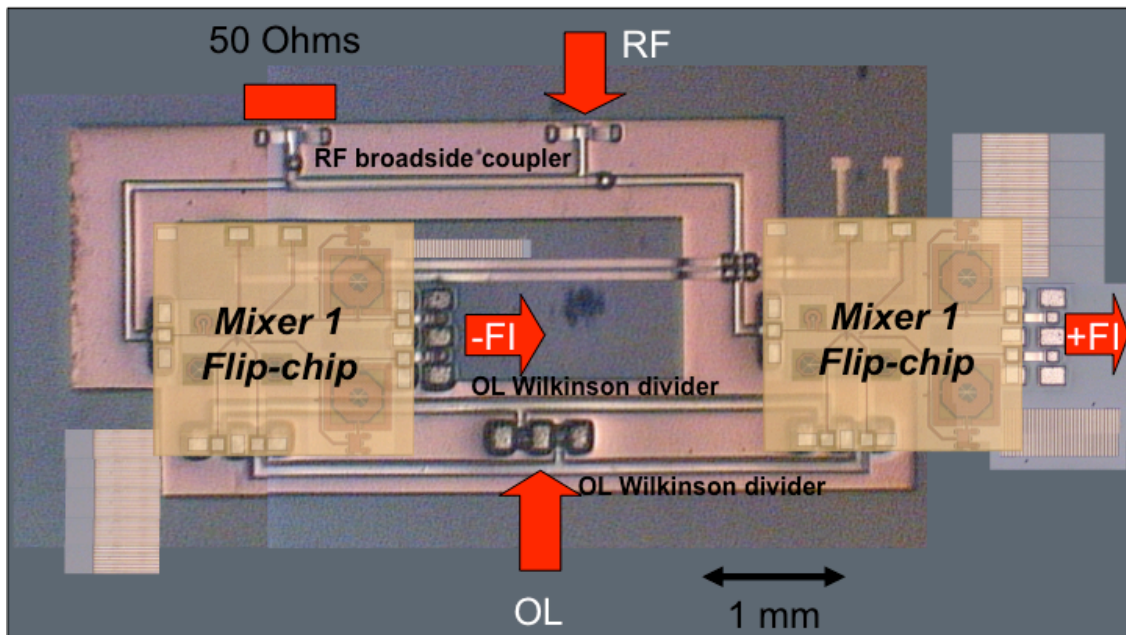


Figure 7 : Microsystème réalisé

L'ensemble de ces travaux a donc fait l'objet de nombreuses publications [4, 21, 40, 46, 48, 49, 65, 69, 70, 75, 82, 88, 143] et a été le thème de recherche d'un doctorant, Mr Nhut Do, qui a soutenu sa thèse en Juillet 2007 et a dans la foulée obtenu un CDI chez Thales Alenia Space, partenaire de ce projet.

Concernant le bilan scientifique de ces travaux, nous avons démontré que les solutions que nous proposons, tant technologiques que sur les architectures proposées, permettaient une intégration microsystème de circuits passifs et actifs. Nous avons de plus démontré que le verrou du fort encombrement de certaines fonctions passives, telles que les coupleurs, pouvait être franchi grâce à une technique originale de réduction de taille. Enfin, le caractère 3D de la technologie développée a été pleinement exploité pour proposer des architectures de performances optimales.

En complément à ces études sur (1) l'intégration microsystème, (2) la réduction de taille et (3) l'exploitation du caractère 3D de la technologie, nous avons de plus exploré les potentialités de la convergence des technologies 'Above IC' avec celle des RF-MEMS en co-intégrant des circuits actifs avec des composants RF-MEMS^{50,51}[56]. Ces travaux ont été le fruit d'une collaboration avec ST Microelectronics au travers de la thèse de Jean-Pierre Busquère, que nous avons co-dirigée avec Katia Grenier. La Figure 37 présente une microphotographie de la structure fabriquée : il s'agit d'un amplificateur faible bruit SiGe dont la fréquence de fonctionnement est commutable de 2,45 GHz à 5,5 GHz.

⁵⁰ J. Hacker, M. Kim, R.Mihailovich, J. DeNatale, « Monolithic GaAs PHEMT MMICs integrated with RF MEMS switches » Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2004, pp. 229 - 232

⁵¹ 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," in Proc. Solid State Sensors, Actuators, and Microsystems Workshop, Hilton Head, June 2008, pp. 18-21.

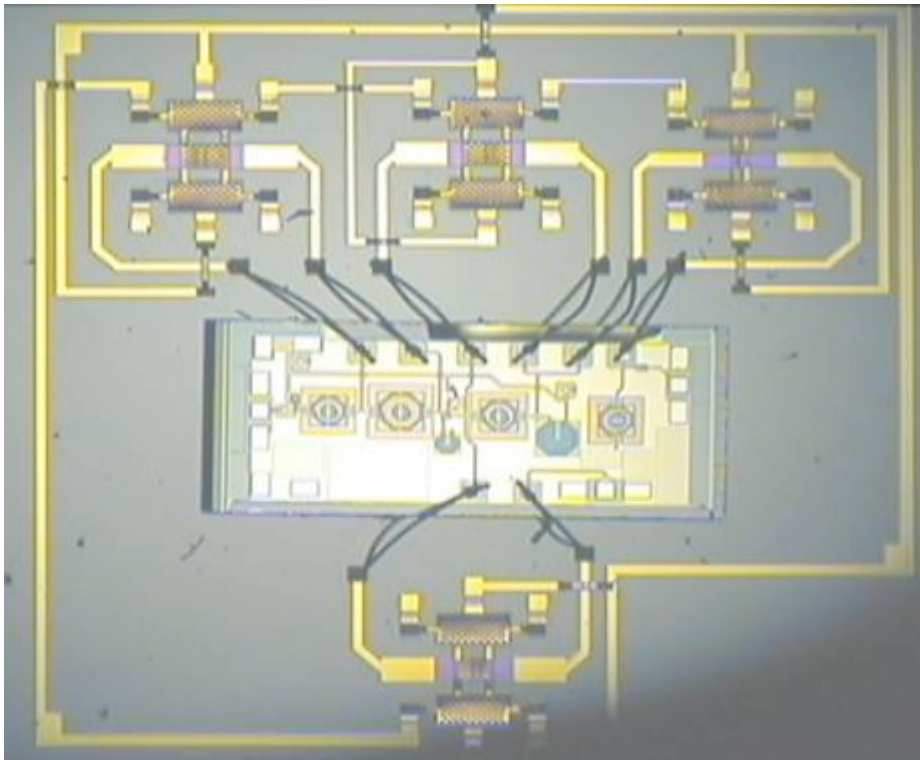


Figure 37 : Co-intégration circuit actif et RF-MEMS

La Figure 38 présente les performances en transmission de l'amplificateur conçu dans les 2 configurations (suivant les états des MEMS). La commutation de fréquence centrale d'opération est démontrée même si un des quatre MEMS s'est révélé être non-fonctionnel (voir les courbes bleu et verte). La courbe rouge présente ce que l'on aurait attendu des performances à 5.5 GHz avec des RF-MEMS tous fonctionnels [51].

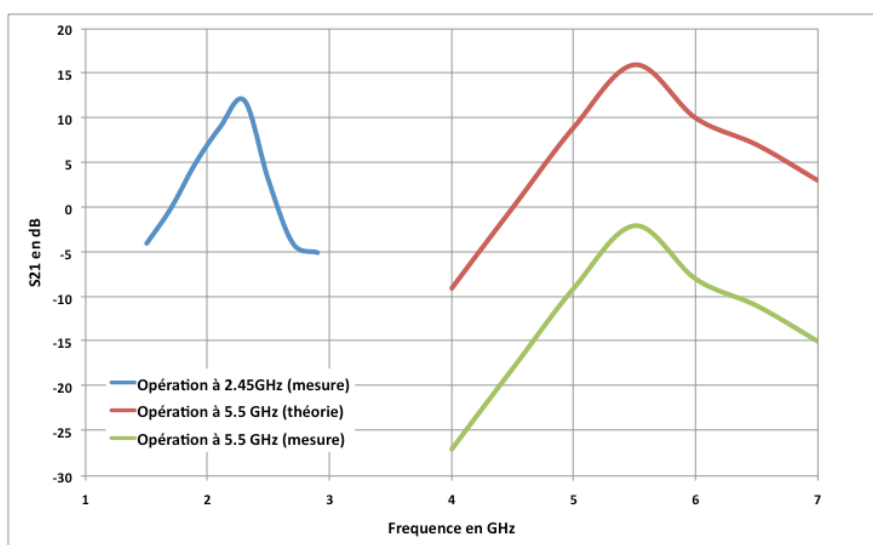


Figure 38 : Performances en transmission de l'amplificateur reconfigurable [3, 51]

Ces travaux, effectués en collaboration avec ST Microelectronics, ont été précurseur en Europe dans l'association de circuit intégré silicium avec des composants RF-MEMS vers une intégration de microsystèmes reconfigurables.

Miniaturisation par concept métamatériau et reconfigurabilité

Toujours dans cette optique de miniaturiser les fonctions passives tout en leur associant des fonctions d'accord, de reconfigurabilité, nous avons rejoint pour une période de 2 ans une équipe japonaise (en tant que « visting researcher » de l'université de Tokyo au sein d'un laboratoire franco-japonais associant l'université de Tokyo et le CNRS) pionnière dans les MEMS et dans leur exploitation pour de nombreuses applications diverses. Notre stratégie était de capitaliser notre expertise en approche multidisciplinaire en la conjuguant avec celle du laboratoire japonais sur l'exploitation des microtechnologies et de la microfluidique pour des applications en optique.

Nous avons ainsi choisi d'orienter nos travaux sur les possibilités qu'offrent des structures métamatériaux de miniaturiser les circuits HF. Nous avons jusque-là travaillé sur les architectures des circuits micro-ondes. Ces nouveaux travaux initiés en 2007 étendront ainsi au substrat, supportant les circuits, les possibilités d'accroître encore plus le degré d'intégration. Le concept de métamatériau a plus de 60 ans⁵² et a été pointée il y a plus de 40 ans la possibilité de donner aux permittivités et perméabilités des valeurs négatives⁵³. Depuis à peine plus de 15 ans, la physique⁵⁴ et les démonstrateurs⁵⁵ dans le domaine micro-ondes ont démontré l'extrême potentiel de telles structures avec des applications pouvant être exotiques et pourtant non-dénuées de sens pour certains : la dissimulation d'objet sous une sorte de cape d'invisibilité (faite de structures à métamatériau) par exemple.

Une des attractions de ces structures réside dans l'aptitude qu'ont les concepteurs de fixer leurs propriétés diélectriques : il est possible de rendre leur permittivité négative, proche de zéro⁵⁶ mais aussi de leur donner de fortes valeurs⁵⁷. C'est cette dernière situation qui a retenue notre attention car une forte permittivité se traduit par une forte compacité des circuits associés. Des recherches ont ainsi été entreprises pour démontrer qu'il est possible d'augmenter artificiellement les permittivités de substrat micro-ondes⁵⁸.

⁵² W.E. Kock, "Metallic delay lenses," Bell Syst. Tech. J., vol. 27, pp.58-82, 1948.

⁵³ V.G. Veselago, Soviet Physics Uspekhi, vol. 10, n°4, pp. 509-514, Jan.-Fev. 1968.

⁵⁴ J.B. Pendry et. al., Phys. Rev. Lett., vol. 76, no. 25, pp. 4773-4776, June 1996.

⁵⁵ D.R. Smith, W.J. Padilla et. al., Phys. Rev. Lett., vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.

G.V. Eleftheriades et. al., IEEE Trans. MTT Vol. 50, n°12, pp2702 - 2712, Dec. 2002.

C. Caloz, T. Itoh, Proc. IEEE-AP-S USNC/URSI, vol. 2, June 2002, pp. 412-415.

⁵⁶ N. Engheta, A. Alu, Conf. on Lasers and Electro-Optics, Quantum Elect. and Laser Science. CLEO/QELS 2008. 4-9 May 2008 pp. :1 - 2

⁵⁷ I. Awai et. al. Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International. Volume 2, 8-13 June 2003 pp.1085 - 1088 vol.2

⁵⁸ J. Machac, IEEE Microw. and Wireless comp. Lett., vol. 16, no. 7, pp.416-418, July 2006.

M. Coulombe, H. V. Nguyen, C. Caloz, IEEE Ant. and Wireless prop. Lett. Vol. 6, pp575-579, 2007.

J. Machac, J. Fabian, P. Protiva, COMITE 2008. 14th, 23-24 April 2008 pp :1 - 4

Ces techniques se sont néanmoins limitées à des substrats de type PCB (Printed Circuit Board) et d'une manière générale, pour le domaine micro-onde et millimétrique. Peu de métamatériaux ont profité du potentiel des micro et nano-technologies⁵⁹.

Nous avons donc dédié nos travaux vers le développement de circuits intégrés grâce aux microtechnologies sur substrat métamatériau présentant de forte permittivité. Nous avons de plus tiré profit d'un savoir-faire des laboratoires japonais partenaires sur des technologies flexibles.

Description de l'architecture du circuit et de l'approche suivie

L'architecture développée, présentée en Figure 39, est issue des travaux du Professeur Toshiyoshi sur les écrans d'affichage flexibles⁶⁰. Le circuit RF est élaboré sur un fin film plastique, lui même positionné sur un substrat métallique (la masse de la technologie micro-strip) façonné de telle manière qu'il présentera une permittivité équivalente supérieure à 1. L'avantage par rapport à d'autre technique est que le circuit HF est conçu simplement suivant les méthodologies usuelles et la miniaturisation est produite par le substrat hôte.

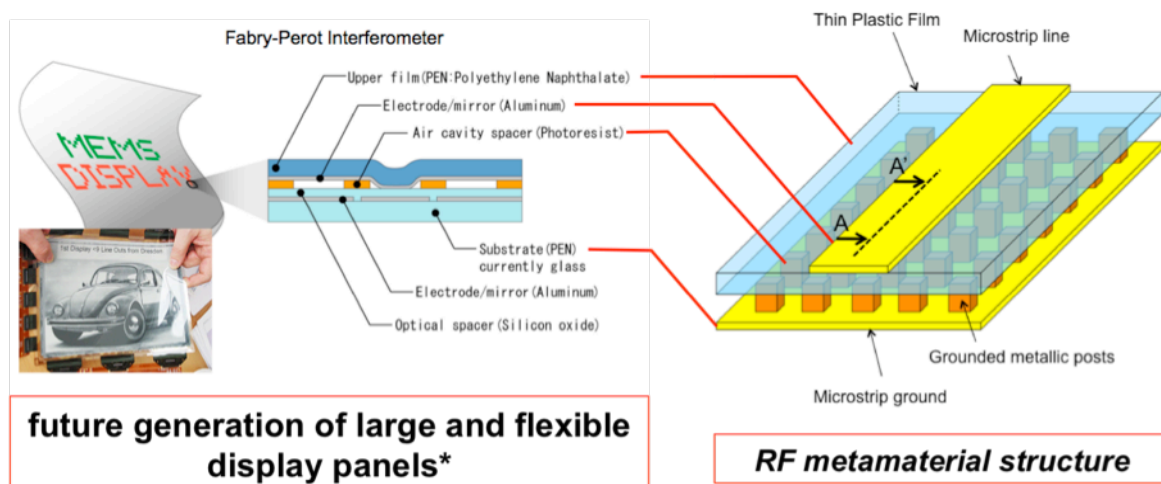


Figure 39 : Architecture et approche de la structure développée [32]

La Figure 40 présente une vue en coupe de la structure réalisée.

⁵⁹ C. Qin, et. al., *Metamaterials* 2, 2008, pp. 28-35

T. Crépin, J.F. Lampin, T. Desoopmen, X. Mélique, L. Desplanque, D. Lippens, *Applied Physics letters* 87, 2005, 104105 (3p)

⁶⁰ H., Toshiyoshi, C. Lo, Y. Taii, H. Fujita, *Lasers and Electro-Optics Society*, 2007. LEOS 2007. The 20th Annual Meeting of the IEEE, 21-25 Oct. 2007, pp.284 – 285.

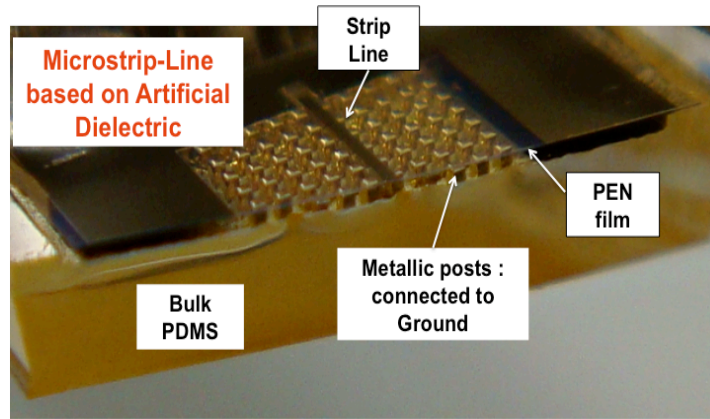


Figure 40 : Microphotographie de la structure en coupe [9]

Performances obtenues en terme de miniaturisation [9]

Nous avons tout d'abord développé une modélisation de notre structure permettant la définition des paramètres géométriques conditionnant les propriétés HF du *diélectrique artificiel* ainsi intégré.

Deux méthodologies ont ainsi été développées spécifiquement pour palier au caractère multi-échelle de la structure (des plots métalliques de dimensions de quelques dizaines à centaines de micromètres vers des structures HF de quelques millimètres à centimètres) : la première est basée sur la théorie de Bloch (décrite ci-dessous) et la seconde exploite la théorie des milieux effectifs⁶¹ (qui nous servira par la suite pour modéliser l'interaction des ondes électromagnétiques avec des liquides hétérogènes ; cette approche ne sera pas détaillée dans ce manuscrit mais est détaillée dans [9]), qui finalement va confirmer l'approche précédente.

La théorie de Bloch repose sur un modèle électrique d'une cellule unitaire (1 plot métallique de dimension W_{posts} et l'espace inter-plots de dimension $p - W_{\text{posts}}$, p étant la longueur d'une cellule unitaire considérée comme très inférieure à la longueur d'onde) présenté à la Figure 41: le plot est modélisé par un tronçon de ligne capacitif (longueur : W_{posts} , impédance caractéristique Z_1 , constante de propagation : β_1) et l'espace inter-plot par un tronçon de ligne inductif (longueur : $p - W_{\text{posts}}$, impédance caractéristique Z_0 , constante de propagation : β_0). Il est alors possible d'en déduire la constante de propagation équivalente k_{eq} :

$$\cos(k_{\text{eq}} \times p) = \cos[\beta_0 \times W_{\text{posts}}] \times \cos[\beta_1 \times (p - W_{\text{posts}})] + \frac{Z_0}{Z_1} \times \sin[\beta_0 \times W_{\text{posts}}] \times \sin[\beta_1 \times (p - W_{\text{posts}})]$$

Qui peut être simplifiée comme suit (voir [9] pour les développements mathématiques):

⁶¹ A. Sihvola, J. Kong, "Effective Permittivity of Dielectric Mixtures," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, v 26, n 4, p 420-429, July 1988

$$\epsilon_{r,AD} = \epsilon_{r,0} \times \left(\frac{W_{posts}}{p} \right)^2 + \epsilon_{r,1} \times \left(1 - \frac{W_{posts}}{p} \right)^2 - 2 \times \epsilon_{r,1} \times \left(1 - \frac{h_1}{h_2} \right) \times \left[\frac{W_{posts}}{p} \times \left(1 - \frac{W_{posts}}{p} \right) \right]$$

où $\epsilon_{r,0}$ and $\epsilon_{r,1}$ correspondent aux permittivités relatives des tronçons de ligne inductif et capacitif respectivement, h_1 et h_2 sont définis à la Figure 41 et $\epsilon_{r,AD}$ correspond à la permittivité relative du diélectrique artificiel ainsi synthétisé.

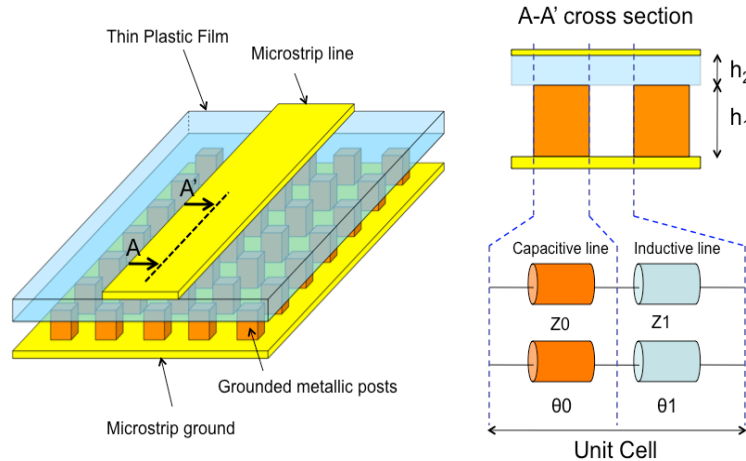


Figure 41 : Modèle électrique d'une cellule unitaire par l'approche de Bloch

Ce modèle analytique découvre l'importance du rapport h_1/h_2 c'est à dire du rapport de forme : hauteur des plots métalliques / épaisseur du film isolant. Plus h_1/h_2 est important, plus la permittivité synthétisée est grande, plus la miniaturisation est poussée, comme le démontre la Figure 42. La bibliographie^{62,63} confirme de plus cette tendance.

L'intérêt d'utiliser les microtechnologies s'illustre donc par les performances que l'on peut atteindre avec la structure retenue. En effet, on peut ainsi obtenir des rapports de forme supérieurs à 10, surtout entre la hauteur des plots intégrés dans le substrat et l'épaisseur du film plastique déposé au dessus.

Nous avons mesuré expérimentalement (hauteur des plots métalliques = 200 μ m et épaisseur du film isolant = 12 μ m) des facteurs de compacité de surface (noté η) atteignant 8 (et pouvant dépasser 25 avec une utilisation de film d'isolation de 2 μ m d'épaisseur) comme illustré en Figure 42.

⁶² J. Machac, "Microstrip Line on an Artificial Dielectric Substrate," IEEE Microwave and Wireless comp. Lett., vol. 16, no. 7, pp.416-418, July 2006.

⁶³ M. Coulombe, H. V. Nguyen, C. Caloz, "Substrate Integrated Artificial Dielectric (SIAD) Structure for Miniaturized Microstrip Circuits," IEEE Ant. And Wireless prop. Lett. Vol. 6, pp575-579, 2007.

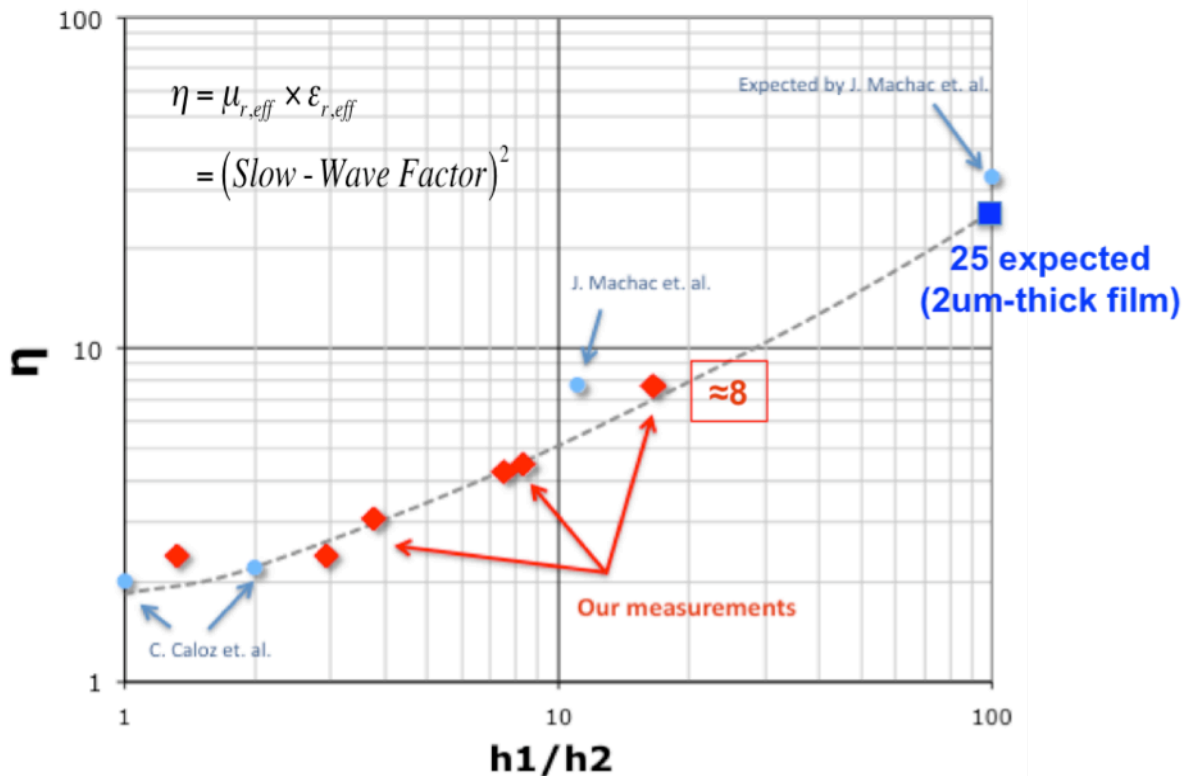


Figure 42 : Facteur de compacité en surface en fonction de paramètres dimensionnels [9]

Si l'on compare la compacité ainsi atteinte (8 et 25 attendue) avec celle obtenue avec la technologie E-CPW (3 au maximum) précédemment décrite, on voit tout l'intérêt et le potentiel de cette solution. Un autre avantage conséquent réside de plus dans le fait que les circuits/fonctions micro-ondes intégrés au dessus du substrat métamatériau sont conçus 'classiquement' en considérant un substrat homogène de permittivité équivalente fonction du ratio h_1/h_2 .

Cette technologie découvre de plus d'autres attraits : une possible accordabilité des propriétés électriques (c.f. paragraphe suivant) ainsi que des aptitudes à la flexibilité mécanique qui sera décrite dans la partie dédiée à notre projet de recherche à venir.

Performances obtenues en terme d'accordabilité [26]

L'utilisation des microtechnologies ouvre alors d'autre possibilité telle que l'accordabilité. Un gap d'air résiduel entre le film mince et le substrat, modulé par actionnement électrostatique comme pour les RF-MEMS usuels, peut alors servir à moduler la permittivité équivalente et donc les propriétés de transmission comme le montre la Figure 43. L'avantage de la structure développée réside dans le fait que l'accord, qui est réalisé dans le substrat, est indépendant du circuit qui peut alors être réalisé simplement a contrario des autres solutions d'accord existantes^{64,65,66,67,68,69,70,71,72,73}.

⁶⁴ I. Gil, et. al., Electronics letters, Vol. 40, n°21, 14th Oct. 2004 (2p)

⁶⁵ C. Damm, M. Schussler, M. Oertel, R. Jakoby, 2005 IEEE MTT-S International 12-17 June 2005

⁶⁶ D. Kuylenstierna, et. al., IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett., 16, Issue 4, April 2006, pp.167 - 169

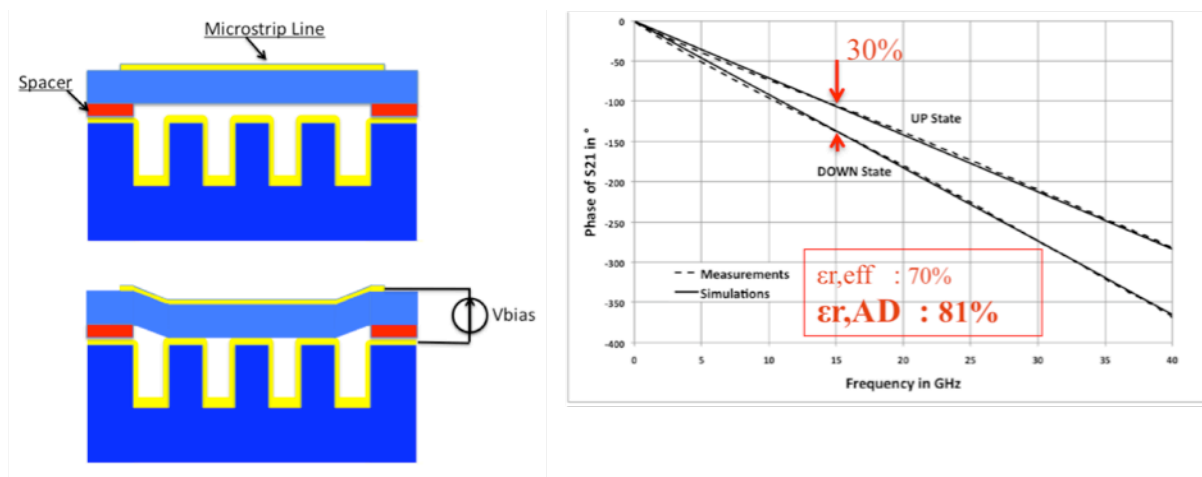


Figure 43 : Accordabilité de la structure développée [26]

Outre la forte reconfigurabilité obtenue, sans dégradation du niveau de pertes (le coefficient de qualité est voisin de 30 à 20GHz), qui fait de cette solution un challenger aux solutions MEMS elles-mêmes à l'état de l'art de la reconfiguration de circuits HF de hautes performances électriques. L'approche proposée représente une voie originale d'accordabilité. En effet, à contrario des solutions traditionnelles reconfigurant soit des varactors (à semi-conducteurs, BST ou autre matériau ferro-électrique et RF-MEMS) ou des interrupteurs (à semi-conducteurs et RF-MEMS), la reconfiguration s'opère ici dans le substrat, donc en volume, et porte sur une modification des propriétés effectives du matériau, ici la permittivité.

C'est en suivant cette approche de substrat reconfigurable en permittivité (ou perméabilité) que porte une partie de notre projet (voir le paragraphe IV.2).

Le paragraphe suivant traite des recherches entreprises pour l'introduction de nanotubes de carbone dans les microsystèmes reconfigurables avec les problématiques afférentes au caractère multidisciplinaire et multi-échelle.

Conception de microsystèmes HF intégrant des nanotubes de carbone

Nous nous sommes intéressés aux potentialités d'intégration des nanotubes de carbone dans les microsystèmes hyperfréquences en 2004. Attirés par les propriétés exceptionnelles que présentent ces nano-objets : conductivités électrique et thermique, densité de courant

⁶⁷ A. Marteau, G. Velu, G. Houzet, L. Burgnies, E. Lheurette, J.C. Carru, D. Lippens, Applied Physics Letters, v 94, n 2, 2009, p 023507

⁶⁸ T. LaRocca, et. al., 2008 IEEE MTT-S International, 15-20 June 2008, pp.181 - 184

⁶⁹ Gil, F., et. al., Electronics Letters, v 43, n 21, 2007, p 1153-1154

⁷⁰ J. Perruisseau-Carrier, et. al., IEEE Trans. on MTT, v 54, n 1, Jan. 2006, p 383-392

⁷¹ S. Barker, G.M. Rebeiz, IEEE Transactions on MTT, Volume 46, Issue 11, Nov. 1998, pp.1881 - 1890

⁷² J.S. Hayden, G.M. Rebeiz, IEEE Transactions on MTT, Volume 51, Issue 1, Jan. 2003, pp.309 - 314

⁷³ M. Al Ahmad, et. al., IEEE Microwave and Wireless Components Letters, v 17, n 11, Nov. 2007, pp 769-771

maximale, élasticité et ténacité mécanique, possibilité d'ingénierie de la bande interdite,... de nombreux travaux de recherche ont visés leurs implémentations (dans le domaine de l'électronique hyperfréquences) pour la réalisation de transistors hautes-fréquences/performances et/ou de tailles nanométriques^{74,75,76,77} de capteur de gaz à transduction hyperfréquence [12, 37], de matériau nano-composites⁷⁸[7, 14, 15, 35], ...

Nous nous sommes axés pour notre part à l'implémentation des nanotubes de carbone dans les parties déformables des RF-MEMS tirant ainsi partie de ses propriétés particulières – voir le Tableau 1 – et notamment⁷⁹ :

- fort module d'Young : permettant d'optimiser les temps de commutation des interrupteurs électromécaniques (avec un compromis sur la tension d'actuation),
- forte conductivité : assurant des coefficients de qualité potentiellement élevés aux fonctions HF (une attention particulière a été portée à la résistance de contact métal/nanotube qui limite les coefficients de qualité),
- forte tenue aux fortes densités de courant : augmentant la tenue aux fortes puissances HF,
- forte ténacité mécanique : repoussant les défaillances d'origine mécanique,
- caractère nanométrique : pouvant conduire à une miniaturisation ultime des composants jusque dans la gamme nanométrique⁸⁰.

<i>Paramètre</i>	<i>Valeurs et unités</i>	<i>Observations</i>
Longueur du vecteur unitaire	2.49 Å	1.44 Å est la longueur de la liaison du carbone
Densité de courant	$>10^9$ A/cm ²	-1000 fois plus grand que celle du cuivre - Mesuré dans les MWNTCs
Conductivité thermique	6600 W/mK	Plus conducteur que la plupart des cristaux
Module d'Young	1 Tpa	Bien plus grand que celui de l'acier

⁷⁴ G. Dambrine, L. Nougaret, H. Happy, V. Derycke, N. Chimot and J.P. Bourgoïn, « Overview of Carbon Nanotubes for high frequency Electronics », IEEE-2009, d.o.i. 9781-4244-2831-1/09

⁷⁵ L. Nougaret, H. Happy, G. Dambrine, V. Derycke, J. -P. Bourgoïn, A. A. Green, M. C. Hersam, « 80 GHz field-effect transistors produced using high purity semiconducting single-walled carbon nanotubes », APPLIED PHYSICS LETTERS 94, 243505, 2009

⁷⁶ A. Arun, M. F. Goffman, D.Grogg, A. Filoramo, S. Campidelli, V. Derycke, T. Idda, P. Salet, A.M. Ionescu « TUNABLE ELECTROMECHANICAL RESONATOR BASED ON CARBON NANOTUBE ARRAY SUSPENDED GATE FIELD EFFECT TRANSISTOR (CNTSGFET) », IEEE Doi : 978-1-4244-5763-2, 2010

⁷⁷ S. Li, Z. Yu, P. J. Burke, "Carbon Nanotube Transistor : Operation at 2.6 GHz", Nano Letters 4, 2004, p 753-756.

⁷⁸ A. Said, L. Bednarz, R. Daussin, C. Bailly, Xudong Lu, (2006) Carbon Nanotube Composites for Broadband Microwave Absorbing Materials, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions. V.54, Issue.6, pp2745-2754

⁷⁹ M. Dragoman, D. Dragoman, "Nanoelectronics principles and devices", Artech house, 2006.

⁸⁰ S.W. Lee, D.S. Lee, R.E. Morjan, S.H.Jhang, M. Sveningsson, O.A. N erushev, Y.W. Park, E.E.B. Campbell, « A three-terminakl carbon nanoelay », nanoletters, vol. 4, n°10, 2004, 2017-2030.

Mobilité	10000-50000 cm ² V ⁻¹ s ⁻¹	Simulations indiquent des mobilités supérieures à 100 000 cm ² V ⁻¹ s ⁻¹
Libre parcours moyen (transport balistique)	300-700 nm semi-conducteur NTC 1000-3000 nm métallique NTC	- Mesuré à température ambiante - Au moins trois fois plus grand que la plupart des semi-conducteurs
Conductivité des NTCs métalliques	10 ⁹ A.cm ⁻²	-Mille fois le cuivre

Tableau 1 : Quelques propriétés des nanotubes de carbone⁸¹

Ce projet, vers l'intégration des nanotechnologies au sein de microsystèmes HF, a été initié au LAAS-CNRS au travers d'un projet ANR blanc 'NATURE' (NAnoTUBE de carbone pour les Radio-communications millimétriques) pour lequel nous étions porteur et responsable scientifique.

Ce projet vise à rechercher de nouvelles pistes pour la réalisation de fonctions de communication complexes et miniaturisées. Pour cela, les possibilités offertes par les nanotechnologies pour la conception et la réalisation de fonctions hyperfréquences reconfigurables par actionnement électrostatique⁸² ont été étudiées. Les parties mobiles des structures électromécaniques peuvent en effet tirer profit des caractéristiques exceptionnelles des nanotubes de carbone en termes d'élasticité, de résistance dans des environnements difficiles tels que de forte densité de courant pour les applications de puissance, d'endurance mécanique, de conductivités tant électriques que mécaniques, ...

Un des défis majeurs du projet porte sur les développements technologiques à conduire tant sur la croissance des nanotubes de carbone que sur la technologie d'interconnexion. Bien que des solutions technologiques existaient, les matériaux, procédés et filières ont été entièrement repensés pour satisfaire une compatibilité technologique parfaite ainsi qu'une bonne adéquation avec les impératifs de performances HF escomptées pour les démonstrateurs.

Nous avons de plus orienté une partie de nos efforts technologiques sur la mise au point d'une technique de dépôt de NTC dispersés aléatoirement et déposés sur substrat en film mince, plus accessible que la croissance *in situ*, ce qui nous a permis d'aboutir à des *proof of concept* démonstrateurs.

Un autre verrou, intensément étudié durant la première phase du projet et pour lequel des solutions ont été proposées, porta sur la compréhension et la modélisation de l'actionnement électrostatique et du comportement électrique hyperfréquence de structures mobiles à l'échelle nanométrique cohabitant autour de structures micrométriques. Nous avons ainsi proposé une approche/méthodologie multi-échelle et multi-physique permettant un

⁸¹ J. XU, "Nanotube Electronics: Non-CMOS Routes", PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 91, NO. 11, NOVEMBER 2003 p 1819 1829

⁸² A. Arun, D. Acquaviva, M. Fernandez-Bolanos, P. Salet, H. Le- Poche, T. Idda, R. Smajda, A. Magrez, L. Forro, A. M. Ionescu « Micro-Electro-Mechanical Capacitors Based on Vertical Carbon Nanotube Arrays » Doi : 978-1-4244-4353-6

prototypage cohérent et efficace des démonstrateurs et capitalisant ainsi le savoir-faire développé lors de nos travaux sur les RF-MEMS.

Ainsi nous avons axé notre stratégie suivant 3 axes majeurs de recherche :

- ❖ Modélisation multi-physique / multi-échelle,
- ❖ Technologie d'interconnexion réalisée par les micro-technologies,
- ❖ Technologie d'élaboration des NTC localisés et orientés et en film mince⁸³.

Ces travaux de recherche ont été menés conjointement par Thibault Ricart, que nous avons encadré et Sébastien Pacchini, encadré par Katia Grenier.

Développement des outils de modélisation/conception/caractérisation multi-physique et multi-échelle

Nous avons tout d'abord défini les architectures de composants tirant au mieux partie des caractéristiques attrayantes des nanotubes de carbone (voir schéma de principe à la Figure 44), puis défini les verrous techniques à lever afin de permettre un prototypage efficace de ces derniers.

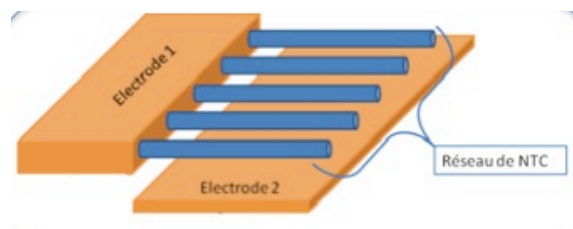


Figure 44: Principe du varactor à actionnement électrostatique à base de réseau de NTC

Ainsi nous avons conduit et abouti le développement de méthodes de modélisation et de protocole de conception spécifiquement adaptées :

- à l'échelle nanométrique des nanotubes de carbone,
- au caractère multi-échelle des composants associés (3 à 4 décades de différence entre les dimensions au sein d'un même composant) ,
- au caractère multi-physique (couplage électromagnétique – électrostatique – mécanique) présenté par ce type de composants.

Ces travaux se soldent par le développement d'un logiciel permettant ainsi la modélisation et le prototypage efficace des structures NEMS incluant la prédiction tant électromécanique qu'électromagnétique du comportement des composants à base de nanotubes de carbone tant individuel que mis en réseau (voir l'interface du logiciel développé en Figure 45.a). Nous tenons à signaler que la prise en compte de la mise en réseau de NTC est tout à fait originale par rapport aux modélisations que l'on trouve dans la littérature et représente donc un franchissement notable de l'état de l'art nous plaçant ainsi en avance de phase dans la compétition internationale sur ce sujet. L'outil développé, validé par des

⁸³ Qing Cao, John A. Rogers, « Ultrathin Films of Single-Walled Carbon Nanotubes for Electronics and Sensors: A Review of Fundamental and Applied Aspects », Adv. Mater. 2009, 21, 29-53

résultats expérimentaux et des simulations en éléments finis réalisées sur un logiciel commercial (voir comparatif Figure 45.b), nous a ainsi permis, très efficacement (100 fois plus rapidement que des logiciels par éléments finis commerciaux), de concevoir et de prédire les performances d'une capacité variable à base de nanotubes de carbone [31, 33].

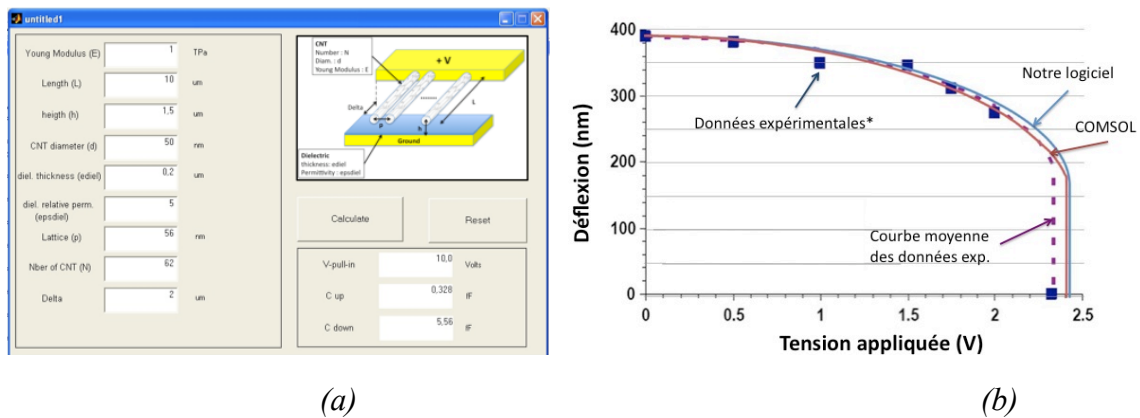


Figure 45: (a) interface du logiciel développé (b) comportement électromécanique d'un NEMS: comparatif mesures / simulations^{84,85} [33]

Fort de cet outil, nous avons pu prédire les tensions d'actionnements des structures envisagées et définir des règles de conception afin d'aboutir à des objets fonctionnant avec des tensions raisonnables (typiquement inférieures à 50V, comme dans le cas des RF-MEMS).

Développement de composants « preuve de concept »

Afin de fabriquer la fonction hyperfréquence souhaitée, il est nécessaire de développer toute une filière technologique d'interconnexion, spécifique aux contraintes du projet NATURE, entre les échelles micrométrique et nanométrique.

Plusieurs voies sont possibles suivant les conditions d'élaboration des nanotubes de carbone:

- croissance in situ : la croissance s'effectuera directement aux endroits où les NTC sont requis au sein du composant,
- dépôt des NTC en film mince : les NTC sont fabriqués, dispersés puis déposés en film mince 'pleine plaque' puis gravés pour localiser le film aux endroits requis.

