



Comité National Français de Radioélectricité Scientifique

Section française de l'

Union Radio Scientifique Internationale

Siège social : Académie des Sciences, Quai de Conti – Paris

JOURNÉES SCIENTIFIQUES DU CNFRS

" NANOSCIENCES ET RADIOÉLECTRICITÉ "

PARIS, LES 20 ET 21 MARS 2007

Micro et nanotechnologies émergentes pour applications
radiofréquence; des procédés de fabrication aux applications dans
les futurs produits

Micro and Nanotechnologies for radiofrequency systems: from the
process to new industrial applications

C. BILLARD

CEA LETI Minatec, 17 rue des Martyrs, 38054 GRENOBLE cedex 9
christophe.billard@cea.fr

Résumés

Ce document vise à faire un état de l'art des différents composants MEMS RF afin que les lecteurs néophytes se fassent une idée des performances atteignables avec cette technologie. Les articles clefs seront cités et les avantages et limitations de chaque réalisation seront discutés. Des aspects connexes à ces composants comme le packaging, les stratégies d'intégration sur silicium ou l'impact sur les architectures RF seront également abordés. Enfin, quelques informations seront données sur les NEMS RF qui sont une évolution des MEMS RF à l'échelle nanométrique.

The intent of this document is to review the recent progress in RF MEMS to provide perspectives to newcomers in the field. Keys articles will be noticed and advantages like performances limitations of each device will be discussed. Other aspects of this technology such as packaging, integration strategies or impact on RF architectures will be also highlighted. Finally, the next evolution of RF MEMS at nanometer scale will be introduced with the NEMS RF.

Mots clés : MEMS, radiofréquences, commutateurs, filtres, capacités, résonateurs, nanotubes
Keywords: MEMS, radiofrequency, switches, filters, capacitors, resonators, nanotubes

Introduction

Les MEMS, ou Micro Electro Mechanical Systems, sont des systèmes comprenant un ou plusieurs éléments mécaniques mobiles, utilisant l'électricité comme source d'énergie, en vue de réaliser une fonction de capteur et/ou d'actionneur.

Depuis la première application des technologies MEMS au domaine de la radiofréquence avec le commutateur rotatif présenté par Larson du HRL en 1991 [11], beaucoup de chemin a été parcouru. De nombreux types de composants ont été développés comme des commutateurs, des inductances à fort Q, des capacités variables ou des résonateurs. Tous ont montré des performances RF (pertes d'insertion, isolation, facteurs Q et linéarité) de haut niveau largement supérieures à ce que l'on aurait pu obtenir avec des technologies silicium ou AsGa. Par la suite, ces composants ont été utilisés dans des sous systèmes RF, tels des déphaseurs, des réseaux d'adaptation d'impédance, des antennes reconfigurables, ou des filtres variables, qui ont eux aussi surclassé leurs homologues réalisés en technologies «classiques». Ce sont ces performances qui n'ont cessé de susciter l'intérêt et qui ont fait des MEMS RF les prétendants à une nouvelle rupture technologique pour la radiofréquence. Actuellement la technologie MEMS RF est entrée dans un nouveau cycle qui vise à porter la maturité aux standards de l'industrie. Les études sur la fiabilité des contacts ou des diélectriques, sur la tenue à la puissance RF ou sur les techniques de packaging bas coût se multiplient. En parallèle, les premiers produits commerciaux issus de start-up, surtout des microcommutateurs, sont apparus sur le marché américain [15][46][47].

Ce document vise à faire un état de l'art des différents composants MEMS RF pour que les lecteurs néophytes se fassent une idée des performances atteignables avec cette technologie. Les articles clefs seront cités et les avantages comme les limitations de chaque réalisation seront discutés. Des aspects connexes à ces composants comme le

packaging, l'intégration sur silicium ou l'impact sur les architectures RF seront également abordés. Enfin, quelques informations seront données sur les NEMS RF qui sont une évolution des MEMS RF à l'échelle nanométrique.

1. Technologies de fabrication

La fabrication des MEMS RF est basée sur quatre grandes technologies. Il n'existe pas encore de technologie vraiment 3D ce qui limite les degrés de liberté de conception des composants MEMS RF.

Bulk micromachining : une gravure humide ou sèche sur une des faces du substrat permet de former des cavités dans le silicium et de définir ainsi des parties mobiles.

Surface micromachining : c'est la technique la plus répandue. La structure est définie au-dessus du silicium par l'empilement de couches sacrificielles et de couches structurales. La gravure à posteriori de la ou des couches sacrificielles libère la structure et permet son mouvement. Un avantage majeur de cette technique est sa compatibilité avec les technologies CMOS. Toutefois, sa mise en œuvre n'est pas toujours aisée car la couche sacrificielle doit avoir de très bonnes qualités mécaniques pour ne pas provoquer de délaminations ou de stress résiduels, de plus sa gravure doit être transparente pour les autres matériaux de la structure.

Substrate transfer process : le composant est scindé en deux sous-ensembles qui sont réalisés sur des substrats différents que l'on associe ensuite avec des reports de type flip-chip. La principale difficulté de cette technique est de contrôler finement la hauteur des jonctions lors du transfert. La moindre dispersion de ce paramètre sur le wafer impacte d'autant la dispersion de la tension d'actionnement des structures.

LIGA : cette technique mixant une lithographie à rayon X, une électrodéposition et un moulage est compatible avec de nombreux matériaux et a l'avantage unique de permettre la réalisation de structures de plusieurs centaines de micromètres de hauteur en conservant une précision inférieure au micron sur la largeur. Cependant, cette technique n'est pas vraiment 3D et elle reste onéreuse et peu répandue.

2. Les composants MEMS RF

2.1. Les inductances à fort Q

Les inductances à fort Q sont essentielles au fonctionnement de nombreuses applications RF comme par exemple les circuits d'amplification et de synthèse de fréquence; elles servent aussi de base à des circuits d'adaptation d'impédance ou à des filtres très faibles pertes. Les facteurs Q des inductances impactent directement les performances de bruit de phase et de consommation de ces circuits, cf. Tableau 1.

Circuit	Paramètre	Effet du facteur Q
Oscillateur	Bruit de phase	$1/Q^2$
Oscillateur	Consommation	$1/Q$
Amplificateur	Gain	Q
Amplificateur	Consommation	$1/Q$
Réseau d'adaptation	Pertes	$1/Q$
Filtre	Pertes	$1/Q$
Système	Noise figure	$1/Q$

Tableau 1 : effet du facteur Q des inductances sur les circuits RF [4]

Actuellement, les inductances sur des technologies silicium standard CMOS ou SiGe peuvent être optimisées avec des techniques particulières pour obtenir des facteurs Q de 20-25 vers 2 GHz : métallisation en cuivre épais, stack de plusieurs niveaux métalliques, utilisation de substrats haute résistivité, de couche de passivation épaisse ou de plans patternés sous les inductances [3].

Les technologies MEMS ont pour but d'améliorer encore ces performances. On distingue 4 grandes techniques d'optimisation qui sont efficaces sur des bandes de fréquence différentes [4].

- Les métallisations de fortes épaisseurs pour réduire la résistance série, utiles typiquement dans la gamme 0.2-6 GHz
- Les solénoïdes 3 D pour des inductances de fortes valeurs toujours dans la gamme 0.2-6 GHz
- La gravure du substrat sous l'inductance pour limiter les couplages capacitifs parasites, gamme de 1 à 100 GHz
- L'élévation par rapport au substrat également pour réduire la capacité parasite, gamme de 1 à 100 GHz

Les photographies ci-dessous donnent quelques exemples de réalisations basées sur les trois dernières techniques citées. Lubecke et al. (Bell Laboratories, Lucent, [5]) ont utilisé une couche de Cr-Au de 0.5 μm sur une couche de 1.5 μm de

polysilicon pour provoquer l'élévation de l'inductance par rapport au substrat silicium standard grâce à la différence de stress résiduel dans les deux couches, cf Figure 1 (a). Le facteur Q obtenu est de 13 à 9 GHz. La fixation de l'inductance n'étant pas très rigide, le dispositif présente une certaine sensibilité aux accélérations; une accélération de 30 G a pour effet de rapprocher de moitié l'inductance par rapport au substrat. Même si cela ne change pas la valeur de l'inductance cela a un effet sur la capacité parasite par rapport au substrat et donc sur le facteur Q. Dans le solénoïde 3D, cf Figure 1 (b), développé par Yoon et al. (Korea advanced institute of science and technology - KAIST, [6]), les performances ne sont pas aussi bonnes que l'on pourrait l'espérer car le champ magnétique n'est pas assez confiné au cœur du solénoïde à cause d'une section qui n'est pas suffisante. Il en résulte une pénétration des champs dans le substrat conducteur (10-20 Ω .cm). Le facteur Q est de 17 à 2.4 GHz pour une inductance de 2.7 nH. L'inductance suspendue après un usinage en face avant, cf Figure 1 (c), réalisée par Lakdawala et al. (Carnegie Melon University, [7]) est compatible avec un process CMOS 0.18 μ m. Le facteur Q d'une inductance de 3.9 nH est de 3.9 à 2.1 GHz et de 17 à 8.6 GHz. La suspension de l'inductance n'apporte pas d'améliorations en dessous de 2 GHz car les pertes sont dominées dans cette gamme par la résistance série. L'inductance est beaucoup moins sensible aux vibrations que celle de [5] : une accélération simulée de 100 G ne provoque qu'un déplacement de 0.5 μ m du fait de la faible masse de l'inductance (1 μ g) et de la grande raideur des suspensions. Le changement de valeur d'inductance correspondant n'est que de 0.01 %.

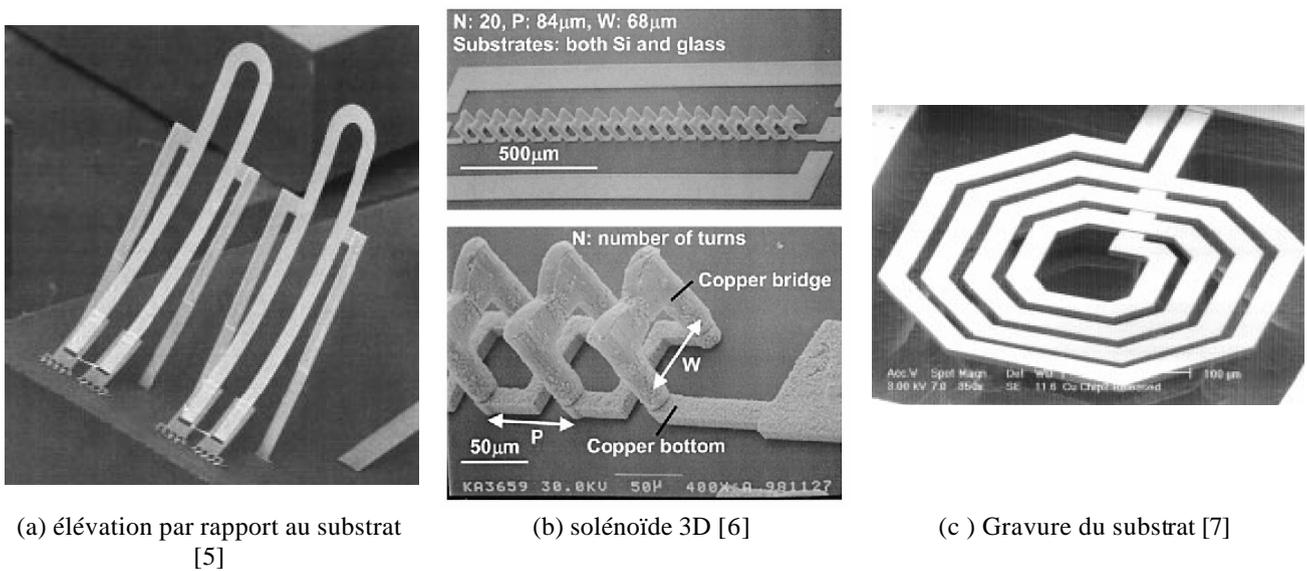


Figure 1 : Exemples d'inductances MEMS RF

Une approche plus prometteuse est de combiner plusieurs de ces techniques. C'est ce que propose Yoon et al. (KAIST, [8]) en utilisant du cuivre épais de 10 à 15 μ m et en suspendant l'inductance à 50 μ m du substrat CMOS standard (résistivité de 1 à 30 Ω .cm) avec un process SMM (sacrificial metallic mold). Grâce à cette technologie MEMS les deux limitations des inductances réalisées sur silicium, couplage capacitif avec le substrat conducteur et pertes ohmiques dans les conducteurs peu épais, sont dépassées et les performances RF mesurées sont excellentes : facteur Q de 70 à 6 GHz pour une inductance de 1.38 nH et une self résonance supérieure à 20 GHz.

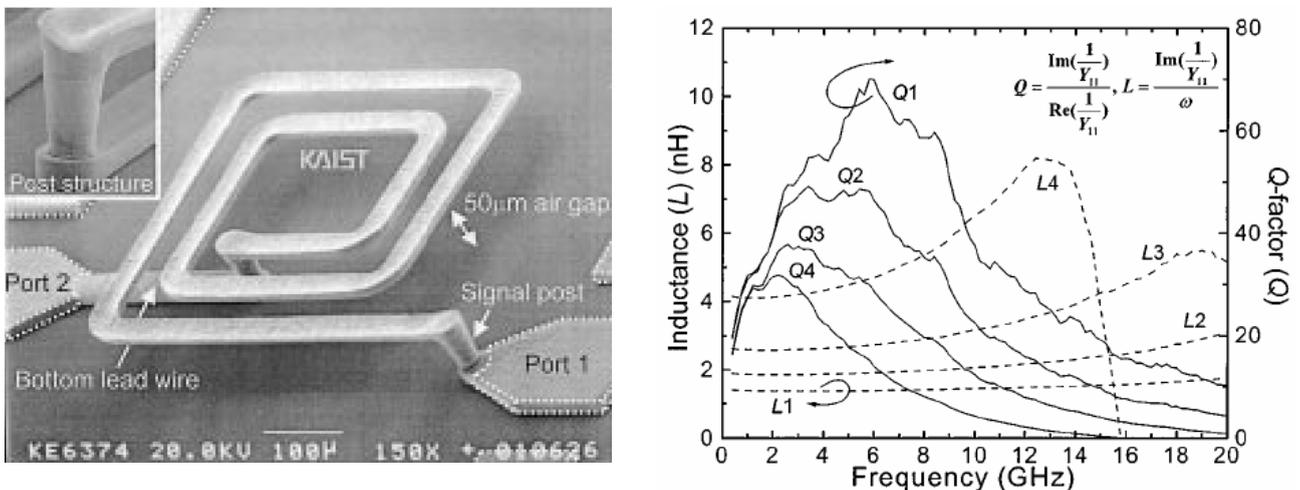


Figure 2 : Photographie SEM et performances RF d'une inductance suspendue sur un substrat CMOS [8]

Pour l'instant aucune inductance MEMS RF n'a trouvé d'application commerciale et cela est dû d'une part au coût important des technologies mises en œuvre et d'autre part à la concurrence de nouvelles techniques d'intégration des composants passifs pour la RF comme les systems-on-package, par exemple l'IPAD de STMicroelectronics dans lequel les inductances sont rassemblées sur un substrat verre, substrat parfaitement adapté pour la RF, qui est lui-même reporté par flip-chip sur le circuit. Ces inductances ne pourront percer que si dans l'application visée il n'y a pas d'alternative au silicium faible résistivité et qu'un fort Q est exigé [3].

2.2. Les micro-commutateurs

L'intérêt des micro-commutateurs MEMS RF est centré sur leurs performances RF : pertes d'insertion, isolation et linéarité, qui dépassent largement celles des diodes PIN et des FETs [9], cf. Tableau 2. Les travaux en cours visent maintenant à améliorer les temps de commutation, à baisser les tensions de commande, à rendre ces composants plus fiables, surtout avec des puissances RF importantes en entrée, et à baisser les coûts, en particulier celui du packaging.

Paramètres	RF MEMS	PIN	FET
Tension de commande (V)	20-80	± 3-5	3-5
Courant de commande (mA)	0	3-20	0
Consommation (mW)	0.05-0.1	5-100	0.05-0.1
Temps de commutation	1-300 μ s	1-100 ns	1-100 ns
Cup (configuration série) (fF)	1-6	40-80	70-140
Rs (configuration série) (Ω)	0.5-2	2-4	4-6
Ratio capacité Cdown/Cup	40-500	10	
Fréquence de coupure (THz)	20-80	1-4	0.5-2
Isolation (1-10 GHz)	Très haute	Haute	Moyenne
Isolation (10-40 GHz)	Très haute	Moyenne	Faible
Isolation (60-100 GHz)	Haute	Moyenne	-
Pertes (1-100 GHz) (dB)	0.05-0.2	0.3-1.2	0.4-2.5
Puissance admissible (W)	<1	<10	<10
Linéarité (IP3) (dBm)	+66-80	+27-45	+27-45

Tableau 2 : Comparaison des performances des micro-commutateurs électrostatiques MEMS RF, des diodes PIN et des FETs [4]

Un micro-commutateur MEMS RF peut se décomposer en deux sous ensembles :

- la partie mécanique : l'actuateur générant le mouvement,
- et la partie RF : les lignes de transmission et le contact.

Le mouvement mécanique est obtenu avec une force électrostatique, magnétique, thermique ou piézoélectrique. Le mouvement peut être soit latéral, soit vertical. Le micro-commutateur est inséré dans le circuit RF dans une configuration série ou parallèle, et le contact peut être ohmique (métal-métal) ou capacitif (métal-diélectrique-métal). Cela donne au total 32 configuration possibles ($4 \times 2 \times 2 \times 2$) [4]. Le nombre de variantes peut encore croître en distinguant comme sur la figure ci-dessous les géométries avec un actuateur découplé de la partie RF (dessins a et b) et celles avec un actuateur commun à la partie RF (dessin c).