→ Filière technologique à haute tenue en température pour croissance insitu de NTC (à 600°C)

Etant donnée la température de croissance des NTC à 600°C, des études de compatibilité thermique de diélectriques et métallisations ont été menées pour assurer l'intégrité des circuits lors de la fabrication des NTC.

⁸⁴ M. Desquesnes, S. V. Rotkin, "Calculation of pull-in voltage for NTC based electromechanical switches", Nanotechnology, Vol. 13, 2002, p 120-131.

⁸⁵ K. Changhong and D. E. Horacio, "Feedback controlled nanocantilever device", Applied Physics letters, vol 85, n°4

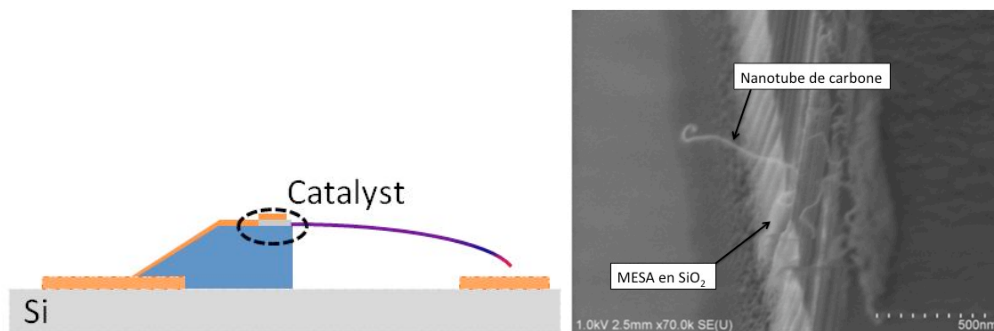


Figure 46: Section coupe et photographie MEB de la technologie envisagée [34]

Cette structure est composée d'un MESA en oxyde situé sur un substrat de silicium supportant les lignes métalliques véhiculant les signaux RF. Sur le MESA est déposée une fine couche de catalyseur, elle même recouverte d'une couche isolante de protection. L'épaisseur du catalyseur (aisément contrôlable) va conditionner le diamètre des NTC qui vont donc croître de façon horizontale. Ainsi la structure proposée et optimisée dans le cadre du projet présente les avantages suivants :

- ❖ elle ne nécessite pas d'ebeam et donc pas d'alignement des motifs nano par rapport au motif micro (d'autant plus critique que l'un est réalisé dans un laboratoire et l'autre dans un autre laboratoire),
- ❖ elle est compatible avec les contraintes RF de réalisation de nano-varactors performants,
- ❖ elle est compatible avec les techniques de croissance de NTC localisés et orientés.

La filière technologique développée en conséquence a été validée :

- ❖ d'un point de vue RF : les interconnexions développées présentent des pertes minimales,
- ❖ d'un point de vue 'compatibilité thermique'. Nous avons, en effet, démontré :
 - l'intégrité des structures après un stress en température dans l'environnement de croissance des NTC,
 - que la croissance s'effectue nominalement sur notre structure (voir Figure 46).

Néanmoins, la croissance d'un réseau propre de NTCs nécessite de plus amples optimisations, perspectives du projet NATURE car de forts potentiels sont attendus de cette solution technologique. En conséquences, une filière alternative a également été développée :

➔ **Filière technologique basée sur l'utilisation d'un dépôt de NTC en film mince**

Cette filière présente l'énorme avantage d'être basse température, ce qui sous-entend beaucoup plus de latitude lors du choix des métaux et diélectriques à utiliser. Par contre, elle est, comme pour les technologies RF-MEMS, assujettie aux effets de « collage » des parties mobiles, lors de la gravure des couches sacrificielles. La Figure 47 montre le démonstrateur

preuve de concept que nous avons conçu, fabriqué et testé avec succès. Les caractérisations, présentées en Figure 48, démontrent le correct fonctionnement du composant et pointent les carences actuelles de maîtrise des technologies à base de nanotube de carbone en terme notamment de résistance de contact. En effet, un niveau de pertes important a été obtenu ainsi qu'un faible contraste de capacité imputable à un contact perfectible entre les nanotubes et le diélectrique.

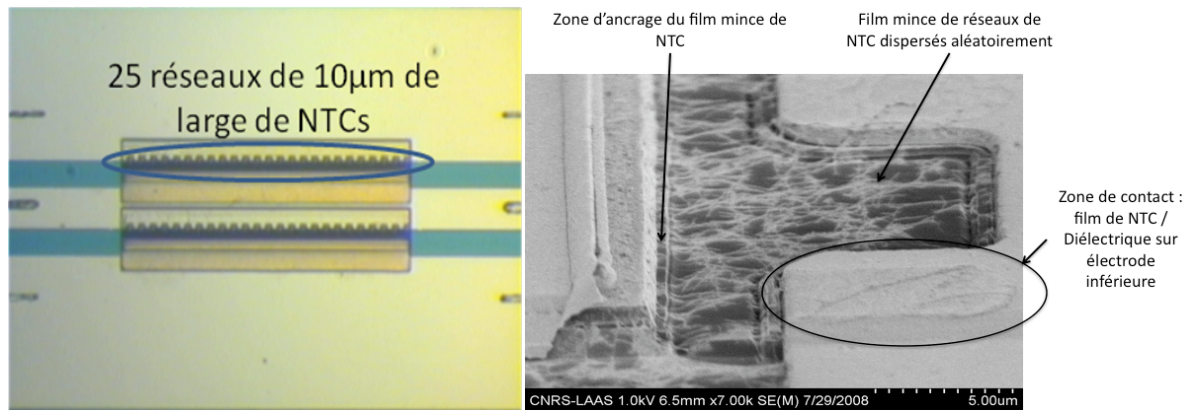


Figure 47: Structure ‘preuve de concept’ et vue MEB d’une capacité variable NEMS à base de NTC déposés en film mince [29].

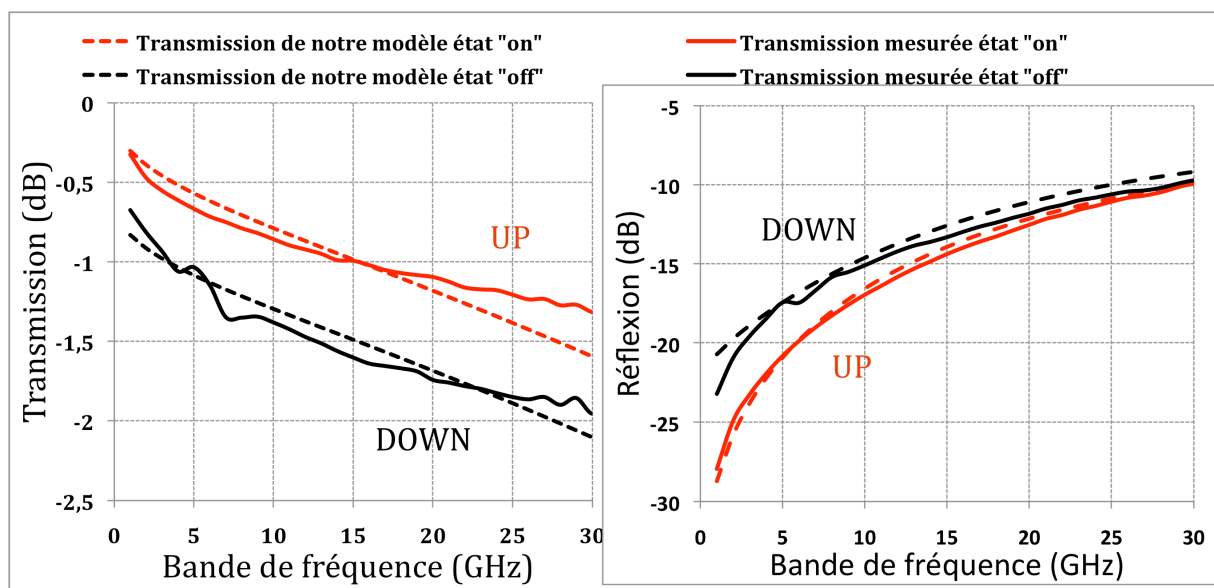


Figure 48 : Performances électriques mesurées

Malgré les imperfections de ces démonstrateurs dues à la jeunesse technologique de cette solution, la correcte opération avec des tensions de basculement comprise en 20 et 40V, la précision des modèles (cf la Figure 48 –note : dans les modèles a été introduit un paramètre d’ajustement pour tenir compte du contact dégradé entre les NTC et le diélectrique–) valide la modélisation et méthodologie de conception multiphysique de RF-NEMS, incluant la prédiction et l’optimisation efficace des performances des structures.

Notons que, à notre connaissance, il s'agit de la première démonstration d'un interrupteur électromécanique aux fréquences HF à base de NTC. De plus amples investigations sont néanmoins nécessaires pour démontrer les attraits qu'une telle technologie pourrait avoir en termes de temps de commutation et de tenue en puissance RF. De plus, la technologie à croissance localisée de NTC nécessite de conséquents travaux technologiques mais pour un fort gain attendu en temps de commutation. De plus, cette solution permet d'envisager une miniaturisation ultime, par réduction du nombre de NTC par composant, des fonctions passives hyperfréquences. Dans une prospective à long terme, ces travaux convergent avec ceux d'autres équipes sur l'utilisation de NTC pour des fonctions actives vers des microsystemes HF « actifs-passifs » à base de NTC ultra miniaturisés.

Conclusions sur nos activités de recherche

Nous avons, dans ce chapitre, présenté la synthèse de travaux de recherche dont la colonne vertébrale fut le développement d'approches multidisciplinaires pour l'élaboration de microsystemes hyperfréquences. Le terme microsystemes signifie ici des systemes intégrés par de nouvelles technologies de type RF-MEMS, post-processées utilisant le BCB, à base de nanotubes de carbone, flexibles utilisant des polymères PDMS et films minces PEN.

Ce double fil conducteur d'*approches multidisciplinaires* et de *convergence des (micro-) technologies* que nous avons déroulé en collaboration avec Katia Grenier ainsi qu'avec des étudiants en thèse, que nous avons soit co-encadrés, soit encadrés par dérogation de l'école doctorale GEET (objet du chapitre III ci-après), nous a conduit à ouvrir nos champs exploratoires plus largement, au delà des applications télécom, au delà des solutions conventionnellement utilisées en HF. Nous développerons ainsi nos prospectives de recherche dans le chapitre IV de ce manuscrit.

III. Synthèse des activités d'encadrement de travaux de recherche et d'enseignement universitaire.

1. Encadrement de travaux de recherche

2 encadrements de doctorat à 100% avec dérogation d' « HDR individuelle » de l'école doctorale :

- *Mr Minh-Nhut DO* Octobre 2003-Juillet 2007. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse depuis Septembre 2006 (embauché avant sa soutenance de thèse). Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 2 Revues Internationales (RI), 11 Conférences Internationales (CI) et 1 Conférences Nationales (CN).

Co-conception et caractérisation de circuits actifs et passifs tri-dimensionnels en bande K pour l'intégration de microsystèmes sur silicium aux fréquences millimétriques

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse proposent de tirer profit des nouvelles technologies disponibles pour répondre aux besoins de la montée en fréquence et de la miniaturisation des systèmes de communication tout en améliorant le niveau des performances.

Les études se sont axées vers la conception d'une structure à mélangeur de réjection de fréquence image permettant de relâcher les contraintes sur les structures critiques de filtrage amont. L'intégration des parties actives et passives de ce système, a ainsi été menée avec comme objectifs de tirer au maximum partie des potentialités de chaque technologies, de proposer des solutions techniques pour palier aux inconvénients de chaque technologie, et d'optimiser l'architecture globale en partitionnant le système suivant les contraintes technologiques et/ou techniques.

Une première partie des travaux a ainsi porté sur le développement en bande K d'une nouvelle topologie de mélangeur à base de transistors à hétérojonction Si-SiGe à linéarité améliorée. Se basant sur une compréhension des phénomènes intrinsèques du circuit, des topologies modifiées ont de plus été proposés afin de repousser l'ensemble des performances atteignables sur cette technologie.

La seconde partie des travaux concerne la conception de coupleurs passifs, toujours en bande K, avec pour objectif la miniaturisation maximale de ces fonctions. Une méthodologie de conception a, dans ce cadre, été développée et validée par une intégration sur une technologie spécifiquement développée au LAAS-CNRS et compatible avec une future intégration avec les circuits actifs. Nous avons ainsi obtenu des performances optimales (à l'état de l'art) avec un gain d'intégration d'un facteur 2.

Enfin, en amont et en aval de ces travaux, une étude sur l'architecture globale du système de mélangeur à réjection de fréquence image a été conduite, et sans cesse raffinée, afin de partitionner les contraintes de performances entre les différents blocs et de vérifier l'obtention des performances.

- Mr Thibault RICART Octobre 2005-Décembre 2008. Actuellement post-doctorat au CEA-Grenoble. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 3 CI et 3CN.

Etude de nano-systèmes électro-mécaniques (NEMS) à base de nanotubes de carbone pour applications hyperfréquences

Depuis la découverte des nanotubes de carbone en 1991 par Sumio Iijima et de leurs fascinantes caractéristiques électriques et mécaniques, de nombreuses études ont visé leurs utilisations dans toutes sortes d'applications et notamment en électronique. Ainsi, nous avons proposé d'axer nos travaux de recherche vers l'utilisation de nanotubes de carbone, de part leurs propriétés mécaniques et électriques exceptionnelles, pour la réalisation de fonctions électromécaniques pour des applications hyperfréquences (RF-NEMS). Une première partie de nos travaux a ainsi été dédiée à l'étude des propriétés des nanotubes de carbone et des architectures de composants pouvant potentiellement conduire à des composants RF-NEMS aux performances et fonctionnalités augmentées. La seconde partie de nos travaux a ainsi porté sur le développement de méthodes de modélisation et de protocoles de conception spécifiquement adaptés aux échelles et aux caractères multi physiques des composants. Un logiciel développé nous a ainsi permis de concevoir et de prédire les performances d'une capacité variable à base de nanotubes de carbone, dont nous avons démontré la viabilité contournant ainsi la forte résistance présenté par un nanotube unitaire, verrou actuel de cette technologie. Enfin, nous avons proposé les architectures de fonctions hyperfréquences plus complexes telle qu'un déphaseur accordable dont les performances, prédites par les outils que nous avons mis en place, démontrant l'attrait des nanotubes de carbone pour la réalisation de fonctions d'accord évoluées et performantes, avec un fort potentiel attendu au niveau de temps de réaction (se situant dans le domaine de la nanoseconde).

3 Co-directions de thèses

- Benoit DUCAROUGE Octobre 2002- décembre 2005. Actuellement ingénieur dans une société SS2I à Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 3RI, 15 CI et 8 CN.

Conception et caractérisation de micro-commutateurs électromécaniques hyperfréquences de puissance : application à un circuit de commutation d'émission/réception large bande

L'introduction des technologies MEMS ("Micro Electro Mechanical Systems") dans les modules hyperfréquences répond au besoin croissant en systèmes de communications intégrables, reconfigurables et présentant d'excellentes performances électriques jusqu'aux fréquences millimétriques. Le développement de nouvelles architectures intelligentes jusque là inaccessibles aux technologies traditionnelles est également envisageable grâce à ces composants. Cela dit, la conception multi-physique de ces circuits alliant des aspects électrostatiques, mécaniques et électromagnétiques reste difficile à mettre en Suvre et complique leur optimisation. De plus, peu de recherches se sont focalisées sur la tenue en puissance de ces composants, pourtant primordiale pour envisager leur intégration dans des chaînes d'émission radio fréquences. Nos travaux de thèse ont porté sur la conception et la caractérisation de

micro-interrupteurs MEMS de puissance et de circuits hyperfréquences les intégrant et opérant en bande X (10GHz). Le premier chapitre présente une méthodologie multi-physique de conception de commutateurs MEMS RF électrostatiques à contact capacitif réalisés au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes. Cette méthodologie, associée à une topologie optimale de micro-commutateurs, a permis un prototypage efficace de commutateurs MEMS et a été validée expérimentalement grâce à des structures montrant d'excellentes performances hyperfréquences. Le second chapitre s'intéresse à l'optimisation en puissance de commutateurs MEMS RF. Nous avons développé une méthodologie de prédiction de la puissance maximale de fonctionnement pour ces composants. Cette méthodologie a été ensuite utilisée pour l'optimisation en puissance du commutateur développé dans le chapitre 1. Un dimensionnement ainsi que l'ensemble des résultats de simulations sont présentés et validés expérimentalement. Enfin le dernier chapitre présente la mise en application des méthodologies décrites aux deux premiers chapitres pour la conception d'un circuit de commutation de puissance large bande 6-18 GHz basé sur des topologies série et parallèle d'interrupteurs MEMS. Les structures ont ainsi été optimisées, fabriquées et mesurées. Elles présentent d'excellentes performances RF sur une large gamme de fréquence.

- Samuel MELLE Octobre 2002- décembre 2005. Actuellement ingénieur en CDI au CNES-Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 6 RI, 15 CI et 5 CN.

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

Ces dernières années ont vu l'émergence de nouveaux composants micro-ondes, les micro-commutateurs MEMS RF, possédant des performances très attrayantes pour de nombreux domaines d'application : spatial, automobile, téléphonie mobile & Cependant, une problématique majeure retarde actuellement leur industrialisation : leur fiabilité. Ce manuscrit de thèse a pour but principal de mettre en place les procédures d'investigation de la fiabilité des MEMS RF comprenant le développement des outils matériels et méthodologiques permettant d'analyser et de modéliser les phénomènes régissant la fiabilité de ces composants. Le premier chapitre effectue un état de l'art critique des bancs de tests et des résultats publiés par les laboratoires internationaux travaillant sur la fiabilité des MEMS RF. Le second chapitre détaille le banc de fiabilité développé dans le cadre de nos travaux. Nous présentons les différentes parties le constituant ainsi que les mesures des propriétés des MEMS RF qu'elles permettent d'effectuer en vue d'analyser leur fiabilité. Le troisième chapitre se focalise sur la méthodologie mise en place en vue d'étudier la fiabilité des micro-commutateurs capacitifs. Cette méthodologie est basée sur la détection et l'analyse des modes de défaillance d'une part et sur la modélisation du mécanisme de défaillance d'autre part. Nous proposons ainsi un modèle du chargement du diélectrique, principale cause de défaillance de ce type de composants, et introduisons un facteur de mérite de la fiabilité des MEMS RF permettant une évaluation comparative de leur durée de vie. Dans un quatrième chapitre, nous présentons les trois axes de recherche sur lesquels des études préliminaires ont été effectuées en vue d'améliorer la fiabilité des MEMS RF capacitifs : l'optimisation technologique, l'optimisation de la commande et l'optimisation de la topologie des micro-commutateurs

- Jean-Pierre BUSQUERE Octobre 2002- décembre 2005. Actuellement ingénieur dans une société SS2I à Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 4 RI, 9 CI et 5 CN.

Développement et intégration de MEMS RF dans les architectures d'amplificateur faible bruit reconfigurables

De nos jours, les modules hyperfréquences doivent de plus en plus présenter non seulement des performances électriques sans cesse améliorées mais aussi des fonctionnalités nouvelles ainsi que de fortes compacités, et des coûts de fabrication les plus réduits possibles. Les perspectives attractives apportées par l'utilisation des technologies SiGe permettent aujourd'hui d'envisager la réalisation de circuits intégrés jusqu'aux fréquences millimétriques tandis que, dans le même temps, le développement rapide des technologies MEMS RF permet de réaliser de nouvelles fonctionnalités au niveau des circuits radiofréquences. Dans la première partie de ce mémoire, nous proposons un concept d'amplificateur faible bruit reconfigurable en fréquence (HIPERLAN et BLUETOOTH), basé sur l'association des technologies SiGe et MEMS RF. Conception et performances simulées des amplificateurs élaborés à la fois pour une intégration monolithique et une autre par fil de soudure sont alors présentées. La deuxième partie est entièrement consacrée à la conception et la réalisation des MEMS RF suivant les spécifications que nous avons établi lors de la première partie. Conception, réalisation et caractérisation des structures MEMS RF sont présentés, pour aboutir à l'obtention de performances situées à l'état de l'art pour des capacités autant séries que parallèles. La dernière partie, traite de l'assemblage entre les deux technologies MEMS et SiGe, avec trois études réalisées sur une intégration monolithique dite « Above IC », un assemblage par fils de soudure et un assemblage Flip Chip. Au final, des modules de test assemblés sont présentés et caractérisés

Co-direction de thèses en cours

- Tong CHEN Octobre 2009-Septembre 2012.

Etude de l'interaction des ondes électromagnétiques hyperfréquences et de liquides hétérogènes : application en cancérologie

Le sujet de recherche vise l'étude de l'interaction entre les ondes électromagnétiques hyperfréquences (HF) et des milieux liquides hétérogènes, et plus particulièrement la modélisation électrique de cellules en suspension dans des milieux biologiques. L'application de ses travaux est l'identification par signaux HF de l'état pathologique de cellules et autres composées biologiques, avec, plus largement, des retombées en cancérologie.

Le caractère innovant réside dans l'association innovante de différentes disciplines issues de STIC et des Sciences du vivant et de la santé avec la synthèse de compétences et recherches en microtechnologies, microfluidique, électronique hyperfréquences, biologie et cancérologie. Cette association permettra l'élaboration de nouveaux outils d'analyse pour les biologistes. De tels outils présentent des avancées considérables par rapport à ceux aujourd'hui existants en termes d'intégration, de débit d'analyse, mais surtout de par la rupture amenée par

l'utilisation de signaux RF, qui assurent des analyses biologiques sans marqueurs, non invasives, sans contact et permettant un suivi en temps réel des composés biologiques étudiés. Les enjeux sont donc le développement de nouvelles méthodologies d'identification, de quantification et de discriminations non invasives et en temps réel de composés biologiques, qui vont bien au-delà des cytomètres de flux actuels et autres outils classiquement utilisés dans les domaines de la biologie et de la santé.

La réussite de ces nouveaux outils à détection électromagnétique sera donc liée à des développements forts en matière de (1) modélisation électrique en relation avec l'état pathologique de composés biologiques et (2) mise en œuvre expérimentale, par l'utilisation des microtechnologies et de la microfluidique, de la détection, identification, quantification de cellules.

Ces 2 volets sont ainsi visés dans ce projet avec des applications en biologie cellulaire et plus largement en cancérologie. Les travaux seront ainsi menés en collaboration avec une équipe de l'INSERM à Toulouse spécialisée en cancérologie et un laboratoire de l'Université Paul Sabatier spécialisé en biologie cellulaire au travers de divers projets. Le projet bénéficiera également d'un environnement toulousain particulièrement riche et dynamisé par la cancéropôle et le pôle de compétitivité Cancer-Bio-Santé.

Le sujet de recherche vise donc :

- l'étude de l'interaction entre les ondes électromagnétiques hyperfréquences (HF) et des milieux liquides hétérogènes, et plus particulièrement la modélisation électrique de cellules en suspension dans des milieux biologiques.
- l'application de ses études fondamentales pour la mise en œuvre de microsystèmes permettant l'identification par signaux HF de l'état pathologique de cellules et autres composés biologiques, avec, plus largement, des retombées en cancérologie.

Le projet se situe donc à l'interface de plusieurs disciplines issues de STIC et des Sciences du vivant et de la santé en explorant et associant de champs de recherche innovants en :

- électronique hyperfréquence. D'un point de vue fondamental, l'interaction champs/matière s'est jusqu'ici principalement focalisé sur les états solides et gazeux, très peu sur l'état liquide et très rarement sur des milieux liquides hétérogènes et biologiques. Nous proposons dans ce sujet d'explorer ce nouveau champ de recherche.
- microtechnologies, microfluidique. Dans un souci d'équilibrage entre recherche fondamentale et appliquée, nous proposons de mettre en œuvre (soit pour valider soit pour proposer de nouveaux dispositifs) nos études fondamentales en exploitant les capacités des microtechnologies pour des expérimentations mixant circuits RF et microfluidiques pour des applications en biologie et cancérologie.

Cette association disciplinaire permettra l'élaboration de nouvelles méthodologies d'analyse et de nouveaux outils pour les biologistes présentant des avancées considérables par rapport à ceux aujourd'hui existants en termes

- d'intégration, de débit d'analyse. Ceci est la conséquence de l'utilisation des microtechnologies ouvrant de forts degrés de miniaturisation des systèmes d'analyse pour la biologie (vers le « Lab on a Chip ») et par la même vers une possible parallélisation permettant des analyses massives et rapides.

- mais surtout de par la rupture amenée par l'utilisation de signaux HF, qui assurent des analyses biologiques sans marqueurs, non invasives, sans contact et permettant un suivi en temps réel des composés biologiques étudiés.

Le champ multidisciplinaire que nous proposons d'explorer, alliant analyse par signaux HF pour la biologie/cancérologie au sein de microsystèmes intégrés, n'a jusqu'ici jamais été publié. Nous sentons néanmoins que c'est un champ en émergence au niveau mondial et nous proposons, au travers de ce sujet, de nous placer ainsi favorablement en avance de phase dans la compétition internationale. Nous proposons de plus de l'appliquer au contexte toulousain en visant des applications en cancérologie et axerons un grande part de nos travaux fondamentaux à la modélisation électrique de l'état cancéreux de composées biologiques et ainsi qu'à la mise en œuvre expérimentale de systèmes intégrés contribuant à élargir les capacités d'analyse et de détection du cancer.

Les enjeux sont donc le développement de nouvelles approches – au niveau fondamental et au niveau appliqué – d'identification, de quantification et de discriminations non invasives et en temps réel de composées biologiques, qui vont bien au-delà des outils classiquement utilisés dans les domaines de la biologie et de la santé. Ces travaux seront ainsi menés en collaboration avec une équipe de l'INSERM à Toulouse spécialisée en cancérologie et un laboratoire de l'Université Paul Sabatier spécialisé en biologie cellulaire au travers de divers projets. Le projet bénéficiera également d'un environnement toulousain particulièrement riche et dynamisé par la cancéropôle et le pôle de compétitivité Cancer-Bio-Santé.

- Thomas Chrétiennot Octobre 2010-Septembre 2013.

Elaboration d'une plate-forme de détection HyperFréquences (HF) pour criblage biologique à haut débit

A l'image des analyses en batterie de substances biologiques réalisées dans des matrices de tubes à essai (donc à l'échelle macroscopique) effectuées dans les milieux médicaux, ce projet porte sur ***l'élaboration d'une plate-forme miniature de détection HyperFréquences (HF), intégrée par les micro et nanotechnologies, pour applications biologiques et médicales à haut débit.***

L'originalité réside dans l'utilisation innovante du principe de détection HF basée sur l'interaction d'ondes électromagnétiques aux fréquences micro-ondes et millimétriques avec des substances biologiques. Ceci confère en effet un caractère non invasif, sans contact, sans besoin de marqueurs biologiques. De plus, la technique est fortement intégrée grâce aux micro et nanotechnologies et donc en concordance avec l'utilisation de très faibles volumes de substances à étudier (inférieures à quelques microlitres). Néanmoins, de fortes problématiques inhérentes à la mise en réseau de ces détecteurs HF de très faibles dimensions sont à solutionner du point de vue :

- ✓ hyperfréquences afin d'assurer une détection optimale et insensible aux phénomènes de parasitages accrus du fait d'un environnement électromagnétique dense, de la mise en réseau et du caractère miniature des détecteurs ;
- ✓ microfluidique et donc au niveau de la filière technologique à développer en conséquence de façon à pouvoir associer les détecteurs HF et amenées fluidiques.

Le but à long terme de ce projet consiste donc à réaliser un **laboratoire sur puce totalement intégré**, qui permette une **analyse en batterie non invasive de cellules**, allant bien au delà des outils communément utilisés en biologie et médecine.

Localisation de la thèse: **Opération MH2F, au LAAS CNRS**, Toulouse, FR

Le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS, www.laas.fr) est une unité propre du CNRS de 700 chercheurs, rattachée à l'Institut des Sciences de l'Ingénierie et des Systèmes. Le LAAS mène des recherches en sciences et technologies de l'information, de la communication et des systèmes pour lesquelles un des axes prospectifs majeurs porte sur l'exploration de l'interaction avec le vivant par les micro et nanotechnologies en lien étroit avec les acteurs toulousains de la cancérpôle (partenariat fort des biologistes).

Le sujet de thèse s'inscrit dans ce contexte et plus particulièrement dans l'activité **«Microsystèmes HF pour la bio-ingénierie»** nouvellement lancée au LAAS CNRS et initiée par l'équipe de recherche depuis quelques années.

2 Participations actives au suivi des travaux des thèses :

- Sébastien PACCHINI Octobre 2005-Décembre 2008. Actuellement post-doctorat au LAAS-CNRS. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 5 CI et 6 CN.

Etude des potentialités des nanotubes de carbone dans le domaine hyperfréquence : Application à l'élaboration de matériaux nanocomposites et contribution à la miniaturisation de composants électromécaniques (NEMS)

La découverte des nanotubes de carbone (NTCs) par S.Iijima en 1990 a permis d'explorer un nouveau monde à l'échelle nanométrique. Les études sur la synthèse des NTCs durant le début de cette décennie ont apporté une reproductibilité des formes allotropiques de carbone. Les propriétés mécaniques et électriques exceptionnelles des NTCs ont éveillé l'esprit des scientifiques afin de concevoir des systèmes touchant le domaine de la nanotechnologie. Dans ce contexte, mes travaux de recherches ont visé à étudier les potentialités des nanotubes de carbone dans le domaine des hyperfréquences. Deux types d'applications peuvent être distinguées : l'élaboration de matériau nano-composite mais aussi la miniaturisation des composants électromécaniques (NEMS). L'application la plus immédiate des NTCs consiste à les utiliser comme additif dans des polymères, thermoplastiques, thermodurcissables ou élastomères, afin d'en modifier les propriétés. L'utilisation des matériaux composites à base de nanotubes de carbone apparaît comme une voie prometteuse dans le domaine des nanotechnologies grâce à leurs propriétés structurales et électroniques très particulières. Pour élargir le domaine d'application des NTCs, nous avons étudié un

nouveau matériau composite à base d'un polymère (BenzoCycloButène BCB") et de nanotubes de carbone double parois (DNTCs) pour une utilisation aux fréquences micro-ondes. Nous rapportons ici une étude des propriétés micro-ondes de composites BCB/DNTCs en fonction de la concentration massique de nanotubes. Nous présentons, dans un premier temps, les méthodes d'homogénéisation et de fabrication du composite, puis nous traitons l'élaboration de structures de test adaptées à des mesures μ ondes et millimétriques. Après caractérisation, nous donnons le comportement spectral et la modélisation pour les pertes linéiques ainsi que ϵ^* (permittivité effective complexe). Cette étude a permis de montrer qu'il est possible de configurer les performances électriques d'un matériau composite en fonction du % de NTCs incorporés. Ceci peut permettre de réaliser des matériaux absorbants d'ondes électromagnétiques pour la microélectronique. Une autre possibilité d'utilisation est d'exploiter les propriétés physiques ainsi que dimensionnelles des NTCs pour étendre le concept de composants passifs reconfigurables et micrométriques (MEMS) à l'échelle nanométrique avec l'élaboration de Système Nano-Electro- Mécaniques (NEMS). Leurs dimensions nanométriques permettraient de concevoir de futurs dispositifs électroniques fortement miniaturisés. Nous nous sommes donc intéressés au développement d'une filière technologique d'interconnexions pour réaliser une capacité variable dont la partie mobile est réalisée à l'aide de NTCs. Plusieurs voies ont été étudiées. Une 1ère comporte la croissance localisée des NTCs, réalisée à 600°C minimum par le LPICM. Cette température a impliqué de nombreux choix quant à la filière d'interconnexions (procédés chauds-froids suivant le positionnement de l'étape de croissance des NTCs) et d'études de compatibilité thermique. Une seconde voie est basée sur l'emploi de film mince de NTCs dispersés aléatoirement. - Au final, cette étude représente une grande avancée vers l'élaboration de NEMS RF à base de NTCs.

- Chloe BORDAS Octobre 2004-février 2008. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 3 RI, 9 CI et 2 CN.

Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF à tenue en puissance améliorée - Application à l'élaboration d'un synthétiseur d'impédance MEMS en bande K

Les commutateurs capacitifs MEMS (MicroElectroMechanical System) RF présentent un intérêt maintenant bien connu dans le domaine des micro-ondes pour satisfaire de nombreuses applications (spatiales, automobiles, téléphonie mobile). Ils permettent de rendre reconfigurable les modules hautes fréquences sans tous les inconvénients des composants actifs (fortes pertes, isolation limitée, bruit ...). Cependant, beaucoup de problèmes restent irrésolus comme la fiabilité des diélectriques, la tenue en puissance et le rendement de fabrication. De ce fait, ils ralentissent l'industrialisation de tels composants. De fortes connaissances dans les domaines multi-physiques (micro-onde, mécanique, thermique, procédé) sont essentielles afin d'améliorer les commutateurs MEMS RF capacitifs. Des efforts ont déjà été réalisés au niveau de la topologie, de la fiabilité des diélectriques et du procédé technologique. Ce dernier n'est pas encore assez optimisé pour obtenir des structures fonctionnelles avec de meilleures performances et reproductibilité. Le sujet principal de ce travail de thèse traite de l'optimisation du procédé de fabrication des commutateurs RF capacitifs à tenue en puissance améliorée et également de leur intégration dans un synthétiseur

d'impédances pour des applications en bande K. La première partie montre le procédé classique de fabrication et ses principales améliorations. Des études sur la couche sacrificielle et sur la méthode de libération ont permis d'augmenter les performances RF et le rendement technologique. De plus, de nouveaux diélectriques (fluorure de strontium et nitrure de silicium dopé par des nanotubes de carbone) ont été testés dans le but d'accroître la durée de vie des commutateurs. La relation entre la puissance appliquée et la température qu'elle génère est décrite dans le second chapitre. Des caractérisations ont été réalisées pour comprendre les comportements mécaniques sous stress, qui peut être notamment provoqué par des mesures de puissance ou par un environnement hostile. Grâce à une caméra infrarouge (IR), l'échauffement dû à la puissance a été déterminé. Des solutions ont été trouvées et étudiées pour absorber ou prévenir les déformations sous un stress thermique. Finalement, toutes ces optimisations et ces études ont été appliquées à un circuit de puissance : un tuner d'impédance, qui est composé de six commutateurs. Sa topologie, sa fabrication et ses caractérisations constitue le troisième et dernier chapitre.

2 Encadrements de thèse CNAM

- Béatrice ESPANA Janvier 2003-Mars 2004. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 1 CN.
Conception d'un filtre passe-bande accordable à base de Micro Electro Mechanical System (MEMS) sur technologie Silicium pour des applications de télécommunications spatiales 40/50 GHz
- David DE CONTO Avril 2004 – Juillet 2005. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 2 RI, 2 CI et 2 CN.
Caractérisation et modélisation des phénomènes de dégradation des micro – commutateurs MEM-RF capacitifs

Encadrement de post-doc

- Erwan FOURN Octobre 2005-septembre 2006. Actuellement Maître de conférences à l'Univ. de Rennes. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 2 RI et 5 CI.

4 Encadrements de DEA

- Radouan BOULMANI Janvier-Juin 2002
- Benoit DUCAROUGE Janvier-Septembre 2002
- Nhut DO Janvier-Juin 2003
- Romain LEINEKUGEL Janvier 2005- Juin 2005

Encadrement de stage ingénieur :

- Florent RAVAUX mars – Juin 2006

2. Enseignements à l'Université de Toulouse

Depuis 2002: Maître de conférences à l'IUT A de l'Université de Toulouse III / LAAS-CNRS (192h équi. TD annuel sauf sur la période de délégation au CNRS de 2007 à 2009)

2001-2002 : ATER à l'IUT A de l'Université de Toulouse III (192h équi. TD)

1998-2001 : Moniteur à l'Université de Toulouse III (96h équi. TD annuel)

Développement des enseignements des **hyperfréquences** (HF) :

- pour les étudiants préparant les agrégations de génie électrique et de physique appliquée à l'Université de Toulouse III. 1998-2007. 12h de Cours (Lignes de transmission, adaptation en puissance, paramètres S, bruit en HF, les systèmes d'émission/réception HF) 4 h de TD (Annales d'agrégation) et 6 h de TP (lignes de transmission en régime sinusoïdal et impulsionnel, amplificateur hyperfréquence).
- Responsabilité des travaux de laboratoire d'électronique à l'IUT. 2005-2007. Adaptation du nouveau programme pédagogique national, mise en place de TP sur les composants en HF, la CAO en HF.
- Participation à la formation en CAO HF des étudiants de DEA/master 2. 2003-2007.
- Participation à la formation continue en HF (Alcatel Space – Toulouse et Siemens automobile – Toulouse).
- Participation aux enseignements d'Hyperfréquence en LINEL (Licence d'ingénierie électrique), Univ. De Toulouse III.

Développement et Responsabilité du module sur les **télécommunications numériques** à l'IUT. 2006-2007.

- Montage des séquences de cours/TD et TP, développement d'un banc pédagogique de modulations/démodulations BPSK, développement d'un TP de simulation (matlab) d'une chaîne d'émission/réception en QPSK.
- mise en place de TP sur les technologies de filtres à capacité commutée, les modulations/démodulations numériques : FSK et BPSK (<http://homepages.laas.fr/dubuc/Teaching.html>).

Participation aux enseignements de :

- Mathématiques appliquées en Licence Pro (LPISR), Univ. de Toulouse III.
- Fondement du génie électrique à l'IUT A Univ. de Toulouse III.
- Traitement numérique du signal à l'IUT A Univ. de Toulouse III.

IV. Perspectives et projet de recherche : développement de microsystemes hyperfréquences : vers de nouvelles fonctionnalités et applications.

Notre projet de recherche a été initié dès 2007 et vise à, en se basant sur les compétences acquises depuis 2002 sur les approches multidisciplinaires pour la conception de systèmes pour les communications sans fils, explorer la convergence entre microsystemes hyperfréquences et d'autres disciplines telles que la microfluidique et la biologie pour de nouvelles fonctionnalités et applications.

L'objectif est donc de « sortir » du cadre des applications télécom pour investiguer des champs applicatifs où l'utilisation conjointe des microtechnologies et des technologies hyperfréquences peuvent apporter des plus-values voir même des ruptures. Et plus particulièrement notre position dans cette activité en émergence se situe au niveau de l'ingénierie de ces nouveaux types de microsystemes.

Pour dérouler ce projet, nous avons effectué une mobilité « thematico-géographique⁸⁶ » au sein d'un groupe de recherche japonais, historiquement pionnier dans le domaine de la micro-mécatronique, alliant les micro- et nano-technologies, l'électronique, l'optique et la fluidique pour des applications très variées allant des systèmes miniaturisés pour les nouvelles générations de disques durs à la biologie. Nous avons ainsi pu aborder :

- **l'ingénierie de microsystemes HF dont l'élaboration repose sur des technologies microfluidiques.**

Ceci a constitué un premier pas dans notre projet en capitalisant au mieux nos compétences et celles des équipes japonaises d'accueil. Les résultats obtenus durant cette mobilité ont été, en grande partie, présentés lors du bilan de notre activité scientifique et nous insisterons dans cette partie sur le point fondamental liant ces travaux à notre projet de recherche : l'association des technologies micro-fluidiques avec des circuits HF. Ceci permet en effet d'envisager de nouvelles fonctionnalités de composants micro-ondes et nous proposons dans notre projet scientifique d'explorer :

- **l'ingénierie de microsystemes HF intégrant des fonctionnalités fluidiques :** pour lesquels le fluide est utilisé comme actionneur, reconfigurant les fonctions micro-ondes.

⁸⁶ C'est le seul néologisme que nous nous autoriserons et pour aller plus loin il s'agit d'une mobilité « socio-culturo-thematico-geographique » !

Dans ce cas, les approches de conception/modélisation et caractérisation doivent s'enrichir d'une nouvelle discipline : la microfluidique. L'utilisation d'une telle reconfiguration volumique (ce qui se différencie par rapport aux RF-MEMS), de fluides complexes (i.e. hétérogènes), d'écoulements spécifiques (flux laminaire) ... représente tout autant de réelles opportunités d'amener de nouvelles fonctionnalités aux systèmes HF que de nouveaux challenges à relever pour leur ingénierie.

L'origine de ces travaux correspond en fait à une activité, insufflée par Katia Grenier fin 2006, sur l'utilisation conjointes des microtechnologies, des hyperfréquences pour des applications en biologie. L'idée est d'utiliser les ondes électromagnétiques, au sein de microsystèmes, pour sonder les propriétés HF de matériaux biologiques. Ce point sur les *microsystèmes HF intégrant des fonctionnalités fluidiques* n'est donc pas à dissocier du prochain sur la biologie, car les approches sont réciproques et donc fortement liées. En effet que le fluide soit actionneur, modulant les propriétés HF ou que les propriétés HF des matériaux biologiques soit capter par les ondes électromagnétiques ; le phénomène physique reste le même tout autant que les méthodes de modélisation, conception, fabrication et même caractérisation. Nous avons donc conjugué nos efforts de recherche avec ceux de Katia Grenier pour contribuer à :

- **l'ingénierie de microsystèmes HF pour des applications en biologie et médecine.**

Ce paragraphe est donc tout naturellement articulé suivant ces trois points.

V. Curriculum vitae détaillé.

1. Curriculum vitae

I – PARCOURS UNIVERSITAIRE

1998-2001 : **Doctorat** de l'Université de Toulouse III « Conception et caractérisation d'un système de conversion de fréquence en bande Ku en MMIC. » réalisé au LAAS-CNRS

(1997-1998 : Service militaire)

1996-1997 : **DEA** de Micro-ondes et transmission optiques de l'Université de Toulouse III: mention Très Bien

1993 - 1996 : **Élève à L'Ecole Normale Supérieure de Cachan**, département de Génie électrique :

1996 : **Agrégation de Génie électrique**, reçu major

1995-1996 : Préparation à l'agrégation de Génie électrique

1994-1995 : **Maîtrise** de Génie Electrique à l'université d'Orsay : mention Très Bien

1993-1994 : **Licence** de Génie Electrique à l'ENS Cachan : mention Très Bien

1991 - 1993 : Classe préparatoire mathématiques supérieures/mathématiques spéciales Technologiques, Lycée Déodat de Séverac.

II – PARCOURS PROFESSIONNEL

2002-... : **Maître de conférences** à l'IUT A de l'Université de Toulouse III / LAAS-CNRS

Depuis Août 2009 : capitalisation de la mobilité géographique et de l'évolution thématique par la création d'une opération de recherche (MH2F pour Micro et nanosystèmes HyperFréquences Fluidiques, créée le 01/09/2009 avec K. Grenier qui en a pris la responsabilité) au sein du LAAS-CNRS.

➤ Co-encadrement en cours d'un doctorant sur ce thème (2009-2012).

Septembre 2007 à Août 2009 : **mobilité géographique et évolution thématique** « visiting researcher » à l'Univ. de Tokyo dans un laboratoire CNRS-Univ. de Tokyo (LIMMS/CNRS-IIS, UMI2820). Cette mobilité a permis le développement d'une nouvelle activité, toujours liant microtechnologies et hyperfréquences, mais pour des applications en biologie et en santé.

Janvier 2002 à Août 2007 : activité centrée sur l'utilisation des microtechnologies hyperfréquences (HF) pour des applications de télécommunications.