Chaque type d'actuateur a ses avantages et ses inconvénients. Le plus répandu est l'actuateur électrostatique du fait de ses qualités intrinsèques comme sa consommation presque nulle (courants de fuite très faibles), l'encombrement limité de ses électrodes, le temps de commutation réduit et les forces de contact suffisantes (50-200 μ N) qu'il permet d'obtenir. Malheureusement, les tensions de commande des commutateurs électrostatiques se situent généralement entre 30V et 80V ce qui n'est pas compatible avec certaines applications. Les autres types d'actuation ont tous un inconvénient qui limite pour l'instant leur utilisation. Le magnétique, bien que potentiellement très rapide, bistable par nature et permettant d'obtenir de grandes forces de contact, nécessite en contre partie des courants de commande de plusieurs centaines de mA. Le thermique permet lui aussi d'obtenir de grandes forces de contact, sa tension de commande n'est que de quelques volts mais il consomme en permanence quelques dizaines de mA et il est plutôt lent (commutation en 300 μ s environ). Enfin, le piézoélectrique a une consommation presque nulle comme l'électrostatique et les tensions d'actionnement sont potentiellement inférieures à 10 volts, toutefois la plupart des matériaux piézoélectriques ne sont pas intégrables sur silicium et les forces de contact obtenues restent trop faibles.

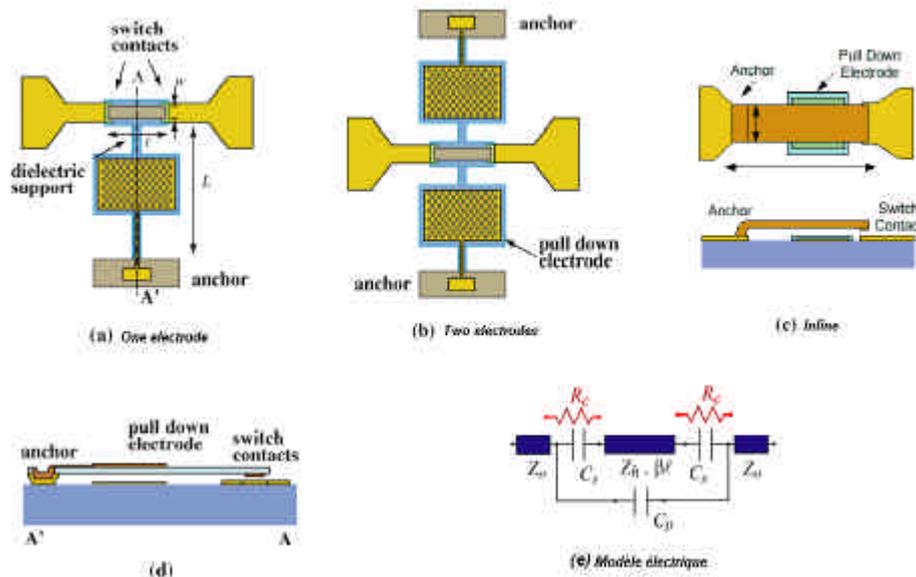


Figure 3 : Différentes géométries d'un switch à contact ohmique et à activation électrostatique verticale [10]

La configuration de la partie RF et le choix du contact vont s'opérer au premier ordre en fonction de la bande de fréquence de l'application visée, cf. tableau ci-dessous.

Configuration série	DC-50 GHz avec un contact ohmique et une capacité C_{up} faible
	10-50 GHz avec un contact capacitif et une capacité C_{up} faible
Configuration parallèle	DC-60 GHz avec un contact ohmique et une faible inductance vers la masse
	10-200 GHz avec un contact capacitif et une faible inductance vers la masse

Tableau 3 : Critère de choix pour la configuration série ou parallèle

Au second ordre ce sont la fiabilité et la tenue à la puissance qui permettront d'affiner le choix de ces paramètres de design RF. Les mécanismes de défaillance sont complexes et différents entre les micro-commutateurs capacitifs et ohmiques. Ils dépendent aussi de la puissance RF en entrée et ils sont reliés à des phénomènes thermiques, de claquages de diélectriques, d'auto-actionnements, de densité de courant trop importantes, de piégeages de charges, de sensibilité à l'humidité, ou d'arcs électriques [4]. Le contact capacitif est réputé pour mieux tenir la puissance RF essentiellement parce que la surface de contact est plus importante [4].

Depuis le premier micro-commutateur MEMS RF publié par Larson et al. en 1991 [11], de très nombreux travaux ont été menés sur à peu près toutes les variantes d'actuateurs et de configurations RF possibles et imaginables. Nous ne donnons ici que deux exemples de micro-commutateurs qui sont parmi les plus matures et les plus performants à l'heure actuelle. Le premier commutateur est un commutateur à contact capacitif et actionnement électrostatique développé par le MIT Lincoln Lab [12][13]. Le commutateur est inséré dans une configuration série « in line » c'est-à-dire que le signal RF transite par la membrane qui est conductrice. La membrane est naturellement en position haute grâce à une force de rappel issue des stress résiduels des 3 couches qui la composent. La tension d'actionnement est modérée, 35-40 V, et la tension de maintien en position fermée est faible, 8-10 V. Le temps de commutation est de 25 μ s. Outre ces performances RF excellentes et sa compacité, ce switch a la particularité d'être très fiable. Aucune défaillance n'a été observée après 10^{11} cycles. Plusieurs commutateurs ont été maintenus en position fermée pendant plusieurs mois et sont resté fonctionnels. En outre, aucun changement sur les performances de l'actionneur ou de la partie RF n'a été constaté avec une puissance transmise de 7 W.

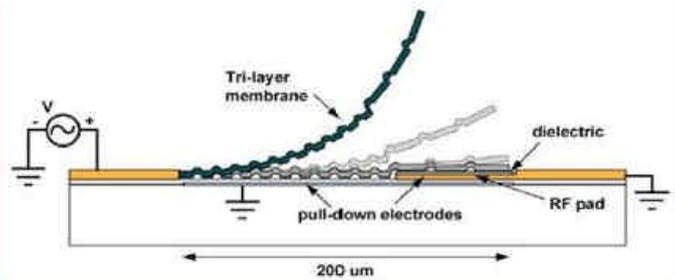
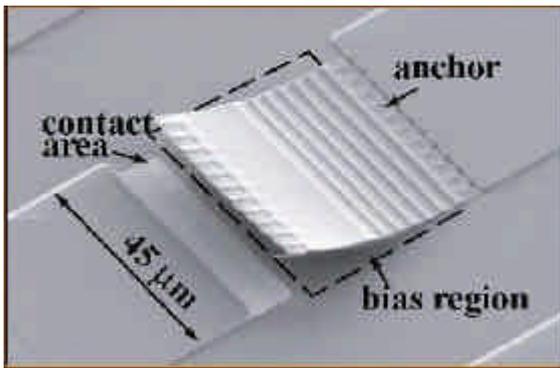


Figure 4 : Micro-commutateur électrostatique à contact capacitif du MIT Lincoln Lab [12][13]

Le deuxième exemple de micro-commutateur a un contact ohmique et un actionnement électrostatique. Ce commutateur initialement développé par Analog Device [14] est actuellement commercialisé par la société Radant [15]. La tension d'actionnement est importante, entre 40 V et 120 V. Il est précisé qu'une tension de 80 V est nécessaire pour obtenir un bon contact. Les performances RF sont excellentes sur une large bande de fréquence, cf Figure 6, avec des pertes de -0.25 dB et une isolation RF de -50 dB jusqu'à 10 GHz. L'originalité de ce design est d'avoir plusieurs contacts en parallèle (deux sur la figure mais il existe des variantes avec 8, 16, 32 ou 64 contacts) ce qui permet de réduire la résistance série totale, ici $R_{on} < 1 \Omega$, bien que la résistance de chaque contact se situe entre 5 et 6 Ω . Cette optimisation permet aussi de répartir les densités de courant sur chaque contact en cas de fortes puissance RF ce qui améliore la fiabilité. Ce micro-commutateur est un des rares à avoir été testé en cyclage avec de la puissance RF. Le nombre de 2.5×10^9 cycles avec 2 W à 10 GHz a été atteint sans aucune défaillance.

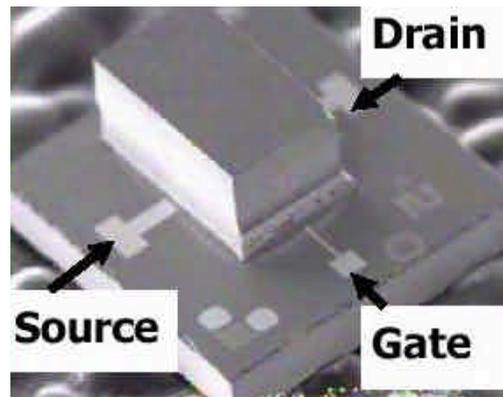
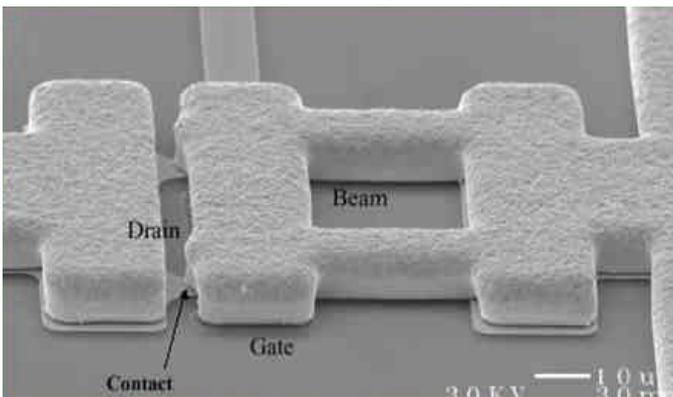


Figure 5 : Micro-commutateur électrostatique à contact ohmique Radant/Analog devices [14][15]

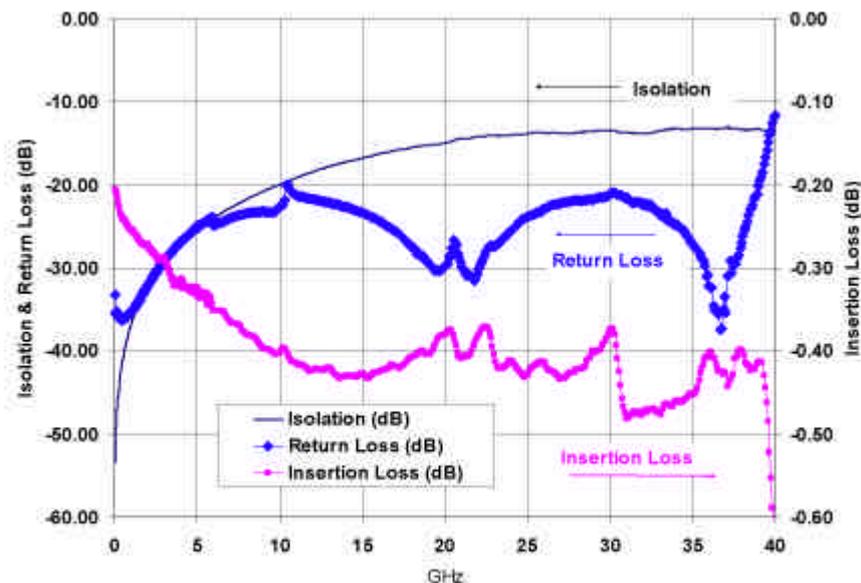


Figure 6 : Performances RF du micro-commutateur Radant [15]

2.3. Les capacités variables

Les capacités variables sont présentes comme éléments d'accord dans de nombreuses fonctions RF : amplificateurs, oscillateurs contrôlés en tension et filtres accordables.

Les facteurs de mérite d'une capacité variable les plus significatifs sont les suivants :

- La capacité initiale, typiquement d'une valeur de quelques dizaines de pF à 0.1 pF suivant la bande de fréquence.
- La plage de variation de la capacité qui peut être exprimée par C_{max}/C_{min} . Même si dans certains cas quelques pourcents sont suffisants pour ajuster finement une impédance, la plupart des applications nécessitent un accord supérieur à 2:1; c'est d'autant plus vrai si le système RF doit supporter les nouveaux standards de communications très large bande.
- La résistance série de la capacité, directement reliée au facteur de qualité par la formule : $Q = 1/(\omega \times C \times R_s)$ si les autres pertes sont négligées.
- L'inductance parasite associée à la capacité qui détermine sa fréquence de résonance série (self résonance) $F_s = 1 / (2\pi \times \sqrt{LC})$ Cette inductance limite la plage d'utilisation à des fréquences inférieures à $F_s/2$.
- Et enfin sa linéarité : la valeur de capacité ne doit pas être modulée par la puissance RF. Une spécification souvent donnée est un IP3 induit par la capacité supérieur à + 50 dBm.

Le développement des capacités MEMS RF n'a pas été aussi spectaculaire que celui des micro-commutateurs et cela s'explique d'abord par la forte concurrence des varactors actifs disponibles sur Si, SiGe, SOI ou AsGa. Ces composants ont beaucoup progressés ces dernières années et leurs performances entre 0.5 et 5 GHz sont excellentes : facteurs Q de 95 à 1 GHz et ratio C_{max}/C_{min} de 6:1 avec ± 1 V pour un MOS varactor SOI publié en 2002 [16]. Ces performances sont d'autant plus suffisantes que dans les VCOs c'est plus le facteur de qualité de l'inductance qui est limitant plutôt que celui du varactor. Ensuite, il est aussi très dur de réaliser en MEMS des capacités entre 5 et 50 pF qui sont essentielles aux applications VHF et UHF. Enfin, les capacités MEMS RF ont l'inconvénient d'être sensibles aux bruits browniens, aux accélérations et aux bruits sur les commandes, surtout quand ces structures sont suffisamment souples pour pouvoir être actionnées avec des tensions de quelques volts.

Quoiqu'il en soit, il y a toujours un besoin pour ce type de composant. Premièrement ils ont des facteurs de qualité très bons spécialement à haute fréquence, $Q > 100$ à 30 GHz [27]; deuxièmement ils supportent des puissances importantes et ils produisent peu ou pas de produits d'intermodulation; enfin ils peuvent être fabriqués sur divers substrats potentiellement à bas coûts.

Si les effets de bord sont négligés, la valeur d'une capacité avec deux électrodes d'aire A séparées par un entrefer g est donnée par la formule : $C = \epsilon \times A / g$. Les capacités variables MEMS RF sont basées sur la variation d'un de ces trois paramètres.

Les capacités à variation de diélectrique : Il y a un seul exemple dans la littérature [17] dans lequel le diélectrique est mobile tandis les électrodes restent fixes. Un avantage de ce design est la possibilité de fabriquer des électrodes très épaisses puisque qu'elles ne bougent pas et obtenir ainsi de très forts Q ($Q > 140$ à 2 GHz pour 1.2 pF). La contrepartie est que la fabrication est difficile car le diélectrique mobile doit être parfaitement centré pour que lors du déplacement les forces d'attraction des deux électrodes s'équilibrent entre elles.

Les capacités à variation d'entrefer : lorsque qu'une tension électrostatique est appliquée entre deux électrodes, l'équilibre entre la force électrostatique et la force de rappel de la structure est rompu dès que le déplacement est supérieur à 1/3 de l'entrefer initial, les deux électrodes se collent alors entre elles [18]. Tous les travaux menés sur ce type de capacité variable depuis la première réalisation publiée en 1996 pour Young et Boser [19] ont eu pour but de dépasser cette limite structurelle qui borne le ratio C_{max}/C_{min} à 1.5:1. Certains ont utilisé trois électrodes parallèles [20], d'autres des électrodes à double entrefer, cf. Figure 7, pour bénéficier du déplacement maximum pour la variation de capacité [21][22][23]. Une autre solution a été de remplacer l'actionnement électrostatique par un actionneur piézoélectrique [25] et thermique [24]. Malgré ces optimisations, ce type de structure a quand même des inconvénients majeurs comme une sensibilité à la puissance RF et une prédisposition au claquage quand l'entrefer devient très fin [18].

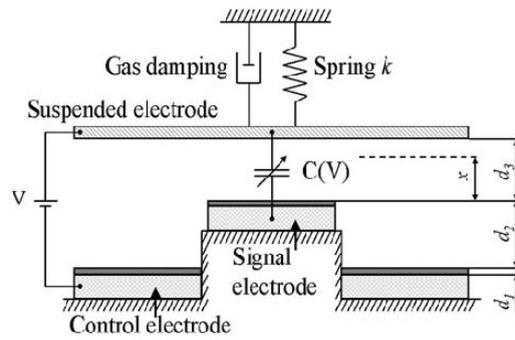


Figure 7 : Schéma de principe d'une capacité à double entrefer, Nokia [23]

Les capacités à variation de surface : la plupart des capacités à variation de surface sont basées sur des peignes interdigités et un actionnement électrostatique. Il n'y a pas de limitation théorique au ratio C_{max}/C_{min} , la conception est très souple (gamme de valeurs de capacité réalisables très large, variation positive ou négative, tension d'actionnement potentiellement très faible) et surtout l'IP3 est excellent car la distance inter-électrodes reste constante. Le ratio C_{max}/C_{min} de la capacité présentée dans la Figure 8 est de 8.4 :1 (variation de 1.4 à 11.9 pF) avec seulement 8 volts [26]. Par contre, le process est compliqué et limite la miniaturisation de ces composants.