➤ Développement d'une nouvelle activité sur l'utilisation des nanotechnologies pour des applications de télécom. HF : coordination d'un projet ANR-Blanc (2006-2008) NATURE : NAnoTUBE de carbone pour les Radio-communications millimétriques.

➤ Encadrement de 2 doctorants et co-encadrements de 3 doctorants.

2001-2002 : ATER à l'IUT A de l'Université de Toulouse III

III – ACTIVITES D’ENSEIGNEMENT

Depuis 2002: Maître de conférences à l’IUT A de l’Université de Toulouse III / LAAS-CNRS (192h équi. TD annuel sauf sur la période de délégation au CNRS de 2007 à 2009)

2001-2002 : ATER à l’IUT A de l’Université de Toulouse III (192h équi. TD)

1998-2001 : Moniteur à l’Université de Toulouse III (96h équi. TD annuel)

Développement des enseignements des **hyperfréquences** (HF) :

- pour les étudiants préparant les agrégations de génie électrique et de physique appliquée à l’Université de Toulouse III. 1998-2007. 12h de Cours (Lignes de transmission, adaptation en puissance, paramètres S, bruit en HF, les systèmes d’émission/réception HF) 4 h de TD (Annales d’agrégation) et 6 h de TP (lignes de transmission en régime sinusoïdal et impulsionnel, amplificateur hyperfréquence).
- Responsabilité des travaux de laboratoire d’électronique à l’IUT. 2005-2007. Adaptation du nouveau programme pédagogique national, mise en place de TP sur les composants en HF, la CAO en HF.
- Participation à la formation en CAO HF des étudiants de DEA/master 2. 2003-2007.
- Participation à la formation continue en HF (Alcatel Space – Toulouse et Siemens automobile – Toulouse).
- Participation aux enseignements d’Hyperfréquence en LINEL (Licence d’ingénierie électrique), Univ. De Toulouse III.

Développement et Responsabilité du module sur les **télécommunications numériques** à l’IUT. 2006-2007.

- Montage des séquences de cours/TD et TP, développement d’un banc pédagogique de modulations/démodulations BPSK, développement d’un TP de simulation (matlab) d’une chaîne d’émission/réception en QPSK.
- mise en place de TP sur les technologies de filtres à capacité commutée, les modulations/démodulations numériques : FSK et BPSK (<http://homepages.laas.fr/dubuc/Teaching.html>).

Participation aux enseignements de :

- Mathématiques appliquées en Licence Pro (LPISR), Univ. de Toulouse III.
- Fondement du génie électrique à l’IUT A Univ. de Toulouse III.
- Traitement numérique du signal à l’IUT A Univ. de Toulouse III.

IV – ACTIVITES DE RECHERCHE

Nombre de publications internationales (revues): 16

de conférences internationales : 100

de conférences nationales : 35

de chapitres d’ouvrages : 1

de contribution à des ouvrages : 5

V – ACTIVITES D’ENCADREMENT

2 encadrements de doctorat à 100% avec dérogation d’ « HDR individuelle » de l’école doctorale :

- Mr Minh-Nhut DO Octobre 2003-Juillet 2007. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse depuis Septembre 2006 (embauché avant sa soutenance de thèse). Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 2 Revues Internationales (RI), 11 Conférences Internationales (CI) et 1 Conférences Nationales (CN).
- Mr Thibault RICART Octobre 2005-Décembre 2008. Actuellement post-doctorat au CEA-Grenoble. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 3 CI et 3CN.

3 Co-directions de thèses

- Benoit DUCAROUGE Octobre 2002- décembre 2005. Actuellement ingénieur dans une société SS2I à Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 3RI, 15 CI et 8 CN.
- Samuel MELLE Octobre 2002- décembre 2005. Actuellement ingénieur en CDI au CNES-Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 6 RI, 15 CI et 5 CN.
- Jean-Pierre BUSQUERRE Octobre 2002- décembre 2005. Actuellement ingénieur dans une société SS2I à Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 4 RI, 9 CI et 5 CN.

Co-direction de thèses en cours

- Tong CHEN Octobre 2009-Septembre 2012.

2 Participations actives au suivi des travaux des thèses :

- Sébastien PACCHINI Octobre 2005-Décembre 2008. Actuellement post-doctorat au LAAS-CNRS. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 5 CI et 6 CN.
- Chloe BORDAS Octobre 2004-février2008. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 3 RI, 9 CI et 2 CN.

2 Encadrements de thèse CNAM

- Béatrice ESPANA Janvier 2003-Mars 2004. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 1 CN.
- David DE CONTO Avril2004 – Juillet 2005. Actuellement ingénieur en CDI à Thales Alenia Space – Toulouse. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 2 RI, 2 CI et 2 CN.

Encadrement de post-doc

- Erwan FOURN Octobre 2005-septembre 2006. Actuellement Maître de conférences à l'Univ. de Rennes. Publications toutes en co-auteurs avec David DUBUC : 2 RI et 5 CI.

4 Encadrements de DEA

- Radouan BOULMANI Janvier-Juin 2002
- Benoit DUCAROUGE Janvier-Septembre 2002

- Nhut DO Janvier-Juin 2003
- Romain LEINEKUGEL Janvier 2005- Juin 2005

Encadrement de stage ingénieur :

- Florent RAVAUX mars – Juin 2006

2. Responsabilités scientifiques et rayonnement

Responsabilités scientifiques

Participation à la création de l'opération de recherche MH2F (Micro et nanosystèmes HyperFréquences Fluidiques) au LAAS-CNRS (valorisation des 2 années en tant que « visiting reasercher » à l'Univ. de Tokyo-Japon).

Responsable scientifique de l'axe « Interaction des ondes HF avec les milieux liquides » de l'opération de recherche MH2F du LAAS-CNRS.

Montage, responsabilité scientifique et animation d'axe 'Co-intégration MEMS IC pour circuits millimétriques reconfigurables' au sein du groupe MINC (MIcro et Nano systèmes pour les Communications sans fils) au LAAS-CNRS.

Responsabilité Scientifique de projets :

- Coordinateur scientifique du projet ANR-Blanc NATURE (2006-2008). Partenaire : LPICM. Budget global = 459 kEuros.
- Resp. du WP « Electrical Characterization and Modeling » du projet Européen STREP : NANO-RF (2006-2009). Partenaires : EPFL, CEA (LETI, LITEN, LEM), Chalmers, Univ de Göteborg, Univ de Cambridge. Budget global = 3.2 MEuros.
- Co-responsable du projet R&T-CNES. Partenaires : UPS-CIRIMAT (UMR CNRS), LPICM. Budget global = 50 kEuros.

Ces 3 projets portent sur l'intégration de nanotubes de carbone dans les microsystèmes hyperfréquences.

- Resp. scientifique du projet région CIAM (2005-2008) impliquant 4 équipes de recherche toulousaines et Thales Alenia Space sur l'intégration microsysteme de circuits actifs et passifs. Budget global = 252 kEuros.
- Resp. scientifique du projet DGA-PAMIR (2005-2007) sur les technologies RF-MEMS de puissance. Partenaires : IEMN, XLIM, MEMSCAP, MBDA France et la DGA. Budget global = 866 kEuros.
- Implication dans le Réseau d'excellence européen NoE du 6eme PCRD « AMICOM : Advanced MEMS for RF and millimeter wave communications ». Rôle : participation scientifique dans différents WPs. Budget global = 7.8 MEuros.

Partenariat industriel :

- Implication dans le projet 'nano2008 MINEFI' « 3D POLY » avec ST Microelectronics (2005-2008)
- DGA, MBDA, MEMSCAP (-> cf projet DGA-PAMIR)
- CNES (-> cf projet R&T-CNES)
- Thales Alenia Space (TAS): transfert d'un banc de test développé au LAAS (en 2006) chez TAS et co-encadrement d'une thèse BDI cofinancée par l'industriel.

Rayonnement

Délégation au CNRS puis affectation au LIMMS-CNRS, UMI2820 associée à l'Université de Tokyo-Japon. Accueil en tant que « visiting reasercher » à l'Université de Tokyo dans le laboratoire du Prof. H. Toshiyoshi. Sept. 2007-Août 2009.

Participations aux jurys de thèse de : Sebastien Pacchini (Univ. de Toulouse III,2008), Chloé Bordas (Univ. de Toulouse III , 2007), Thomas Paillot (Univ. de Limoges, 2005), Erwan Fourn (Univ. de Bretagne Occidentale, 2004)

Membre du comité d'experts du CNRS : SoC-SiP

Membre de la commission de spécialistes Université Toulouse III/63^{ème} section (2005-2007)

Membre du comité de sélection d'un MCF ENSEIRB-IMS Bordeaux (2010)

Membre du conseil scientifique du pôle MINAS du LAAS (2005-2006)

Membre élu du Conseil de Laboratoire du LIMMS durant 2 ans (2007-2009)

Titulaire de la PEDR (2004-2008).

Responsabilités dans des congrès :

- Co-chairman de GAAS2005/EuMW (European Microwave Week) 2005.
- Membre du comité des programmes de European Microwave Week (2005-2007). Chairman de session dans EuMW 2005 et 2006.
- Participation à l'organisation de la Journée Francophone de la Recherche 2008 à Tokyo, Japon.

Reviewer de congrès :

- Internationaux :
 - European Microwave Week depuis 2004
 - IEEE PRIME, chairman de session en 2005
- National : Journées Nationales des Micro-ondes depuis 2005.

Reviewer de revues internationales :

- IOP: Journal of Micromechanics and Microengineering depuis 2005
- IEEE Electron Device Letters depuis 2003
- Int. Journ. of RF and Microwave Computer Aided Engineering depuis 2006

Expertise Internationale : de projet 'de recherche translationelle' de l'Austrian Science Fund

Expertises Nationales :

- projets ANR PNANO depuis 2007
- projets ANR Jeunes Chercheuses - Jeunes chercheurs depuis 2006
- projets ANR Télécommunications depuis 2006
- projet Région Bretagne en 2006

3. Production Scientifique

Nombre de publications internationales (revues): 16

de conférences internationales : 100

de conférences nationales : 35

de chapitres d'ouvrages : 1

de contribution à des ouvrages : 5

OUVRAGES (1 chapitre d'ouvrage et 5 participations à des ouvrages)

2010

- [1]. D. Dubuc, K. Grenier, **Chapitre d'ouvrage (22 pages)** entitled: 'RF-MEMS based tuner for microwaver and millimeterwave applications', dans : "Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies: Semiconductor Devices, Circuits and Systems", edited by: Moumita Mukherjee, In-Tech, ISBN 978-953-307-031-5 (2010)

2005

- [2]. K.Grenier , D.Dubuc , J.P.Busquere , F.Bouchriha , A.Rennane , P.Pons , R.Plana, Interests of polymers in RF MEMS applications. Rapport LAAS N°04289, Invited paper. 5th Workshop on MEMS for MillimeterWAVE Communication (MEMSWAVE), Uppsala (Suède), 30 Juin - 2 Juillet 2004, pp.G2-G5, Rapport LAAS N°04289, Advanced MEMS for RF and Millimeter Wave Communications, Editura Academiei Romane. Series in Micro and Nanoengineering 7, N°ISBN 973-27-1196-5, 2005, pp.175-182
- [3]. J.P.Busquere , K.Grenier , G.Bouche , D.Dubuc , P.Pons , R.Plana , P.Ancey, Development of a reconfigurable in frequency LNA through RF MEMS. Rapport LAAS N°04363, 5th Workshop on MEMS for MillimeterWAVE Communication (MEMSWAVE), Uppsala (Suède), 30 Juin - 2 Juillet 2004, pp.B7-B10, Rapport LAAS N°04363, Advanced MEMS for RF and Millimeter Wave Communications, Editura Academiei Romane. Series in Micro and Nanoengineering 7, N°ISBN 973-27-1196-5, 2005, pp.19-24

2004

- [4]. D. Dubuc, K. Grenier, M.N. Do, J.P. Busquère, A. Coustou, B. Ducarouge, S. Melle, L. Mazenq, F. Bouchriha, P.Pons, R.Plana, '3D microsystem integration for microwave and millimeterwave applications', Romanian Journal of Information Science and Technology, Vol.17, N°3-4, 2004
- [5]. M. Saadaoui, A. Muller, P. Pons, L. Bary, D. Neculoiu, F. Giacomozzi, D.Dubuc, K. Grenier, L. Rabbia, D. Vasilache, R.Plana, 'Fabrication of silicon based micromachined antennas for millimeter-wave applications', MEMS technologies for millimeter wave devices and circuits, Series in Micro and Nanoengineering, n°5, Editura Academiei Romane, n° ISBN 973-27-1087-X, June 2004

2002

- [6]. K.Grenier , L.Rabbia , D.Dubuc , A.Takacs , P.Pons , P.Caudrillier , O.Pascal , P.Combes , H.Aubert , J.Graffeuil , H.Baudrand , R.Plana, Microsystem concept for RF and millimeterwave communications. Rapport LAAS N°02251, Micromachined Microwave Devices and Circuits, Editura Academiei Romane, N°ISBN 973-27-0908-1, Novembre 2002, pp.45-65

REVUES INTERNATIONALES (15 revues internationales)

2010

- [7]. Sébastien Pacchini, D. Dubuc, E. Flahaut, K. Grenier, 'Double-Wall Carbon Nanotube-based Polymer Composites for Microwave Applications', Accepted to International Journal of Microwave and Wireless Technologies

2009

- [8]. K. Grenier, D. Dubuc, P-E. Poleni, M. Kumemura, H. Toshiyoshi, T. Fujii, H. Fujita 'Integrated Broadband Microwave and Microfluidic Sensor dedicated to Bioengineering', IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, n°12, Dec. 2009, pp. 3246-3253
- [9]. D. Dubuc, K. Grenier, H. Toshiyoshi, H. Fujita 'Plastic-based microfabrication of artificial dielectric for miniaturized microwave integrated circuits', Metamaterials, 2009, Vol. 3, pp. 165-173, doi:10.1016/j.metmat.2009.09.002

2008

- [10]. K. Grenier, C. Bordas, S. Pinaud, L. Salvagnac, D. Dubuc 'Germanium resistors for RF MEMS based microsystems', Microsystem Technologies Journal, Springer, (published on line Oct. 30, 2007), Vol 14, n°4-5, April 2008, pp. 601-606
- [11]. V.Puyal , D.Dubuc , K.Grenier , C.Bordas , O.Vendier , et. al., Design of robust RF-MEMS phase shifters in Ka-band, Romjist - Romanian Journal of Information Science and Technology, Vol.11, N°2, pp.153-165, 2008

2007

- [12]. M. Dragoman, K. Grenier, D. Dubuc, L. Bary, R. Plana, E. Fourn, E. Flahaut 'Millimeterwave carbon nanotube gas sensor', Journal of Applied Physics, Vol. 101, n°10, 106103, May 2007
- [13]. M. Dragoman, A. Takacs, A.A. Muller, H. Hartnagel, R. Plana, K. Grenier, D. Dubuc 'Nanoelectromechanical switches based on carbon nanotubes for microwave and millimeterwaves', Applied Physics Letters, Vol. 90, n°11, 113102p. , March 2007

2006

- [14]. M. Dragoman, A. Muller, K. Grenier, D. Dubuc, R. Plana, E. Flahaut 'High performance thin film bulk acoustic resonator covered with carbon nanotubes', Applied Physics Letters, Vol. 89, n°14, 143122, October 2006
- [15]. M. Dragoman, K. Grenier, D. Dubuc, L. Bary, E. Fourn, R. Plana, E. Flahaut 'Experimental determination of microwave attenuation and electrical permittivity of double-walled carbon nanotubes', Applied Physics Letters, Vol. 88, n° 15, pp. 153108, 10 April 2006

2005

- [16]. S.Melle , D.De Conto , D.Dubuc , K.Grenier , O.Vendier , J.L.Muraro , J.L.Cazaux , R.Plana, Reliability modeling of capacitive RF MEMS. Rapport LAAS N°05204, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.53, N°11, pp.3482-3488, Novembre 2005
- [17]. M.Exarchos , V.Theonas , P.Pons , G.J.Papaioannou , S.Melle , D.Dubuc , F.Cocchetti , R.Plana, Investigation of charging mechanisms in metal-insulator-metal structures. Microelectronics Reliability, Vol.45, N°9-11, pp.1782-1785, Septembre-Novembre 2005
- [18]. S.Melle , D.De Conto , L.Mazenq , D.Dubuc , B.Poussard , C.Bordas , K.Grenier , L.Bary , O.Vendier , J.L.Muraro , J.L.Cazaux , R.Plana, Failure predictive model of capacitive RF-MEMS. Microelectronics Reliability, Vol.45, N°9-11, pp.1770-1775, Septembre-Novembre 2005

- [19]. A.Coustou , D.Dubuc , J.Graffeuil , O.LLOPIS , E.Tournier , R.Plana, Low phase noise IP VCO for multi-standard communication using a 0.35 um BiCMOS SiGe technology. Rapport LAAS N°05082, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.15, N°2, pp.71-73, Février 2005

2004

- [20]. D. Neculoiu, P. Pons, L. Bary, M. Saadaoui, D. Vasilache, K. Grenier, D. Dubuc, A. Müller and R. Plana 'Membrane Supported Yagi-Uda Antennae for Millimeter-Wave Applications', IEE Microwave, Antennas and Propagation, vol 151, Issue 4, August 2004, p311-314
- [21]. D.Dubuc , K.Grenier , M.N.Do , J.P.Busquere , A.Coustou , B.Ducarouge , S.Melle , L.Mazenq , F.Bouchriha , P.Pons , R.Plana, 3D microsystem integration for microwave and millimeterwave applications. Rapport LAAS N°04736, Romanian Journal of Information Science and Technology, Vol.17, N°3-4, 2004
- [22]. D.Dubuc , M.Saadaoui , S.Melle , F.Flourens , L.Rabbia , B.Ducarouge , K.Grenier , P.Pons , A.Boukabache , L.Bary , A.Takacs , H.Aubert , O.Vendier , J.L.ROUX , R.Plana, Smart MEMS concept for high secure RF and millimeterwave communications. Rapport LAAS N°04192, Microelectronics Reliability, Issue 6, Vol.44, pp.899-907, Juin 2004

CONFERENCES INTERNATIONALES (100 papiers dans des conférences internationales)

2010

- [23]. D. Dubuc, K. Grenier 'Microfluidic-based tunable RF true-time delay line', IEEE European Microwave Week 2010, Paris, France, Sept. - Oct 2010
- [24]. K. Grenier, D. Dubuc, P-E. Poleni, M. Kumemura, T. Fujii, H. Toshiyoshi, H. Fujita 'Resonant based microwave biosensor for biological cells discrimination', IEEE Radio and Wireless Symposium 2010, New Orleans, USA, Jan. 2010

2009

- [25]. K. Grenier , D. Dubuc 'Toward RF-based Microsystems for Bio-Engineering', **Invited paper** at Colloquia on ICT for Life Sciences, CNIT General Assembly, Parma, Italy, June 2009
- [26]. D. Dubuc, K. Grenier, H. Fujita, H. Toshiyoshi 'Micro-Fabricated Tunable Artificial Dielectric for Reconfigurable Microwave Circuits', IEEE EuMW 2009, Rome, Italy, Sept. - Oct 2009, pp. 520-523
- [27]. K. Grenier, D. Dubuc, P-E. Poleni, M. Kumemura, T. Fujii, H. Toshiyoshi, H. Fujita 'New broadband and contact less RF / microfluidic sensor dedicated to bioengineering', IEEE MTT-S, International Microwave Symposium 2009, Boston, USA, June 2009, pp. 1329-1332
- [28]. K. Grenier, D. Dubuc, M. Kumemura, H. Toshiyoshi, H. Fujita 'Contact less radio-frequencies biosensor for biological parameters analysis', International Conference on Biomedical Electronics and Devices, Biodevices 2009, Porto, Portugal, January 14-17, 2009
- [29]. D. Pribat, D. Dubuc, K. Grenier, S. Pacchini, T. Ricart, C. Cojocar, « MEMS-Type switches based on carbon nanotube arrays »: **Invited paper** IDW '09 - Proceedings of the 16th International Display Workshops, v 2, p 1477-1478, 2009

2008

- [30]. D. Dubuc, C. Bordas, K. Grenier 'Efficient design methodology of RF-MEMS based tuner', IEEE European Microwave Week 2008

- [31]. T. Ricart, S. Pacchini, D. Dubuc, K. Grenier 'Multiphysic modeling and design of carbon nanotubes based variable capacitors for microwave applications', IEEE European Microwave Week, Amsterdam, Netherlands, October 2008
- [32]. D. Dubuc, D. Yamane, Z. Rui, Y. Yi, K. Grenier, H. Fujita, H. Toshiyoshi 'Modelling and design guidelines of metamaterial-based artificial dielectric for the miniaturization of microwave passive circuits', 2nd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, Metamaterials'2008, Pamplona, Spain, September 21-26, 2008
- [33]. T. Ricart, S. Pacchini, C. Cojocaru, D. Pribat, K. Grenier, D. Dubuc 'Carbon nanotubes based microwave varactor : modeling, simulation and design', SPIE Carbon Nanotubes and associated devices, NanoScience+Engineering, San Diego, USA, August 2008
- [34]. S. Pacchini, T. Ricart, M. Dilhan, D. Dubuc, C. Cojocaru, D. Pribat, K. Grenier 'Micro-interconnection technology suitable for RF-NEMS varactors elaboration', SPIE Carbon Nanotubes and associated devices, NanoScience+Engineering, San Diego, USA, August 2008
- [35]. S. Pacchini, T. Idda, D. Dubuc, E. Flahaut, K. Grenier 'Carbon nanotube-based polymer composites for microwave applications', International Microwave Symposium, IMS'08, Atlanta, USA, June 2008

2007

- [36]. V. Puyal, D. Dubuc, K. Grenier, C. Bordas, O. Vendier, J-L. Cazaux 'Which architecture to choose for robust RF-MEMS phase shifters ?', International Semiconductor Conference, CAS'07, Sinaia, Roumania, 15-17 Oct. 2007
- [37]. M. Dragoman, A. Muller, D. Neculoiu, G. Konstantinidis, K. Grenier, D. Dubuc, L. Bary, R. Plana, H. Hartnagel, E. Fourn, E. Flahaut, 'Carbon nanotubes-based microwave and millimetre wave sensors', European Microwave Week, Oct. 2007
- [38]. C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux 'High quality medium power RF-MEMS based impedance tuner for smart microsystem integration', IEEE 3rd Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics, Bordeaux, France, July 2-5, 2007
- [39]. C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, E. Flahaut, S. Pacchini, M. Paillard, J-L. Cazaux 'Carbon nanotube based dielectric for enhanced RF MEMS reliability', IEEE International Microwave Symposium, Honolulu, Hawaii, June 3-8, 2007
- [40]. N. Do, K. Grenier, D. Dubuc, R. Plana 'Low insertion losses broadside coupler in a multilayer above IC technology for K-band applications', IEEE International Microwave Symposium, Honolulu, Hawaii, June 3-8, 2007
- [41]. M. Dragoman, K. Grenier, D. Dubuc, L. Bary, R. Plana, G. Konstantinidis, E. Fourn, E. Flahaut 'Electromagnetic propagation of millimeterwaves in micromachined coplanar waveguides filled with carbon nanotubes', European Microwave Material Conference, Strasbourg, France, May 28 – June 1st 2007
- [42]. K. Grenier, C. Bordas, S. Pinaud, L. Salvagnac, D. Dubuc 'Germanium as an integrated resistor material in RF MEMS switches', SPIE Microtechnologies for the New Millennium 2007, "Smart Sensors, Actuators and MEMS", 6589-29, session 8, Gran Canaria, Spain, May, 2007
- [43]. C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux, R. Plana 'Temperature stress impact on power RF MEMS switches', SPIE Microtechnologies for the New Millennium 2007, "Smart Sensors, Actuators and MEMS", 6589-27, session 8, Gran Canaria, Spain, May, 2007
- [44]. S. Mellé, C. Bordas, D. Dubuc, K. Grenier, O. Vendier, J.L. Muraro, J.L. Cazaux, R. Plana 'Investigation of stiction effect in electrostatic actuated RF MEMS devices', 7th Topical meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF systems (SiRF'07), Long Beach, USA, January 10-12, 2007, pp. 173-176

2006

- [45]. C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux, R. Plana 'Performances optimization of capacitive parallel MEMS switches', Asian Pacific Microwave Conference, APMC'06, Dec. 12-15, 2006
- [46]. N. Do, D. Dubuc, K. Grenier, L. Bary, L. Mazonq, R. Plana 'High compactness / high isolation 3D-broadside couplers design methodology', Asian Pacific Microwave Conference, APMC'06, Dec. 12-15, 2006

- [47]. K. Grenier, F. Bouchriha, D. Dubuc, R. Plana 'Above IC BCB-polymer technology for millimeter-wave circuits and systems', International workshop on microwave filters, October 16-18, 2006
- [48]. N. Do, D. Dubuc, K. Grenier, L. Bary, L. Mazonq, R. Plana 'In IC and above IC MEMS for millimeterwave communications', Electronics 2006, Sozopol, Bulgaria, September 20-22, 2006
- [49]. N. Do, D. Dubuc, K. Grenier, L. Bary, L. Mazonq, R. Plana '3D-BCB based branchline coupler for K-band integrated microsystem', 36th European Microwave Conference (EuMC), Manchester, UK, September 10-15, 2006
- [50]. F. Bouchriha, D. Dubuc, K. Grenier, R. Plana 'IC-compatible low loss passive circuits for millimeter-wave applications', 36th European Microwave Conference (EuMC), Manchester, UK, September 10-15, 2006
- [51]. J-P. Busquère, K. Grenier, D. Dubuc, E. Fourn, P. Ancey, R. Plana 'MEMS IC concept for reconfigurable low noise amplifier', 36th European Microwave Conference (EuMC), Manchester, UK, September 10-15, 2006
- [52]. A. Coustou, D. Dubuc, K. Grenier, E. Fourn, O. Llopis, R. Plana 'Capabilities of a 10 GHz MEMS based VCO', 36th European Microwave Conference (EuMC), Manchester, UK, September 10-15, 2006
- [53]. A. Lecointre, D. Dragomirescu, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, H. Aubert, A. Muller, P. Berthou, T. Gayraud, R. Plana 'Miniaturized wireless sensor networks', International Semiconductor Conference (CAS'2006), Vol. 1, Sinaia, Roumania, Sept. 27-29, 2006, pp. 13-17
- [54]. M. Dragoman, E. Flahaut, D. Dubuc, K. Grenier, R. Plana 'Microwave and millimeter-wave devices based on carbon nanotubes', 4th ESA Workshop on Millimetre-wave Applications, Espoo, Finland, Feb. 15-17, 2006

2005

- [55]. K. Grenier, D. Dubuc, F. Cocetti, A. Coustou, D. Dragomirescu, R. Plana 'MEMS IC for RF Millimeterwave Communications', **Invited paper** at Asian Pacific Microwave Conference (APMC'05), Suzhou, China, Vol. 1, 4-7 December 2005, pp. 57-58
- [56]. J.P. Busquère, B. Ducarouge, K. Grenier, D. Dubuc, R. Plana, P. Ancey 'Above IC MEMS capacitors for integrated reconfigurable circuits', **Invited paper** at Asian Pacific Microwave Conference (APMC'05), Suzhou, China, Vol. 1, 4-7 December 2005, pp. 63-66
- [57]. K.Grenier, D.Dubuc, B.Ducarouge, V.Conedera, D.Bourrier, E.Ongareau, P.Derderian, R.Plana, High power handling RF MEMS design and technology. Rapport LAAS N°04466, 18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'2005), Miami (USA), 30 Janvier - 3 Février 2005, pp.155-158
- [58]. A.Muller, M.Saadaoui, P.Pons, D.Neculoiu, L.Bary, D.Dubuc, K.Grenier, D.Vasilache, C.Buiculescu, I.Petrini, R.Plana, Membrane supported endfire antennas manufactured using silicon micromachining. Rapport LAAS N°05413, IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (IWAT'2005), Singapour (Singapour), 7-9 Mars 2005, pp.113-116
- [59]. B.Ducarouge, D.Dubuc, S.Melle, K.Grenier, L.Mazonq, L.Bary, R.Plana, 'Efficient topology and design methodology for RF MEMS switches. Rapport LAAS N°05342, SPIE's International Symposium on Microtechnologies for the New Millennium 2005, Seville (Espagne), 9-11 Mai 2005, Vol.5836-5840, pp.535-539
- [60]. K.Grenier, L.Mazonq, D.Dubuc, E.OJEFORS, P.LINDBERG, A.RYDBERG, J.BERNTGEN, W.J.RABE, E.SONMEZ, P.ABELE, H.SCHUMACHER, R.Plana, MEMS above IC technology applied to a compact RF module. **Invited paper** at SPIE's International Symposium on Microtechnologies for the New Millennium 2005, Seville (Espagne), 9-11 Mai 2005, Vol.5836-5840, pp.504-515
- [61]. S.Melle, D.De Conto, L.Mazonq, D.Dubuc, K.Grenier, L.Bary, O.Vendier, J.L.Muraro, J.L.Cazaux, R.Plana, Modeling of the dielectric charging kinetic for capacitive RF-MEMS. Rapport LAAS N°04665, 2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS'2005), Long Beach (USA), 12-17 Juin 2005, 4p.

- [62]. F. Coccetti, B. Ducarouge, D. Dubuc, K. Grenier, R. Plana, 'Power handling RF-MEMS switches optimization through a multiphysic numerical environment', 2005 MEMSWAVE workshop, Lausanne, Switzerland, June 23-24, 2005
- [63]. M.Exarchos , V.Theonas , P.Pons , G.J.Papaioannou , S.Melle , D.Dubuc , F.Coccetti , R.Plana, Investigation of charging mechanisms in metal-insulator-metal structures. Rapport LAAS N°05498, 16th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF'2005), Arcachon (France), 10-14 Octobre 2005
- [64]. S.Melle , D.De Conto , L.Mazenq , D.Dubuc , B.Poussard , C.Bordas , K.Grenier , L.Bary , O.Vendier , J.L.Muraro , J.L.Cazaux , R.Plana, Failure predictive model of capacitive RF-MEMS. Rapport LAAS N°05495, 16th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF'2005), Arcachon (France), 10-14 Octobre 2005
- [65]. M.N.Do , D.Dubuc , A.Coustou , E.Tournier , P.Ancey , R.Plana, Highly linear 20 GHz-micromixer in SiGe bipolar technology. Rapport LAAS N°05406, 13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005), Paris (France), 3-4 Octobre 2005, pp.61-64
- [66]. K.Grenier , L.Mazenq , D.Dubuc , F.Bouchriha , F.Coccetti , E.OJEFORS , P.LINDBERG , A.RYDBERG , J.BERNTGEN , W.J.RABE , E.SONMEZ , P.ABELE , H.SCHUMACHER , R.Plana, IC compatible MEMS technology. Rapport LAAS N°05375, 13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005), Paris (France), 3-4 Octobre 2005, pp.293-296
- [67]. F.Coccetti , B.Ducarouge , E.SCHEID , D.Dubuc , K.Grenier , R.Plana, Thermal analysis of RF-MEMS switches for power handling front-end. Rapport LAAS N°05713, 13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005), Paris (France), 3-4 Octobre 2005, pp.513-516
- [68]. F.Bouchriha , D.Dubuc , D.Bourrier , L.Bary , R.Plana , K.Grenier, High Q-factor of coplanar waveguide on low-k polymer layer. Rapport LAAS N°05132, 35th European Microwave Conference (EuMC'2005), Paris (France), 4-6 Octobre 2005, pp.1411-1414
- [69]. D.Dubuc , W.DE RAEDT , G.CARCHON , M.N.Do , E.FOURN , K.Grenier , R.Plana, MEMS-IC integration for RF and millimeterwave applications. Rapport LAAS N°05496, 35th European Microwave Conference (EuMC'2005), Paris (France), 4-6 Octobre 2005, pp.1475-1478
- [70]. M.N.Do , D.Dubuc , A.Coustou , E.Tournier , R.Plana, K-band BiCMOS SiGe based micromixer with enhanced linearity performances. Rapport LAAS N°05597, 2005 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC'2005), Suzhou (Chine), 4-7 Décembre 2005, Vol.3, pp.1624-1627

2004

- [71]. K. Grenier, D.Dubuc, J-P. Busquère, F.Bouchriha, A. Rennane, P.Pons, R.Plana 'Interests of polymers in RF MEMS applications', **Invited paper** at 5th Workshop on MEMS for Millimeter Wave communications, Memswave 2004, Uppsala, Sweden, June 30 - July 2, 2004, G2 – G5
- [72]. S.Melle , F.FLOURENS , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , J.L.Muraro , Y.SEGUI , R.Plana, Investigation of dielectric degradation of microwave capacitive microswitches. Rapport LAAS N°03489, 17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems(MEMS'2004), Maastricht (Pays-Bas), 25-29 Janvier 2004, pp.141-144
- [73]. P.Pons , D.Dubuc , F.FLOURENS , M.Saadaoui , S.Melle , A.Takacs , J.TAO , H.Aubert , A.BOUKABACHE , T.PAILLOT , P.BLONDY , O.Vendier , K.Grenier , R.Plana, MEMS-based redundancy ring for low noise millimeter-wave front-end. Rapport LAAS N°04324, Photonics Europe, Strasbourg (France), 26-30 Avril 2004, 12p.
- [74]. B.Ducarouge , D.Dubuc , F.FLOURENS , S.Melle , E.Ongareau , K.Grenier , A.BOUKABACHE , V.Conedera , P.Pons , E.PERRET , H.Aubert , R.Plana, Power capabilities of RF MEMS. Rapport LAAS N°04774, Invited paper. 24th International Conference on Microelectronics (MIEL), Nis (Serbie), 16-19 Mai 2004, pp.65-70
- [75]. J.P.Busquere , M.N.Do , F.Bouchriha , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , A.BOUKABACHE , H.SCHUMACHER , P.ABELE , A.RYDBERG , E.OJEFORS , P.Ancey , G.Bouche , R.Plana, MEMS SiGe technologies for advanced wireless communications. **Invited paper** at 2004 IEEE

- Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC'2004), Fort Worth (USA), 6-8 Juin 2004, 4p.
- [76]. J-P. Busquère, K. Grenier, G. Bouche, D.Dubuc, P.Pons, R.Plana, P. Ancey, 'Development of a reconfigurable in frequency LNA through RF MEMS', 5th Workshop on MEMS for Millimeter Wave communications, Memswave 2004, Uppsala, Sweden, June 30 – July 2, 2004, B7 – B10
- [77]. P. Pons, K. Grenier, D. Dubuc, A. Boukabache, F. Flourens, B; Ducarouge, S. Melle, H. Aubert, L. Bary, J. Graffeuil, R. Plana, 'MEMS technologies for millimeterwave space applications', WSK Reconfigurable MEMS for Optimum RF/Microwave Circuits, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS'2004), Workshop, Fort Worth, USA, June 6-11, 2004
- [78]. B.Ducarouge , D.Dubuc , S.Melle , K.Grenier , L.Bary , P.Pons , R.Plana, Efficient design methodology of polymer based RF MEMS switches. Rapport LAAS N°04356, 5th IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF systems (SiRF), Atlanta (USA), 8-10 Septembre 2004, pp.298-301
- [79]. F.FLOURENS , D.PEYROU , K.YACINE , S.Melle , K.Grenier , D.Dubuc , A.BOUKABACHE , P.Pons , R.Plana, Reliability investigation on a fully suspended redundancy ring. Rapport LAAS N°04768, 2004 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Atlanta (USA), 8-10 Septembre 2004, pp.163-166
- [80]. K.YACINE , M.Saadaoui , L.DANTAS , D.LERAY , M.SARTOR , H.ACHKAR , A.FERRAND , P.Pons , A.BOUKABACHE , D.Dubuc , K.Grenier , R.Plana , J.M.DESMARRES , F.PRESSECO, Mechanical characterization of silicon nitride thin films deposited on silicon wafers using nanoindentation techniques. **Invited paper** at EUROSENSORS XVIII, Rome (Italie), 12-15 Septembre 2004, 4p.
- [81]. J.P.Busquere , M.N.Do , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , H.SCHUMACHER , P.ABELE , A.RYDBERG , E.OJEFORS , P.Ancey , G.Bouche , R.Plana, MEMS SiGe technologies for RF and millimeterwave communications. Rapport LAAS N°04756, 2004 MRS Fall Meeting, Boston (USA), 29 Septembre - 3 Octobre 2004, 8p.
- [82]. D.Dubuc , K.Grenier , M.N.Do , J.P.Busquere , A.Coustou , B.Ducarouge , S.Melle , L.Mazenq , F.Bouchriha , P.Pons , R.Plana, 3D MEMS circuits integration for RF and millimeterwave communications. **Invited paper** at 27th International Semiconductor Conference (CAS'2004), Sinaia (Roumanie), 4-6 Octobre 2004, 10p.
- [83]. D.Dubuc , M.VAN SPENGEN , S.Melle , I.DE WOLF , R.MERTENS , P.Pons , K.Grenier , R.Plana, Methodology to assess the reliability behavior of RF-MEMS. 12th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GAAS'2004), Amsterdam (Pays-Bas), 11-12 Octobre 2004, pp.459-462
- [84]. K.Grenier , D.Dubuc , L.Mazenq , J.P.Busquere , B.Ducarouge , F.Bouchriha , A.Rennane , V.LUBECKE , P.Pons , P.Ancey , R.Plana, Polymer based technologies for microwave and millimeterwave applications. **Invited paper** at IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM'2004), San Francisco (USA), 13-15 Décembre 2004, pp.545-548
- [85]. M.Saadaoui , P.Pons , A.BOUKABACHE , D.Dubuc , K.Grenier , R.Plana , L.Bary , P.DUBREUIL , A.Muller , D.Neculoiu, Dry plus wet etching for micromachined in plane radiation antennas. Rapport LAAS N°04769, 16th Workshop on Micromachining, Micromechanics and Microsystems, Goteborg (Suède), 4-6 Septembre 2004, 4p.
- [86]. D.Dubuc , K.Grenier , M.Saadaoui , A.Takacs , P.Pons , H.Aubert , R.Plana, Low losses and compact membrane suspended filters. **Invited paper** at International Workshop on Microwave Filters, Toulouse (France), 13-15 Septembre 2004, 2p.
- [87]. K.Grenier , L.Bary , F.Bouchriha , D.Dubuc , C.QUENDO , E.RIUS , Y.CLAVET , C.PERSON, Multilayer Si-BCB technology for millimeterwave circuits: application to miniature bandpass filters. Rapport LAAS N°04467, International Workshop on Microwave Filters, Toulouse (France), 13-15 Septembre 2004, 2p.
- [88]. J.P.Busquere , M.N.Do , F.Bouchriha , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , A.BOUKABACHE , H.SCHUMACHER , P.ABELE , A.RYDBERG , E.OJEFORS , P.Ancey , G.Bouche , R.Plana, Smart MEMS concept for advanced RF communications. Rapport LAAS N°04683, European Micro and Nano Systems (EMN'04), Noisy le Grand (France), 20-21 Octobre 2004

- [89]. K.Grenier , F.Bouchriha , D.Dubuc , P.Pons , J.Graffeuil , R.Plana, Novel technological solution to improve both Q factor and losses of passive circuits on low resistivity silicon. Rapport LAAS N°03214, 4th IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Grainau (Allemagne), 9-11 Avril 2003, pp.115-117
- [90]. K.Grenier , V.LUBECKE , F.Bouchriha , L.Rabbia , D.Dubuc , P.Pons , R.Plana, Polymers in RF and millimeterwave applications. **Invited paper** at Microtechnologies for the New Millennium 2003, Maspalomas (Espagne), 19-21 Mai 2003
- [91]. F.Bouchriha , K.Grenier , D.Dubuc , P.Pons , R.Plana , J.Graffeuil, Minimization of passive circuits losses realized on low resistivity silicon using micro-machining techniques and thick polymer layers. Rapport LAAS N°02556, 2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS'2003), Philadelphia (USA), 8-13 Juin 2003, pp.959-962
- [92]. A.Coustou , D.Dubuc , J.Graffeuil , E.Tournier , O.LLOPIS , C.BOULANGER , R.Plana , I.TELLIEZ, Monolithic millimeterwave frequency tripler using a 0.35 um BiCMOS SiGe technology. Rapport LAAS N°03250, 2003 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC'2003), Philadelphia (USA), 8-10 Juin 2003, pp.487-490
- [93]. A.Coustou , D.Dubuc , J.Graffeuil , E.Tournier , O.LLOPIS , C.BOULANGER , R.Plana , V.LEGOASCOZE, A BiCMOS SiGe low phase noise tunable 30 GHz RF source using a frequency tripler and a VCO. Rapport LAAS N°03396, IEEE 2003 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM'2003), Toulouse (France), 28-30 Septembre 2003, pp.53-56
- [94]. B.Ducarouge , E.PERRET , F.FLOURENS , H.Aubert , J.TAO , X.CHAUFFLEUR , J.P.FRADIN , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , R.Plana, Design of MEMS-based microwave and millimeterwave switches for high power applications. Rapport LAAS N°03463, 26th International Semiconductor Conference (CAS'2003), Sinaia (Roumanie), 28 Septembre - 2 Octobre 2003, pp.61-64
- [95]. J.KUCHENBECKER , L.Bary , X.LAFONTAN , F.FLOURENS , A.Takacs , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , H.Aubert , F.PRESSECCQ , R.Plana, Microwave and physical behavior of micro-machined structures on membrane for space applications. Rapport LAAS N°03465, 26th International Semiconductor Conference (CAS'2003), Sinaia (Roumanie), 28 Septembre - 2 Octobre 2003, pp.105-108
- [96]. S.Melle , F.FLOURENS , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , F.PRESSECCQ , J.KUCHENBECKER , J.L.Muraro , L.Bary , R.Plana, Reliability behavior of RF MEMS. **Invited paper** at 26th International Semiconductor Conference (CAS'2003), Sinaia (Roumanie), 28 Septembre - 2 Octobre 2003, pp.21-26
- [97]. D.Neculoiu , A.Muller , P.Pons , L.Bary , M.Saadaoui , C.Buiculescu , O.ANDREI , R.ENACHESCU , D.Dubuc , K.Grenier , D.Vasilache , I.Petrini , R.Plana, The design of membrane-supported millimeter-wave antennas. Rapport LAAS N°03462, 26th International Semiconductor Conference (CAS'2003), Sinaia (Roumanie), 28 Septembre - 2 Octobre 2003, pp.65-68
- [98]. F.Bouchriha , K.Grenier , D.Dubuc , P.Pons , R.Plana , J.Graffeuil, Coplanar passive circuits on silicon surface micromachined and thick polymer layers for millimeterwave applications. Rapport LAAS N°03105, 33rd European Microwave Conference (EuMC'2003), Munich (Allemagne), 6-10 Octobre 2003, pp.49-52
- [99]. A.Coustou , M.SIE , D.Dubuc , J.Graffeuil , E.Tournier , O.LLOPIS , R.Plana , C.BOULANGER, Frequency synthesis from 2 to 30 GHz using a 0.35 um BiCMOS SiGe technology. Rapport LAAS N°03419, 33rd European Microwave Conference (EuMC'2003), Munich (Allemagne), Octobre 2003, pp.395-398
- [100]. D.Dubuc , L.Rabbia , K.Grenier , P.Pons , O.Vendier , J.Graffeuil , R.Plana, Original MEMS-based single pole double throw topology for millimeter wave space communications. Rapport LAAS N°03229, 33rd European Microwave Conference (EuMC'2003), Munich (Allemagne), 6-10 Octobre 2003, pp.979-982
- [101]. S.Melle , F.FLOURENS , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , F.PRESSECCQ , J.KUCHENBECKER , J.L.Muraro , L.Bary , R.Plana, Reliability overview of RF MEMS devices and circuits. Rapport LAAS N°03418, 33rd European Microwave Conference (EuMC'2003), Munich (Allemagne), 6-10 Octobre 2003, pp.37-40

- [102]. D.Dubuc , A.Coustou , B.Ducarouge , K.Grenier , P.Pons , T.PARRA , J.Graffeuil , R.Plana, Smart MEMS concept for RF and millimeterwave communications. **Invited paper** at 2003 IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC'2003), Kowloon (Hong Kong), 16-18 Décembre 2003, pp.319-322
- [103]. D.Dubuc , B.Ducarouge , L.Rabbia , A.Coustou , F.FLOURENS , M.Saadaoui , F.Bouchriha , A.Takacs , H.Aubert , C.BOULANGER , O.Vendier , K.Grenier , P.Pons , R.Plana, MEMS concept for millimeter wave space communications. Rapport LAAS N°03251, 3rd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications: Circuits, Systems and Measurement Techniques, Espoo (Finlande), 21-23 Mai 2003, pp.361-366
- [104]. B.Ducarouge , E.PERRET , F.FLOURENS , H.Aubert , J.TAO , X.CHAUFFLEUR , J.P.FRADIN , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , R.Plana, Design methodology for high power MEMS-based RF switches. Rapport LAAS N°03301, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.B.29-B.32
- [105]. S.Melle , F.FLOURENS , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , J.L.Muraro , O.Vendier , R.Plana, Early degradation behaviour in parallel MEMS switches. Rapport LAAS N°03299, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.F.33-F.36
- [106]. M.Saadaoui , A.Muller , P.Pons , L.Bary , D.Neculoiu , F.GIACOMOZZI , D.Dubuc , K.Grenier , D.Vasilache , R.Plana, Fabrication of silicon based micromachined antennas for millimeter-wave applications. Rapport LAAS N°03318, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.D.15-D.18
- [107]. F.Bouchriha , K.Grenier , D.Dubuc , P.Pons , R.Plana , J.Graffeuil, Improved Q-factor CPW transmission lines on thick polymer layer. Rapport LAAS N°03361, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.F.15-F.18
- [108]. M.Saadaoui , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , R.Plana , X.LAFONTAN , H.Aubert , J.TAO , A.Takacs , O.Pascal , P.Caudrillier, Low losses microsystems technology for mm wave applications. Rapport LAAS N°03326, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.F.29-F.32
- [109]. D.Dubuc , L.Rabbia , K.Grenier , P.Pons , L.Bary , O.Vendier , R.Plana, MEMS-based redundant circuits for millimeter-wave space applications. Rapport LAAS N°03253, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.A.19-A.22
- [110]. J.KUCHENBECKER , L.Bary , X.LAFONTAN , F.FLOURENS , A.Takacs , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , H.Aubert , F.PRESSECCQ , R.Plana, Reliability of micro-machined structures on membrane for space applications. Rapport LAAS N°03649, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, 3p.
- [111]. K.Grenier , F.Bouchriha , V.LUBECKE , D.Dubuc , P.Pons , R.Plana, Polymers for high frequency electronics. **Invited paper** at 12th European Workshop on Heterostructure Technology (heTech'03), Segovie (Espagne), 12-15 Octobre 2003, 2p.
- [112]. K.YACINE , F.FLOURENS , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , R.Plana , A.BOUKABACHE , M.SARTOR , L.DANTAS, Mechanical characterization of metallic bridges used in RFMEMS, 14th MicroMechanics Europe Workshop (MME'2003), Delft (Pays-Bas), 2-4 Novembre 2003, pp.25-28
- [113]. K.YACINE , F.FLOURENS , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , R.Plana , A.BOUKABACHE , M.SARTOR , L.DANTAS, Mechanical characterization of metallic bridges used in RFMEMS. Rapport LAAS N°03317, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.B.33-B.36
- [114]. L.Rabbia , F.FLOURENS , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , R.Plana , A.BOUKABACHE , Y.SEGUI, Technological process of suspended millimeter wave switches, 14th MicroMechanics Europe Workshop (MME'2003), Delft (Pays-Bas), 2-4 Novembre 2003, pp.111-114

- [115]. L.Rabbia , F.FLOURENS , P.Pons , K.Grenier , D.Dubuc , R.Plana , A.BOUKABACHE , Y.SEGUI, Technological process of suspended millimeter wave switches. Rapport LAAS N°03319, 4th Workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.H.17-H.21

2002

- [116]. L.Rabbia , M.Saadaoui , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , L.Bary , R.Plana, RF MEMS: status and prospects. **Invited paper** at 13th Micromechanics Europe Workshop (MME'02), Sinaia (Roumanie), Octobre 2002, pp.243-246
- [117]. K.Grenier , D.Dubuc , L.Rabbia , A.Takacs , P.Pons , T.PARRA , P.Caudrillier , H.Aubert , J.Graffeuil , O.Pascal , P.Combes , H.Baudrand , R.Plana, MEMS devices for the future wireless applications. **Invited paper** at 4th IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS'2002), Oranjestad (Aruba), 17-19 Avril 2002, pp.D031.1-D031.8
- [118]. D.Dubuc , K.Grenier , L.Rabbia , A.Takacs , M.Saadaoui , P.Pons , P.Caudrillier , O.Pascal , H.Aubert , H.Baudrand , J.TAO , P.Combes , J.Graffeuil , R.Plana, MEMS and MEMS technologies for wireless communications. **Invited paper** at 23rd International Conference on Microelectronics (MIEL 2002), Nis (Yougoslavie), 12-15 Mai 2002, pp.91-98
- [119]. D.Dubuc , E.Tournier , I.TELLIEZ , C.BOULANGER , T.PARRA , J.Graffeuil, High quality factor and high self-resonant frequency monolithic inductor for millimeter-wave Si-based IC's. Rapport LAAS N°01539, 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Seattle (USA), 2-7 Juin 2002, pp.193-196
- [120]. D.Dubuc , L.Rabbia , M.Saadaoui , F.FLOURENS , B.Ducarouge , M.AISSI , F.Bouchriha , K.Grenier , P.Pons , J.Graffeuil , R.Plana, Modelling and design of MEMS for RF and millimeter wave applications. **Invited paper** at 2002 International Semiconductor Conference (CAS'2002), Sinaia (Roumanie), 8-12 Octobre 2002, pp.13-18

2001

- [121]. D.Dubuc , E.Tournier , T.PARRA , I.TELLIEZ , J.Graffeuil, High quality factor and high self resonant frequency monolithic inductor on BiCMOS substrate. Rapport LAAS N°01109, 31st European Microwave Conference, Londres (GB), 24-28 Septembre 2001, 3p.

2000

- [122]. D.Dubuc , T.PARRA , J.Graffeuil, Original topology of GaAs-PHEMT mixer. Rapport LAAS N°00315, Gallium Arsenide & Other Semiconductors Application Symposium (GAAS'2000), Paris (France), 2-3 Octobre 2000, pp.417-420

CONGRES NATIONAUX (35 papiers dans des conférences nationales)

2009

- [123]. T.Idda, N.Olofsson, J.Ek-Weis, J.Ruan, S.Pacchini, E.Campbell, R.Plana, « Modélisation d'une capacité variable à base de nanotubes de carbone verticaux », 16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), 27-29 Mai 2009, 5p.

2008

- [124]. David Dubuc, Katia Grenier, Zhang Rui, Daisuke Yamane, Kiyotaka Yamashita, Winston Sun, Hiroshi toshiyoshi, 'Intégration de circuits métamatériaux reconfigurables pour applications hyperfréquences, Journée Francophone de la Recherche (JFR'2008), Tokyo (Japon), Nov. 27, 2008

- [125]. S. Pacchini, K. Grenier, D. Dubuc, T. Ricart, C. Cojoraru, D. Pribat, E. Flahaut 'Possibles utilisations de nanotubes de carbone pour des applications micro-ondes', 11^{èmes} Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM'2008), Bordeaux (France), May 14-16, 2008
- [126]. T.Ricart, S.Pacchini, D.Dubuc, K.Grenier, D.Pribat, C. S. Cojoaru, «Modélisation électromécanique et électromagnétique d'une capacité variable à base de NTC pour applications radiofréquences », 11e Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM), Bordeaux (France), 14-16 Mai 2008, 4p.
- [127]. S. Pacchini, D. Dubuc, E. Flahaut, K. Grenier 'Etude du polymère BenzoCycloButène dopé à l'aide de nanotubes de carbone pour applications micro-ondes', 10^{èmes} Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM'2008), Limoges (France), April 2-4, 2008

2007

- [128]. C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J.L. Cazaux 'Tuner d'impédance à base de commutateurs MEMS en bande K', XVe Journées Nationales Microondes (JNM'2007), Toulouse (France), May 23-25, 2007
- [129]. S. Pacchini, D. Dubuc, E. Flahaut, K. Grenier 'Etude d'un matériau composite polymère à base de nanotubes de carbone aux fréquences micro-ondes', XVe Journées Nationales Microondes (JNM'2007), Toulouse (France), May 23-25, 2007
- [130]. T. Ricart, S. Pacchini, D. Dubuc, K. Grenier, R. Plana 'Modélisation électromécanique d'un nano-interrupteur à base de nanotubes de carbone pour applications hyperfréquences', XVe Journées Nationales Microondes (JNM'2007), Toulouse (France), May 23-25, 2007
- [131]. C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J.L. Cazaux 'Optimisation du procédé de fabrication de micro-commutateurs MEM capacitifs: application à un tuner d'impédance 20GHz', 10^{èmes} Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM'2007), Lille (France), May 14-16, 2007

2005

- [132]. F.Bouchriha , D.Dubuc , D.Bourrier , P.DUBREUIL , R.Plana , K.Grenier, Amélioration du facteur de qualité de circuits passifs sur silicium basse résistivité pour applications millimétriques. Rapport LAAS N°04717, XIVe Journées Nationales Microondes (JNM'2005), Nantes (France), 11-13 Mai 2005, 4p.
- [133]. F.Cocchetti , B.Ducarouge , E.SCHEID , D.Dubuc , K.Grenier , R.Plana, Analyse thermique expérimentale de MEMS-RF de puissance. Rapport LAAS N°05246, XIVe Journées Nationales Microondes (JNM'2005), Nantes (France), 11-13 Mai 2005, 4p.
- [134]. J.P.Busquere , K.Grenier , D.Dubuc , R.Plana , P.Ancey, Conception d'un amplificateur faible bruit reconfigurable en fréquence à base de micro-commutateurs MEMS RF. Rapport LAAS N°05262, XIVe Journées Nationales Microondes (JNM'2005), Nantes (France), 11-13 Mai 2005, 4p.
- [135]. B.Ducarouge , F.Cocchetti , L.Mazenq , L.Bary , J.RAYSSAC , D.Dubuc , K.Grenier , R.Plana, Conception et caractérisation de MEMS-RF de puissance. Rapport LAAS N°04729, XIVe Journées Nationales Microondes (JNM'2005), Nantes (France), 11-13 Mai 2005, 4p.
- [136]. S.Melle , D.De Conto , L.Mazenq , D.Dubuc , K.Grenier , L.Bary , O.Vendier , J.L.Muraro , J.L.Cazaux , R.Plana, Modélisation du phénomène de chargement du diélectrique des MEMS RF capacitifs. Rapport LAAS N°04664, XIVe Journées Nationales Microondes (JNM'2005), Nantes (France), 11-13 Mai 2005, 4p.
- [137]. D.De Conto , S.Melle , D.Dubuc , S.ASSIE-SOULEILLE , N.MAURAN , K.Grenier , R.Plana, Prédiction de la fiabilité des MEMS-RF capacitifs par caractérisation de diélectriques. Rapport LAAS N°04663, XIVe Journées Nationales Microondes (JNM'2005), Nantes (France), 11-13 Mai 2005, 4p.

2004

- [138]. F.Bouchriha , A.Rennane , P.Pons , R.Plana , D.Dubuc , K.Grenier, Compatibilité de procédés technologiques liés à la fabrication de dispositifs passifs micro-ondes suspendus sur circuits actifs SiGe. Rapport LAAS N°04143, 7ème Journée Microondes et Electromagnetisme de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 25 Février 2004, 4p.
- [139]. B.Espana , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , R.Plana, Conception d'un filtre accordable à base de MEMS en technologie Si/BCB microruban. Rapport LAAS N°04451, 7ème Journée Microondes et Electromagnetisme de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 25 Février 2004, 4p.
- [140]. J.P.Busquere , K.Grenier , G.Bouche , D.Dubuc , P.Pons , R.Plana , P.Ancey, Développement d'un amplificateur faible bruit reconfigurable en fréquence à base de micro-commutateurs MEMS. Rapport LAAS N°04452, 7ème Journée Microondes et Electromagnetisme de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 25 Février 2004, 4p.
- [141]. S.Melle , F.FLOURENS , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , J.L.Muraro , O.Vendier , R.Plana, Etude de la dégradation du diélectrique des MEMS RF capacitifs. Rapport LAAS N°04147, 7ème Journée Microondes et Electromagnetisme de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 25 Février 2004, 3p.
- [142]. K.Grenier , D.Dubuc , J.P.Busquere , F.Bouchriha , P.Pons , R.Plana, Etude des potentialités de technologies à base de polymères pour applications millimétriques. **Invited paper** at 7ème Journée Microondes et Electromagnetisme de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 25 Février 2004, 4p.
- [143]. M.N.Do , D.Dubuc , A.Coustou , E.Tournier , R.Plana, Intégration d'un mélangeur micro-ondes en technologie SiGe. Rapport LAAS N°04771, 7ème Journée d'Electromagnétisme et Microondes de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 25 Février 2004, 4p.
- [144]. B.Ducarouge , E.PERRET , F.FLOURENS , H.Aubert , J.TAO , X.CHAUFFLEUR , J.P.FRADIN , D.Dubuc , K.Grenier , P.Pons , R.Plana, Méthodologie de conception pour commutateurs MEMS RF de puissance. Rapport LAAS N°04751, 7ème Journée d'Electromagnétisme et Microondes de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 25 Février 2004, 4p.

2003

- [145]. B.Ducarouge , D.Dubuc , L.Rabbia , P.Pons , K.Grenier , R.Plana, Structures optimisées de commutateurs MEMS RF. Rapport LAAS N°03027, 6èmes Journées Microondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET'2003), Toulouse (France), 29 Janvier 2003, 4p., Rapport LAAS N°03027, 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM'2003), Lille (France), 21-23 Mai 2003, 4p.
- [146]. S.Mellé, B.Ducarouge, D.Dubuc, T.Paillot, L.Rabbia, K.Grenier, P.Pons, P.Blondy, L.Bary, P.Calmon, R.Plana, J-C.Cayrou, 'Conception d'un Single Pole Double Throw à base de commutateurs MEM', accepté aux 13^{èmes} Journées Nationales de Micro-ondes (JNM), Lille, France, May 21-23, 2003
- [147]. J.Kuchenbecker, L.Bary, F.Flourens, L.Rabbia, D.Dubuc, K.Grenier, P.Pons, , R.Plana, J-L.Roux, H.Aubert, A.Takacs, 'Comportement thermique de structures micro-usinées pour applications micro-ondes', soumis aux 13^{èmes} Journées Nationales de Micro-ondes (JNM), Lille, France, May 21-23, 2003
- [148]. D.Dubuc , S.Melle , B.Ducarouge , T.PAILLOT , L.Rabbia , K.Grenier , P.Pons , P.BLONDY , L.Bary , P.F.CALMON , R.Plana , J.C.CAYROU, Conception d'un single pole double throw à base de commutateurs MEM. 6èmes Journées Microondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET'2003), Toulouse (France), 29 Janvier 2003, 4p.
- [149]. D.Dubuc , S.Melle , B.Ducarouge , T.PAILLOT , L.Rabbia , K.Grenier , P.Pons , P.BLONDY , L.Bary , P.F.CALMON , R.Plana , J.C.CAYROU, Conception d'un single pole double throw à base de commutateurs MEM. 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM'2003), Lille (France), 21-23 Mai 2003
- [150]. F.Bouchriha , D.Dubuc , P.Pons , J.P.Busquere , R.Plana , K.Grenier, Interconnexions 3D pour applications aux fréquences millimétriques. Rapport LAAS N°03023, 6èmes Journées

Microondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET'2003), Toulouse (France), 29 Janvier 2003, 4p.

- [151]. B.Ducarouge, D.Dubuc, S.Mellé, M.Saadaoui, L.Rabbia, K.Grenier, P.Pons, L.Bary, P.Calmon, R.Plana, J-C.Cayrou, 'Conception d'un Single Pole Double Throw à base de commutateurs MEM', 3^{èmes} Journées Micro-ondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET), Toulouse, France, Jan. 29, 2003
- [152]. F.Bouchriha , D.Dubuc , M.Saadaoui , P.Pons , R.Plana , K.Grenier, Minimisation des pertes pour circuits passifs sur silicium basse résistivité. Rapport LAAS N°03024, 6èmes Journées Microondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET'2003), Toulouse (France), 29 Janvier 2003, 4p.
- [153]. F.Bouchriha , D.Dubuc , P.Pons , J.P.Busquere , R.Plana , K.Grenier, Développement et caractérisation d'une technologie 3D sur polymère pour application hyperfréquences. Rapport LAAS N°02551, 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM'2003), Lille (France), 21-23 Mai 2003, 4p.

2001

- [154]. D.Dubuc , T.PARRA , J.Graffeuil, Conception et caractérisation d'un système complet de conversion de fréquence en MMIC. Rapport LAAS N°01024, Séminaire Annuel de l'Ecole Doctorale Génie Electrique, Electronique, Télécommunications: du Microsystème au Système (GEET), Toulouse (France), 12-13 Mars 2001, 4p.
- [155]. D.Dubuc , T.PARRA , J.Graffeuil, Conception et caractérisation d'un système complet de conversion de fréquence en MMIC. Rapport LAAS N°01223, 12èmes Journées Nationales Microondes (JNM'2001), Poitiers (France), 16-18 Mai 2001, 4p.

2000

- [156]. D.Dubuc , T.PARRA , J.Graffeuil, Conception d'un mélangeur actif en bande Ku. Rapport LAAS N°00016, 3ème Journée Microondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET 2000), Toulouse (France), 13 Janvier 2000, 4p.

1999

- [157]. D.Dubuc , M.MENARDo , J.A.REYNOSO HERNANDEZ , T.PARRA , D.BAJON , H.Baudrand, L'épaisseur de métallisation : un degré de liberté dans la conception de circuits micro-usinés. Rapport LAAS N°99068, 11èmes Journées Nationales Microondes (JNM'99), Arcachon (France), 5-7 Mai 1999, (Résumé)

4. Cinq publications significatives

- D. Dubuc, K. Grenier, **chapitre d'ouvrage (22 pages)**: 'RF-MEMS based tuner for microwaver and millimeterwave applications', dans : "Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies: Semiconductor Devices, Circuits and Systems", edited by: Moumita Mukherjee, In-Tech, ISBN 978-953-307-031-5 (2010)
- D. Dubuc, K. Grenier, H. Toshiyoshi, H. Fujita 'Plastic-based microfabrication of artificial dielectric for miniaturized microwave integrated circuits', **Revue internationale** : Metamaterials, 2009, Vol. 3, pp. 165-173, doi:10.1016/j.metmat.2009.09.002
- T. Ricart, S. Pacchini, D. Dubuc, K. Grenier, Multiphysic modeling and design of carbon nanotubes based variable capacitors for microwave applications'. **Conférence Internationale** : IEEE European Microwave Week, Amsterdam, Netherlands, October 2008
- N. Do, K. Grenier, D. Dubuc, R. Plana, Low insertion losses broadside coupler in a multilayer above IC technology for K-band applications. **Conférence Internationale** : IEEE International Microwave Symposium, USA, June 3-8, 2007
- S.Melle , D.De Conto , D.Dubuc , K.Grenier , O.Vendier , J.L.Muraro, J.L.Cazaux , R.Plana, Reliability modeling of capacitive RF MEMS. **Revue internationale** : IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.53, N°11, pp.3482-3488, Novembre 2005

ANNEXES

ANNEXE 1 : Différents types d'actionnement de configuration et de contacts des RF-MEMS (d'après la thèse de Benoit Ducarouge)

Les composants de type MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) regroupent l'ensemble des systèmes mobiles dont l'échelle varie entre 10 μm et 1 mm et qui peuvent être des micro-moteurs, miroirs, commutateurs, etc. La technologie associée met en œuvre divers procédés allant du dépôt et de la gravure de surface de films minces au micro-usinage de volume du substrat utilisé. Nous nous intéressons ici aux structures réalisant une fonction de commutation dans le domaine des radiofréquences et des hyperfréquences de 3 MHz à 120 GHz. La force électromotrice permettant d'en contrôler le mouvement et/ou la position ainsi que la commande associée font partie intégrante du dispositif considéré. Avant de détailler les structures étudiées dans ces travaux, nous allons donner quelques généralités sur ces commutateurs MEMS RF.

Types de forces électromotrices

Les principales forces d'actionnement utilisées pour changer l'état du commutateur sont les suivantes : électrostatique, électrothermique, magnétostatique, ou piézoélectrique. Le Tableau I.1 résume les principales caractéristiques de chaque actionnement.

	Réalisation technologique	Consommation (mW)	Coût	Temps de commutation (μs)	Déplacement (μm)	Fonctionnement	Force de contact (μN)
Electrostatique	Aisée	0	faible	1-200	0-10	Monostable	50-1000
Electrothermique	Aisée	0-200	moyen	300-10000	0-20	Monostable	50-4000
Magnétostatique	Difficile	0-100	fort	300-1000	0-20	Bistable	50-200
Piézoélectrique	Difficile	0	fort	50-500	0-20	Monostable	50-200

Tableau I.1. Caractéristiques des forces électromotrices d'activationnement.

Le choix de l'actionnement dépend de l'application choisie. Par exemple, dans le cas d'un fonctionnement partagé état passant / état bloqué, avec peu de changement d'état, l'actionnement bistable magnétostatique peut être judicieux. De même les commutateurs à actionnement thermique permettent dans le cas d'un contact métal/métal d'avoir de très faibles résistances de contact (force de contact importante) et une bonne tenue en puissance. D'autres actionnements (électromagnétique, magnétostriction, ...) n'ont pas été évoqués ici car extrêmement rares et ne présentant pas d'intérêts majeurs.

D'une manière générale, le micro commutateur à force électrostatique est le plus simple à mettre en œuvre, le moins coûteux en terme de fabrication, et le plus rapide en commutation. C'est pour ces raisons qu'il mobilise le plus la recherche depuis une dizaine d'années.

Types de configurations du commutateur

Le commutateur peut être monté en configuration soit série, soit parallèle par rapport à la ligne de signal RF comme le montre le Tableau I.2.



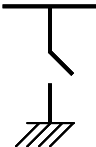
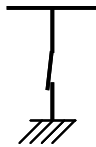
Types de configurations	Schéma électrique équivalent	Schéma électrique équivalent
	ETAT PASSANT	ETAT BLOQUE
Série	<p>Entrée  Sortie</p> <p>Etat bas</p>	<p>Entrée  Sortie</p> <p>Etat haut</p>
Parallèle	<p>Entrée  Sortie</p> <p>Etat haut</p>	<p>Entrée  Sortie</p> <p>Etat bas</p>

Tableau I.2. Types de configurations suivant l'état haut ou bas de l'élément MEMS.

La transmission du signal RF est permise lorsque le commutateur série est à l'état bas ou lorsque le commutateur parallèle est à l'état haut. On dit aussi que ces commutateurs sont à l'état passant. Parallèlement, la transmission du signal RF est coupée lorsque le commutateur série est à l'état haut ou lorsque le commutateur parallèle est à l'état bas. On parle d'état bloqué. Ces configurations sont indépendantes des technologies micro-ruban ou coplanaires massivement utilisées dans les applications micro-ondes.

Types de contacts

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

Un contact ohmique ou Métal / Métal permet au commutateur en question de présenter à l'état haut une capacité très faible (ordre du fF) métal/air/métal entre la partie mobile et la ligne de signal RF, et à l'état bas, un court circuit DC. Il présente cependant les inconvénients d'introduire une résistance de contact, très sensible à divers facteurs (dégradation, accumulation ou érosion de la surface des métaux en contact) et source de mécanismes de défaillance. En effet, la résistance de contact, qui doit généralement rester en-dessous de 5 Ω afin d'obtenir des pertes d'insertion inférieures à 0.5 dB, augmente en fonction du nombre de cycles. Pour les applications de puissance où de forts courants sont en jeu, la résistance induit par effet Joule des risques de micro-soudures au niveau du contact.

Le contact capacitif ou Métal / Diélectrique / Métal permet par l'utilisation d'un diélectrique de présenter une capacité faible (ordre de la dizaine de fF) à l'état haut et forte (pF) à l'état bas. Ces contacts peuvent être sujets à des collages liés aux surfaces importantes en jeu et sont

principalement de deux types. Le collage intervient lors de la libération de la structure en phase liquide. Lors du séchage, le pont reste collé au niveau diélectrique inférieur. Aujourd'hui, pour des ponts suffisamment raides, les méthodes de libération sèche permettent d'éviter ce phénomène. D'autres problèmes de collage liés au chargement diélectrique lors du fonctionnement du micro-commutateur peuvent également dégrader la durée de vie de ces composants.

Le type de contact choisi dépendra principalement de la maturité de la technologie choisie. Dans notre cas, c'est la technologie à contact capacitif qui est la plus aboutie et que nous avons retenue pour la conception de nos commutateurs MEMS RF.

ANNEXE 2: Principe de fonctionnement d'un RF-MEMS (d'après la thèse de Samuel Mellé)

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

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

Le principe de fonctionnement de ce type de composant est décrit sur la Figure 75. Une membrane mobile, appelée pont, est ancrée sur les plans de masse d'une ligne coplanaire. En l'absence de polarisation sur la ligne centrale, le pont est en position haute ce qui permet de laisser transiter le signal micro-onde sur la ligne CPW. Lorsqu'une polarisation est appliquée, le pont se baisse par attraction électrostatique et vient en contact avec le diélectrique déposé sur la ligne centrale. Le diélectrique permet d'éviter un court-circuit DC et crée une forte capacité qui coupe le signal micro-onde.

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

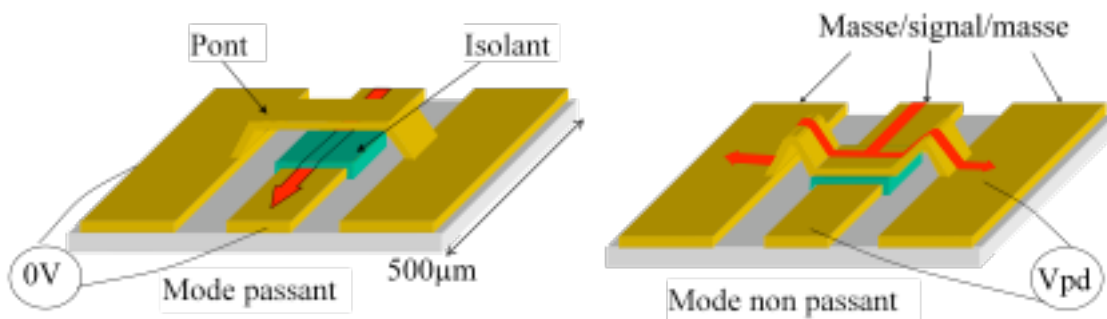


Figure 75 : Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif parallèle
D'autres types de commutateurs capacitifs permettent de séparer la partie polarisation DC de la partie RF. Un schéma explicatif est donné en Figure 76.

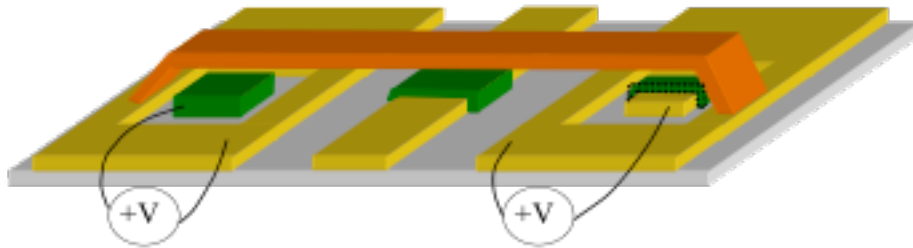


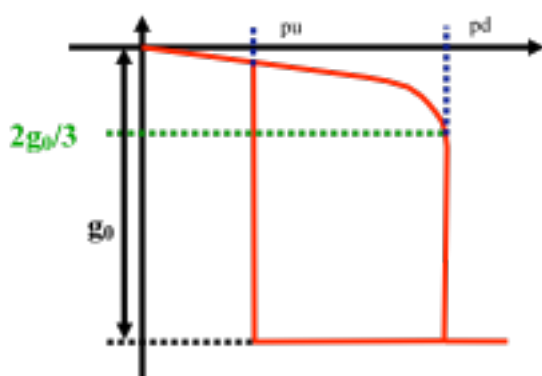
Figure 76 : Micro-commutateur à électrodes d’activations séparées

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

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

➤ **Activation d’un micro-commutateur**

L’activation électrostatique d’un micro-commutateur décrit un cycle d’hystérésis comme le montre la Figure 77 qui représente la courbe $g(V)$, où g correspond à la hauteur du pont et V à la tension appliquée. Lorsqu’on augmente progressivement la tension, le pont se baisse progressivement jusqu’à atteindre une hauteur correspondant au tiers de la hauteur totale du pont. Au-delà, l’équilibre devient instable et le pont vient alors en contact avec le diélectrique, c’est la tension de pull-down notée V_{pd} . Il faut ensuite diminuer progressivement la tension pour que le pont atteigne à nouveau un état instable qui permet de le relever, c’est la tension de pull-up notée V_{pu} . Les équations théoriques de ces tensions de seuil en fonction des dimensions et des propriétés du composant sont données en Figure 77.



$$V_{pd} = \sqrt{\frac{8.K}{27.\epsilon_0.W.Wb} \times g_0^3}$$

$$V_{pu} = \sqrt{\frac{2.K.(g_0 - h_{diel}).h_{diel}^2}{\epsilon_0.\epsilon_r.W.Wb}}$$

Figure 77: Activation électrostatique d’un micro-commutateur

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

Un micro-commutateur capacitif peut être modélisé au moyen d’un simple circuit RLC comme le montre la Figure 78, où C décrit la capacité créée par le pont, le diélectrique et la ligne, L est l’inductance créée par le pont et R_s représente les pertes induites par le pont et les lignes.

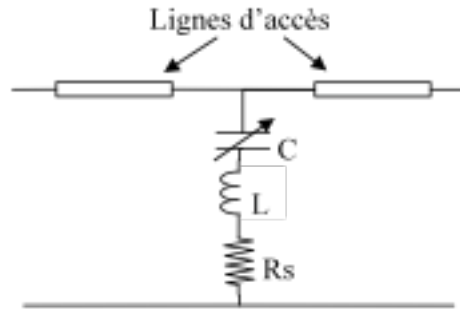


Figure 78: Modèle RLC représentatif d'un micro-commutateur capacitif

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

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

Un micro-commutateur capacitif parallèle aura alors un comportement fréquentiel décrit en Figure 79. En l'absence de polarisation, la capacité est faible et induit de faibles pertes d'insertion auxquelles s'ajoutent les pertes ohmiques modélisées par les lignes d'accès et la résistance R_s . Notons que les pertes d'insertions se dégradent lorsque la fréquence micro-onde augmente car la réactance capacitive devient de moins en moins négligeable. En revanche, lorsque le pont est en position basse, la valeur de la capacité créée par la ligne, le diélectrique et le pont est suffisamment élevée pour couper le signal micro-onde d'autant plus que la fréquence est élevée. L'isolation maximum est atteinte à la résonance, puis au-delà de cette fréquence, l'isolation se dégrade du fait de la prédominance des effets inductifs.

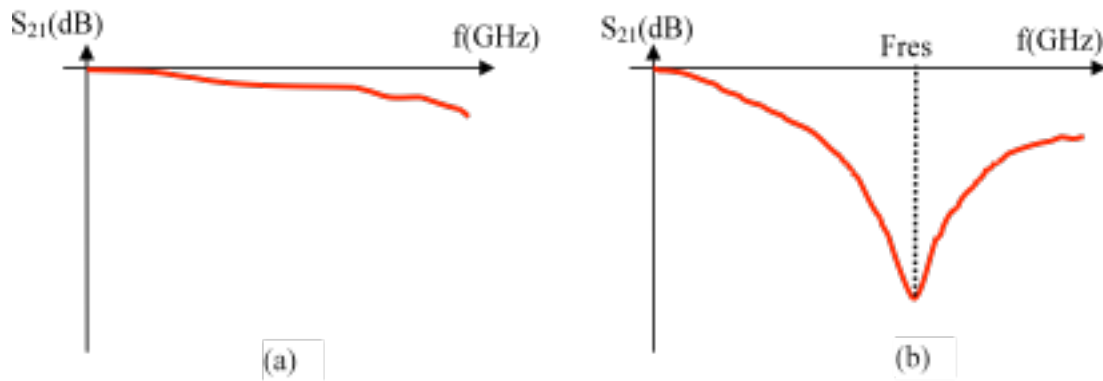


Figure 79: Comportement fréquentiel d'un micro-commutateur capacitif à l'état haut (a) et à l'état bas (b)

ANNEXE 3 : La Problématique de la fiabilité des MEMS RF (d'après la thèse de Samuel Mellé)

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

➤ Défaillances dues aux conditions environnementales

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

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

Un exemple de cavité réalisée grâce à un anneau de scellement est montré en Figure 80. Ce niveau de packaging est réalisé au moyen de la technique IRS (Indent Reflow Sealing) mise au point par l'IMEC. Cette technique permet de réaliser le vide ou d'insuffler un gaz inerte à l'intérieur de la cavité pour optimiser le fonctionnement du MEMS dans une ambiance neutre. Cependant, il est difficile d'obtenir une cavité totalement hermétique. Des études sont actuellement en cours pour améliorer l'herméticité comme par exemple le dépôt d'un matériau par-dessus le boîtier évitant toute craquelure de l'anneau de scellement ou encore l'ajout de « getters », matériaux absorbants d'humidité.

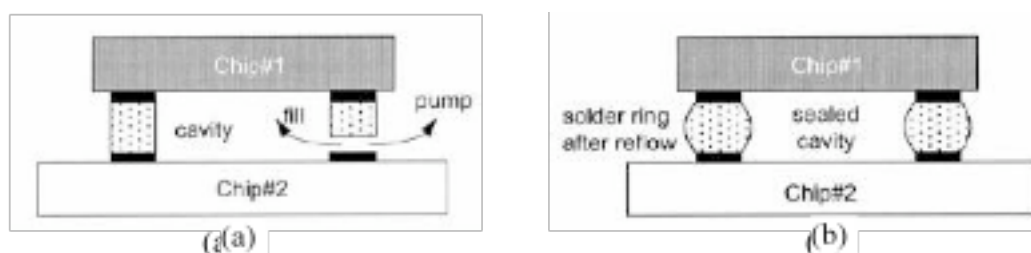


Figure 80 : Réalisation d'une cavité par Indent Reflow Sealing, gaz inerte ou vide à l'intérieur de la cavité (a), fermeture de l'anneau de scellement (b)

Les interconnexions micro-ondes sont un point critique car elles doivent présenter le moins de pertes possibles. En faisant passer les lignes de signal sous la cavité, une capacité est créée ayant pour effet d'introduire une fréquence de résonance inférieure à 10GHz selon les dimensions de la transition. Il est donc nécessaire de mettre au point de nouveaux types d'interconnexions. L'université du Michigan a développé des interconnexions par trous métallisés traversant le substrat. Le signal est amené par la face arrière du substrat, passe par

les vias et arrive au niveau du MEMS (Cf. Figure 81). Ce type d'interconnexions représente cependant un challenge sur les plans technologique et micro-onde.

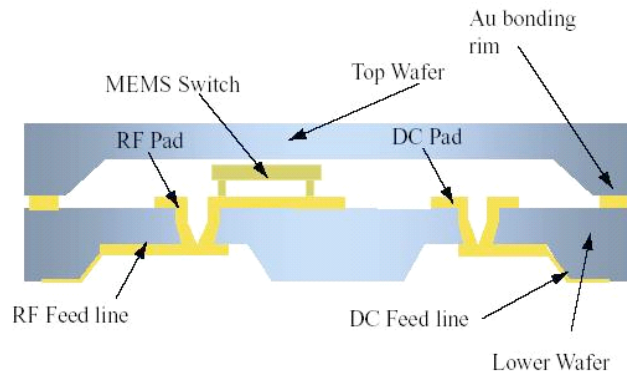


Figure 81: Type d'interconnexions : arrivée du signal par la face arrière du substrat et par trous métallisés

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

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

L'électromigration est un mécanisme de défaillance pouvant engendrer des modes de défaillances structurels. Ce phénomène se produit sous de fortes densités de courant pour lesquelles des atomes du matériau conducteur sont arrachés entraînant localement des circuits ouverts. Des simulations à l'aide du logiciel HFSS permettent d'observer les densités de courant sur les lignes et sur le pont et d'optimiser la conception des structures.

L'auto-activation est un mode de défaillance fonctionnel. Sous l'effet d'une forte puissance micro-onde, le pont peut s'abaisser sans l'application d'un signal DC. Pour éviter ce mode de défaillance spécifique aux fortes puissances, il est nécessaire d'optimiser la conception du micro-commutateur. Il est notamment possible de placer des contre-électrodes au dessus des électrodes d'activations (Cf. Figure 82) et d'y appliquer une polarisation DC pour maintenir le pont à l'état haut même lors du passage d'un fort signal hyperfréquence. Comme dans le cas des interconnexions pour le packaging, ceci représente un développement technologique difficile à mettre en place.

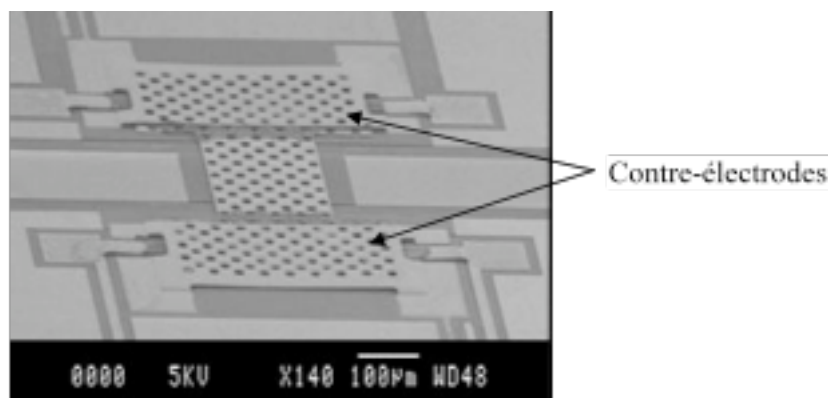


Figure 82: Micro-commutateur optimisé pour la tenue en puissance micro-onde avec contre-électrodes

➤ **Défaillances dues à la fatigue mécanique**

Le fluage est un lent mouvement d'atomes sous l'effet d'une contrainte mécanique. Ceci crée une fatigue mécanique du métal se traduisant par une modification des contraintes internes, une diminution de l'élasticité et de la dureté et pouvant aller jusqu'à l'apparition de fissures. Ces différentes étapes mécaniques sont présentées sur la Figure 83 sur laquelle sont tracées en ordonnée les contraintes appliquées à un matériau et en abscisse les déformations subies par ce dernier. On peut observer 3 zones :

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

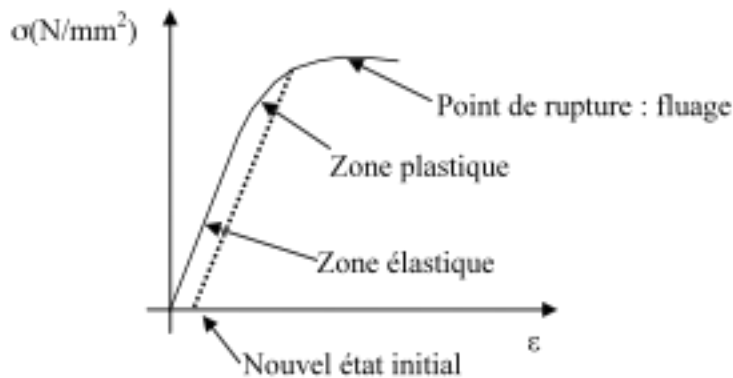


Figure 83: Courbe des déformations d'un matériau

➤ **Défaillances dues au chargement du diélectrique**

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

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

5 Publications Significatives

RF-MEMS based Tuner for microwave and millimeterwave applications

David Dubuc^{1,2} and Katia Grenier¹

¹LAAS-CNRS, Toulouse and ²University of Toulouse
France

1. Introduction

This chapter sets out the basics and applications of impedance tuner for microwave and millimeterwave applications. Engineering examples, based on innovative and up-to-date Radio-Frequency MicroElectroMechanical Systems (RF-MEMS) technologies, are used to illustrate theoretical and practical principles. An explicit, comprehensive and efficient design methodology of impedance tuners is furthermore detailed. This generic design procedure is illustrated by the design of a tuner building block and followed by the description of appropriate measurements. Finally the capabilities of RF-MEMS based Impedance tuner issued from the state of the art are briefly reviewed and are followed by global conclusions.

The purposes of this chapter are then to give to the readers comprehensive informations on:

- The basics and applications of microwave and millimeterwave impedance tuners,
- The architectures of tuners,
- The implementation of tuner thanks to RF-MEMS technology,
- The design and characterization methodologies.

2. Basic definitions of Impedance Tuner

2.1 Applications and Basic definitions

Impedance matching is one of the key activities of microwave designers. Targeting maximum power transmission and/or low noise operation, impedance matching networks widely take place in all RF, microwave and millimeterwave systems. The corresponding design techniques are now well established and described in plenty of microwave books (Pojar, 2005; Collin, 2001).

For a decade, with the increase of microwave applications, requirements in term of system-reconfigurability have raised the level of complexity of circuits and especially of matching circuits. In addition to existing design constraints (detailed below), the ability of tunability without any loose of performances, and even with improved performances, has become mandatory. This is accomplished in conjunction with the use of new technologies to fulfill integration and increased frequency operation trends (Dubuc et al., 2004).

This actual trend gives rise to the development of new kinds of integrated microwave passive networks, which match/generate impedances with reconfigurable ability. Two major applications, presented in the Figure 1 and detailed below, take full benefit from these high performances and integrated circuits: (1) tunable matching networks in reconfigurable and smart RF-microsystem, and (2) impedances generators, which exhibit wide range of impedance values for devices characterization.

The Figure 1 (a) presents a reconfigurable front-end system, where impedance tuning circuits (referred in this chapter as *impedance tuner* or simply *tuner*) correspond to the key blocks in order to assure tunability under high efficiency operation (mainly high received-transmit power and low noise operation) (Rebeiz, 2003). For this application, the main features of such circuits may be listed as:

- the set of source and load impedances, which can be matched. This can be presented as the number of covered quadrants of the Smith Chart or simply by the impedance tuning range (both for the real and imaginary parts),
- the frequency bandwidth, as reconfigurability of operating frequency is concerned here,
- the insertion losses or the power efficiency of the tuner,
- the power handling capabilities,
- the DC -power consumption, as tunable-switchable elements are mandatory for tunability,
- the integration level.