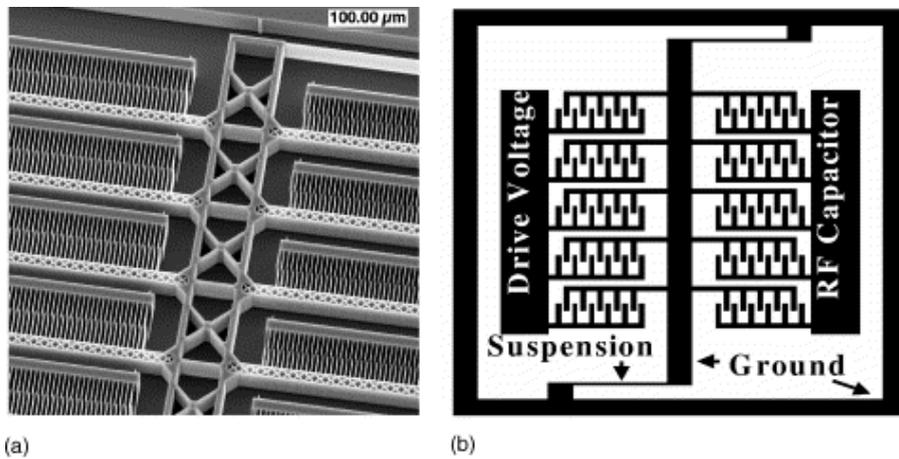


Figure 8 : Capacité à variation de surface, Rockwell [26]

En parallèle de ces trois types de capacités variables *analogiques* sont apparus des capacités dites *digitales*. Ce sont soit des batteries de capacités MIM commutées avec des micro-commutateurs MEMS RF, soit des micro-commutateurs MEMS RF utilisés comme capacités. Les avantages de cette approche sont une plus grande précision et répétitivité par rapport au variation du process, un ratio C_{max}/C_{min} illimité et une microphonie beaucoup plus faible. Les inconvénients sont une variation discrète de la capacité, une forte inductance série si les interconnexions entre les capacités MIM sont trop longues, des pertes série dans les micro-commutateurs à contact ohmique et surtout des problèmes de fiabilité apportés par les micro-commutateurs MEMS RF. La capacité à position discrète de la Figure 9, développée par l'université du Michigan [27], est une optimisation d'un micro-commutateur. La membrane à double entrefer permet de conserver un gap d'air dans la zone centrale où l'on mesure la capacité et donc un fort Q dans les deux positions : $Q = 100$ à 34 GHz.

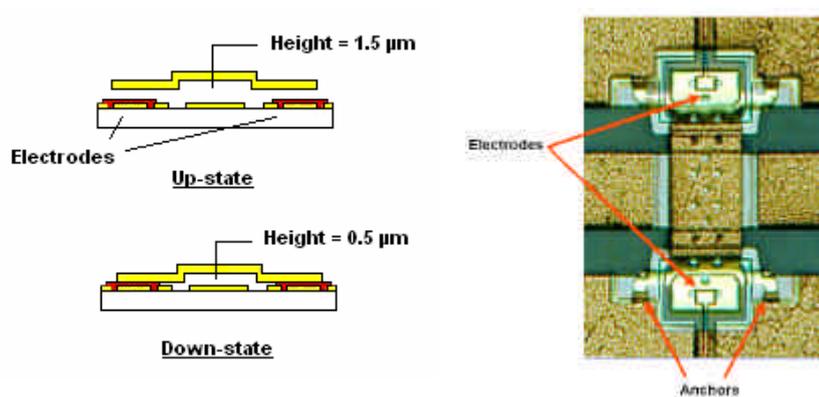


Figure 9 : Capacité à position discrète, Université Michigan [27]

2.4. Les résonateurs et les filtres

On retrouve les résonateurs dans les sources de fréquence de référence (exemple les quartz), dans les oscillateurs locaux contrôlés en tension (VCOs) ou encore dans les filtres et duplexeurs.

Résonateurs et filtres mécaniques : Les premiers types de résonateurs MEMS RF publiés [32] reposent sur la résonance mécanique d'une poutre de très petite taille. Les Q sont mesurés sous vide et les fréquences de résonances obtenues se situent dans la gamme de 0.01 à 200 MHz. Pour monter en fréquence et améliorer encore le Q il faut réduire la masse du composant et obtenir un meilleur couplage électromécanique en réalisant de très faibles entrefers. Pour des dimensions de quelques dizaines de nm les limites des techniques de lithographie actuelles sont atteintes et, de plus, quand les poutres sont trop petites les pertes aux points d'ancrage deviennent significatives et nivellent les facteurs Q.

Le couplage électrique ou mécanique de plusieurs résonateurs permet de réaliser des fonctions de filtrage, cf. exemple Figure 10.

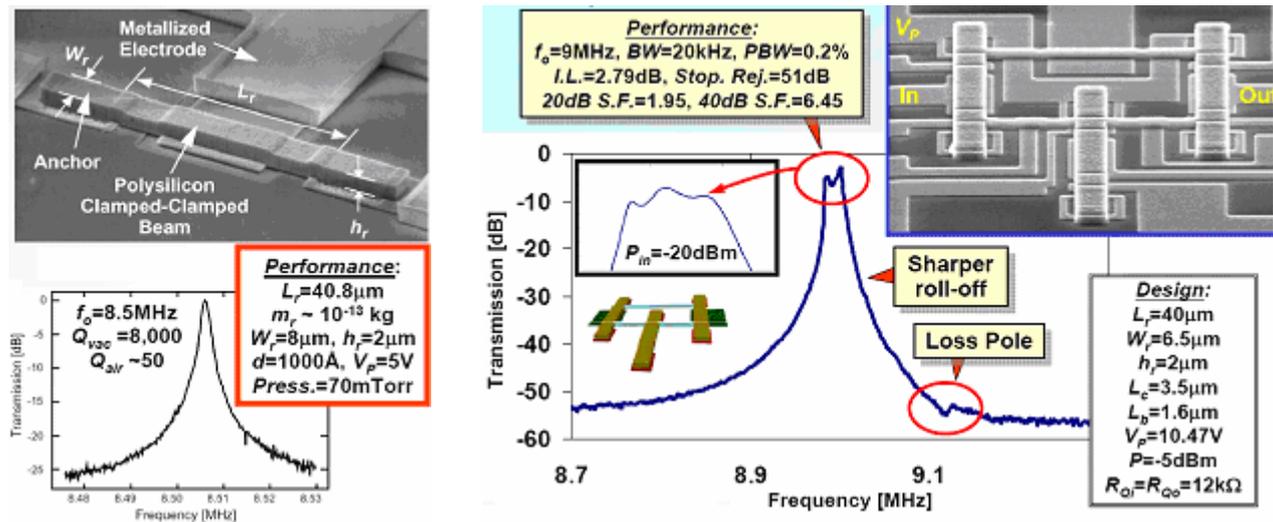


Figure 10 : (à gauche) Résonateur micromécanique « poutre vibrante » [32] et (à droite) filtres de sélection de canal avec trois résonateurs couplés mécaniquement [35] (C.T.C. Nguyen)

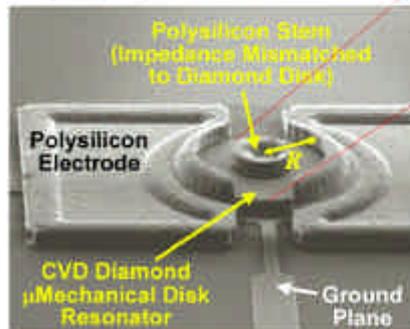
Pour dépasser les limitations intrinsèques des poutres vibrantes, l'idée a été d'utiliser d'autres modes de résonances mécaniques comme les modes de contour ou de lamé avec des résonateurs en forme de disques ou de carrés [34]. Les avantages sont nombreux : l'amortissement par l'air est plus faible et le vide n'est plus nécessaire pour obtenir de forts facteurs Q. La raideur du composant est aussi plus importante ce qui donne des fréquences de résonances plus hautes pour des dimensions équivalentes. Et enfin, comme le volume est plus grand, les facteurs Q sont plus hauts (plus d'énergie stockée) et il y a moins de problèmes de sensibilités à la température [31].

La Figure 11 présente un résonateur disque réalisé en 2004 par l'université du Michigan qui utilise la résonance d'un mode de contour. La fréquence de résonance est de 1.51 GHz et le facteur Q de 11 555. Ces résultats sont nettement meilleurs que ceux publiés auparavant et cela est dû au matériau utilisé, le diamant, et à sa vitesse acoustique supérieure à celle du polysilicium. De plus, grâce à un design particulier du point d'ancrage réalisé lui en polysilicium pour créer une désadaptation d'impédance, les pertes d'énergie vers le substrat ont été minimisées.

1.51-GHz, Q=11,555 Nanocrystalline Diamond Disk μ Mechanical Resonator

- Impedance-mismatched stem for reduced anchor dissipation
- Operated in the 2nd radial-contour mode
- Q ~ 11,555 (vacuum); Q ~ 10,100 (air)

Below: 20 μ m diameter disk



Design/Performance:
 $R=10\mu\text{m}$, $t=2.2\mu\text{m}$, $d=800\text{\AA}$, $V_p=7\text{V}$
 $f_0=1.51\text{ GHz}$ (2nd mode), $Q=11,555$

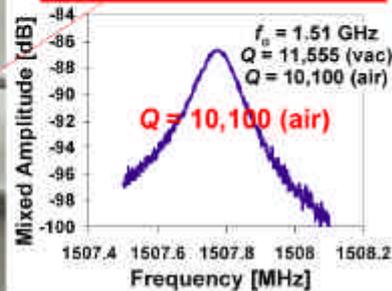


Figure 11 : Résonateur disque en diamant à ondes de contour, Université du Michigan [33]

Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR): le FBAR est la version MEMS du résonateur BAW (Bulk Acoustic Wave). A la base, c'est une capacité dans laquelle le diélectrique a été remplacé par un matériau piézoélectrique (AlN, ZnO ou PZT). Un signal ac appliqué entre les deux électrodes génère une onde acoustique longitudinale qui est entretenue si les pertes acoustiques aux interfaces sont limitées. Pour ce faire, il faut isoler le résonateur du substrat soit avec un empilement de matériaux ayant des impédances acoustiques très différentes, c'est ce qu'on appelle un miroir de Bragg et le composant obtenu est alors un résonateur SMR pour Solidly Mounted Resonator [28], soit en gravant le substrat sous le résonateur [29] ou en réalisant ce dernier sur une membrane [30], dans ces deux derniers cas le résonateur obtenu a une configuration FBAR.