As far as this last characteristic is concerned, an entire integrated system vision is considered in this chapter. This means that impedance tuners may be co-integrated with Integrated Circuits (IC). Tremendous consequences on potential applications may occur, such as the use of integrated impedance tuner for smart telecommunication systems or for millimeterwave instrumentation.

The massive integration of tuners within microsystems results in adaptative RF front-end, where functionalities can be reconfigured as well as operating frequencies (Qiao et al., 2005). The tuning capabilities of matching network gives rise to higher system efficiency and wider bandwidth. Moreover, on-wafer tuning can be also employed to compensate variations due to aging, temperature drift and unit-to-unit dispersion.

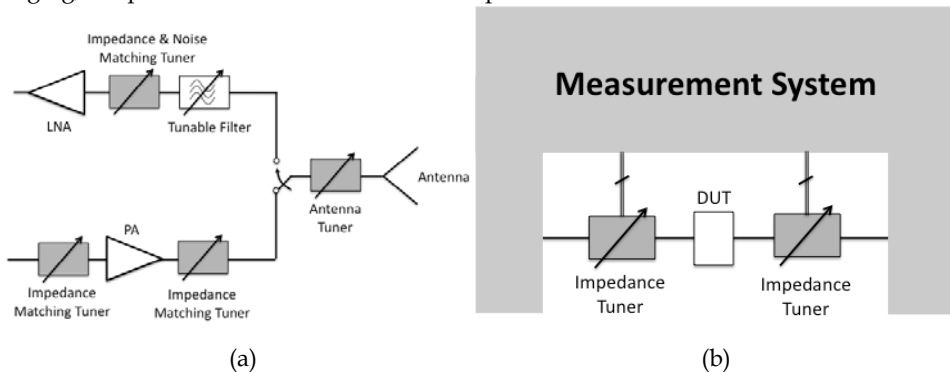


Fig. 1. Typical applications of Impedance Tuners : (a) reconfigurable front end system (b) integrated instrumentation systems

For instrumentation application, the integration of tuner circuits as close as possible to the device under test (DUT) also enlarges the measurements capabilities. The parasitic reduction in the test chain results in a rise of the maximum frequency operation: RF-MEMS tuners up to W-band have been successfully demonstrated (Vähä-Heikkilä et al., 2005). Moreover, the reduction of losses between the tuner and the DUT translates into an improvement of achievable VSWR often mandatory to provide an accurate modeling (Tagro et al., 2008). The Figure 1. (b) presents such systems : the tuners generate impedance loci featuring high impedance coverage under high frequency operation. Applications for noise or load-pull measurements can be envisioned.

2.2 Architecture of Impedance tuner

Impedance tuner architectures derive from fixed matching circuits. In this chapter, we focus on circuits able to operate in the microwave and millimeterwave domain, typically at frequencies above the X-band. Transmission lines-based circuits, which are more suitable at frequency higher than 6 GHz, are consequently discussed. Nevertheless, the next paragraph will be dedicated to semi-lumped tuner as tunability concept and expected performances can simply be introduced.

As far as lumped-elements solutions are concerned, such tuners are generally limited to 6GHz, but their associated concepts are very illustrative as they can be simply extended to all kinds of tuner. The figure 2 presents a generic reconfigurable impedance matching circuit (Pozar, 2005), which can be used as a tuner thanks to reconfigurable capacitors or inductors. Various solutions for elements' tuning are also illustrated both for inductors and capacitors. Banks of digitally commuted elements correspond to an efficient way of tuning (Papapolymerou et al., 2003).

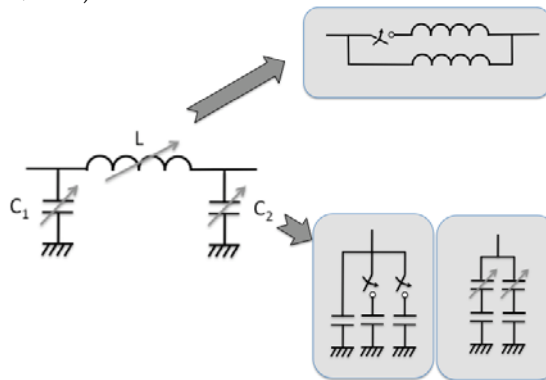


Fig. 2. Typical Lumped-Impedance Tuners

Tuning of only one element of the circuit described in figure 2 can result into a wide impedance/operating frequency tuning. The reconfigurable ability of a 4:1 impedance matching circuit has been investigated (Rebeiz, 2003). Variation of only 30 to 50% of C_2 (L and C_1 are fixed) translates into 60 to 100% of the impedance variation (for a fixed frequency) or more than 100% of fractional bandwidth (compared with 10% bandwidth for fixed elements), for a fixed set of source and load impedances.

For X-band and above (up to W-band), tuner architectures mainly involve Transmission-Lines (TL) and varactors. This type of impedance tuner is based on well-known single-double-triple-stubs impedance matching's architectures (Collin, 2001). The tuning were firstly realized using mechanical devices with either coaxial or waveguides structures, which results in cumbersome solutions requiring motors for automatic control. To integrate reconfigurable tuner, the tuning was then achieved thanks to switching elements and/or variable capacitors (diode and/or transistors), which commute or reconfigure the electrical length and/or the characteristic impedance of TL/stubs.

The figure 3. (a) presents a basic example of 3 switchable stubs featuring different electrical characteristics. To minimize the occupied space, electrical length of stubs can also be tuned with serial switches (figure 3. (b)) or shunt ones (figure 3. (c)).

Reconfigurable stub can also be realized by using switchable loading capacitor at the end of the stub or distributed along (figure 3.(d)). In specific conditions, described in the paragraph 4 of this chapter, the periodic capacitive loading translates into a equivalent TL with tunable electrical length (and characteristic impedance). The figure 4 presents such a tunable distributed transmission line, which represents the key element for multiple stubs matching network.

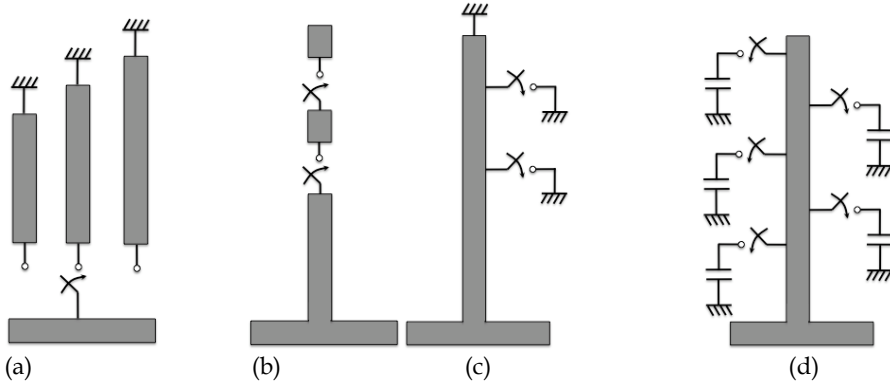


Fig. 3. Tunable stubs, which serve as building blocs of impedance tuners.

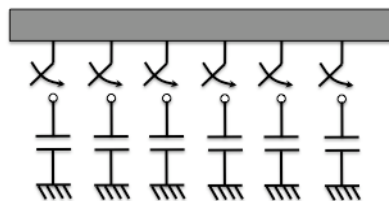


Fig. 4. Tunable Distributed Transmission Line

PIN diodes, Field Effect Transistors or switchable capacitors (also named varactor : variable capacitor) can also be exploited to tune the impedance and/or electrical length of TL. The figure 5 (a) presents a periodically loaded TL, where reactive loading elements modify the TL-phase velocity and its characteristic impedance. This topology can serve as a matching network and consequently as a tuner with limited impedance coverage. It is however suitable for power applications. The RF-current carried through switched distributed

capacitors is indeed weaker than with any other architecture (such as described in figure 3), which results in improved power handling capabilities.

More advanced impedance coverage can be achieved thanks to the use of stubs: the more the numbers of stubs take place, the wider the impedance coverage and bandwidth become (Collin, 2001). The counterpart is nevertheless an increased occupied surface and then a rise of insertion losses. This is illustrated by the schematic of figure 5. (b), which presents a reconfigurable single stub using the same principle of operation of the TL described in figure 5. (a).

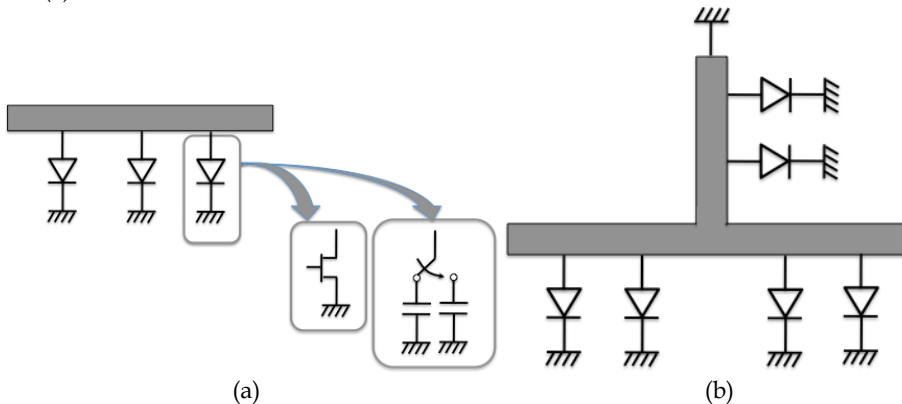


Fig. 5. PIN diode, Field Effect Transistors and varactor-based impedance tuners.

The bandwidth of a tuner is also an important feature, which impacts on its architecture. The bandwidth of a lumped matching network depends on the ratio of the impedances to match. Large difference in the values of source and load impedances translates indeed into a high resonant behavior and then low circuit's bandwidth. This result can simply be pointed out with lumped circuits but is also true for distributed network.

One solution to enhance the bandwidth corresponds to use multistage transformers, for which the impedance ratio of each stage is divided by the number of stages. For TL-based-architecture, this multistage technique is built on "N-section Chebyshev impedance transformers" method for example (Collin, 2001; Pozar, 2005). As an illustration, thanks to lumped matching network as described in figure 2, the matching of impedances with a ratio of 4:1 results in a 10% fractional bandwidth for 1-stage and 30% thanks to 3-stages topology (Rebeiz, 2003). Of course, the tuning of elements can be applied in this case, not to tune the impedances to match but to improve the bandwidth (100% or more of the fractional bandwidth can be reached thanks to the tuning of the matching network). The price to pay is nevertheless an increase of the occupied surface and consequently the losses. This point limits the number of matching section to 2 or 3 stages depending on the requirements and chosen technology.

Another gain, that can be expected from multistage-tuner, corresponds to power capabilities. Increasing the bandwidth by a reduction of the resonant behavior of circuits indeed translates into a reduction of both current and voltage in the network. For fixed I-V constraints on devices and especially on RF-MEMS varactors, for which reliability highly depends on currents passing through and voltages across, the power can be raised. This explains why distributed TL, loaded with RF-MEMS varactors, corresponds to a good

candidate for high bandwidth tuner (Shen & Barker, 2005) and/or medium power applications (Lu et al., 2005).

The next paragraph presents the RF-MEMS technology, which is particularly attracting for tuner integration because of the available reconfigurable devices and the high performances they exhibit (Rebeiz, 2003).

3. RF-MEMS Technology

The selection of a technology for tuner applications is motivated by the envisioned performances expected for the circuits inside the whole system. As integration is required to address attractive applications of reconfigurable frond-end and advanced instrumentation systems, cumbersome rectangular waveguide solution with mechanical screw or ferrite for tunability is excluded. As far as high RF-performances is expected (the benefit from the integration of tuner should not be suppressed by a loose of performances), the tunability must reside in high quality components in term of:

- ❖ low losses, to reach high VSWR, high impedance coverage, low added noise and high power efficiency,
- ❖ high integration level, to assure a co-integration with active circuits and permit the integration of periodic loaded structures,
- ❖ low power consumption, as integration of tens of switches/varactors is required per matching network and tens of them per microsystems,
- ❖ high linearity to address load-pull applications as well as power amplifier matching ones.

The figure 6 presents these 4 performances for 3 different technologies which are suitable for tunability implementation: using PIN diodes or Field Effect Transistors (MMIC), using rectangular waveguide solutions which are generally based on the use of ferrite and finally the RF-MEMS technology, which corresponds to an excellent challenger for tuner application.

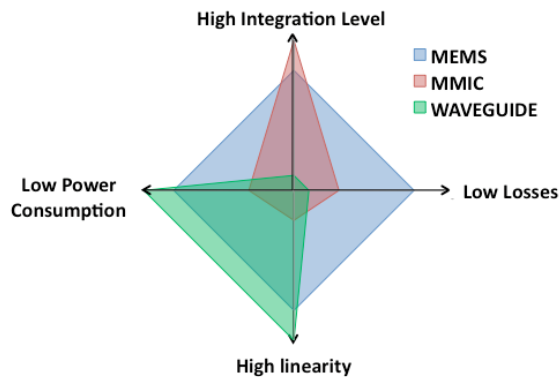


Fig. 6. Achievable tuners' performances vs technologies

One of the key features of RF-MEMS resides in their high quality factors of the resulting varactors. As already discussed, the tuner's topologies generally involve varactors and transmission lines and their losses greatly impact the overall insertion losses, more

especially as the resonant behavior of circuits is intentionally high. The figure 7 illustrates the impact of capacitor quality factor and line lineic losses on the insertion losses at 20GHz for a capacitively loaded stub (see the insert of the figure 7). It is then shown that quality factor of 30 or higher is mandatory for typical transmission line losses. This, once again, highlights the RF-MEMS devices, which generally exhibit quality factors greatly higher than 30, whereas it corresponds to the maximum value obtained thanks to MMIC varactors built with FET transistors.

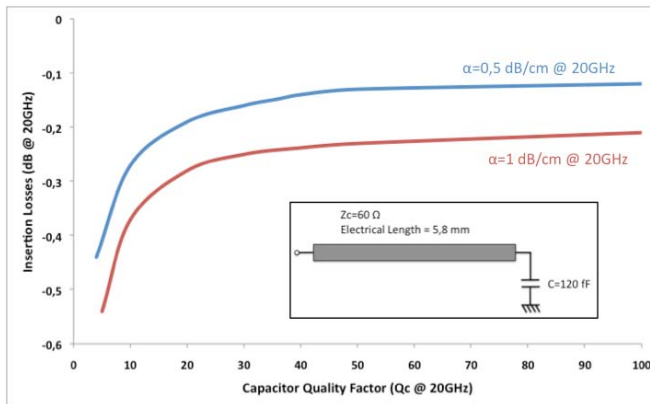
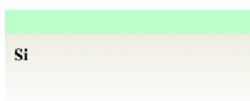


Fig. 7. Impact of capacitor’s quality factor on the capacitively loaded stub insertion losses.

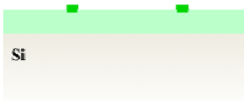
Numerous RF-MEMS-technologies have been developed all around the world to fulfill specific requirements (frequency operation, power handling, RF-performances, ...) (Rebeiz, 2003). The next two paragraphs present one of them, which has been developed at the LAAS-CNRS toward the integration of reconfigurable microwave passive networks over silicon active ICs (Grenier et al., 2005).

3.1 RF MEMS devices technology

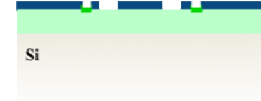
1. Substrate isolation for IC compatibility



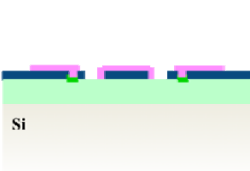
2. Resistors formation



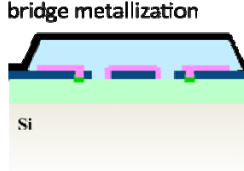
3. RF line metallization



4. Dielectric isolation



5. Sacrificial layer and bridge metallization



6. MEMS release



Fig. 8. Process flow of RF MEMS devices

The RF-MEMS technology described in this chapter was specifically developed in order to fulfill the previously mentioned requirements in terms of IC compatibility, low losses, high isolation as well as medium power ability. The corresponding process flow is divided in six major steps, as illustrated in Fig. 8. It includes isolation from the lossy substrate, metallization for the RF lines and the mobile membrane, as well as a thin dielectric layer and integrated resistors.

First, a polymer layer of 15 μm thick is spin-coated on top of a silicon wafer. It provides an excellent isolation between the future MEMS devices and the substrate (Grenier et al., 2004), which may include ICs for complete reconfigurable systems integration (Busquere et al., 2006). This elevation from the substrate partly confines indeed the electrical fields into a lower loss tangent material instead of the lossy silicon. The polymer "Benzocyclobuten" from Dow Chemicals, which exhibits a loss tangent close to $2 \cdot 10^{-4}$ in the GHz range, is used. After its spin-coating, a polymerization procedure is realized at 250°C under nitrogen flow, during one hour.

An evaporated germanium layer is then patterned to realize integrated resistors. Other kinds of integrated resistors can be used such as silicon-chrome (Vähä-Heikkilä & Rebeiz, 2004-a). Nevertheless, Germanium material exhibits high value of resistivity (Grenier et al., 2007), which is in favor for low losses operation. Next step consists in the deposition of the RF lines metallization. In order to lower the metallic losses and also allow power handling through the MEMS devices, a high thickness of gold, 2 μm at least, is elaborated. Instead of an electroplating technique, which is particularly suitable for high metal thickness formation but suffers from roughness, a lift-off procedure is employed. The consequent minimization of the roughness enhances the contact quality between the metallic membrane and the MEMS dielectric and thus improves the accessible capacitive ratio.

In a fourth step, the MEMS dielectric of 0.25 μm thick is performed at 300°C by Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition (PECVD). After its delimitation by dry etching, a sacrificial layer is deposited and patterned. A specific care is given to this layer in order:

- to sustain the next technological steps,
- to obtain a flat MEMS bridge; several depositions and photolithographic steps are consequently required to take the RF lines relief into account,
- and to assure a good strength of the membrane anchorages.

As an air gap of 3 μm between the MEMS bridge and the central conductor of the RF line is targeted, the sacrificial layer is defined with such a thickness.

The metallic membrane is then obtained with two successive depositions: an evaporated gold layer of 0.2 μm , followed by an electroplated one of 1.8 μm . The evaporated metal, which exhibits important internal stress, is minimized to drastically decrease any risk of membrane's buckling. The gold bridge is then obtained with a classical wet etching.

The next and most critical step of the process consists in the release of the MEMS structure. It corresponds to the suppression of the sacrificial layer through chemical etching, followed by its drying.

Fig. 9 indicates the photography of a realized RF MEMS switch (which corresponds in fact to a varactor with a high capacitor ratio). This example includes a metallic membrane placed on top of a coplanar waveguide, with four membrane's anchorages and four integrated resistors. The bridge is composed of a central part, which assures the capacitor values, and two actuation electrodes located apart the line, which large surface decreases the required actuation voltage (close to 20-25 V generally) (Ducarouge et al., 2004).

Such a MEMS switch may be modeled with an RLC electrical schematic, which is embedded between two transmission lines, as illustrated in the drawing of

	Components		Values
	Lines:	Z0	48Ω
		$\epsilon_{r,eff}$	3.085
		Length	100μm
		L _{MEMS}	28 pH
	C _{MEMS}	up	70 fF
		down	2330 fF
	ratio	33	
Q @ 20GHz	up	>100	
	down	28	
	R _{MEMS}	0.12 Ω	

Table 1. Electrical model of the RF MEMS switch

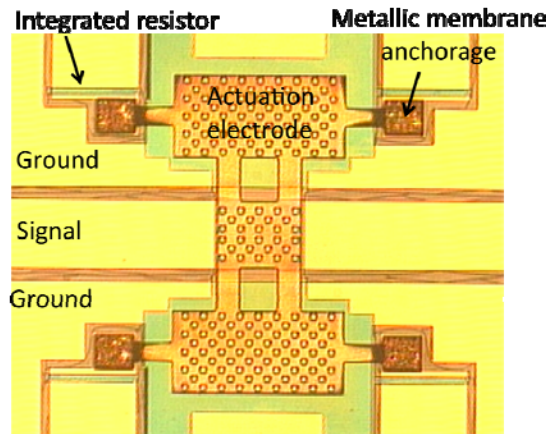


Fig. 9. Photography of a classical RF MEMS switch

The R_{MEMS} resistor corresponds to losses in the metallic membrane. The L_{MEMS} inductor is due (1) to the connecting arms between the central part of the bridge and the actuation electrodes and (2) to the suspension arms of the membrane itself. The capacitor's value C_{MEMS} depends of the state of the bridge and of the regarding surface. Its ratio in the "up" and "down" states is a good indicator about the contact quality of the MEMS switch and the corresponding technology.

As far as the access lines are concerned, they present a characteristic impedance close to 50 Ohm with an effective relative permittivity of 3 and a length of 100 μm.

The achievable RF performances of such an RF MEMS switch are presented in Fig. 10 in both up and down states of the membrane. At 20 GHz, the insertion losses are close to 0.25dB (which include the contribution of the 200 μm long lines placed apart the membrane), whereas the isolation reaches 50 dB. The RF MEMS switch exhibits

consequently very low losses and high isolation, with a capacitor ratio of 33. Power tests have demonstrated that such an RF MEMS may handle up to 1W during 30 millions of cycles in hot switching.

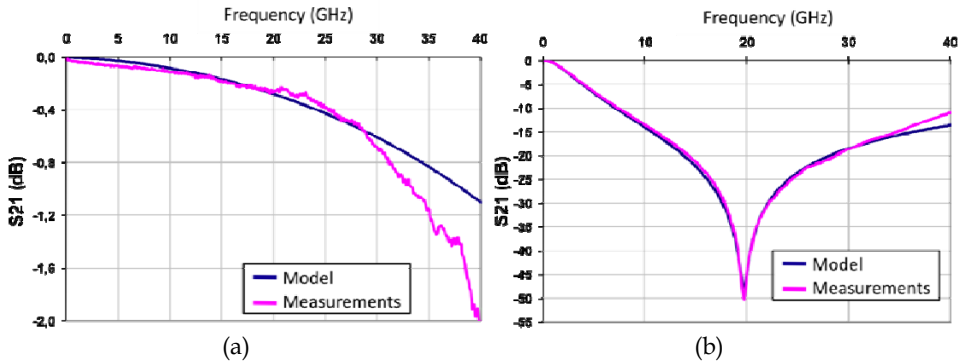


Fig. 10. Simulations and measurements of an elementary RF MEMS switch in (a) up and (b) down positions

A good agreement between modeling and measurements is achieved for both insertion losses (Fig. 10.a) and isolation (Fig. 10.b). These results validate the simple model used for the RF MEMS switch. A better fit at high frequency could however be reached if additional parasitic elements were considered, but it would highly complex the electrical model.

Depending on the technology, device architecture and targeted application, various reliability performances under low (in the milliWatt range) and medium (in the Watt range) power in hot or cold switching (the RF-power is on or off - respectively- during the MEMS switching) can be found in the literature. The reliability of RF-MEMS is actually one major concern (together with packaging issues) of the RF-MEMS researches. Considered solutions aims to optimize as much as possible the different parameters, which limits the lifetime of RF-MEMS devices/circuits such as:

- (1) the actuation scheme of the devices. The frequency and the duty cycle of the biasing voltage have a high impact on the MEMS reliability (Van Spengen et al., 2002; Melle et al., 2005),
- (2) the dielectric configuration, which is subject to charging. Some solutions to decrease the charging and/or enhance the discharging have already been proposed, such as adding holes (Goldsmith et al., 2007) or carbon-nanotubes (Bordas et al., 2007-b) in the dielectric for examples. In any case, dielectric charging is one major concern for high reliable RF-MEMS circuits,
- (3) the thermal effects in metal lines under medium RF-power. The consequent heat induces deformation of the mobile membrane (and even buckling), which results in mechanical failure (Bordas et al., 2007-a),
- (4) the electro-migration, as high current density, which is induced in metal line under medium RF-power, results in alteration of metallization and then alters the operation of the device.

As far as the elaboration of tuner is concerned, many identical MEMS structures are required to form the complete circuit. However, some technological dispersions during the fabrication of MEMS structures may not be totally avoided, especially the contact quality

between the metallic membrane and the MEM dielectric. Moreover as defined previously in (Shen & Barker, 2005), capacitive ratio of 2-5:1 are required. Consequently, new MEMS varactors, which integrate Metal-Insulator-Metal (MIM) capacitors, have been developed.

3.2 RF MEMS varactor and associated technology

Based on the previous RF-MEMS devices, MIM capacitors have been added. They are placed between the ground planes and the membrane anchorages, as indicated in Fig. 11. They present the high advantage of being very compact, contrary to Metal-Air-Metal (MAM) capacitors (Vähä-Heikkilä & Rebeiz, 2004-a), but at the detriment of quality factor due to additional dielectric losses.

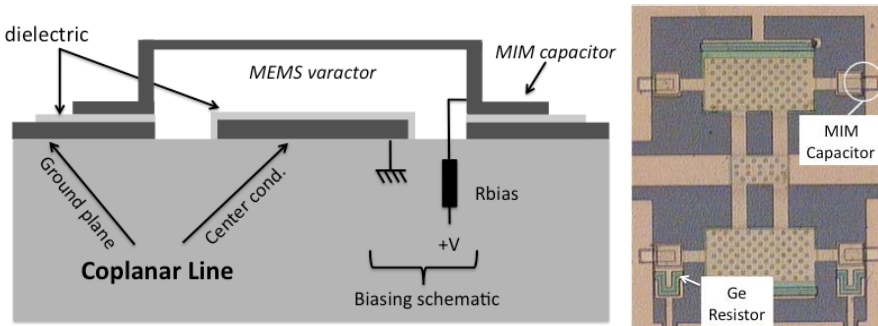


Fig. 11. Cross section view and photography of a RF MEMS switch with integrated MIM capacitors

The precedent technological process flow has consequently been modified to integrate these MIM capacitors. Two additional steps are required. After the elaboration of the RF lines, the MIM dielectric (Silicon Nitride) is deposited by PECVD and patterned. A top metallization is realized by evaporation and delimited. The MEMS process restarts then with the deposition of the MEM dielectric and continue until the final release of the structure. Because of technological limitations, MIM capacitors have to present a value equal or higher than 126fF.

The corresponding electrical model is slightly modified with the addition of a MIM capacitor, as shown in

Components	Values
Line (μm)	105
LMEMS (pH)	23,5
CVAR(ff) up	110
down	500
RMEMS (Ω) up	2
down	0,15
Q@ 20GHz up	36
down	106
CMIM(ff)	450

Table 2. Electrical model of varactor with MIM capacitors

The MIM capacitor's value corresponds to 450fF, which leads to varactor's values (MEM and MIM capacitors in serial configuration) of 110 and 500fF in the up and down states respectively. It results in a capacitive ratio of 4.5 (Bordas, 2008).

Vähä-Heikkilä et al. have proposed another solution for the reduction and control of the capacitor ratio. They used Metal-Air-Metal (MAM) capacitors with RF-MEMS attractors (see figure 12), which results in higher quality factor, as no dielectric losses appear in the MAM device. This results in a 150% improvement in the off-state quality factor, a value of 154 was indeed obtained at 20GHz (Vähä-Heikkilä & Rebeiz 2004-a) with MAM capacitors 100 times larger than MIM ones.

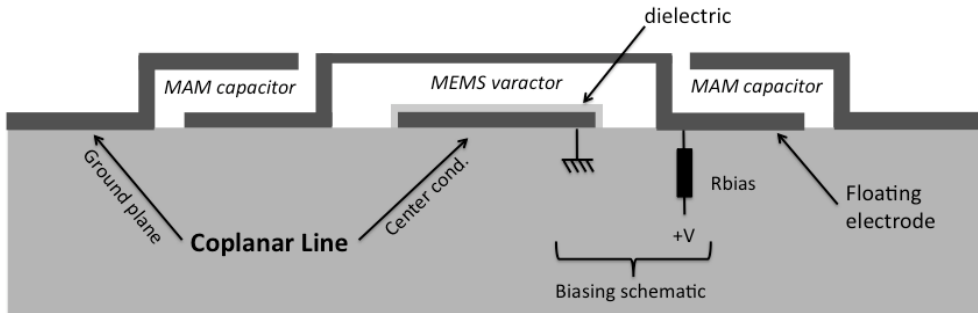


Fig. 12. Metal-Air-Metal (MAM) capacitor associated with RF-MEMS varactors used for tuning elements in tuner (Vähä-Heikkilä & Rebeiz 2004-a)

Despite these possible quality factors' improvements, quality factors higher or around 30-40 are sufficient to achieve low losses' tuners, as suggested by the figure 7. RF-MEMS devices are consequently well adapted to tuner applications (and more generally all reconfigurable applications) as they also exhibit:

- (1) Controllable and predictable capacitor ratios in the range of 2-5:1,
- (2) Medium power capabilities,
- (3) Compatibility with a system-on-chip approach,
- (4) Low intermodulation.

The next paragraph then presents an explicit method to design an RF-MEMS-based tuner.

4. RF-MEMS Tuner Design methodology: example of the design of a building block

4.1 Efficient Design Methodology

Thanks to the RF-MEMS-varactors and associated technology presented in the last paragraph, we propose to detail and illustrate an explicit design methodology of TL-based impedance tuner. The design and characterization of a basic building block of tuner: a single stub architecture, presented in the figure 13, is detailed and discussed. The investigated structure is composed of 3 TL sections: 2 input/output accesses and 1 stub. Each line is loaded by 2 switchable varactors. When the loading capacitance is increased, the line electrical length is increased and the matching is tuned. Reconfigurable varactors can be realizable thanks to a switch, which address 2 different capacitors, or by the association of fixed and tunable capacitors as illustrated in the figure 13.

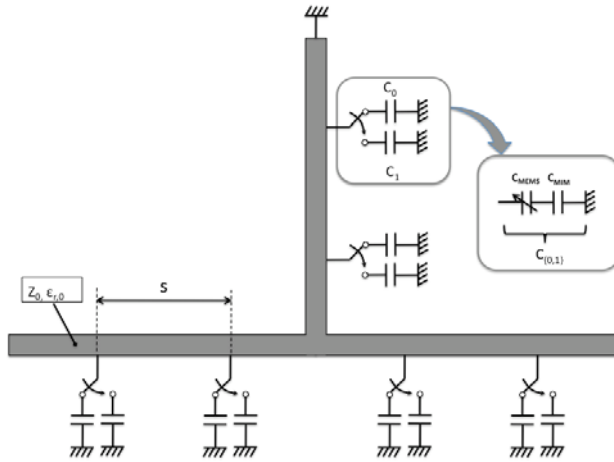


Fig. 13. Tuner’s Topology

The parameters, which have to be optimized, are:

- the MIM capacitor value : C_{MIM} (we consider that the MEMS capacitor - without the MIM- is fixed by the technological constraints),
- the characteristic impedance of the unloaded line (without the varactors) : Z_0 ,
- the spacing s between the MEMS capacitor both for the input and the output lines and for the stub.

It follows such targets :

- an impedance coverage:
 1. as uniform as possible : target 1,
 2. providing high values of $|\Gamma|$: target 2,
 3. providing also low values of $|\Gamma|$: target 3,
- Technological feasibility (this limits some dimensions).

The target 3 is fulfilled when the characteristic impedance of the loaded line, with all MEMS in the up position (named $Z_{c,up}$) is close to 50Ω :

$$Z_{c,up} = 50\Omega \tag{1}$$

The first target is difficult to be analytically expressed. To circumvent this difficulty, we propose to consider that this target is reached if, for each tuner’s transmission line (TL), presented in the figure 14, the phase difference of the reflection scattering parameter (S_{11}) between the two MEMS states is 90° . Indeed, when a phase difference of 90° is reached for a TL, an half wise rotation is observed in the Smith Chart then leading to “a best impedance coverage”.

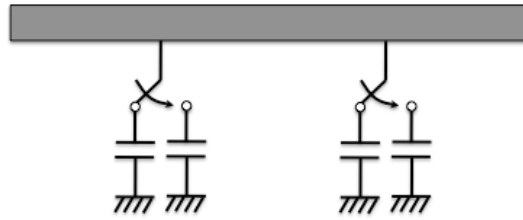


Fig. 14. TL with tunable electrical length. This element corresponds to a generic building block of complex tuner architectures.

To express this constraint, a parameter is introduced, which represents the two-states-difference of the normalized length of TL, regarding the wavelength:

$$\delta = \frac{l}{\lambda_{down}} - \frac{l}{\lambda_{up}} \tag{2}$$

The impedance coverage will then be optimally uniform if:

$$\delta = 1/4 \tag{3}$$

After some mathematical manipulations, the proposed figure of merit can be expressed as a function of the designed parameters:

$$\delta = \frac{f\sqrt{\epsilon_{r0}}}{c} 2s(\sqrt{1 - R + RK_{up}}) - \sqrt{K_{up}} \tag{4}$$

where $K_{up}=(Z_0/Z_{c,up})^2$; R , s and ϵ_{r0} correspond to the capacitor ratio C_{down}/C_{up} , the spacing between varactors and the relative permittivity of the unloaded line respectively.

The design equation (4) then translates into an explicit expression of the capacitor ratio (then named R_{opt}), which permits to design the value of the MIM capacitors of the varactors:

$$R_{opt} = \frac{\left(\frac{\delta}{B} + \sqrt{K_{up}}\right)^2 - 1}{K_{up} - 1} \tag{5}$$

$$B = \frac{f\sqrt{\epsilon_{r0}}}{c} 2s \tag{6}$$

The optimal value of the MIM capacitor is finally deduced from this optimal capacitor ratio of the varactor and the up-state value of the MEMS devices (without MIM capacitor):

$$C_{MIM}^{opt} \approx (R_{opt} - 1) \times C_{MEMS}^{up} \tag{7}$$

This last expression assumes that the MEMS capacitor ratio is large enough compared with the one of the resulting varactor.

Finally, the target 2 is fulfilled when the down-state capacitor value of the varactor is sufficiently large to 'short circuit the signal', leading to the edge of the Smith Chart. As this value is already defined by the designed equation (4), the target 2 is optimized by tuning the s value, which is -on the other side- constrained by the Bragg condition (Barker & Rebeiz, 1998) and the technological feasibility. The s value will then be a parameter to optimize iteratively in order to reach the best compromise between "wide impedance coverage (i.e. equation (1) and (4)) and "technological feasibility".

This procedure was applied to a single-stub tuner. Considering the RF-MEMS technology presented in the previous paragraph, the values summarized in the table 3 are reached after some iterations and totally defines the tuner of the figure 13.

Transmission line Characteristic Impedance		63 Ω
MEMS capacitor (theoretical)	up	70 fF
	down	4000 fF
MIM capacitor		500 fF
Total Capacitor	up	60 fF
	down	450 fF
Total Capacitor Ratio		7-8

Table 3. Values of the tuner's parameters using the proposed methodology

4.2 Measured RF-Performances

The microphotography in figure 15 presents the fabricated single-stub tuner, whose electrical parameters are given in the table 3. The integration technology used has been developed at the LAAS-CNRS (Grenier et al. 2004; Grenier et al. 2005; Bordas, 2008) and, in order to integrate tuners with active circuits, the RF-MEMS devices were realized on silicon (2k Ω .cm) with a BCB interlayer of 15 μ m.

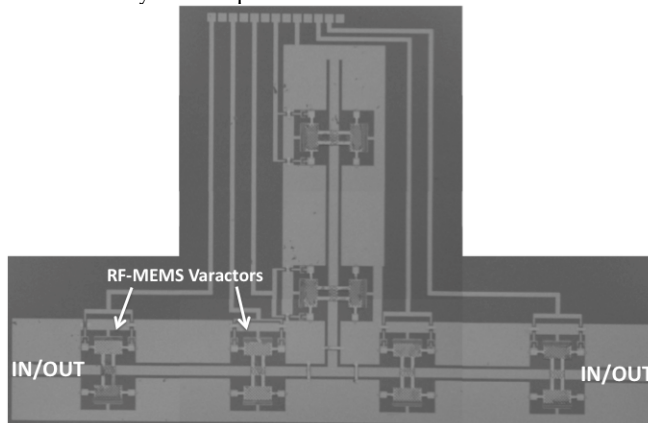


Fig. 15. Micro-photography of the fabricated RF-MEMS single stub tuner (Bordas, 2008)

The on-wafer 2-ports S parameters have been measured from 400 MHz to 30 GHz for the $2^6=64$ possible states. The DC feed lines for the varactors actuation have been regrouped and connected to an automated DC -voltages supplier through a probe card (see figure 16).

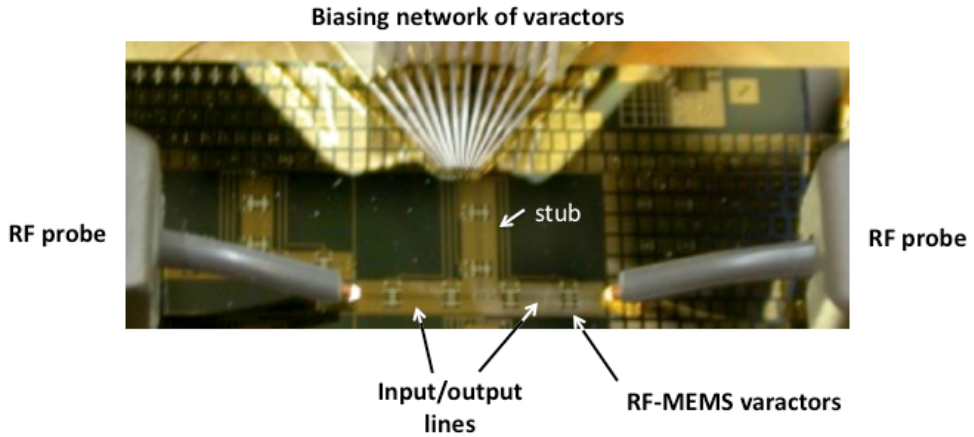


Fig. 16. Micro-photography of the fabricated tuner under testing

The measured and simulated (with Agilent ADS) S_{11} parameters vs frequency, when all the MEMS devices are in the down position, are shown in fig. 17. This demonstrates the accuracy of the RF-MEMS technologies' models over a wide frequency range.

The fig. 18 presents the measured and simulated impedance coverage at 10, 12.4 and 14GHz (64 simulated impedance values and 47 measured ones) with 50Ω input and output terminations. There is a good agreement between the simulated and measured impedance coverage with high values of $|\Gamma_{MAX}|$ and VSWR parameters as 0.82 and 10 are respectively obtained at 14 GHz.

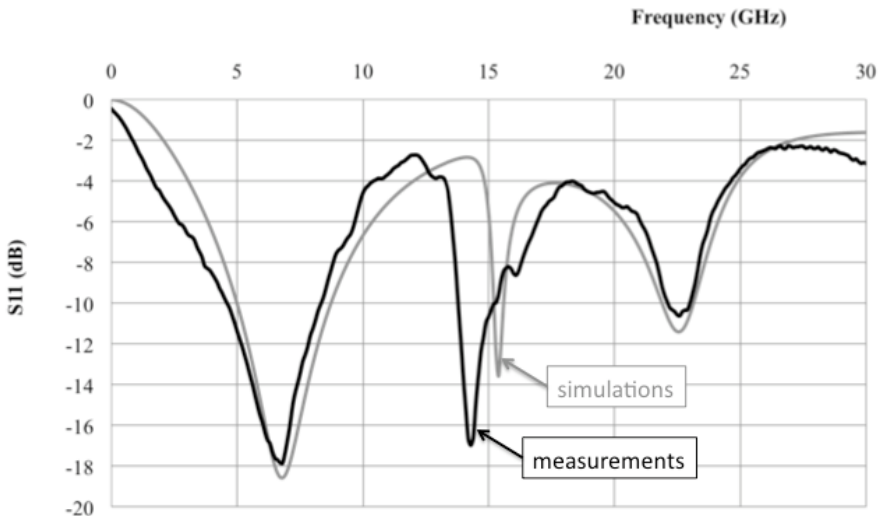


Fig. 17. Measured and simulated S_{11} parameter, when all MEMS devices are in the down position

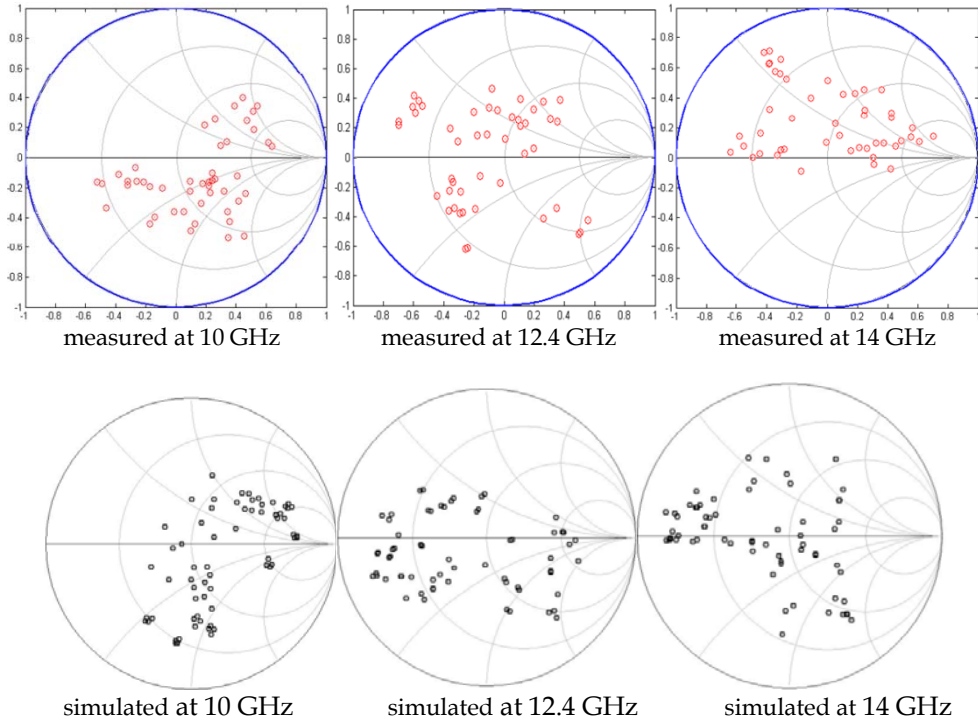


Fig. 18. Measured and simulated impedances coverage of the tuner at 10, 12.4 and 14 GHz

This result then validates the proposed design methodology as a wide impedance coverage is reached after the first set of fabrication.

In term of tunable matching capability of the resulting circuit, the figure 19 presents the input impedances of the fabricated tuner, when the output is loaded by 20Ω . The results demonstrate that the tuner is able to match 20Ω on a 100Ω input impedance (the 100Ω circle is drawn in the Smith Chart of the figure 19). The corresponding impedance matching ratio of 5:1 is in the range of interest of a wide range of applications, where low noise or power amplifiers and antennas have to be matched under different frequency ranges.

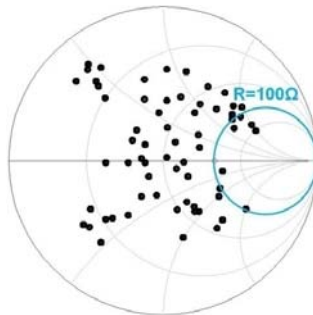


Fig. 19. Predicted input impedance coverage at 20 GHz. The output of the tuner is loaded by 20Ω .

5. Capabilities of RF-MEMS based tuner

The previous paragraph has presented an illustration of the design of an RF-MEMS-based tuner in Ku and K-bands. Although the considered structure was quite simple (1-stub topology), the measured performances in term of VSWR and impedance coverage was very satisfactory. Of course, the presented design methodology is very generic and can also be applied for the design of more complicated tuner architecture. The figure 20 presents a double and triple stub tunable matching network.

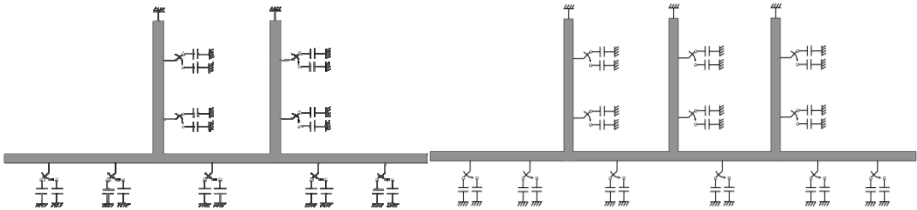


Fig. 20. RF-MEMS based tuner : double and triple stub architecture

Despite the drawbacks of such structures in terms of occupied surface and insertion losses, their impedance coverage and maximum VSWR feature improved values compare to single stub structures. The figure 21 illustrates typical results expected from double and triple stubs tuners and demonstrates the power of the design methodology presented in the paragraph 4 as well as the capabilities of RF-MEMS technologies for the implementation of integrated tuners with high performances. Excellent impedance coverage was indeed predicted as well as high value of reflection coefficient in all the four quadrant of the Smith-Chart.

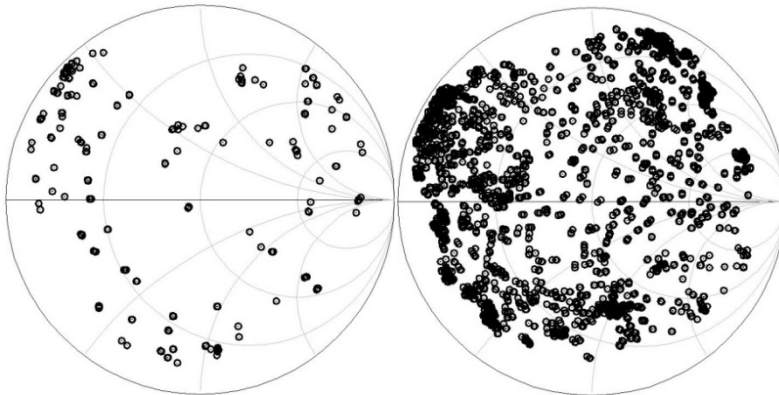


Fig. 21. Predicted impedance coverage of a 9 bits (2 stubs) and 12 bits (3 stubs) RF-MEMS tuner

The simulations predict for both architectures a $|\Gamma_{MAX}|$ value of 0.95 at 20GHz, which corresponds to a VSWR around 40. Compared with MMIC-tuner, RF-MEMS architectures clearly exhibit improvement in term of achievable VSWR. In Ka-band, the losses of FET or Diode limit the VSWR of tuner to 20 (McIntosh et al., 1999; Bischof, 1994), whereas as for RF-

MEMS-technology-based tuners exhibit values ranging from 32 (Kim et al., 2001) to even 199 (Vähä-Heikkilä et al., 2007). It clearly points out the breakthrough obtained by using RF-MEMS technologies for microwave and millimeterwave tuner applications.

Moreover, the demonstration of high RF-performances of RF-MEMS-based tuner have been successfully carried out:

1. *on various architectures for*

- 1-stub (Vähä-Heikkilä et al., 2004-c; Dubuc et al., 2008; Bordas, 2008; Vähä-Heikkilä et al. 2007),
- 2-stubs (Papapolymerou et al., 2003; Kim et al., 2001; Vähä-Heikkilä et al., 2005; Vähä-Heikkilä et al., 2007)
- 3-stubs (Vähä-Heikkilä et al., 2004-b; Vähä-Heikkilä et al., 2005; Vähä-Heikkilä et al., 2007)
- Distributed TL (Lu et al., 2005; Qiao et al., 2005; Shen & Barker, 2005; Lakshminarayanan & Weller, 2005; Vähä-Heikkilä & Rebeiz, 2004-a)

As anticipated (Collin, 2001), the VSWR rises when the number of stubs increases. The table 4 presents the $|\Gamma_{MAX}|$ and VSWR values for 1, 2 and 3-stubs RF-MEMS tuners. Value around 40 is achieved at 16 GHz for a 3-stub structure, which corresponds to a 100% improvement compare with a 1-stub network, but at the expense of 70% rise of the occupied surface.

Architecture	1- stub tuner	2- stub tuner	3-stub tuner
$ \Gamma_{MAX} @ 16 \text{ GHz}$	0,91	0,93	0,95
VSWR @ 16 GHz	21	28	39

Table 4. $|\Gamma_{MAX}|$ and VSWR vs tuner architecture (Vähä-Heikkilä et al., 2007)

2. *Over a wide frequency range from 4 to 115 GHz :*

- C-band (Vähä-Heikkilä & Rebeiz, 2004-a),
- X-band (Vähä-Heikkilä & Rebeiz, 2004-a; Vähä-Heikkilä et al., 2004-b; Qiao et al., 2005),
- Ku-band (Papapolymerou et al., 2003; Vähä-Heikkilä et al., 2006),
- K-band (Dubuc et al., 2008; Bordas, 2008; Shen & Barker, 2005),
- Ka-band (Kim et al., 2001; Lu et al., 2005, Vähä-Heikkilä & Rebeiz, 2004-d),
- U and V-band (Vähä-Heikkilä et al., 2004-c)
- W-band (Vähä-Heikkilä et al., 2005)

One can notice that high values of $|\Gamma_{MAX}|$ and VSWR are generally achieved for high frequency operation. This is suggested by the datas reported in the table 5, which reports a tuner with an optimized impedance coverage at 16 GHz. At this frequency, a VSWR of 28 is measured, whereas at 30 GHz an impressive value of 199 is reported.

Frequency	6 GHz	8 GHz	12 GHz	16 GHz*	20 GHz	30 GHz
$ \Gamma_{\text{MAX}} $	0,95	0,94	0,91	0,93	0,96	0,99
VSWR	39	32	21	28	49	199

* Optimal impedance coverage of the Smith-Chart

Table 5. $|\Gamma_{\text{MAX}}|$ and VSWR vs frequency for a 2-stubs tuner (Vähä-Heikkilä et al., 2007)

A tradeoff between impedance coverage and high value of $|\Gamma_{\text{MAX}}|$ and VSWR then exists and both features need to be considered for fair comparison.

6. Conclusions

This chapter has presented the design, technology and performances of RF-MEMS-based tuners. Various architectures have been presented in order to give a large overview of tuner-topologies. An efficient and explicit design methodology has been explained and illustrated through a practical example. The authors have moreover outlined the potential of RF-MEMS technologies for different applications (tunable impedance matching between integrated functions within smart microsystems, wide impedance values generations for devices characterization) because of their ability for IC-co-integration, low losses performances and low distortion characteristics.

7. Acknowledgements

The authors would like to specifically acknowledge Chloe Bordas, who was Ph.D student under the supervision of Katia Grenier and David Dubuc from 2005 to 2008 and worked on RF-MEMS based tuner. She was an essential backbone of the work presented in this Chapter.

We also would like to thanks Samuel Melle, Benoît Ducarouge and Jean-Pierre Busquere, Ph. D students under the supervision of David Dubuc and Katia Grenier from 2002 to 2005. Their work on RF-MEMS design, fabrication and reliability contributed to rise the knowledge of the team, and permit to envision circuits based on RF-MEMS varactors.

Katia Grenier and David Dubuc also acknowledge the support of Thales Alenia Space, the French Defense Agency (DGA) and ST-Microelectronics.

8. References

- Barker, S. Rebeiz, G.M. (1998). Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, Issue 11, Part 2, Nov. 1998 pp:1881 - 1890
- Bischof, W. (1994). Variable impedance tuner for MMIC's. *Microwave and Guided Wave Letters*, Volume 4, Issue 6, June 1994 Page(s):172 - 174
- Bordas, C.; Grenier, K.; Dubuc, D.; Paillard, M.; Cazaux, J.-L.; et al. (2007-a). Temperature stress impact on power RF MEMS switches, *Microtechnologies for the new millennium 2007*, Smart sensors, actuators and MEMS, Maspalomas, Espagne. Mai 2007.

- Bordas, C.; Grenier, K.; Dubuc, D.; Flahaut, E.; Pacchini, S. Paillard, M.; Cazaux, J-L. (2007-b). Carbon nanotube based dielectric for enhanced RF MEMS reliability. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, June 2007.
- Bordas, C. (2008). Technological optimization of RF MEMS switches with enhanced power handling – Elaboration of a MEMS-based impedance tuner in K-band. *Ph.D. dissertation* (in French), April 2008.
- Busquere, J.-P.; Grenier, K.; Dubuc, D.; Fourn, E.; Ancey, P.; et al. (2006). MEMS IC concept for Reconfigurable Low Noise Amplifier. *36th European Microwave Conference*, 2006. 10-15 Sept. 2006 Page(s):1358 - 1361
- Collin, R. E. (2001). *Field Theory of Guided Waves*, 2nd ed., IEEE Press.
- Dubuc, D.; Saddaoui, M.; Melle, S.; Flourens, F.; Rabbia, L.; Ducarouge, B.; Grenier, K.; et al. (2004). Smart MEMS concept for high secure RF and millimeterwave communications. *Microelectronics Reliability*, Volume 44, Issue 6, June 2004, Pages 899-907
- Dubuc, D.; Bordas, C.; Grenier, K. (2008). Efficient design methodology of RF-MEMS based tuner. *European Microwave Week 2008 (EuMW 2008)*, Amsterdam (Pays Bas), 27-31 Octobre 2008, pp.398-401
- Ducarouge, B.; Dubuc, D.; Melle, S.; Bary, L.; Pons, P.; et al. (2004). Efficient design methodology of polymer based RF MEMS switches. *2004 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2004. 8-10 Sept. 2004 Page(s):298 - 301
- Goldsmith, C.L.; Forehand, D.I.; Peng, Z.; Hwang, J.C.M.; Ebel, I.L. (2007). High-Cycle Life Testing of RF MEMS Switches. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007. 3-8 June 2007 Page(s):1805 - 1808.
- Grenier, K.; Dubuc, D.; Mazenq, L.; Busquère, J-P.; Ducarouge, B.; Bouchriha, F.; Rennane, M.; Lubecke, V.; et al. (2004). Polymer based technologies for microwave and millimeterwave applications. *50th IEEE International Electron Devices Meeting*, 2004, San Francisco, USA, Dec. 2004.
- Grenier, K.; Dubuc, D.; Ducarouge, B.; Conedera, V.; Bourrier, D.; Ongareau, E.; Derderian, P.; et al. (2005). High power handling RF MEMS design and technology. *18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2005. 30 Jan.-3 Feb. 2005 Page(s):155 - 158
- Grenier, K.; Bordas, C. Pinaud, S.; Salvagnac, L.; Dubuc, D. (2007). Germanium resistors for RF MEMS based Microsystems. *Microsystems Technologies*, DOI 10.1007/s00542-007-0448-4.
- Kim, H.-T.; Jung, S.; Kang, K.; Park, J.-H.; Kim, Y.-K.; Kwon Y. (2001). Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, December 2001, Vol. 49, No. 12, pp. 2394-2400.
- Lakshminarayanan, B.; Weller, T. (2005). Reconfigurable MEMS transmission lines with independent Z₀- and β - tuning. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2005.
- Lu, Y.; Katehi, L. P. B.; Peroulis D. (2005). High-power MEMS varactors and impedance tuners for millimeter-wave applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, November 2005, Vol. 53, No. 11, pp. 3672-3678.
- McIntosh, C.E.; Pollard, R.D.; Miles, R.E. (1999). Novel MMIC source-impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measurements. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 47, Issue 2, Feb. 1999 Page(s):125 - 131
- Melle, S.; De Conto, D.; Dubuc, D.; Grenier, K.; Vendier, O.; Muraro, J.-L.; Cazaux, J.-L.; et al. (2005). Reliability modeling of capacitive RF MEMS. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 53, Issue 11, Nov. 2005 Page(s):3482 - 3488

- Papapolymerou, J.; Lange, K.L.; Goldsmith, C.L.; Malczewski, A.; Kleber, J. (2003). Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-end. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 51, Issue 1, Part 2, Jan. 2003 Page(s):271 - 278
- Pozar, D.M. (2005). *Microwave Engineering*. 3rd ed., Wiley 2005.
- Qiao, D.; Molfino, R.; Lardizabal, S.M.; Pillans, B.; Asbeck, P.M.; Jerinic, G. (2005). An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 53, Issue 3, Part 2, March 2005 Page(s):1089 - 1095
- Rebeiz, G. M. (2003). *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*. New York: Wiley, 2003.
- Shen, Q; Baker, N.S. (2005). A reconfigurable RF MEMS based double slug impedance tuner. *European Microwave Conference 2005*, Paris, pp. 537-540.
- Tagro, Y.; Gloria, D.; Boret, S.; Morandini, Y.; Dambrine, G. (2008). In-situ silicon integrated tuner for automated on-wafer MMW noise parameters extraction of Si HBT and MOSFET in the range 60-110GHz. *72nd ARFTG Microwave Measurement Symposium*, 2008. 9-12 Dec. 2008 Page(s):119 - 122
- Van Spengen, W.M.; Puers, R.; Mertens, R.; De Wolf, I. (2002). Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS. *International Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02*. Digest. 8-11 Dec. 2002 Page(s):901 - 904
- Vähä-Heikkilä, T.; Rebeiz, G.M. (2004-a). A 4-18-GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. Volume 14 Issue 4, Pages 356 - 372. 9 Jun 2004
- Vähä-Heikkilä, T.; Varis, J.; Tuovinen, J.; Rebeiz, G. M. (2004-b). A reconfigurable 6-20 GHz RF MEMS impedance tuner". *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2004, pp. 729-732.
- Vähä-Heikkilä, T.; Varis, J.; Tuovinen, J.; Rebeiz, G.M. (2004-c). A V-band single-stub RF MEMS impedance tuner. *34th European Microwave Conference, 2004*, Volume 3, 11-15 Oct. 2004 Page(s):1301 - 1304
- Vähä-Heikkilä, T.; Rebeiz, G. M. (2004-d). A 20-50 GHz reconfigurable matching network for power amplifier applications. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2004, pp. 717-720.
- Vähä-Heikkilä, T.; Varis, J.; Tuovinen, J.; Rebeiz, G.M. (2005). W-band RF MEMS double and triple-stub impedance tuners. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 12-17 June 2005
- Vähä-Heikkilä, T.; Caekenberghe, K.V.; Varis, J.; Tuovinen, J.; Rebeiz, G.M. (2007). RF MEMS Impedance Tuners for 6-24 GHz Applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 26 Mar 2007, Volume 17 Issue 3, Pages 265 - 278.

Plastic-based microfabrication of artificial dielectric for miniaturized microwave integrated circuits

David Dubuc^{a,b,*}, Katia Grenier^a, Hiroyuki Fujita^{a,b}, Hiroshi Toshiyoshi^{a,b}

^a LIMMS/CNRS-IIS, The University of Tokyo, 4-6-1 Komaba, Meguro-ku, Tokyo 153-8505, Japan

^b Institute of Industrial Science, The University of Tokyo, 4-6-1 Komaba, Meguro-ku, Tokyo 153-8505, Japan

Received 15 April 2009; received in revised form 22 September 2009; accepted 22 September 2009

Available online 4 October 2009

Abstract

This publication presents the design, microfabrication and characterization of microwave artificial dielectric for highly compact circuits. The investigated artificial dielectric is integrated thanks to microtechnology using plastic-based materials. Two comprehensive modelling approaches and design methodology are presented and experimentally validated. We then demonstrate that artificial dielectrics permit the elaboration of miniaturized microwave circuits as well as potential mechanical bending ability.
© 2009 Elsevier B.V. All rights reserved.

Keywords: Metamaterials; Microfabrication; Transmission lines; Artificial dielectric; Plastic-based technology

1. Introduction

Artificially engineered materials – metamaterials – with properties, which cannot be achieved naturally, keep fascinating. Kock [1] initially proposed the first artificial dielectric in 1948, while he was working toward lightweight microwave lenses. Twenty years later, Veselago [2] introduced the theory of left-handed materials' concept. Few decades were still required to enable the first demonstration of a realized metamaterial and led to intensive studies to reveal its inherent capabilities [3,4]. Because of the possible tailoring of the macroscopic properties of metamaterials, applications in the optic and microwave fields therefore emerged. Circuits

with negative permeability/permittivity [5,6], near zero permittivity [7], and high permittivity [8–11] were successfully demonstrated. Recently metamaterial-based artificial dielectric (AD) featuring high value of permittivity [8–11] was proposed and aims to contribute to circuit's miniaturization by wavelength compression. The potential of these ADs, which are traditionally integrated using printed circuit board (PCB) technologies, is demonstrated up to 12 GHz but remains restricted in terms of frequency range and wavelength compression because of the limited control of parasite effects and reduced range of dimensions induced by the PCB technology. On the other side, traditional micro- and nanotechnologies and even unconventional ones may nowadays provide amazing properties' improvement in the field of metamaterials for microwave applications notably.

In this paper, we propose to integrate such an AD using the capabilities offered by microtechnology and especially by an unconventional technology in the microwave field but already and widely studied in the

* Corresponding author at: LAAS-CNRS and Univ. of Toulouse, France. Tel.: +33 (0)5 6133 6292; fax: +33 (0)5 6133 6969.

E-mail addresses: dubuc@laas.fr (D. Dubuc), grenier@laas.fr (K. Grenier), fujita@iis.u-tokyo.ac.jp (H. Fujita), hiro@iis.u-tokyo.ac.jp (H. Toshiyoshi).

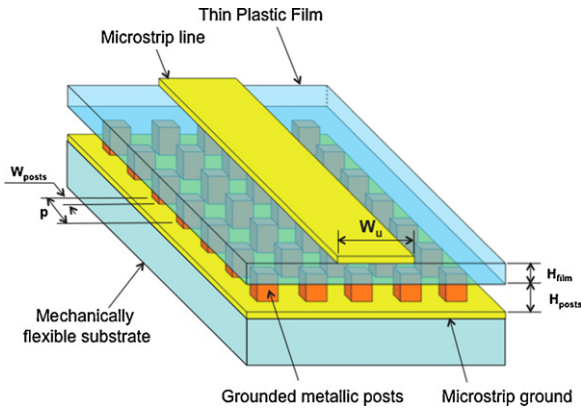


Fig. 1. Investigated artificial dielectric architecture.

optical one. The process flow and materials are defined to extend the frequency range of such devices as well as their performances. We particularly aim to increase the reachable permittivity as it drives the wavelength compression and the compactness of microwave circuits elaborated thanks to these ADs. To achieve such performances, we develop an efficient modelling, which points out the key design parameters. Moreover, we setup an appropriate technology to have access to the required set of dimensions. This technology leads, for the first time to our knowledge, to the integration of metamaterials microwave circuits on plastic materials, which allow the elaboration of mechanical flexible devices. This elastic ability promises really innovative applications, where bending/folding are required—properties not reachable with silicon or GaAs integration [12–14]. The proposed technology derives from a roll-to-roll one [15], already well implemented for the production of high volume flexible and large display panel. Our aim consequently consists in capitalizing the attractive features of such a technology (e.g. high integration level, bending, folding, mass production’s capability) for RF and microwave circuits. Both modelling and technology are appropriately developed. The characterization of proof-of-concept demonstrators provides validation of the study. The electrical performance demonstrates that (1) loss level of 0.17 dB/mm at 20 GHz is reached and can be further improved and (2) high AD permittivity up to 7 is achieved, which corresponds to a boost factor of 241% compared with permittivity of bulk flexible plastic substrates ($\epsilon_r \approx 2.9$).

2. Investigated artificial dielectric and associated microstrip interconnection

The investigated architecture is presented in Fig. 1. It was proposed in [8–11] with a PCB technology, whereas

its integration by using microtechnologies is presented here. The structure is composed of a 2D network of metallic posts, with a rectangular shape in our case, which are connected to a ground plane. On top of these posts, a thin plastic film is laminated and acts as an insulator between the grounded posts and the microwave circuit (a microstrip line in the case of Fig. 1) elaborated on the film.

In fact, the posts act as periodical capacitive loadings of the microstrip transmission line. It translates into a rise of the equivalent permittivity as far as the posts lattice (p) remains weak compare with the used wavelength. Under this assumption, we can consider the thin film and 2D-posts’ network as an equivalent dielectric with an engineerable permittivity ($\epsilon_{r,AD}$) based on a proper choice of posts’ dimensions (W_{posts} , H_{posts}) and film’s thickness (H_{film}). The part IV of this paper presents a comprehensive modelling and design guidelines of the corresponding AD. Thanks to AD’s equivalent parameters, microwave circuit design can follow traditional and well-known methodologies, without any design constraint coming from the metamaterial architecture, like encountered for MEMS-based loaded transmission lines [16–18]. This is due to the physical separation between the metamaterials parts and the microwave circuit, which leads to efficient design of complex microwave circuit.

The integration of this AD’s architecture thanks to microtechnology, which is presented in this paper, enlarges the expected performances and frequency range. As demonstrated in the following part, the high dimensions-aspect ratio reachable with the microfabrication capabilities results indeed in high permittivity values and therefore into high compactness of associated microwave circuits. Moreover, the subsequent decrease of parasite effects [12,19] broadens the operating frequencies up to millimeter-wave regime [20] and even to THz [21–23]. It translates into high circuits scalability, which is applicable for various applications and frequency operation.

3. Microfabrication

Besides the interests of using microtechnologies for high integration level and high frequency operation, we also target innovative features such as mechanical bending of circuits as well as high-performances. This last requirement is developed in the modelling part of this paper (part IV), which points out that high value of the posts’ height (H_{posts}) and low film’s thickness (H_{film}) give rise to enhanced RF performances. Consequently, we choose to realize the substrate and the posts using polydimethylsiloxane (PDMS) coated by metal. PDMS

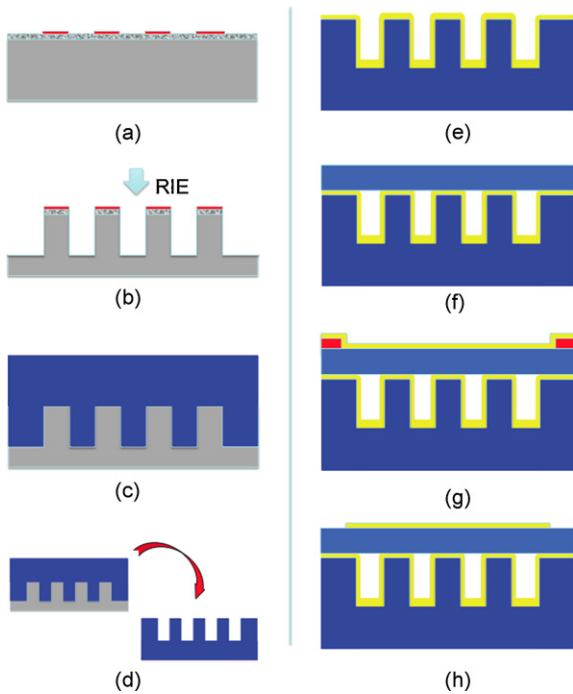


Fig. 2. Process flow of the AD's structures.

is indeed a bendable, foldable and stretchable elastomer, which technological structuration can exhibit high aspect ratio.

The elaboration of these posts is described in Fig. 2 and is based on the inverse replication of a silicon mould. It starts from a bulk silicon wafer, which has been covered with the evaporation of 100 nm thick aluminum. A standard photolithographic process is then performed to delimitate the future posts (Fig. 2a). After the aluminum wet etching, trenches in the silicon wafer are then performed by reactive ion etching (Fig. 2b). The corresponding depth defines the height of the PDMS posts. The replica mould is then filled with the PDMS elastomer, which is cured at 100 °C for 10 min (Fig. 2c).

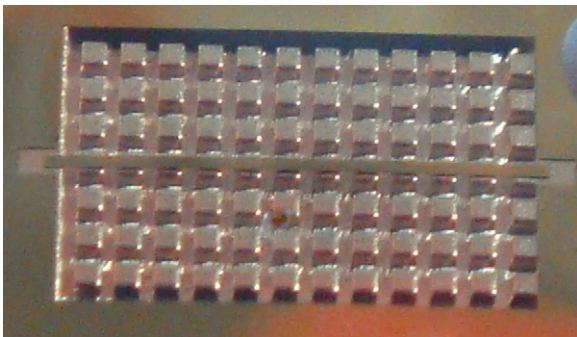


Fig. 3. Microphotography of a fabricated structure.

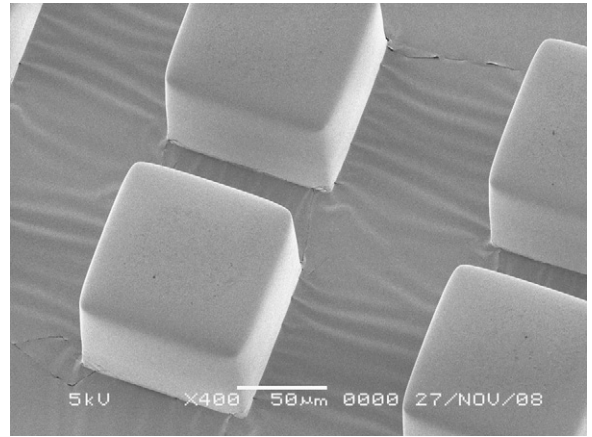


Fig. 4. SEM picture of grounded posts.

After demoulding (Fig. 2d), the PDMS replica is sputtered by 7 nm of chromium and 200 nm of gold under 10 Pa pressure and 30 sccm (standard cubic centimeters per minute) of argon (Fig. 2e).

A thin PEN (polyethylene naphthalate with a permittivity of $\epsilon_r = 2.9$) film is then laminated onto the posts (Fig. 2f). This kind of plastic thin film is usually employed in roll-to-roll processes for mechanically flexible display [15]. On top of the resulting assembly, a traditional lift-off technique (regular photoresist lithography, metal deposition and solvent lift-off) is realized in order to define our microwave circuits (Fig. 2g and h).

Fig. 3 presents a photograph of a microfabricated structure. The 2D network of metallic posts ($W_{posts} = H_{posts} = 100 \mu\text{m}$ and $p = 200 \mu\text{m}$) can be distinguished through the PEN-film as well as the stripline ($W_u = 100 \mu\text{m}$) on top. At each end of the structure, coplanar accesses are added for on-wafer measurements. Fig. 4 shows a SEM picture of the posts, covered by gold. Some waves, which were induced by thermal stress, may be noticed between the posts. However, no electrical defect is finally observed. Such residual waves may also be easily minimized with thicker electroplated metallization.

Six sets of proof-of-concept demonstrators (3.6-mm long microstrip lines) featuring different dimensions are fabricated. For all of them, the strip width of the microstrip line (W_u), the post width (W_{posts}), the lattice of the 2D-posts-array (p) correspond to 100, 100 and 200 μm , respectively. Three sets of different PDMS replicas are realized exhibiting posts' heights of 35, 100 and 200 μm . For each set of substrates, two PEN-film types are finally laminated and exhibit 12 and 26.5 μm thicknesses, respectively.

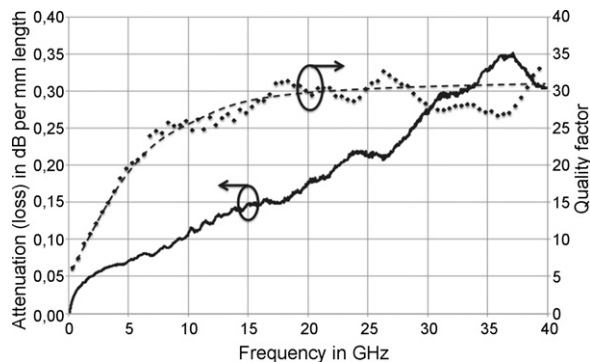


Fig. 5. Measured lineic attenuation and quality factor versus frequency for the transmission lines shown in Fig. 3.

As an electrical validation of the process, we performed the measurements of one representative microstrip line (12 μm thick PEN-film and 100 μm -posts' height), and extracted the lineic attenuation and quality factor as shown in Fig. 5. Attenuation around 0.17 dB/mm and a quality factor of 30 at 20 GHz are measured and in the range of achievable integrated interconnection performances [24].

The key advantage of this process flow resides in the possible bending of the structure, as only plastic-based materials are used to build the AD's structures (PDMS – which is an elastomer [25] – and PEN or PET – which are thermoplastic films [26] – both exhibit a high level of mechanical flexibility). Fig. 6 shows a picture of a fabricated metalized substrate under bending, for which no electrical degradation is observed after such a stress.

4. Proposed modelling

This part develops a comprehensive modelling of the AD and also gives some design guidelines regarding

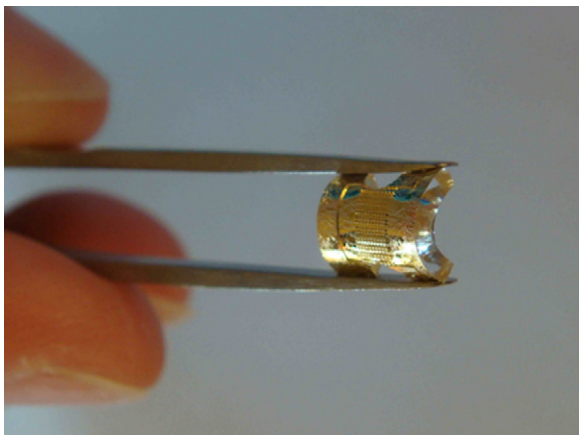


Fig. 6. Picture of a metalized substrate under bending.

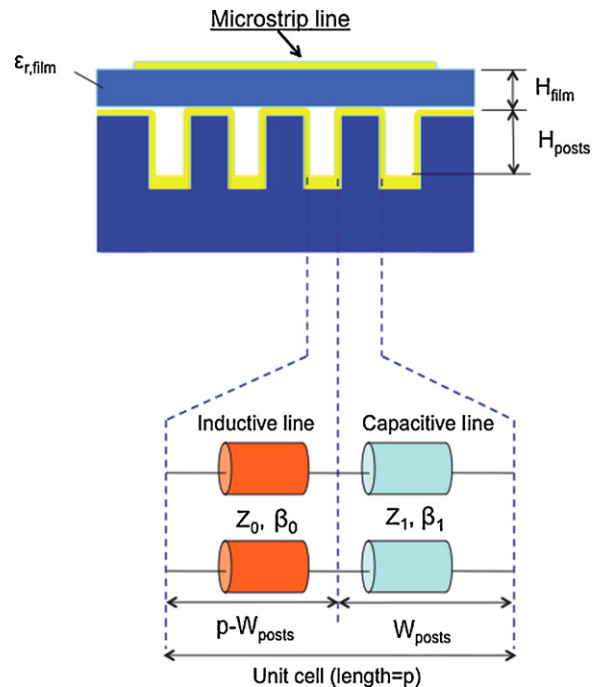


Fig. 7. Artificial dielectric architecture and associated electrical model of a unit cell.

derived microwave circuits. A wide range of passive circuits (hybrid couplers, Wilkinson power divider, stub-based filters and others) can therefore take benefit from the following approach, which is nevertheless limited to microstrip configuration. Coupled-strip lines or coplanar waveguides cannot be designed using the proposed modelling even if these structures can be envisioned thanks to the developed technology.

Two methods are developed to predict the relative permittivity of the AD: one is based on the electrical modelling of the unit cell using the Bloch approach [27–29], a closed-form approximation is eventually given; and the other one is based on effective medium theory (EMT) [30], which finally confirms the previous approach.

Fig. 7 recalls the AD architecture and presents the proposed electrical model associated to a unit cell of the metamaterial. It is composed of

- (1) an inductive transmission line (TL) (length $p - W_{posts}$, characteristic impedance Z_0 , propagation constant β_0), which models the propagation of the electromagnetic (EM) wave between two posts,
- (2) a capacitive TL (length W_{posts} , characteristic impedance Z_1 , propagation constant β_1), which corresponds to the effect of post on the EM signal.

Thanks to this electrical model and assuming that the metamaterial lattice (p) is small enough compare with the guided wavelength, the Bloch theory (which involves the cascade of the ABCD transmission matrices of the inductive and capacitive TL sections [28,29]) gives the equivalent propagation constant k_{eq} :

$$\begin{aligned} & \cos(k_{eq} \times p) \\ &= \cos[\beta_0 \times W_{posts}] \times \cos[\beta_1 \times (p - W_{posts})] \\ &+ \frac{Z_0}{Z_1} \times \sin[\beta_0 \times W_{posts}] \times \sin[\beta_1 \times (p - W_{posts})] \end{aligned} \quad (1)$$

The expression (1) can be simplified assuming that all the TL-lengths are greatly lower than the guided wavelength – as already suggested – leading to the following second order development.

$$\begin{aligned} \frac{(k_{eq} \times p)^2}{2} &= \frac{[\beta_0 \times W_{posts}]^2}{2} + \frac{[\beta_1 \times (p - W_{posts})]^2}{2} \\ &- \frac{Z_0}{Z_1} \times [\beta_0 \times W_{posts}] \times [\beta_1 \times (p - W_{posts})] \end{aligned} \quad (2)$$

Eq. (2) gives a closed-form expression of k_{eq} , from which we can easily deduce the equivalent relative permittivity of the structure: $\epsilon_{r,eq}$. The input parameters are the dimensions of the 2D-posts networks and the electrical parameters (propagation constant and characteristic impedance) of the two TL sections, which model a simple unit cell. It is important to note that Z_0 and Z_1 are related to H_{posts} , H_{film} and $\epsilon_{r,film}$, but also depend on the line width W_u (refer to [28,29] for detailed expressions).

To express the reachable relative permittivity of the structure, we consider W_u large regarding the posts' height (H_{posts}) and the film's thickness (H_{film}). It corresponds to the parallel plate configuration (the substrate is located within two plates with infinite dimensions). The consequent relative permittivity then corresponds to the AD material's one: $\epsilon_{r,AD}$. In this configuration, the characteristic impedances are proportional to the ratio of the distance between the two plates and the square root of the equivalent permittivity of the material between the two plates. The expression (2) becomes therefore:

$$\begin{aligned} \epsilon_{r,AD} &= \epsilon_{r,0} \times \left(\frac{W_{posts}}{p} \right)^2 + \epsilon_{r,1} \times \left(1 - \frac{W_{posts}}{p} \right)^2 \\ &- 2 \times \epsilon_{r,1} \times \left(1 + \frac{H_{posts}}{H_{film}} \right) \\ &\times \left[\frac{W_{posts}}{p} \times \left(1 - \frac{W_{posts}}{p} \right) \right] \end{aligned} \quad (3)$$

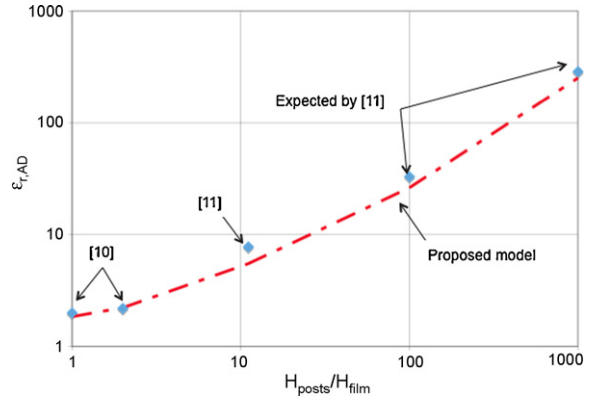


Fig. 8. Impact of the aspect ratio: H_{posts}/H_{film} on the AD's relative permittivity. To validate this model, computed trend issued from Eq. (3) is compared with some data from [10,11].

where $\epsilon_{r,0}$ and $\epsilon_{r,1}$ correspond to the effective relative permittivities of, respectively, the inductive and capacitive line sections, which compose the electrical model of a unit cell.

Fig. 8 represents the variation of the equivalent permittivity of the material versus one key dimensional parameter: H_{posts}/H_{film} . It is important to note that the greater H_{posts}/H_{film} , the greater the permittivity reaches. We also report in Fig. 8 some experimental and expected results from [10,11]. The good agreement between model and reported data validates our modelling approach over a large range of dimensional parameters.

Nevertheless, the proposed closed-form modelling – expression (3) – suffers from limitation coming from the assumption that Z_1 is proportional to H_{film} . This implies that the posts are wider than the strip line on top ($W_u \ll W_{posts}$). If this requirement is not fulfilled, the capacitive loading of the post on the line is not optimal and expression (3) is no more accurate. Even if this situation can be considered by an electromagnetic-based modelling, using rectangular posts with lateral dimension (in the direction transverse to propagation) wider than the line's width (W_u) may extend the efficient use of the closed-form expression (3) to any values of W_u .

The model then permits to efficiently predict the permittivity, which can be reached by our structure, thanks to an originally proposed closed-form formula. It also highlights the importance of the aspect ratio between the height of the posts and the thickness of the film. This aspect ratio has to be as large as possible to achieve important equivalent permittivity and consequently huge compactness. This is another key motivation to integrate the AD's architecture with microtechnologies, as it offers the possibility of large aspects ratio on dimensions. Another remark, which is appealed from Fig. 8, is

that the key design parameter H_{posts}/H_{film} corresponds in fact to a filling factor of the capacitive line section compare with the inductive one. This conclusion can also be pointed out with the effective medium theory (EMT). This approach gives indeed an expression of the equivalent permittivity of a heterogeneous material depending on its different components. For inclusions with permittivity ε_i occupying a volume fraction q in a host medium of permittivity ε_h , the equivalent permittivity is given by (4) [30].

$$\frac{\varepsilon_{eq} - \varepsilon_h}{\varepsilon_{eq} + u \times \varepsilon_h} = +q \times \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_h}{\varepsilon_i + u \times \varepsilon_h} \quad (4)$$

where u is a parameter depending on the shape of inclusion and on the orientation of the electric fields regarding the inclusion. For example, u equals 2 for spherical inclusions. It is therefore considered in this study as a fitting parameter.

For our architecture, EMT is applied to determine the impact of the metallic posts on the equivalent permittivity. These posts are then considered as inclusions with a complex permittivity given by $i\sigma/(\varepsilon_0\omega)$ with a volume fraction q considered for one post of the capacitive section. q is consequently given by $H_{posts}/(H_{film} + H_{posts})$. The impact of the inductive section is taken into account by summing the electrical length of both capacitive and inductive sections. It leads to the equivalent electrical length of the AD (refer to Eq. (5)).

$$\begin{aligned} l_{elec,AD} &= l_{elec,ind} + l_{elec,capa} \Rightarrow \sqrt{\varepsilon_{r,AD}} \times p \\ &= \sqrt{\varepsilon_{r,ind}} \times (p - W_{posts}) + \sqrt{\varepsilon_{r,capa}} \times (W_{posts}) \end{aligned} \quad (5)$$

where $\varepsilon_{r,capa}$ is the relative equivalent permittivity given by (4).

Fig. 9 presents the equivalent relative permittivity of the AD versus H_{posts}/H_{film} for both theories. A good agreement for H_{posts}/H_{film} values ranging from 1 to 20 is noticeable. Less than 10% of variation between the two approaches is observed. Besides this agreement and even if larger discrepancies are observed for higher values of H_{posts}/H_{film} (around 30% for $H_{posts}/H_{film} = 100$), these two approaches confirm that the key design parameter to achieve large value of permittivity (and then high compactness of associated circuit) corresponds to the ratio between the height of the posts and the thickness of the film. To reach such high aspect ratios, it is then mandatory to benefit from the microtechnologies, which easily enable the fabrication of several hundreds micrometers of posts' height as well as their assembly with very thin plastic films (2 μm thick PEN-film are indeed commercially available). Aspect ratios around 200 (and even

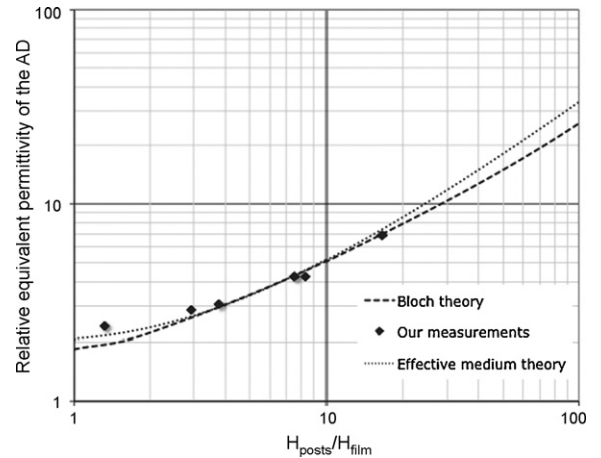


Fig. 9. Equivalent relative permittivity of the artificial dielectric versus key design parameter: H_{posts}/H_{film} . Comparison between experimental data, Bloch theory and EMT approach.

larger) may therefore be reached and result in impressive equivalent relative permittivity values, which are predicted to be greater than 70.

To go further toward the design of microwave circuit, it is mandatory to predict the effective permittivity of transmission lines. A wide range of microwave passives architectures, where TL constitutes the basic building block, can be envisioned: TL-based resonators and filters, stub resonators, Wilkinson power dividers, hybrid couplers, step impedance filters, capacitively coupled filters and others. The effective permittivity of line ($\varepsilon_{r,eff,TL}$), which differs from the relative permittivity of materials (here the AD: $\varepsilon_{r,AD}$) as part of the field is located in the air above the substrate, is simply deduced from $\varepsilon_{r,AD}$ by using well-known approximations [28,29] or electromagnetic simulations. Fig. 10 therefore illustrates the relationship between the relative effective permittivity of the microstrip line ($\varepsilon_{r,eff,TL}$) and the relative permittivity of the AD ($\varepsilon_{r,AD}$) for microstrip configuration. The curves of Fig. 10 correspond to posts' heights of 35, 100 and 200 μm and to a 100 μm -width microstrip line (W_u in Fig. 1).

5. Characterizations and discussions

The devices are tested on-wafer thanks to coplanar microwave probes and associated probe station. The measurements are made up to 40 GHz and scattering parameters of the lines are measured by using a short-open-load-through (SOLT) calibration performed at the tips of the probes. Fig. 11 presents the phase in degree of the measured S_{21} parameters versus frequency for three fabricated transmission lines (dashed lines). These

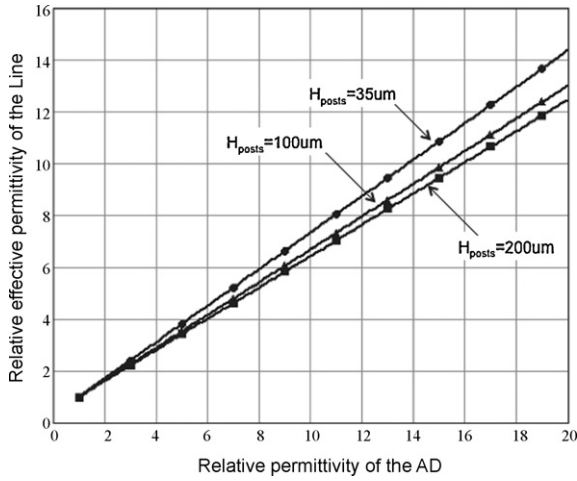


Fig. 10. Relationship between the relative effective permittivity of a microstrip line and the relative permittivity of the artificial dielectric for 3 posts' heights: 35, 100 and 200 μm .

microstrip lines are 3.6 mm long, with a signal line width (W_u) of 100 μm over 12 μm thick PEN-film, and differ from their posts' height: 35, 100 and 200 μm , respectively. As expected, the phase shift is more pronounced for large posts' height, which corresponds to an increase of the effective permittivity. From these measurements, the relative effective permittivity of the lines ($\epsilon_{r,eff}$) is extracted. The resulting modelling (in solid lines) is in good agreement with experimental data, as shown in Fig. 11. The modelling is based on equivalent uniform transmission lines, for which the relative permittivity is tuned to achieve good agreement with the measured S_{21} phase shift.