La fréquence de résonance du résonateur FBAR est fixée au premier ordre par l'épaisseur du matériau piézoélectrique et par celles des électrodes. En chargeant mécaniquement le résonateur par une couche supplémentaire de loading (typiquement du SiO₂), la résonance est décalée de quelques dizaines de MHz vers les basses fréquences. En couplant électriquement plusieurs résonateurs avec des fréquences de résonance décalées, des fonctions de filtrage sont réalisées, cf. Figure 12.

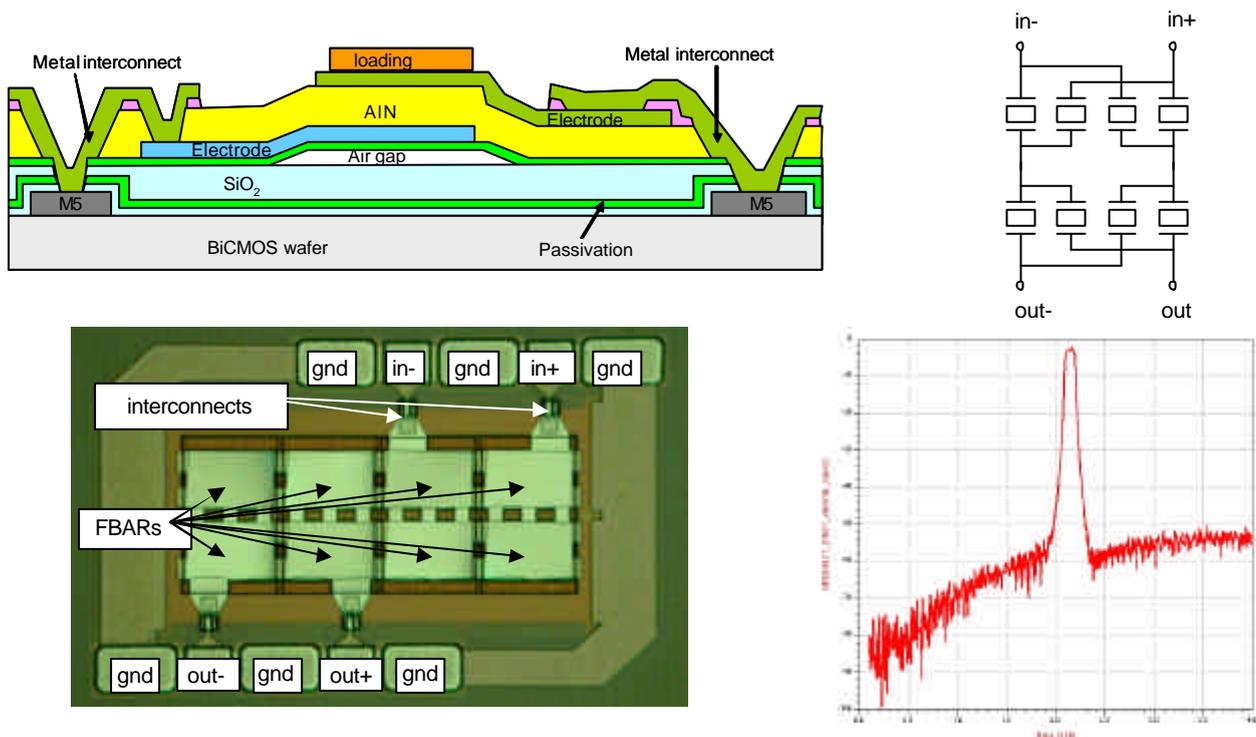


Figure 12 : Filtre FBAR différentiel de type lattice, CSEM et LETI [30]

Les filtres FBAR ont de très bonnes performances en pertes d'insertion, en réjection hors bande (50 dB de réjection pour [30], cf. Figure 12) et en tenue à la puissance RF. A l'opposé des filtres SAW (surface acoustic wave), ils sont intégrables sur silicium et la réalisation de filtres avec des fréquences centrales de plusieurs GHz est possible.

3. Packaging et intégration CMOS

Packaging : Le packaging des MEMS RF est une étape nécessaire du process qui va servir avant tout à protéger les parties mobiles très fragiles. Outre cette protection contre les chocs directs, le packaging joue un rôle essentiel dans la fiabilité à long terme du composant. Par exemple, dans le cas des micro-commutateurs, les forces de contact ne sont pas suffisantes pour percer une couche de contaminant qui se serait déposée sur les conducteurs ou pour résister à la force adhésive d'une molécule d'eau [4]. Un packaging hermétique ou quasi-hermétique est donc nécessaire pour éviter tout trace d'humidité et de contaminants. Le vide lui n'est indispensable que pour les micro-résonateurs; à contrario il est gênant pour les micro-commutateurs pour lesquels du nitrogène, de l'argon ou de l'air sec sont préférés pour limiter les Q mécaniques des membranes et assurer un fonctionnement optimal.

Les techniques classiques de packaging hermétiques ne sont pas adaptées aux MEMS RF car elles nécessitent des manipulations puce par puce qui risquent d'endommager les parties mobiles [4] et qui les rendent très chères. Elles ne sont mises en œuvre que dans des cas particuliers comme certaines applications spatiale ou militaire.

Les seules techniques de packaging qui permettent une vraie réduction des coûts sont les techniques de wafer-level packaging. On dénombre 5 techniques différentes [4] :

- Epoxy seals
- Metal to metal solder bonding
- Glass to glass anodic bonding
- Glass frit bonding
- Gold to gold thermo-compression bonding

Le premier problème inhérent à ces techniques est qu'il y a souvent un dégazage dans l'enceinte lors du scellement qui peut contaminer les contacts et faire chuter la fiabilité des composants MEMS RF. Le second est lié à la température de scellement qui doit se situer entre 250°C et 500°C pour que celui-ci soit de qualité. Une telle température ne permet pas de garantir l'intégrité de structures mobiles souvent très fines et très longues.

En conclusion, il n'y a pas encore de solution de packaging hermétique compétitive pour les MEMS RF. Comme le packaging est un élément clef pour la fiabilité des composants MEMS RF et pour la réduction des coûts de fabrication, les études se poursuivent pour garantir le succès commercial.

Intégration silicium : Le process des MEMS RF est dans la plupart des cas compatible avec une intégration CMOS. L'intégration avec les composants actifs peut suivre deux stratégies : une approche monolithique dans laquelle actifs et passifs sont réalisés sur le même substrat avec un seul process, on parle alors de system on chip (SoC), ou une approche hybride, dans laquelle ils sont combinés au niveau du packaging en profitant des technologies d'interconnexion entre les différents substrats, on parle dans ce cas de system in package (SiP).

Chaque stratégie d'intégration a des avantages et des inconvénients. Le SoC est certainement la solution la plus intégrée, la moins chère et la plus performante en terme de parasites et de pertes dans les interconnexions. Mais parce que c'est une solution peu souple et lourde en conception, elle ne sera un choix judicieux qu'à plus long terme et que pour des systèmes RF matures. Pour le futur proche, le SiP est la solution la mieux adaptée. La répartition des composants entre différents circuits spécialisés est optimale, la flexibilité est importante et permet un temps de développement très court, il existe aussi des solutions simples pour isoler et blinder les composants bruyants. C'est la solution d'intégration qui a été choisie pour les filtres FBAR et il en sera certainement de même pour les premières applications commerciales des autres composants MEMS RF.

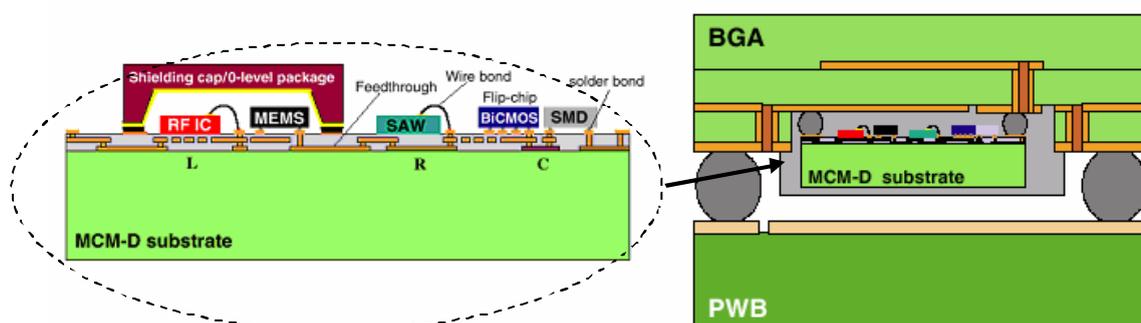


Figure 13 : Solution SiP de l'IMEC [3]

4. Fonctions et systèmes à base de MEMS RF

Les qualités intrinsèques des composants MEMS RF sont telles (performances RF, linéarité, consommation nulle, compatibilité silicium, etc ...) qu'ils ont des applications potentielles dans de nombreux systèmes RF.

Premièrement ils peuvent remplacer avantageusement les switches AsGa ou diodes PIN et réduire de cette façon la consommation des circuits RF. Ils peuvent aussi être utilisés dans les déphaseurs, qui sont essentiels pour les systèmes modernes de télécommunications ou les systèmes militaires, dans des circuits reconfigurables à faibles pertes (réseau d'adaptation d'impédance, filtres variables, etc ...) ou encore dans des systèmes d'instrumentation très performants. Le premier tableau issu de [4] résume les grands domaines d'applications des MEMS RF et les durées de vie associées, le second tableau donne quelques exemples de sous systèmes RF qui pourraient bénéficier de cette technologie.

Fonctions RF	Domaine d'application	Nombre de cycles (10 ⁹)	Durée de vie (en années)
Déphaseurs	Télécommunications (terrestre)	1-10	2-10
	(spatial)	10-100	2-10
	(aéroporté)	10-100	2-10
Déphaseurs	Radar (terrestre)	10-100	5-10
	(spatial)	10-100	5-10
	(missile)	0.2-10	1-5
	(aéroporté)	1-100	5-10
	(automobile)	1-10	5-10
Circuits reconfigurables	Telecom (station de base)	0.1-100	5-10
	(mobile)	0.01-4	2-3
	Satellite	0.1-1	2-10
	Aéroporté	0.1-10	2-10
Oscillateurs et amplificateurs (inductances et capacité variables)	Instrumentation	10-100	10
	Telecom (mobile)	0.1	2-3
	Satellite	0.1-1	2-10
Aéroporté	0.1-10	2-10	

Sous systèmes RF	Exemples
	Matrices de commutation (SPST, SPDT, DPDT, SPNT, N×N)
	Commutateurs d'émission/réception
	Commutateurs à haute isolation (instrumentation)
	Atténuateurs variables
	Déphaseurs (analogiques et digitaux)
	Antennes reconfigurables
	Réseaux d'adaptation
	Filtres reconfigurables
	Antennes à diversité de fréquence, de polarisation ou de diagramme
	Oscillateurs à faible bruit de phase (fixe ou variable)

Tableau 4 : Domaines d'applications des MEMS RF [4]

Pour le domaine d'application Telecom, la motivation première pour développer les MEMS RF a été le remplacement des composants passifs off-chip qui présentaient le dernier rempart vers l'intégration complète du front RF sur un seul chip. L'architecture présentée sur la Figure 14 va un peu plus loin en proposant un front-end RF reconfigurable rendu viable grâce aux MEMS RF. L'idée est de pouvoir s'adapter aux différents standards de communications, et donc aux bandes de fréquence, sans dupliquer les circuits.

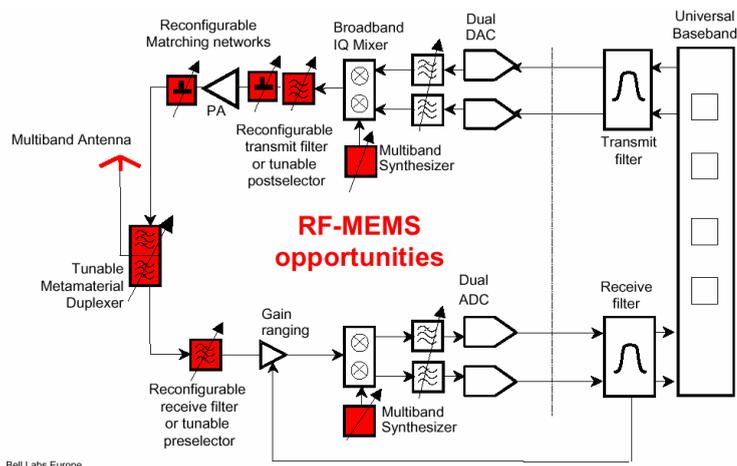


Figure 14 : Utilisations possibles des MEMS RF dans un front RF, projet Mimosa [31]

Les potentialités de la technologie MEMS RF permettent aussi d'envisager des architectures très innovantes comme celle de la Figure 15 imaginée par les équipes de design RF du LETI en 2006. La modulation est ici entièrement numérique. Sur la voie d'émission l'amplification du signal est assurée par une batterie d'amplificateurs en parallèle de faibles puissances et donc intégrables sur silicium. Les signaux en sortie des amplificateurs sont recombinaés avant l'antenne grâce à un duplexer en technologie BAW CRF (CRF : coupled resonators filters, [37]). Différents duplexeurs sont commutés pour s'adapter à chaque standard. En réception, le signal est amplifié par un LNA large bande, puis décalé en FI par un mélangeur lui aussi large bande. Le filtrage du canal a lieu directement après le mélangeur en utilisant de nouveaux filtres MEMS RF en technologie BAW à onde de Lamb qui ont une forte réjection et une forte sélectivité. L'échantillonnage se fait en sortie de ces filtres de canal.

C'est grâce aux performances des MEMS RF, et ici spécifiquement des filtres en technologie BAW, que l'on peut relâcher certaines contraintes de dynamique et de linéarité, et donc de consommation, sur les chaînes d'émission/réception et imaginer des architectures inconcevables avec les composants actuels.

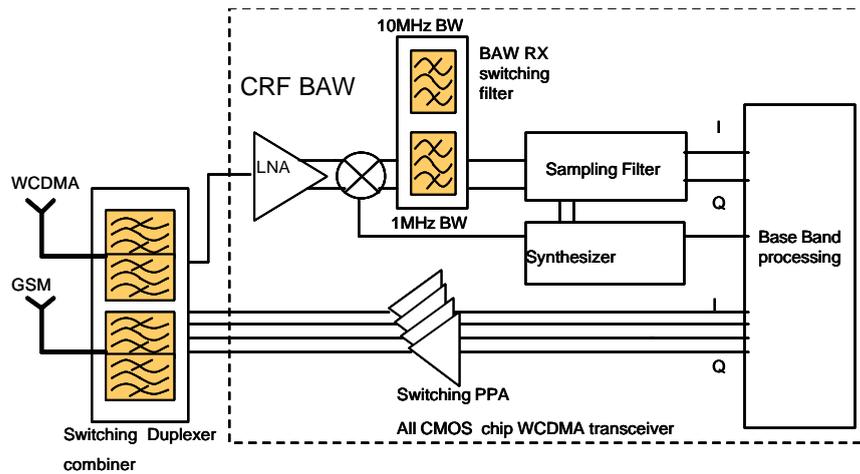


Figure 15 : Architecture innovante à base de MEMS RF, LETI [36]

5. NEMS RF

Les NEMS (Nano Electro Mechanical systems) sont des MEMS de dimensions réduites, inférieures au micromètre. Les NEMS ne sont pas qu'une réduction d'un facteur d'échelle des MEMS : en dessous d'une certaine taille il faut modifier les techniques de fabrication car les effets de surface deviennent prééminents et difficiles à maîtriser. Le nanomètre est aussi le domaine de taille où les effets quantiques peuvent devenir important [42].

Résonateurs à gap nanométriques : les progrès en lithographie ont permis de réaliser des résonateurs de type « poutre vibrante » avec des gaps de quelques dizaines de nm. Les fréquences de résonances sont de l'ordre du GHz. Un verrou sur l'application de ce type de résonateur est la détection précise du mouvement haute fréquence du résonateur de dimension nanométrique. Une approche très répandue consiste à coupler électrostatiquement le résonateur à un transistor transformant le mouvement du résonateur en signal électrique. Un autre challenge est la conception de ce type de structures dans lesquelles il faut prendre en compte des effets inconnus dans les MEMS RF comme par exemple les forces de Casimir ou de Van der Waals .