The measured electrical losses have already been presented in Fig. 5 to demonstrate the correct elaboration of the proof-of-concept demonstrators. A typical value of 0.17 dB/mm at 20 GHz is measured for lines,

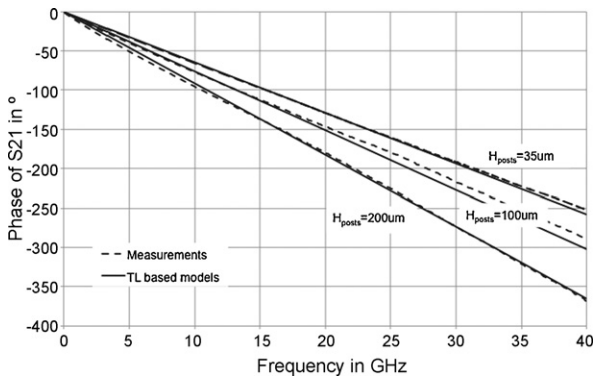


Fig. 11. Measured and modelled phase shift of microstrip lines transmission parameter versus frequency for 3 posts' heights: 35, 100 and 200 μm .

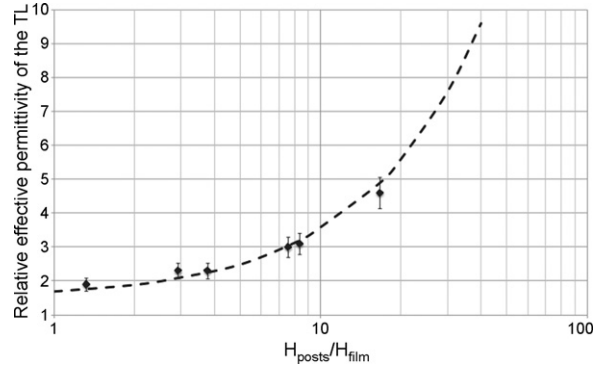


Fig. 12. Measured and modelled relative effective permittivity of the microstrip line for various H_{posts}/H_{film} values.

which is in the range of high-performances integrated interconnection [24]. This loss level can nevertheless be further improved, as metallic strips are, in our case, rather thin (0.2 μm). A compromise has therefore to be found between thick metallic lines and small internal stresses, which should be sufficiently low to avoid prohibitive deformations of the thin PEN-film.

Similar measurements and data processing are also performed for the second set of structures, for which a 26.5 μm thick PEN-film is laminated. The experimental results of $\epsilon_{r,eff}$ are summarized in Table 1, as well as the predicted ones calculated with the Bloch theory. Thanks to the chart presented in Fig. 10, the relative permittivity of the AD ($\epsilon_{r,AD}$) is also computed and reported in Table 1. As it can be noticed, there is a good agreement between the experimental and predicted values, as errors lower than 7% are observed (except for H_{posts}/H_{film} close to unity, for which 26% of disagreement is observed on $\epsilon_{r,AD}$). The experimental data of $\epsilon_{r,AD}$ are reported in Fig. 9 and validate both developed theoretical approaches over an H_{posts}/H_{film} -parameter range from 1 to 20. Fig. 12 presents experimental and extracted $\epsilon_{r,eff}$ of the six measured transmission lines (with 10% error bars) versus H_{posts}/H_{film} . The good agreement with Bloch theory (in dashed line) validates the prediction of the effective permittivity of transmission lines. It consequently opens the door to more accurate design of more complicated microwave circuits.

For a large H_{posts}/H_{film} aspect ratio (around 17), we achieve an equivalent permittivity of 7. Fig. 9 suggests that permittivity values greater than 10 can be obtained with aspect ratios higher than 30. This could be reached with appropriate technological developments. A fair comparison with other permittivity values needs to limit the available materials to those, which are mechanically bendable. Typical bendable materials (like liquid crystal polymer (LCP), polyethylene

Table 1

Measured electrical performances for 6 microstrip lines featuring various H_{posts} and H_{film} values.

H_{posts}	H_{film}	H_{posts}/H_{film}	$\epsilon_{r,eff}$			$\epsilon_{r,AD}$		
			Measurements	Model	Error	Measurements	Model	Error
35	12	2.9	2.3	2.2	5%	2.9	2.7	7%
100	12	8.3	3.1	3.2	3%	4.3	4.4	2%
200	12	16.7	4.6	4.9	6%	7	7.1	1%
35	26.5	1.3	1.9	1.8	6%	2.4	1.9	26%
100	26.5	3.8	2.3	2.3	0%	3.1	2.9	7%
200	26.5	7.6	3	3.1	3%	4.3	4.1	5%

terephthalate (PET), and PEN) exhibit a permittivity close to 3. Metamaterial-based artificial dielectrics thus offer the opportunity to increase permittivity and therefore circuits' compactness by a factor 2.3, as demonstrated in this paper and even greater (5 or more), as pointed out in Fig. 9. This translates into 60% surface reduction for microwave circuits elaborated on the proposed plastic-based AD compared with bulk bendable materials (without metamaterials underneath).

6. Conclusions

This publication presents, for the first time to our knowledge, the integration of artificial dielectric using a bendable plastic-based technology. We take benefit from the metamaterial-based artificial dielectrics to increase the equivalent permittivity, leading to further miniaturization of microwave circuits. The use of microtechnologies permits to have a precise dimensions' control as well as an extended dimensions' range. This results in the integration of devices featuring low losses (0.17 dB/mm at 20 GHz is typically measured) and high electrical performances over a very broadband spectrum. An original, time-efficient and comprehensive modelling is also developed and validated. It points out the key design parameters, which should be optimized to enhance performances. Electrical performances are measured on transmission lines. Extracted permittivity for the artificial dielectric up to 7 is demonstrated, which corresponds to an enhancement of 2.4 compared with bulk flexible substrates (as an indicator, the relative permittivity of PEN-film is 2.9). This achievement is remarkable as it translates into a 60% surface reduction for microwave circuit elaborated with the corresponding technology. We also present design guidelines to further improve the devices and point out that relative permittivity greater than 10 (leading to 90% surface reduction of circuits) may be reached. This work consequently demonstrates the feasibility and potential of the miniaturization and integration of compact

microwave circuit (TL-based resonators and filters, stub resonators, Wilkinson power dividers, hybrid couplers, step impedance filters, capacitively coupled filters and others) on mechanically flexible artificial dielectric. It also contributes to integrate microwave sub-systems with promising large-area flexible electronics devices [25] including foldable display [26].

Acknowledgements

The authors wish to acknowledge the technical support of Prof. Shigeo Kawasaki, Dr. Kiyotaka Yamashita and Mr. Harunobu Seita from Kyoto University.

References

- [1] W.E. Kock, Metallic delay lenses, *Bell Syst. Tech. J.* 27 (1948) 58–82.
- [2] V.G. Veselago, The electrodynamics of substances with simultaneously negative value of ϵ and μ , *Soviet Phys. Uspekhi* 10 (1968) 509–514.
- [3] J.B. Pendry, A.J. Holden, W.J. Stewart, I. Youngs, Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructure, *Phys. Rev. Lett.* 76 (1996) 4773–4776.
- [4] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz, Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity, *Phys. Rev. Lett.* 84 (2000) 4184–4187.
- [5] G.V. Eleftheriades, A.K. Iyer, P.C. Kremer, Planar negative refractive index media using periodically l-c loaded transmission, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 50 (2002) 2702–2712.
- [6] C. Caloz, T. Itoh, Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH transmission line, in: *Proc. IEEE-AP-S USNC/URSI National Radio Science Meeting*, vol. 2, San Antonio, June, 2002, pp. 412–415.
- [7] N. Engheta, A. Alu, Metal-dielectric layered nanostructures as epsilon-near-zero (ENZ) circuit boards for optical nanocircuits, in: *Conference on Lasers and Electro-Optics Conference on Quantum Electronics and Laser Science, CLEO/QELS May, 2008*, pp. 1–2.
- [8] I. Awai, H. Kubo, T. Iribe, D. Wakamiya, A. Sanada, An artificial dielectric material of huge permittivity with novel anisotropy and its application to a microwave BPF, in: *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, pp. 1085–1088.

- [9] J. Machac, Microstrip line on an artificial dielectric substrate, *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.* 16 (2006) 416–418.
- [10] M. Coulombe, H.V. Nguyen, C. Caloz, Substrate integrated artificial dielectric (SIAD) structure for miniaturized microstrip circuits, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* 6 (2007) 575–579.
- [11] J. Machac, J. Fabian, P. Protiva, Branch line coupler on an artificial dielectric substrate, in: *Proceedings of the 14th Conference on Microwave Techniques*, 2008, pp. 1–4.
- [12] J. Perruisseau-Carrier, R. Fritschi, P. Crespo-Valero, A.K. Skrivervik, Modeling of periodic distributed MEMS—application to the design of variable true-time delay lines, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 54 (2006) 383–392.
- [13] T. LaRocca, T. Sai-Wang, H. Daquan, G. Qun, E. Socher, W. Hant, F. Chang, Millimeter-wave CMOS digital controlled artificial dielectric differential mode transmission lines for reconfigurable ICs, in: *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, pp. 181–184.
- [14] W. Tong, Z. Hu, H.S. Chua, P.D. Curtis, A.A.P. Gibson, M. Misous, Left-handed metamaterial coplanar waveguide components and circuits in GaAs MMIC technology, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 55 (2007) 1794–1800.
- [15] H. Toshiyoshi, C. Lo, Y. Taii, H. Fujita, MEMS Fabry-Pérot pixels, in: *Proceedings of the IEEE Annual Meeting of the Lasers and Electro-Optics Society, LEOS*, 2007, pp. 284–285.
- [16] S. Barker, G.M. Rebeiz, Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 46 (1998) 1881–1890.
- [17] H.-T. Kim, J.-H. Park, S. Lee, S. Kim, J.-M. Kim, Y.-K. Kim, Y. Kwon, V-band 2-bits and 4-bits low-loss and low-voltage distributed MEMS digital phase shifter using metal-air-metal capacitors, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 50 (2002) 2918–2923.
- [18] J.S. Hayden, G.M. Rebeiz, Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifter using metal–air–metal capacitors, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 51 (2003) 309–314.
- [19] J. Perruisseau-Carrier, A.K. Skrivervik, Composite right/left-handed transmission line metamaterial phase shifter (MPS) in MMIC technology, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 54 (2006) 1582–1589.
- [20] C. Qin, A.B. Kozyrev, A. Karbassi, D.W. van der Weide, Microfabricated V-band left-handed transmission lines, *Metamaterials* 2 (2008) 28–35.
- [21] T. Crépin, J.F. Lampin, T. Desoopmen, X. Mélique, L. Desplanque, D. Lippens, Experimental evidence of backward waves on terahertz left-handed transmission lines, *Appl. Phys. Lett.* 87 (2005), 104105.
- [22] H.O. Moser, B.D.F. Casse, O. Wilhelmi, B.T. Saw, Terahertz response of a microfabricated rod-split-ring-resonator electromagnetic metamaterial, *Phys. Rev. Lett.* 94 (2005) 063901.
- [23] B. Quan, X. Xu, X. Xia, H. Yang, L. Wang, Z. Cui, C. Gu, Microfabrication and properties of the metamaterials, *Microelectron. Eng.* 83 (2006) 1364–1367.
- [24] T.S. Dickson Cheung, J.R. Member, Long shielded passive devices for silicon-based monolithic microwave and millimeter-wave integrated circuits, *IEEE J. Solid-State Circuits* 41 (2006) 1183–1200.
- [25] D.-H. Kim, J.-H. Ahm, W.M. Choi, H.-S. Kim, T.-H. Kim, J. Song, Y.Y. Huang, Z. Liu, C. Lu, J.A. Rogers, Stretchable and foldable silicon integrated circuits, *Science* 320 (2008) 507–511.
- [26] J.A. Rogers, Z. Bao, K. Baldwin, A. Dodabalapur, B. Crone, V.R. Raju, V. Kuck, H. Katz, K. Amundson, J. Ewing, P. Drzaic, Paper-like electronic displays: large-area rubber-stamped plastic sheets of electronics and microencapsulated electrophoretic inks, *Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A.* 98 (2001) 4835–4840.
- [27] C.R. Simovski, Bloch material parameters of magneto-dielectric metamaterials and the concept of Bloch lattices, *Metamaterials* 1 (2007) 62–80.
- [28] R.E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2nd ed., IEEE Press, 1991, Chapter 12.
- [29] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed., Wiley, 2005.
- [30] A. Sihvola, J. Kong, Effective permittivity of dielectric mixtures, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 26 (1988) 420–429.

Multiphysic modeling and design of carbon nanotubes based variable capacitors for microwave applications

Thibault RICART^{#1}, Sébastien PACCHINI^{#2}, David DUBUC^{#3}, Katia GRENIER^{#4}

[#]LAAS-CNRS, University of Toulouse,
7 avenue du Colonel ROCHE 31077 Toulouse, France

¹thricart@laas.fr

²spacchini@laas.fr

³dubuc@laas.fr

⁴grenier@laas.fr

Abstract— This paper describes the multiphysic methodology developed to design carbon nanotubes (CNT) based variable capacitor (varactor). Instead of using classical RF-MEMS design methodologies; we take into account the real shape of the CNT, its nanoscale dimensions and its real capacitance to ground. A capacitance-based numerical algorithm has then been developed in order to predict the pull-in voltage and the RF-capacitance of the CNT-based varactor. This software, which has been validated by measurements on various devices, has been used to design varactor device for which 20V of actuation voltage has been predicted. We finally extend the numerical modeling to describe the electromagnetical behavior of the devices. The RF performances has also been efficiently predicted and the varactor (in parallel configuration) exhibits predicted losses of 0.3dB at 5GHz and quality factor of 22 at 5 GHz, which is relevant for high quality reconfigurable circuits requirements where as the expected sub-microsecond switching time range opens the door to real time tunability.

I. INTRODUCTION

The recent increase of the requirement on wireless communication systems in terms of operating frequency and integration density has lead to the spectacular development of Microsystems, MEMS-RF for instance, and their associated technologies. Evolutions are such that prospective researches are now focused on the integration of nano-devices in order to achieve extreme integration and to increase capabilities and operating frequencies of systems. New research areas are then opened, in terms of modeling, design, characterization, manufacture and integration of nano devices/circuits/systems, for which CNT are one of the best candidates because of its impressive electrical and electromechanical performances.

This publication presents a methodology to model and design carbon nanotubes based varactors for microwave application and resulting predicted performances. The first part of this paper presents a numerical modeling of the electromechanical behavior of carbon nanotubes, which takes into account the multiscale aspect of our varactor: the nanoscale range of the CNT and the microscale one of the interconnection.

Moreover, the good agreement of our numerical modeling with measurements and results from commercial simulator

multi-physics (COMSOL®) validate the accuracy of the approaches. The second part of this paper presents the electromagnetic design of the varactor, which take full benefit of our software. The RF-performances, combined with the fast operation of such devices, at sub-microsecond range in atmospheric pressure, are finally discuss and emphasized in the conclusion.

II. ELECTRO-MECHANICAL MODELING AND DESIGN

A. Methodology

We model the nanotube by a cantilever suspended over a metal plan which will be biased in order to allow the actuation of the nanotube via an electrostatic force (cf. Figure 1).

The diameter of the nanotube being very small compared to its length, it can be assumed as a Bernoulli's beam, i.e. as being a 1-dimension element, so we only focus on tangential force and displacement of the beam.

In order to describe this inflection, the beam is subdivided into elements of length dx on which we use the formula of maximum deflection of a beam subjected to a force F:

$$y_{\max} = \frac{(3L - x)x^2.d.F}{6EI} \quad (1)$$

Where: y_{\max} correspond to the flexion on the beam's tip, L to its length, x the position where the electrostatic force F is applied, d the diameter of the CNT, E the young moduli's and I the quadratic moment of the CNT.

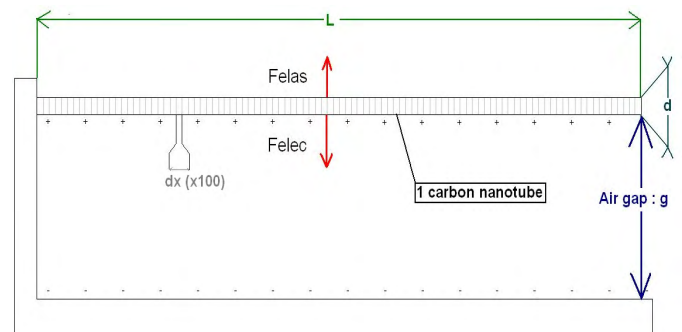


Fig. 1 Finite elements description of our system.

The first step is to calculate the linear force (Felec in fig. 1) derived from the linear capacitance created by nanotube and ground plane, that expression is [1]:

$$C_{cyl} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\operatorname{acosh}\left(1 + 2\frac{g}{d}\right)} \quad (2)$$

Where: g is the gap between nanotube and ground plane, $g = g_0 - y(x)$, g_0 is the initial gap and $y(x)$ the value of flexion of the beam's at position x .

$$F_{cyl} = -\frac{V^2}{2} \frac{\partial C_{cyl}}{\partial y} \quad (3)$$

We then deduce the electrostatic force by differentiating the linear capacitance with use of the y parameter (3), report this value in (1) and integrate the results along the CNT [2, 3] to obtain the total deflection of the CNT's tip. To be able to integrate, we introduce the quadratic flexion's hypothesis (validated in [2, 3] for such devices):

$$y(x) = \frac{x^2}{L^2} y_{\max} [2, 3] \quad (4)$$

We then obtain an implicit equation which links the voltage applied and the corresponding inflection on the tip of the nanotube:

$$y_{\max} = G(y_{\max}, V) \quad (5)$$

We can then numerically predict the maximal inflection of the CNT and so the pull-in voltages, i.e. tensions which give equality between electrostatic and elastic forces, by solving the pull-in condition of the beam [5]:

$$\frac{dV}{dy_{\max}} = 0. \quad (6)$$

B. Validation

We first compare the predicted pull-in voltage (V_{pi}) obtain from our software specifically developed for CNT-based structure with measurements of devices exhibiting various set of dimensions [4, 5].

TABLE I
COMPARISON OF V_{pi} BETWEEN SOFTWARE AND EXPERIMENTS.

Ref.	Dimensions	measured V_{pi}	predicted V_{pi}	error
[4]	L=6.8 μ m d=47nm g ₀ =3 μ m	49V	52.3V	6.7%
[5]	L=2.5 μ m d=10.9nm g ₀ =0.39 μ m	2.32V	2.41V	3.8%

A maximum error of our prediction around 7% is obtain for a large range of device dimensions, mostly due to technological dispersion, which validate our methodology and associated numerical software.

We also compared the predicted pull-in voltage obtained from our software with classical tools used for RF-MEMS. A resulting 300% error demonstrated by RF-MEMS approach point out that tool developed at micro-scale (considering the movable cantilever as a suspended parallel plate constraint by a spring upper a ground plane) can be simply used for describing nanoscale devices.

We finally conducted multi-physics finite element simulation with COMSOL[®]. Predictions are in a good agreement with measured results as for our software. Nevertheless, this type of simulation takes lots time because of the 3-D finite elements approach. A saving time factor of 70 is reach thanks our methodology, with the same final accuracy, which permits to conduct efficiency optimization of structures as presented below.

C. Design Chart

Thanks to our home-made software we generate efficiently design charts providing pull-in voltage for various device dimensions (see parameters in fig. 1).

For instance, in Fig. 2, we present results of pull-in voltage for a CNT diameter of 25 nm, 3 different lengths (L=2, 3 and 4 μ m) and initial air gap (g_0) ranging from 1 to 4 μ m.

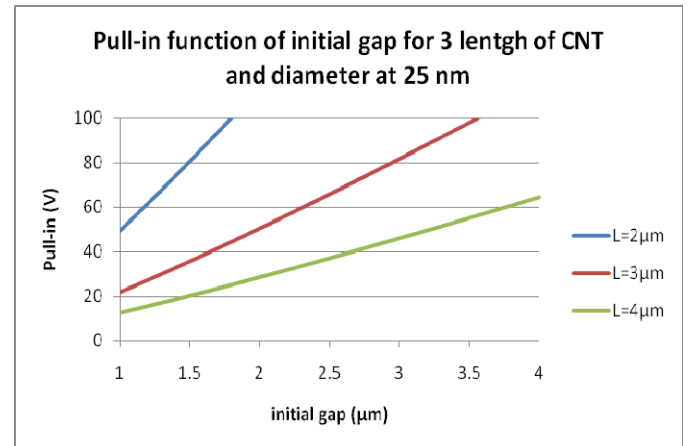


Fig. 2 Predicted pull-in voltage for various device dimensions.

This kind of design chart regarding the electromechanical behavior (pull-in voltage) of the device is mandatory to optimize the device but must be completed by same Chart regarding the electromagnetical aspects as discussed in the next section.

III. ELECTROMAGNETIC MODELING, DESIGN AND PERFORMANCES OF CNT VARACTOR

The proposed demonstrator consists in a parallel varactor which is eventually the basic building blocs of reconfigurable circuits. The two-state variable capacitance is obtained by

moving up and down, thanks to electrostatic actuation, the nanotubes growth horizontally (cf. figure 3).

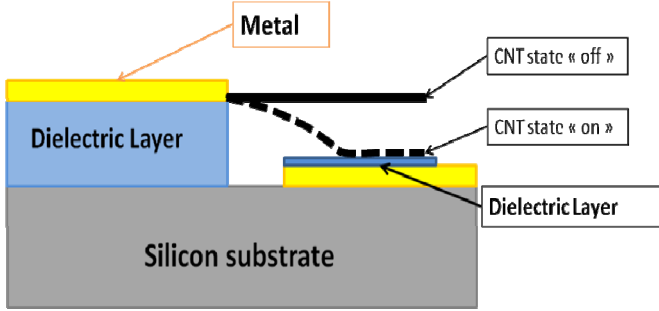


Fig. 3 CNT varactors topology.

The electromagnetic modelling also takes full benefit of our software as the capacitor is computed in, with high accuracy and efficiency. We then extend our software to RF prediction as explained in the two following parts dedicated respectively to parallel and serial varactors.

A. RF-performances

The demonstrator parallel varactor consists in a CNT-capacitor periodically loaded coplanar transmission line as presented in figure 4.

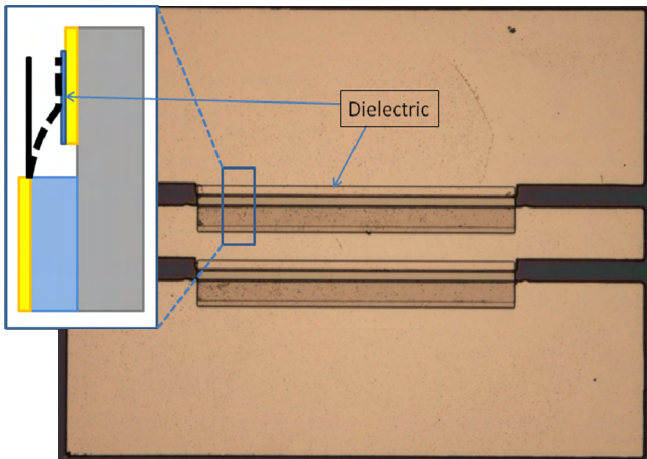


Fig. 4 Parallel varactor.

The prediction of the RF performances of the device results from (1) electromagnetic computation which enables us to find the parasitic capacitor, which is combined with (2) the carbon nanotubes capacitor in the two states predicted by our software. The result is combined into an equivalent electrical schematic (see figure 5 and table II) parameterized by the CNT state (up or down), which permitted to predict the final performance of the device.

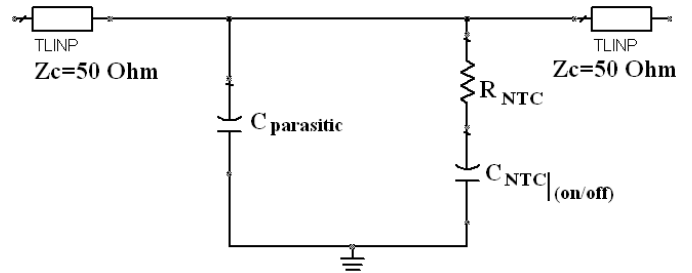


Fig. 5 Equivalent electrical circuits of the parallel varactor.

This method is useful and efficient as the multi-scale aspect of our devices prohibits the use of electromagnetic simulation which takes into account CNTs and Transmission lines simultaneously.

TABLE II

VALUES OF THE COMPONENTS OF THE ELECTRICAL CIRCUITS OF FIG. 6

R_{CNT} – from quantum theory	1.4 Ω
$C_{parasitic}$ – from 3D EM sim.	90 fF
$C_{CNT, on}$ – from our software	1320 fF
$C_{CNT, off}$ – from our software	95 fF

The low value of total resistance (compare with the theoretical one of 25k Ω for a single carbon nanotube) is reached thanks to the large number of CNTs used in the device (around 10.000). This translate into low insertion losses (IL) exhibited by the varactor in both states as shown in fig 6, which presents the IL computed from the electrical circuit of fig. 5 versus frequency with the formula (6).

$$IL = 10 \log(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad (6)$$

A predicted value of IL of 0.3 dB is obtained at 5GHz (in the worse case: “on” state i.e. when the CNT are in the down position, in contact with the dielectric) which is in the range of the RF-MEMS values.

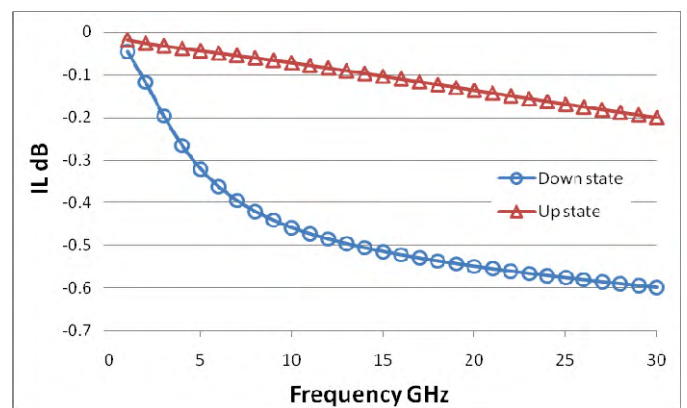


Fig. 6 Insertion losses of the parallel varactor in the two states: blue = “on” state, red = “off” state.

The equivalent electrical circuit permits to compute all the RF-performances of the device and to optimize the devices as well. For instance, in fig. 7, we present the transmission parameter (S21) of the device in its two states for frequencies ranging from 0 to 30GHz, which give an image of the capacitor contrast of the proposed CNTs-based varactor.

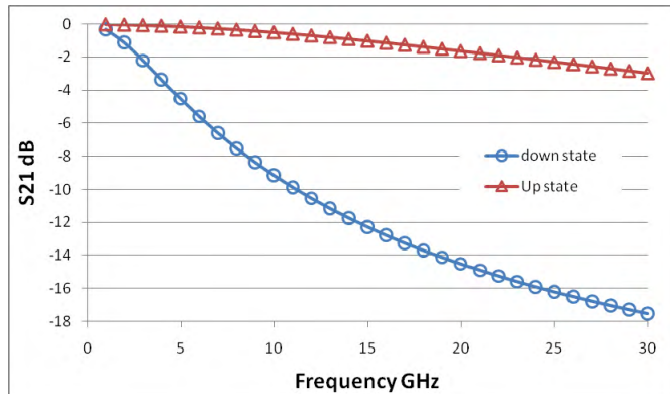


Fig. 7 Transmission at two states in dB

We also extract a quality factor Q of 22 at 5 GHz for the “worst” state (“on” one), which is relevant with the state of the art of RF-MEMS occupying the same surface area [6] and relevant with the requirements for reconfigurable microwave circuits.

B. Switching time estimation

The scaling down reached (compare with RF-MEMS) thanks to the CNTs translates into an expected decrease of the switching time which, for RF-MEMS, is in the range of the microsecond and more classical around few tens of microsecond. Because of the high value of the young modulus of CNTs (1TPa), of their low volume weight compare with gold and also because of the low diameter, at nanoscale, of CNTs for micro-scale length, the switching time can be improve by a factor 100 compare with RF-MEMS. For RF-MEMS switching time of 20 μ s demonstrated at atmospheric pressure [7], a sub microsecond switches can be obtained at atmospheric pressure [8] which greatly relax the constraint on packaging compare with devices with same performances but requiring low pressure [9]

We present in this publication multi-physic modeling and design of carbon nanotubes based devices at microwave frequencies. Both electromechanical and electromagnetical prediction tools have been specifically developed for multiscale considered devices (from nanoscale for carbon nanotubes to microscale for interconnections) and validated. These tools have been used to optimize the actuation voltage (predicted at 20V) and the RF-performances (exhibiting a quality factor of 22 at 5GHz which is relevant regarding the reconfigurable circuit requirements) of an RF-varactor, which potentially exhibits a sub microsecond switching time at atmospheric pressure for electromechanical devices. This work then opens the door to achieve high-quality high-speed tunable circuits.

ACKNOWLEDGMENT

These works are supported by the National Agency of Research, France, under Grant ANR-05-4_43618 ‘NATURE’. Moreover, we thank D. PRIBAT and C. S. COJOCARU of LPICM for their collaboration.

REFERENCES

- [1] M. Dequesnes, S.V. Rotkin, “Calculation of pull-in voltages for carbon-nanotube-based nanoelectromechanical switches”, *Nanotechnology*, vol. 13, 2002, pp120-131.
- [2] D. Dragoman, M. Dragoman, “Biased micromechanical cantilever arrays as optical image memory”, *Applied Optics*, vol. 45, N° 8, 2003.
- [3] [K.E. Petersen, “dynamic Micromechanics on Silicon : Techniques and Devices”, *IEEE Transaction on electron devices*, vol. ED-25, N° 10, 1978.
- [4] C.-H. Ke, H.D. Espinosa, “Experiments and modelling of carbon nanotube-based NEMS devices”, *Journal of the Mechanics and Physics of solids*, vol. 53, 2005, pp1314–1333.
- [5] M. Dequesnes, Z. Tang, “Static and dynamic Analysis of Carbon Nanotube Based Switches”, *Transaction of the ASME*, vol. 126, 2004 pp230-237
- [6] G. M. Rebeiz et Al., “Miniature RF MEMS Switched Capacitors”, *IEEE, IMS 2005, Longbeach USA*
- [7] C. Bordas “Technological optimization of RF-MEMS capacitive switches with enhanced Power handling – application to K-band MEMS-based Tuner”, *APMC 2006, Yokohama Japan*
- [8] M. Dragoman et Al. , “Nanoelectromechanical switches based on carbon nanotubes for microwave and millimeter waves”, *Applied Physics Letter* vol. 90, 113102 (2007)
- [9] B. Lacroix, A. Pothier, A. Crunteanu et. Al., “Sub-Microsecond RF MEMS Switched Capacitors”, *IEEE trans. On MTT*, Vol. 55, No. 6, June 2007

Low Insertion Losses Broadside Coupler in a Multilayer Above IC Technology for K-band Applications

M.N. Do, D. Dubuc, K. Grenier, R. Plana

LAAS-CNRS, 7 avenue du Colonel ROCHE 31077 Cedex Toulouse, France

Abstract — This paper presents the design, fabrication and characterization of a 3dB broadside K-band coupler integrated with a specifically developed low losses multi-layer Above-IC technology. The combination of Silicon surface micromachining with an associated design methodology of coplanar coupler indeed translates into low measured insertion losses of 0.25 dB at 20GHz. Moreover, taking advantage of the multilayer technology, the investigated broadside configuration exhibits excellent compromise between strong coupling and wideband performances. A 3.9 dB coupling is achieved at 20GHz with measured matching and isolation better than 14dB and a broadband greater than 110%. This demonstrates the high potentialities of the proposed multilayer technology and associated design methodology to perform strong coupling and low losses components and circuits.

Index Terms — Multilayers, coplanar waveguides, couplers, low losses, broadband

I. INTRODUCTION

Couplers are widely used in balanced architecture like amplifier, mixers, phase shifter and discriminator. These circuits mainly requires 3dB-coupler over very broadband, which necessitates tight coupling level and translates into high losses and large surface consuming interdigitated coupler like Lange architecture.

2D coplanar or microstrip structures translate indeed into edge coupling of strip, which, because of the gap limitation of technologies, leads to weak couplings. These structures also suffer from high insertion losses coming from the edge crowding effect [1,2].

On the other hand multilayer technologies permits to consider other type of coupling : broadside one [3,4,5], which could exhibit larger range of coupling. Moreover these strong couplings do not translate into high losses as it is performed over large surface leading to a better repartition of current density compared with edge coupling.

In this paper a multilayer coupler, integrated in a specifically developed Above-IC technology, is presented. This coupler exploits the potentialities of coupling of broadside configuration to achieve 3dB coupling while minimizing occupied surface. A design methodology, which takes benefit of the degree of freedom induced by coplanar structure, permits to achieve an excellent compromise between the insertion losses and wideband.

The multilayer technology and its associated RF-performances are presented in the next paragraph. The section III details the design methodology of the 3dB broadside coupler targeting low insertion losses and wideband behavior. The last part of this paper finally presents the experimental results of the fabricated structure and corresponding discussions.

II. TECHNOLOGY

The developed Above-IC technology targets to be compatible with CMOS-SoI one and is then developed on a High Resistive (HR) silicon ($\rho > 1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$) [6]. The corresponding process is divided in six technological steps, which are described in Figure 1.

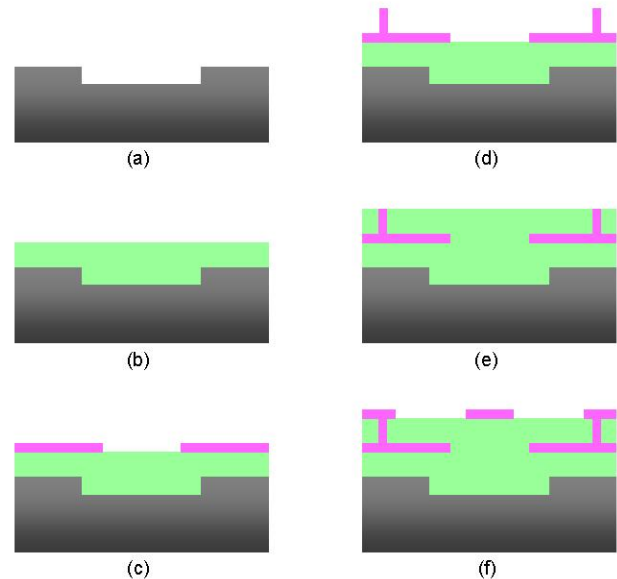


Figure 1. Process flow of the multilayer technology

First, a 10µm depth surface micromachining of the silicon wafer is performed by DRIE using a thick photoresist mask. After the suppression of the mask and a classical RCA cleaning, a first polymer layer is spun on the wafer. The objective of this surface micromachining is to move away as much as possible the lossy silicon from the E.M. fields at their concentrated location.

Because of the high frequency application of this technology, the polymer BCB (BenzoCyclobuten) [7] has been employed, which exhibits a small dielectric permittivity close to 2.65 and a low loss tangent, at microwaves ($\tan \delta \sim 8.10^{-4}$). It also presents a high planarization level particularly interesting with surface micromachining. This chemical only requires a 210°C cure under nitrogen flow for polymerization, which is totally compatible with post-processing over ICs.

Next step consists to elaborate the first metallic layer. To enhance the metal adhesion on top of the polymer, a plasma treatment is realized to slightly increase the BCB roughness. The metallization is then obtained by a 3µm thick copper electroplating on top of a Ti/Cu seed layer. This is followed by the electroplating of the vias in a thicker photoresist mould. This photoresist is then removed. In order to avoid any oxidation of the copper, a flash of gold is also deposited at the surface of the electroplated copper. After the seed layer etching, a second BCB layer is patterned and followed by a final electroplating copper step on top (as previously mentioned).

The combination of the silicon surface micromachining and the use of the BCB dielectric translates into very low insertion losses of coplanar transmission lines. The figure 2 presents the corresponding insertion losses (at 20GHz) of 50Ω characteristic impedance coplanar lines for various width of the central conductor.

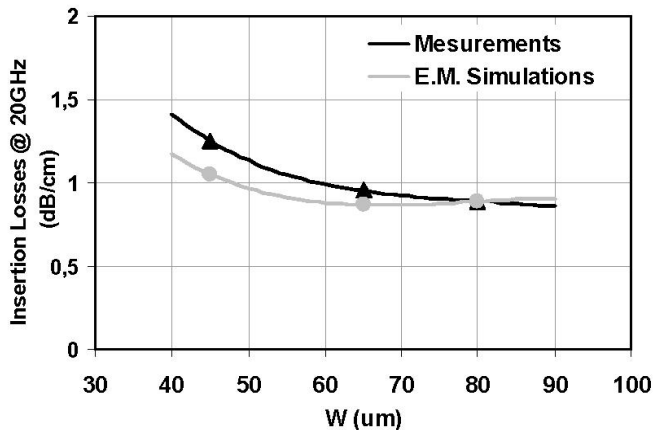


Figure 2 : Insertion losses at 20GHz of 50Ω-coplanar lines for various signal width

Figure 2 illustrates the first step of our design methodology targeting low insertion losses. This figure indeed shows that low losses are achieved with large conductor width that we limit to 65µm as the above improvement is very weak. Consequently less than 1dB/cm can then be obtained at 20GHz.

III. COUPLER DESIGN

The multilayer technology presented in the last paragraph has been used to implement a multilayer broadside coupler, which cross section is presented in the figure 3.

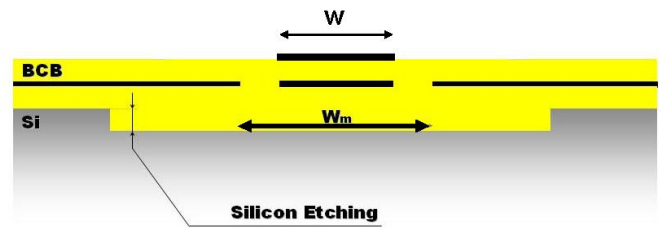


Figure 3. Cross section of the multilayer Above IC broadside coupler

The design of the coupler consists in optimizing the two coplanar grounds distance (W_m defined in figure 3) to achieve the even and odd characteristic impedances: $Z_e=121\Omega$ and $Z_o=21\Omega$ for 3dB coupler and 50Ω reference impedance [3] are required in our case.

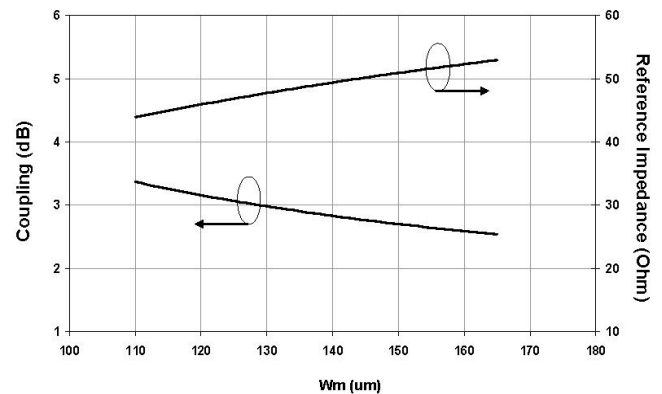


Figure 4. Coupling and reference impedance vs W_m values

Figure 4 presents the variation of the coupling and reference impedance for various W_m values. As previously mentioned, the conductor width W is kept at 65µm to assure low losses. Targeting a 3dB coupling, we have fixed the W_m value at 130µm, which translates into a reference impedance of 48 Ω close to the 50Ω expected. Such a design has been fabricated and its photography is presented in figure 5. The coupler exhibits a length of 2350µm and an occupied surface of less than 1mm².

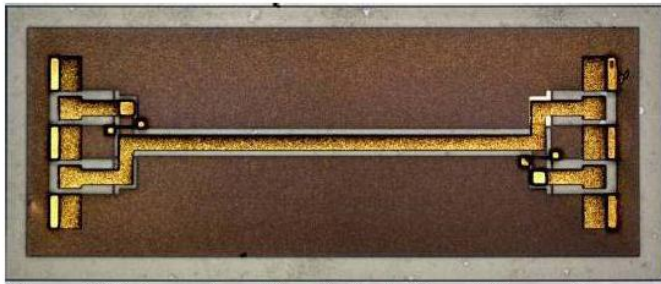


Figure 5. Photography of the fabricated broadside coupler.

To conclude the design part, we want to outline the benefit of using coplanar configuration, which translates into having two freedom degrees on the design (W and W_m) used to optimize the coupler losses (W) and performances (W_m). Moreover, we can clearly show the advantages on the occupied surface of a broadside configuration compared with a branchline one. Further dimensions improvement can even be achieved using meander coupler as proposed in [6, 8].

IV. MEASUREMENTS AND DISCUSSIONS

The fabricated coupler has been measured using on-wafer probing.

The measured and E.M. simulations through and coupling performances are both shown in figure 6. 2.7dB through and 3.9 dB coupling are obtained 20GHz, which correspond to an amplitude mismatch of 1.2dB and insertion losses of only 0.25dB. This loss level corresponds to the loss-floor achievable using the proposed technology, as it corresponds to the insertion losses of a 50Ω line (1dB/cm) featuring a $2350\mu\text{m}$ length.

The measured 0.25dB Insertion Losses at 20GHz are similar to published results for broadside couplers integrated with various low losses technologies like Thin Film Microstrip on Silicon ones [9,10], GaAs one [11] and MCM one [12].

It demonstrates that, thanks to our proposed design methodology of broadside coupler, the coplanar silicon technology can compete with state of the art low losses technologies.

Moreover good agreement between electromagnetic (E.M.) simulations and measurements can be observed on figure 6, which validates the proposed design methodology targeting low insertion losses.

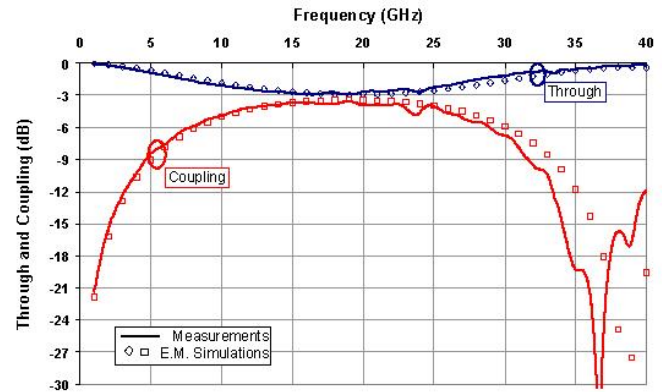


Figure 6 : Through and Coupling Performances vs frequency

The 3dB bandwidth covers the frequency range from 7.7 GHz to 29 GHz, which corresponds to a fractional bandwidth greater than 110%. This level of bandwidth associated to the high coupling level (3dB) and low insertion losses are attributed to the multilayer broadside architecture.

Figure 7 presents the measured isolation and return losses and shows that more than -14dB is achieved for these performances from 0 to 37 GHz.

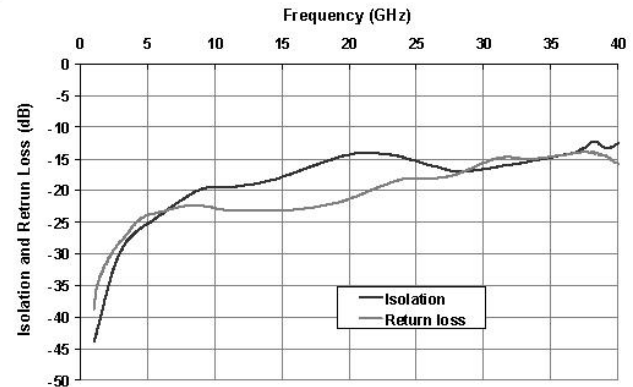


Figure 7 : Measured isolation and return loss vs frequency

VII. CONCLUSION

We have presented in this publication, the design and technology of a broadside coupler featuring low insertion losses and wideband operation. These performances are attributed to: (1) the specifically developed technology, (2) an optimized design methodology, which takes benefit of the degrees of freedom of coplanar structure. Insertion losses of 0.25dB with a fractional 3dB bandwidth greater than 110% have been then measured.

The fabricated coupler measurements show 2.7dB through and 3.9 dB coupling at 20GHz, more than 14 dB isolation and return loss from a very broadband: from 0 to 37 GHz. Measured Phase and amplitude mismatch of 4° and 1.2dB respectively at 20GHz demonstrates that excellent balanced performances can be achieved using this coupler. A 23dB image rejection could indeed be reached for an Hartley architecture.

This work has then demonstrated the high potentialities of the proposed multilayer technology and associated design methodology to achieve strong coupling and low loss components and circuits.

ACKNOWLEDGEMENT

This work is supported by :

- the MINEFI Project : NANO2008 in collaboration with STMicroelectronics,
- the region Midi Pyrénées through the Project CIAM.

REFERENCES

- [1] K. Hettak, G.A. Morin, M.G. Stubbs, 'A novel Compact Multi-Layer MMIC CPW Branchline Coupler Using Thin-Film

Microstrip Stub Loading at 44 GHz', 2004 IEEE MTT-S, pp 327-330, Forthworth, USA

- [2] K. Hettak, M. G. Stubbs, 'Compact MMIC CPW and asymmetric CPS branch-line couplers and Wilkinson dividers using shunt and series stub loading', IEEE MTT, vol 53, n°5, May 2005, pp 1624-1634
- [3] Y. Zhu, H. Wu, 'A 10-40 GHz 7dB Directional Coupler in Digital CMOS Technology', IEEE MTT-S, June 2006, San Francisco, USA
- [4] K.H. Hamed, A.P. Freundorfer, Y.M.M. Antar, 'A New Broadband Monolithic Passive Differential Coupler for K/Ka-Band Applications', IEEE MTT, Vol 54, n°6, June 2006, pp 2527-2533
- [5] M.K. Chirala, C. Nguyen, 'Multilayer Design Techniques for Extremely Miniaturized CMOS Microwave and Millimeter-Wave Distributed Passive Circuits', IEEE MTT, accepted for future publication, 2006
- [6] S. Montusclat, F. Ganesello, D. Gloria, 'Silicon full integrated LNA, Filter and Antenna system beyond 40GHz for MMW wireless communication links in advanced CMOS technologies', 2006 RF-IC, 11-13 June 2006, San Francisco, USA
- [7] BCB from Dow chemicals www.dow.com
- [8] H.-Y. Chang; P.S. Wu; T.W. Huang; H. Wang; C.L. Chang; J.G.J. Chern ;'Design and analysis of CMOS broad-band compact high-linearity modulators for gigabit microwave/millimeter-wave applications' IEEE MTT, Vol 54, n°1, January 2006, pp 20-30
- [9] Hong-Yeh Chang; Pei-Si Wu; Tian-Wei Huang; Hwei Wang; Chung-Long Chang; Chern, J.G.J.; 'Design and analysis of CMOS broad-band compact high-linearity modulators for gigabit microwave/millimeter-wave applications' , IEEE MTT, Vol. 54, Issue 1, Jan. 2006 Page(s):20 - 30
- [10] Chirala, M. K.; Nguyen, C.; 'Multilayer Design Techniques for Extremely Miniaturized CMOS Microwave and Millimeter-Wave Distributed Passive Circuits', IEEE MTT, Vol. 54, Issue 12, Part 1, Dec. 2006 Page(s):4218 - 4224
- [11] Sheng-Fuh Chang; Jia-Liang Chen; Wen-Lin Chen; Hann-Ping Hwang; 'A new MMIC broadside coupler using an array of air-bridges for directivity enhancement' IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, Issue 6, June 2004 Page(s):304 - 306
- [12] R. J. Teti, R. E. Hayes, 'Novel HDI Microwave Chip On Flex (MCOF) Broadside Coupler Designs', IEEE-MTT-S Digest, 2000, pp 1303-1306

Reliability Modeling of Capacitive RF MEMS

Samuel Mellé, *Student Member, IEEE*, David De Conto, David Dubuc, *Member, IEEE*, Katia Grenier, *Member, IEEE*, Olivier Vendier, Jean-Luc Muraro, Jean-Louis Cazaux, *Senior Member, IEEE*, and Robert Plana, *Member, IEEE*

Abstract—The kinetic of dielectric charging in capacitive RF microelectromechanical systems (RF MEMS) is investigated using an original method of stress and monitoring. This effect is investigated through a new parameter: the shift rate of the actuation voltages. We demonstrate that this lifetime parameter has to be considered as a function of the applied voltage normalized by the contact quality between the bridge and the dielectric. We also demonstrate that this phenomenon is related to Frenkel–Poole conduction, which takes place into the dielectric. We finally propose a model that describes the dielectric charging kinetic in capacitive RF MEMS. This model is used to extract a figure-of-merit of capacitive switches lifetime.

Index Terms—Dielectric charging, figure-of-merit (FOM), Frenkel–Poole conduction, reliability, RF microelectromechanical systems (RF MEMS).

I. INTRODUCTION

IT IS now understood that RF microelectromechanical systems (RF MEMS) devices exhibit very attractive capabilities for wireless communications associated to space, mobile, and automotive applications. They could replace solid-state components thanks to their attractive microwave performances [1] and even create new functions thanks to their electromechanical behavior. Today, however, these devices are still classified as a promising and emergent technology; one issue that limits their industrial use deals with the reliability properties that are still unsolved and under discussion. We know that the main cause of failure of electrostatically actuated structures is related to dielectric charging. This physical effect creates a shift of the actuation voltages [2], [3], which leads to the failure of the switch through two different mechanisms: the stiction of the bridge (when the pull-up voltage approaches 0 V) and the screening of the bridge (when the pull-down voltage overdrives the actuation voltage) [4]. In order to improve the lifetime of capacitive RF MEMS, it is, therefore, mandatory to identify and model the charging mechanisms occurring in the dielectric.

In Section II, we describe the measurement test setup and the proposed methodology to evaluate the dielectric charging. Sec-

Manuscript received April 23, 2005; revised June 30, 2005. This work was supported in part by the Centre National d'Etudes Spatiales, by Alcatel Space, and by the Advanced Microelectromechanical Systems for RF and Millimeter-wave Communications Network of Excellence.

S. Mellé, D. Dubuc, K. Grenier, and R. Plana are with the Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes, Centre National de la Recherche Scientifique, 31077 Toulouse, France (e-mail: smelle@laas.fr).

D. De Conto was with the Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes, Centre National de la Recherche Scientifique, 31077 Toulouse, France. He is now with Alcatel Alenia Space Toulouse, 37700 Toulouse, France.

O. Vendier, J.-L. Muraro, and J.-L. Cazaux are with Alcatel Space, 31100 Toulouse, France.

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2005.857109

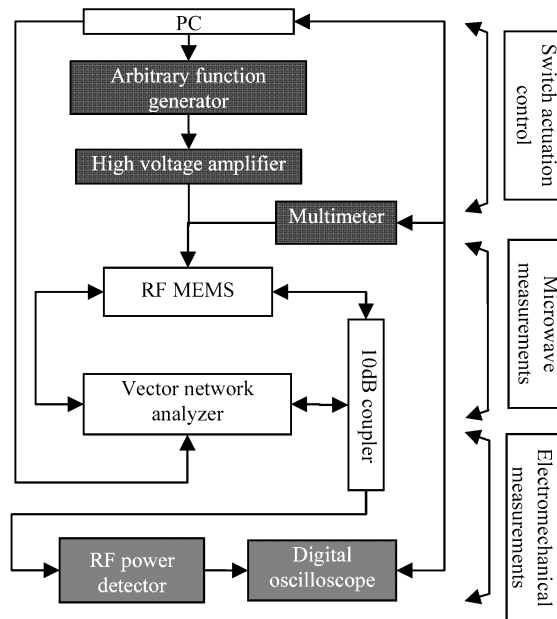


Fig. 1. RF MEMS reliability test set.

tions III and IV discuss the experimental data and address the key figures that determine the degradation kinetic of switch performances. Sections V and VI propose an extended model of dielectric charging, which has recently been presented in [5]. We finally present measurements of dielectric physical properties and propose a figure-of-merit (FOM) of dielectrics used in capacitive RF MEMS.

II. EXPERIMENTAL

A. Test Set Description

To investigate the reliability of capacitive RF MEMS, we have developed a specific test setup, which is detailed in Fig. 1. The main feature of this test setup deals with the fact that we monitor the microwave characteristics of the device-under-test.

This test setup is organized into three parts. The first one drives the switch actuation thanks to an arbitrary waveform generator and a voltage amplifier. Various signals can be synthesized with peak-to-peak voltages ranging from -100 to $+100$ V, and frequencies ranging from 1 Hz to 16 MHz with a variable duty cycle. The second part of the test setup is dedicated to the microwave performances measurement of the switches and then to its reliability behavior investigation. This is made through a vector network analyzer used either in S -parameter measurement modes or in continuous wave (CW) power source modes. In this last mode, a 10-dB coupler, an RF power detector, and a digital oscilloscope allow monitoring of the bridge state and the switching times. The test setup is controlled by a PC through a

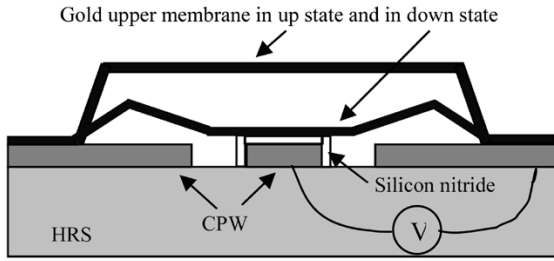


Fig. 2. Cross section of the device-under-test.

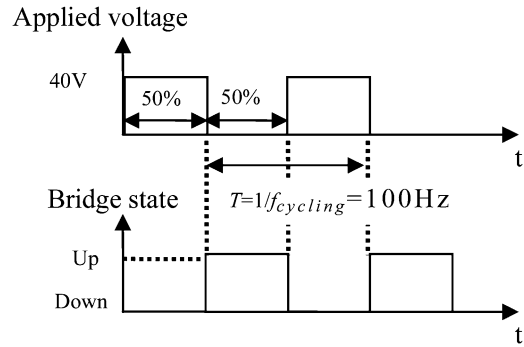


Fig. 4. Stress procedure for reliability experiments

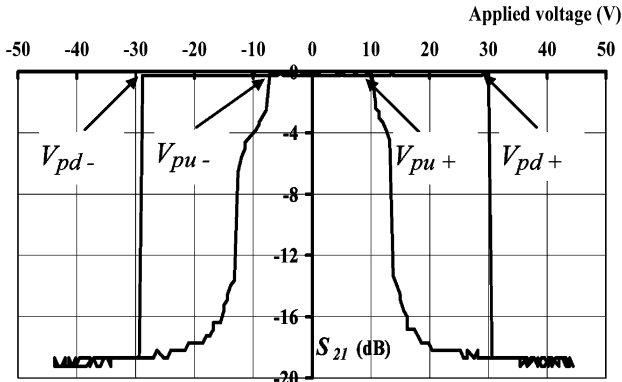


Fig. 3. Pull-down and pull-up voltages measurement through $S_{21} = f(V)$ curve at 10 GHz.

general purpose interface bus (GPIB) bus and driven by in-house software, which allows the capacitive RF MEMS lifetime investigation.

B. Topology and Characterization of Tested RF MEMS

The structures under test are described in Fig. 2. The dielectric is a PECVD silicon nitride with thicknesses of 0.2 and 0.28 μm . The 50- Ω coplanar lines and the bridge are made in gold and the height of the bridge ranges from 2 to 3 μm . The dc voltage is applied to the central conductor of the CPW line and pulls down the bridge to make contact with the dielectric.

The first key parameter we have to determine deals with actuation voltages. It is done through the measurement of the S_{21} -parameter, which reflects the bridge state for different applied dc voltages. The pull-down and the pull-up voltages are derived from the evolution of the S_{21} -parameter versus dc voltage, as illustrated in Fig. 3.

III. SHIFT RATE OF THE ACTUATION VOLTAGES' PARAMETER

A. Failure Mechanism

We have cycled a microswitch with a square-wave signal featuring a 40-V magnitude and 100-Hz frequency (Fig. 4) and we have periodically monitored the evolution of the actuation voltages of the device.

The results shown in Fig. 5 report a shift of the actuation voltage that is the signature of the dielectric charging effect [2]. As this effect leads to the failure (stiction or screening [4]) of the RF MEMS, we have investigated the rate of the actuation voltages shift and the different driven physical and electrical parameters.

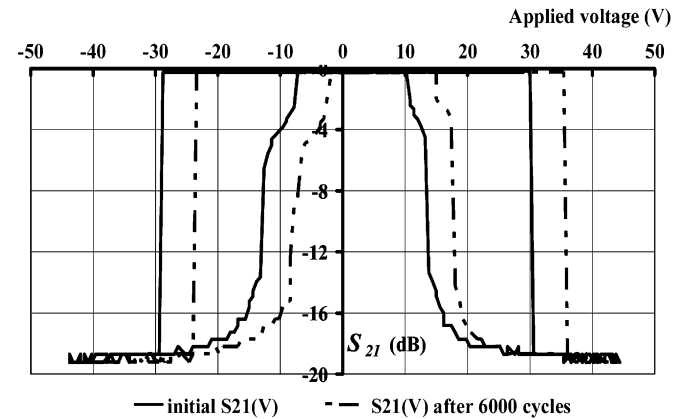


Fig. 5. Shift of the actuation voltages after a typical cycling stress.

TABLE I
SRAV PARAMETER FOR DIFFERENT TYPES OF SWITCHES AND DIFFERENT STRESS VOLTAGES

Switches of type A	1	2	3	4	5
Applied voltage (V)	30	50	60	80	100
SRAV (V/min)	1	6	27	191	680

Switches of type B	1	2	3	4	5	6
Applied voltage (V)	40	40	45	50	60	80
SRAV (V/min)	3.2	12	23	18	60	420

We have measured an actuation voltage shift (Δv) of 6 V after 6000 cycles. As the appropriate FOM of the stress time of a capacitive RF MEMS is the time during which the bridge remains in contact with the dielectric [6] (in our case, $\tau_{down} = (6000/100) * 1/2 = 30\text{ s}$), we have evaluated a shift rate of the actuation voltages (SRAV) in the range of $\Delta v \tau_{down} = 6/0,5 = 12\text{ V/min}$.

This test has been performed on two different types of switches (referred to as types A and B) and, for each, one we have measured the SRAV parameter Fig. 5 reports results obtained using the type-B device). The set of switches exhibits the same dielectric material and differs from the dielectric thickness. Device A features a 0.2- μm dielectric thickness when 0.28 μm is reported for the type-B device. The results are summarized in Table I.

For A-type switches, the results are relevant with the fact that, the larger the applied voltage, the earlier the failure mechanism occurs [7]. Indeed, we observe a greater SRAV parameter for larger applied voltage. For B-type switches, however,

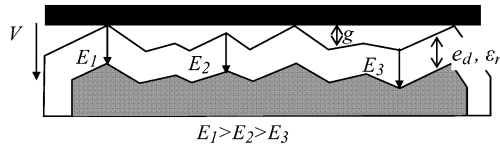


Fig. 6. Effective field through the dielectric.

we have observed a different behavior. Indeed, for switches 1 and 2, we observe two different shift rates (3.2 and 12 V/min) for the same applied voltage (40 V). Moreover, we observe that, for switches 3 and 4, the larger SRV corresponds to the lower applied voltage.

These results indicate that the evolution of the SRV parameter versus the stress voltage does not reflect reality and that other factors may be involved. We now have to determine a suitable electrical stress parameter to predict the lifetime of the device-under-test.

B. Effective Electrical Stress Intensity

The roughness of the central line can be critical for the microwave performances, but it also has an influence on the field intensity through the dielectric. The dielectric will not be stressed with the same field intensity everywhere under the bridge, as it depends on the air gap between the metallic membrane and the dielectric, as shown in Fig. 6.

From the Maxwell–Gauss equation, we deduce that the electric field into the dielectric can be expressed as follows:

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

The dielectric is then stressed by an effective field E_{eff} whose intensity corresponds to the mean value of the electric field through the insulator

$$E_{\text{eff}} = \frac{1}{S} \iint_S E_{\text{diel}} dS = \frac{V}{e_d} \times \frac{1}{S} \iint_S \frac{1}{1 + \frac{g}{\epsilon_r e_d}} dS \quad (2)$$

As the measured capacitance is equal to

$$C_{\text{on}} = \iint_S \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{e_d + \frac{g}{\epsilon_r}} dS = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{e_d} \times \frac{1}{S} \iint_S \frac{1}{1 + \frac{g}{\epsilon_r e_d}} dS \quad (3)$$

We prove that

$$\frac{E_{\text{eff}}}{V/e_d} = \frac{C_{\text{on}}}{C_{\text{onth}}} \Rightarrow E_{\text{eff}} = \frac{V/e_d}{C_{\text{onth}}/C_{\text{on}}} \quad (4)$$

where the ratio $C_{\text{onth}}/C_{\text{on}}$ corresponds to the expected (theoretical) capacitance in the on state (C_{onth}) divided by the measured one (C_{on}). Table II summarizes the ratio $C_{\text{onth}}/C_{\text{on}}$ for all the tested switches.

We can observe a significant dispersion in the ratio $C_{\text{onth}}/C_{\text{on}}$ for the same type of switches. We have then considered and plotted all of the SRV parameter versus the effective applied field in Fig. 7.

The proposed normalized parameter defines a new definition of the stress intensity through the dielectric. This stress is pro-

TABLE II
 $C_{\text{onth}}/C_{\text{on}}$ PARAMETER FOR DIFFERENT TYPES OF SWITCHES

Switches of type A	1	2	3	4	5	
$C_{\text{onth}}/C_{\text{on}}$	5.9	6	5.8	5.8	6.4	
Switches of type B	1	2	3	4	5	6
$C_{\text{onth}}/C_{\text{on}}$	3	2.5	2.5	2.9	3	3

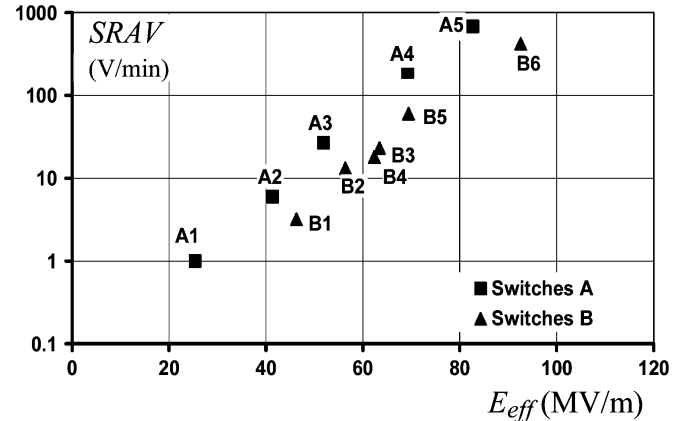


Fig. 7. Influence of the effective field on the SRV parameter.

portional to the contact quality: the better the contact between the bridge and the dielectric, the stronger the electrical stress, the higher the SRV parameter. The results illustrated in Fig. 7 are now relevant as device B2, which exhibits a better contact than device B1, has a greater drift rate of its actuation voltages for a greater applied stress. That means that by normalizing the applied field by the contact quality, we introduce the real stress intensity through the dielectric.

The interesting benefit of this parameter deals with the fact that we can compare devices that have been designed and processed differently. Indeed, thanks to this normalization, the results are then relevant for a given type of switch, but we can observe a difference of the SRV for the same applied stress between switches of types A and B. To understand this lifetime difference, we have to model the dielectric charging kinetic to have access to the physical parameters of the dielectric.

IV. FAILURE PHENOMENON INVESTIGATION

Before modeling the failure phenomenon, we have to identify its physical causes. As the failure phenomenon for capacitive RF MEMS is related to the charges trapping within the dielectric, we have investigated the conduction mechanism which sets up within the dielectric thanks to current measurements.

A. Dielectric Conduction Mechanism

It has been already referred to that many types of conduction mechanisms can take place in dielectrics depending on the electric-field magnitude [8]. At high electric fields and for low thicknesses, Frenkel–Poole conduction (5) is considered as the greatest contributor to the total current density

$$J = \sigma_{\text{PF}} \times E \times \exp \left[\frac{-q \left(\phi_B - \sqrt{qE/\pi\epsilon_0\epsilon_r} \right)}{kT} \right] \quad (5)$$

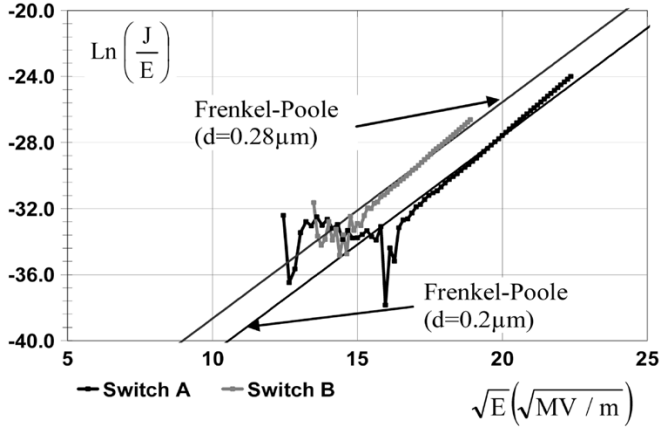


Fig. 8. Current density measurement of A-type and B-type MEMS.

We have then measured the leakage current through the MEMS structure for different electric-field magnitudes. These experiments have been performed on device types A and B.

To identify the Frenkel–Poole signature, we have plotted in Fig. 8 the logarithm of the current density normalized with respect to the electric field as a function of the square root of the electric field. We have also reported the theoretical equation of Frenkel–Poole conduction, described by (6) as follows, and whose slope is equal to $1.3 \times 10^{-3} \text{ V}^{-1/2} \text{ m}^{1/2}$:

$$\text{Ln} \left(\frac{J}{N} \right) = \text{Ln}(\sigma_{\text{FP}}) - \frac{q\Phi_B}{kT} + \frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E}. \quad (6)$$

We observe that the experimental data for both devices are in a good agreement with the theoretical curve related to the Frenkel–Poole conduction, which confirms that the dielectric charging effect can be attributed to Frenkel–Poole trapping effects. Note that for values of the electric field square root between $12.5\text{--}16 \sqrt{\text{MV/m}}$, the measurements are scattered because of the noise floor of the test setup.

The second comment suggested by Fig. 8 is related to the current density difference of both switches. Indeed, for the same applied field, the measured current is higher for the switch of type B. This difference may come from the depth of the traps Φ_B and/or the conductivity σ_{FP} , which could be, respectively, lower and higher for switch type B than for switch type A.

To quantify the current difference between the measurements, we have measured the driven physical parameters: the depth of the traps and the conductivity of the dielectric.

B. Extraction of Intrinsic Properties of the Dielectric

To measure the traps depth Φ_B and the conductivity of the dielectric σ_{FP} , we have performed current density measurements versus the temperature [9]. Switch types A and B have been biased at 70 V. We have measured the leakage current through the dielectric versus the temperature ranging from $25 \text{ }^\circ\text{C}$ to $100 \text{ }^\circ\text{C}$. The results are shown in Fig. 9 where we have plotted the logarithm of the current density as a function of the inverse of the temperature as the Frenkel–Poole conduction, which can be expressed as follows:

$$\text{Ln}(J) = \text{Ln}(\sigma_{\text{FP}} \times E) + \frac{1}{T} \left[\frac{q}{k} \times \left(-\Phi_B + \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E} \right) \right]. \quad (7)$$

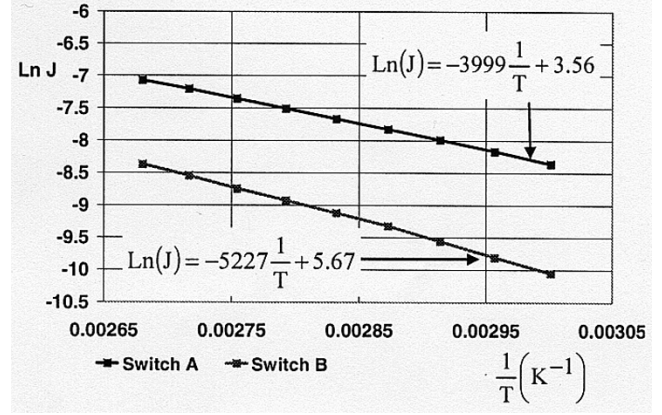


Fig. 9. Thermal behavior of dielectric current density of A-type and B-type MEMS.

The slope of the curves is then given by

$$\frac{q}{k} \times \left(-\Phi_B + \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{E} \right). \quad (8)$$

This expression permits the dielectric trap depth (Φ_B) to be calculated: values of 0.98 and 0.99 eV are found, respectively, for switch types A and B. We can then conclude that the trap depth is the same for both switches and that the small difference of 0.01 eV cannot explain the difference of the current density observed above.

The dielectric conductivity (σ_{FP}) is given by the curve offset and the following expression:

$$\text{Ln}(\sigma_{\text{FP}} \times E). \quad (9)$$

The conductivity is estimated at $1.16 \times 10^{-7} \text{ S/m}$ and $12 \times 10^{-7} \text{ S/m}$, respectively, for switch types A and B.

The physical parameters of the two dielectric types have then been extracted. Both types exhibit the same traps depth and differ from their conductivity, which explains the leakage current difference.

V. MODELING OF THE DIELECTRIC CHARGING PHENOMENON

Here, we describe the link between the conduction current and the SRV parameter.

We have then added to Fig. 7 the theoretical Frenkel–Poole behavior for two dielectric thicknesses (0.2 and 0.28 μm). The result is shown in Fig. 10.

Other conduction mechanisms have also been evaluated as Schottky, ionic, or ohmic conduction, and as expected, Frenkel–Poole conduction exhibits the best agreement with the experimental data. This confirms that the normalized parameter, which has been defined in Section III, is the appropriate parameter to evaluate the stress intensity into the MEMS dielectric.

All these investigations prove the following.

- Frenkel–Poole conduction drives the kinetic of the dielectric charging effect in the PECVD silicon–nitride insulator used for capacitive MEMS switches.
- The voltage stress intensity through the dielectric must be normalized by the contact quality between the bridge and dielectric.

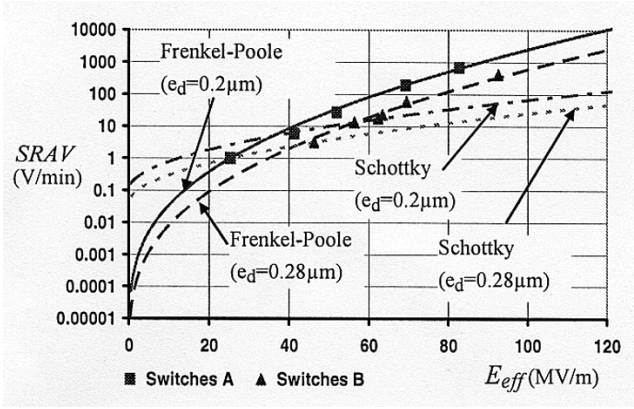


Fig. 10. Comparison between the theoretical curve for Frenkel-Poole conduction and the SRAV measurement.

To model the dielectric charging phenomenon, we have first calculated the shift of the actuation voltages from the following equation demonstrated in [10]:

$$\Delta V = \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \int_{\alpha=0}^d \int_{z=\alpha}^d \rho(x, y, z) dz d\alpha. \quad (10)$$

Considering a uniform charge distribution through the dielectric, we can calculate a shift of the actuation voltages

$$\Delta V = \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \times \frac{d^2}{2} \times \rho = \frac{d^2}{2\epsilon_0 \epsilon_r} \times \frac{Q_{\text{stored}}}{Sd} = \frac{d}{2\epsilon_0 \epsilon_r S} \times Q_{\text{stored}} \quad (11)$$

where Q_{stored} represents the trapped charges, d is the thickness of the dielectric, and S is the surface of the dielectric.

We can consider that the accumulation of charges within the dielectric is due to the current density flowing and deduce that

$$J = \frac{1}{\eta} \times \frac{\Delta(Q_{\text{stored}}/S)}{\Delta\tau_{\text{down}}} \Rightarrow \frac{\Delta V}{\Delta\tau_{\text{down}}} = \eta \times \frac{d}{2\epsilon_0 \epsilon_r} \times J \quad (12)$$

where η is a proportionality factor, which depends on the physical and dimensional properties of the dielectric. This parameter corresponds to the ability of the dielectric to trap charges.

We propose the following model, which describes the behavior of the SRAV:

$$\text{SRAV} = \eta \times \frac{d}{2\epsilon_0 \epsilon_r} \times \sigma_{\text{FP}} \times \exp\left[\frac{-q\phi_B}{kT}\right] \times E_{\text{eff}} \times \exp\left[\frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{E_{\text{eff}}}\right]. \quad (13)$$

This model takes all the physical and electrical parameters into account: the dielectric properties and thickness, the applied voltage, the contact quality, and the temperature, and allows predicting the lifetime of the RF MEMS device.

VI. EXTRACTION OF THE FOM OF CAPACITIVE RF MEMS

The above model separates the SRAV into the following two parts.

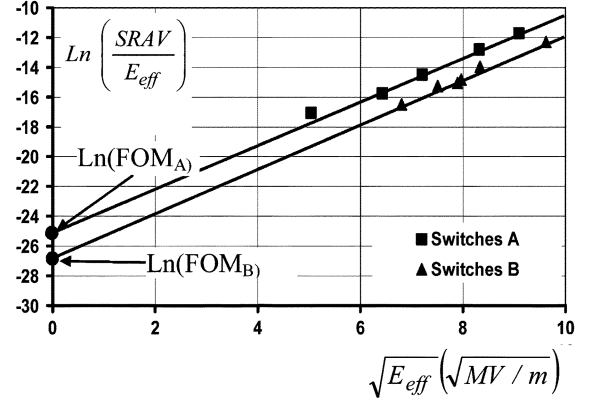


Fig. 11. FOM for the dielectric of switches of type A and switches of type B.

- The first one is called the stress intensity factor (SIF) through the dielectric as it relates the consequence of the electrical stress on the SRAV parameter

$$\text{SIF} = E_{\text{eff}} \times \exp\left(\frac{-q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{E_{\text{eff}}}\right). \quad (14)$$

- The second one only depends on the dielectric properties (σ_{FP} is the conductivity of the dielectric and Φ_B is the depth of the traps) and then gives its FOM regarding the MEMS reliability

$$\text{FOM} = \eta \times \frac{d}{2\epsilon_0 \epsilon_r} \times \sigma_{\text{FP}} \times \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right). \quad (15)$$

We can extract the FOM plotting (16) as follows in a graph, as shown in Fig. 11:

$$\text{Ln}\left(\frac{\text{SRAV}}{E_{\text{eff}}}\right) = \underbrace{\text{Ln}(\sigma_{\text{FP}}) - \frac{q\phi_B}{kT} + \text{Ln}(\eta) + \text{Ln}\left(\frac{d}{2\epsilon_0 \epsilon_r}\right)}_{\text{Ln(FOM)}} + \frac{q}{kT} \sqrt{\frac{q}{\pi\epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{E_{\text{eff}}}. \quad (16)$$

We then deduce from Fig. 11, a FOM of $\exp(-25) = 14 \times 10^{-12}$ for switches of type A and $\exp(-27) = 1.9 \times 10^{-12}$ for switches of type B. The FOM then defines the ability of the dielectric to accumulate charges under an electrical effective stress. The greater the FOM, the shorter the lifetime. We can then use this FOM to compare the reliability of different switches realized with different technologies independently of the electrical stress or the contact quality.

From the values of the traps depth, the conductivity, and the FOM, we can calculate the η factor for both types of switches

$$\eta_A = \frac{\text{FOM}_A}{\sigma_{\text{FP}_A} \times \exp\left(\frac{-q\phi_{B_A}}{kT}\right) \times \frac{d}{2\epsilon_0 \epsilon_r}} = 1.19 \times 10^9$$

$$\eta_B = \frac{\text{FOM}_B}{\sigma_{\text{FP}_B} \times \exp\left(\frac{-q\phi_{B_B}}{kT}\right) \times \frac{d}{2\epsilon_0 \epsilon_r}} = 1.7 \times 10^7.$$

As a result, the A-type MEMS has a greater FOM than the B-type ones, whereas the corresponding conductivity is lower (one decade). This is due to a higher (two decades) η parameter, which translates to a greater FOM. This indicates that the A-type

MEMS has a greater ability to trap charges than the B-type one and then features a poor reliability.

VII. CONCLUSION

This paper investigates the dielectric charging kinetic of capacitive RF MEMS. This effect has been demonstrated as the major issue for the reliability investigation of RF MEMS as it drives their lifetime. As the dielectric charging can be analyzed through the shift of the actuation voltages of the device, the kinetic of the dielectric charging has been investigated by the SRAV parameter. In order to overcome the technological dispersion, we have shown that the investigation of this SRAV parameter has to be considered with respect to an effective electrical field, which takes the quality factor of the device into account. From the measurements, we have shown that the dielectric charging phenomenon origin is related to the Frenkel–Poole conduction through the dielectric. Finally, we propose a model that describes the kinetic of the dielectric charging effect. The great interest of the proposed methodology is to provide the suitable parameters (SIF and dielectric FOM), which drive the reliability of RF MEMS in order to compare and optimize their lifetime.

This paper has then proven that reliability of RF MEMS has to be studied regarding appropriate parameters and that some indicators (as a number of cycles or the applied voltage) do not give suitable information about the real lifetime of microswitches.

REFERENCES

- [1] G. M. Rebeiz and J. B. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," *IEEE Micro*, pp. 59–71, Dec. 2001.
- [2] R. Reid, "Dielectric charging effects on capacitive MEMS actuators," presented at the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Seattle, WA, Jun. 2002.
- [3] X. Yuan, S. Cherepko, J. Hwang, C. L. Goldsmith, C. Nordquist, and C. Dyck, "Initial observation and analysis of dielectric-charging effects on RF MEMS capacitive switches," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, TX, Jun. 2004, pp. 1943–1946.
- [4] S. Mellé, F. Flourens, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, J. L. Muraro, Y. Segui, and R. Plana, "Investigation of dielectric degradation of microwave capacitive microswitches," in *IEEE MEMS 2004*, Maastricht, The Netherlands, Jan. 2004, pp. 141–144.
- [5] S. Mellé, D. De Conto, L. Mazon, D. Dubuc, K. Grenier, L. Bary, O. Vendier, J. L. Muraro, J. L. Cazaux, and R. Plana, "Modeling of the dielectric charging kinetic for capacitive RF MEMS," presented at the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Long Beach, CA, Jun. 2005.
- [6] W. M. Van Spengen, R. Puers, R. Mertens, and I. De Wolf, "Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS," in *Int. IEEE Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, pp. 901–904.
- [7] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, B. Pillans, S. Eshelman, Z. Yao, L. Brank, and M. Eberly, "Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, Phoenix, AZ, May 2001, pp. 227–230.
- [8] S. M. Sze, "MIS diode and charge-coupled device," in *Physics of Semiconductor Devices*. New York: Wiley, 1981, ch. 7, pp. 362–430.
- [9] S. Habermehl and R. T. Apodaca, "Correlation of charge transport to intrinsic strain in silicon oxynitride and Si-rich silicon nitride thin films," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 84, no. 2, pp. 215–217, Jan. 2004.
- [10] X. Rottenberg, B. Nauwelaers, W. De Raedt, and H. A. C. Tilmans, "Novel 2 D+ model for the impact of the dielectric charge distribution on the electrostatic actuation of RF MEMS devices," in *Proc. 34th Eur. Microwave Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2004, pp. B11–B14.



Samuel Mellé (S'05) was born in 1979. He received the M.Sc. degree in electrical engineering from the University Paul Sabatier of Toulouse, Toulouse, France in 2002, and is currently working toward the Ph.D. degree at the Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes (LAAS), Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), Toulouse, France.

His main field of interest is in the study of the reliability of capacitive RF MEMS and particularly the dielectric charging effects. His research deals with the understanding of the dielectric charging phenomenon in order to improve the reliability of RF MEMS.



David De Conto was born in 1975. He received a Two-Year Diploma (with a specialization in physical measurement) from the Technology Institute, University Paul Sabatier of Toulouse, Toulouse, France in 1997, and the Engineer Diploma from the from the National Conservatory of Arts and Crafts, Toulouse, France, in 2005.

He was involved with dielectrics characterization with the Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes (LAAS), Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS). His research aimed to identify leakage current mechanisms and to determine physical properties of dielectrics. He is currently a Materials and Processes Quality Engineer with Alcatel Alenia Space Toulouse, Toulouse, France.



David Dubuc (M'03) received the Ph.D. degree from the University of Toulouse, Toulouse, France, in 2001.

He is currently an Associate Professor with the University of Toulouse, where he is involved in research on millimeter-wave microsystem integration with the Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes (LAAS), Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS). During his doctoral research he was involved with the design of AsGa and SiGe circuits. He is currently involved with the integration of RF-MEMS-based tunable passive circuits, three-dimensional (3-D) ultra-compact passives function, and silicon-germanium circuits into millimeter-wave smart microsystems. He has authored or coauthored over 80 papers in refereed journals and conferences. Since 2001, he has advised four doctoral students.



Katia Grenier (M'03) received the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University Paul Sabatier of Toulouse, Toulouse, France, in 1997 and 2000, respectively. Her doctoral dissertation concerned the elaboration of MEMS circuits on silicon.

Following a post-doctoral position with the RF MEMS Department, Agere Systems (Bell Laboratories), she joined the Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes (LAAS), Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), Toulouse, France, in 2002. Her research interests are currently focused on the technological development of smart microsystems for microwave and millimeter-wave applications, which includes the improvement of various MEMS devices (optimized in term of reliability, power, etc.), as well as their integration with integrated circuits (such as SiGe BiCMOS technologies) in order to realize wireless reconfigurable communication systems.



Olivier Vendier received the Engineering degree in applied physics and the Post-Graduate degree in microelectronics from the Institut National des Sciences Appliquées, Toulouse, France, in 1993, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the Georgia Institute of Technology, Atlanta.

From 1993 to 1997, he was a Research and Development Engineer with the College of Electrical Engineering, Georgia Institute of Technology. As a member of the Packaging Research Center, Atlanta, GA, he was involved with several projects associated

with high-density packaging for microwave applications. Beginning in Summer 1997, he was part of the technical staff of the Technology Department, Alcatel Space, Toulouse, France, where he was involved in various advanced-packaging-based projects. He is currently with the Microwave Product Line Department (advanced Microwave Study Group), Alcatel Space, where he heads RF MEMS activities for a new generation of microwave products for space satellites. He is currently Project Leader for the IST 5 MEMS-Based Integrated Phased Array Antennas (MIPA) Project and for several European Space Foundation (ESA)-funded projects in the area of RF MEMS devices. He has authored or coauthored over 40 technical papers in various journal and conferences. He holds four patents.



Jean-Luc Muraro received the Ph.D. degree from the Université Paul Sabatier of Toulouse, Toulouse, France, in 1997. His doctoral research concerned the reliability of solid-state power amplifiers.

Since 1997, he has been a Reliability Expert for monolithic microwave integrated circuits (MMICs) with Alcatel Space, Toulouse, France. He is in charge of the Space Qualification Programme for MMICs and currently researches reliability aspects of new technologies including, among others, SiC, GaN power amplifiers, MEMS devices, and nonhermetic

packaging for space applications.



Jean-Louis Cazaux (SM'97) was born in 1960. He received the Ph.D. degree in physics and electronics from the University Paul Sabatier of Toulouse, Toulouse, France, in 1985.

He then joined The University of Michigan at Ann Arbor as a Post-Doctoral Research Fellow, where he was involved in the field of advanced transistors and circuits for microwave electronics. In 1988, he joined Alcatel Space, Toulouse, France, as MMIC Designer. Since 1996, he has been the Head of the Microwave Advanced Studies within the Microwave

Department. He has authored or coauthored over 170 technical papers in journals or conferences. He holds five technical patents. He acts as reviewer and expert for the European Commission (IST) and the French Network for Research in Telecommunication (RNRT).

Dr. Cazaux was a member of the Board of Directors of the European Microwave Association (1999/2002). He is a member of the Technical Committee of the GaAs Symposium and of the French Journées Nationales Microondes (JNM). He is the chairman of the 2005 European Microwave Conference, Paris, France. He is Distinguished Member of the Alcatel Technical Academy since 2001.



Robert Plana (M'03) was born in Toulouse, France, in March 1964. He received the Ph.D. degree from the Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes (LAAS), Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), University Paul Sabatier of Toulouse, Toulouse, France, in 1993. His doctoral dissertation concerned the noise modeling and characterization of advanced microwave devices (high electron-mobility transistors (HEMTs), pseudomorphic high electron-mobility transistors (PHEMTs), and HBTs) that includes reliability.

In 1993, as an Associate Professor with the LAAS, CNRS, he created a new research area concerning the investigation of millimeter-wave capabilities of silicon-based technologies. More precisely, he has focused on the microwave and millimeter-wave properties of SiGe devices and their capabilities for low-noise circuits. In 1995, he began a new project concerning the improvement of passives on silicon through the use of MEMS technologies. In 1999, he became involved with SiGe Semiconductor, Ottawa, ON, Canada, where he was involved with low-power and low-noise integrated circuits for RF applications. In 2000, he became a Professor with the University Paul Sabatier of Toulouse, Toulouse, France, where he created a research team with the LAAS, CNRS, in the field of microsystems and nanosystems for RF and millimeter-wave communications. The team's main interests are on the technology, design, modeling, test, characterization, and reliability of RF MEMS for low-noise and high-power millimeter-wave applications and the development of the MEMS integrated-circuit concept for smart microsystems. He has built a network of excellence in Europe in this field regrouping 25 research groups. He is currently Director of the Information and Communication Department, CNRS. He has authored or coauthored papers appearing in over 200 international journals and conferences.

Dr. Plana was the recipient of a 1999 special award presented by the CNRS for his research on silicon-based technologies for millimeter-wave communications.