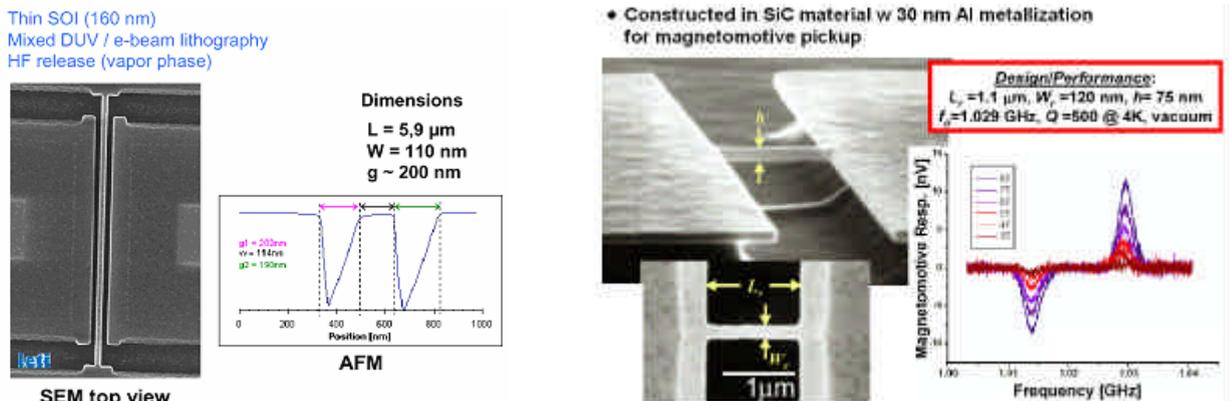


Figure 16 : Nanorésonateurs en SOI (à droite, LETI) [36] et en SiC (à gauche, Case Western Reserve Univ.) [45]

Nanotubes de carbone : les nanotubes de carbone sont des nano-objets de quelques nanomètres de diamètre pour quelques microns de longueur qui présentent des propriétés électriques (caractère métallique ou semi-conducteur selon la structure, transport balistique, densité de courant maximale $> 10^9$ A/cm² soit 10 à 100 fois mieux que le cuivre), et mécaniques (module d'Young ~ 1 TPa, excellente élasticité) tout à fait uniques [42]. Cela en fait d'excellents candidats pour la réalisation de composants NEMS RF et offre une alternative aux difficultés croissantes d'usinage des matériaux massifs aux dimensions nanométriques. Les applications envisagées sont les transistors à effet de champs à hautes performances, les interconnexions courtes dans les SOC [41], les oscillateurs et les commutateurs RF. La Figure 17 donne une vue schématique d'un commutateur basé sur des nanotubes suspendus et déformés électrostatiquement.

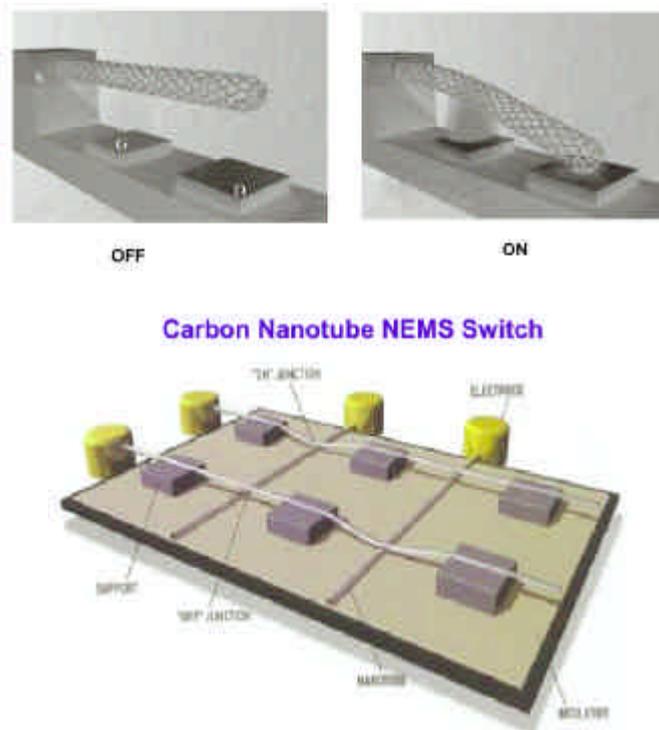


Figure 17 : Vues schématiques d'un commutateur à base de nanotubes de carbone [39][40]

La déformation du nanotube sous l'effet de la tension électrostatique dépend des paramètres intrinsèques du nanotube (diamètre), de la géométrie de la suspension (longueur suspendue et hauteur de suspension) et de la tension appliquée. Comme dans les MEMS RF activés de façon électrostatique il y a une instabilité mécanique à partir de 1/3 du déplacement du nanotube. Une fois en contact avec l'électrode, les interactions de Van der Waals maintiennent le nanotube en contact même sous une tension très réduite. [43] donne un exemple de simulation de nano-commutateur RF à base de nanotube : les pertes d'insertion simulées sont inférieures à 0.5 dB et l'isolation moyenne est de -23 dB de 10 à 100 GHz. Le temps de commutation est de 49 ns. Dans [44], c'est un résonateur à 2.6 GHz qui a été caractérisé avec une tension de commande de 10 V.

Conclusion

Un état de l'art des composants MEMS RF a été présenté en citant les articles clés et les réalisations les plus prometteuses. Les progrès accomplis en une quinzaine d'année ont été remarquables et la conception RF et mécanique des composants MEMS RF est désormais maîtrisée. Actuellement il semble que la technologie MEMS RF soit entrée dans une nouvelle phase qui la conduira à la maturité industrielle; pour preuve, les études s'orientent de plus en plus sur la fiabilité, le packaging, l'amélioration des rendements et la baisse des coûts de fabrication. Les MEMS RF seront des composants clés des systèmes RF de demain et ils seront certainement à l'origine de nouvelles architectures RF.

Références bibliographiques

- [1] S. Lucyszyn, "Review of radio frequency microelectromechanical systems technology", IEEE proceedings of Science Measurements technologies, Vol. 151, No. 2, March 2004
- [2] C. T.C Nguyen "Vibrating RF MEMS for Next Generation Wireless Applications", IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference (à compléter)
- [3] H. A C Tilmans, W. De Raedt and E. Beyne, «MEMS for wireless communications : from RF MEMS components to RF MEMS SiP», Journal of Micromechanics and Microengineering, pages 139-163, 13 juin 2003
- [4] G. M. Rebeiz "RF MEMS : theory, design and technology", Wiley interscience, 2003
- [5] V.M. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M.E. Gross, and P. Gammel "Self-assembly MEMS Variable and Fixed RF Inductors", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol 49, No. 11, pp. 2093-2098, November 2001

- [6] J.-B. Yoon, B.-K. Kim, C.-H. Han, E. Yoon, and C.K. Kim, "Surface Micromachining Solenoid on Si and on glass Inductors for RF Applications", *IEEE Electron Devices Letters*, Vol. 20, pp. 487-489, September 1999
- [7] H. Lakdawala, X. Zhu, S. Santhanam, L. R. Carley and G.K. Fedder, "Micromachined high-Q Inductors in a 0.18 μm Copper Interconnect low-k Dielectric CMOS Process ", *IEEE J. Solid State Circuits*, Vol. 37, No. 3, pp. 394-403, March 2002
- [8] J.-B. Yoon, Y.-S. Choi, B. Kim, Y. Eo, E. Yoon, « CMOS-compatible Surface –Micromachined Suspended-Spiral Inductors for Multi-GHz Silicon RF ICs », *IEEE Electron Devices Letters*, Vol. 23, No. 10, October 2002
- [9] R. J. Richards and H. De Los Santos, "MEMS for RF/Microwave Wireless Applications : the next wave", *Microwave Journal*, march 2001
- [10] Rebeiz-GM; Muldavin-JB; "RF MEMS switches, switch circuits, and phase shifters", *Microwave Journal*. no.2, 2001 39-52
- [11] L.E. Larson, R.H. Hackett, M.A. Melendes, and R.F. Lohr, "Micromachined Microwave Actuator (MIMAC) Technology – a new Tuning Approach for Microwave Integrated Circuits", *Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuits Symposium Digest*, Boston, June 2001, pp. 27-30
- [12] Duffy, S. Bozler, C. Rabe, S. Knecht, J. Travis, L. Wyatt, P. Keast, C. Gouker, M., "MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry ", *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, Pages : 106-108, march 2001, Volume: 11 Issue: 3
- [13] J. Muldavin, R. Boisvert, C. Bozler, S. rabe, C. Keast, "Power Handling and Linearity of MEM Capacitive Series Switches", *IEEE MTT-S Digest*, 2003
- [14] McCarthy, B. Adams, G.G. McGruer, N.E. Potter, D., "A dynamic model, including contact bounce, of an electrostatically actuated microswitch", *Microelectromechanical Systems, Journal of*, page(s): 276 – 283, June 2002, Volume: 11 Issue: 3
- [15] Site internet Radant, <http://www.radantmems.com>
- [16] Fong, N. Tarr, G. Zamdmer, N. Plouchart, J.-O. Plett, C, "Accumulation MOS varactors for 4 to 40 GHz VCOs in SOI CMOS", *SOI Conference, IEEE International 2002*, Date: 7-10 Oct. 2002, page(s): 158 – 160
- [17] J.-B. Yoon and C. T.-C. Nguyen, "A high-Q tunable micromechanical capacitor with movable dielectric for RF applications", *IEEE Int. Electron Devices Meeting*, San Francisco, California, Dec. 11-13, 2000, pp. 489-492
- [18] J.J. Yao "RF MEMS from a device perspective", *J. Micromech. Microeng.* Vol. 10, pp. 9-38, 2000
- [19] D. J. Young and B. E. Boser, "A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOs," *in Solid State and Actuator Workshop*, Hilton Head, June 1996, pp. 86-89
- [20] Dec and K. Suyama « Micromachined Electro-Mechanically Tunable Capacitors and Their Applications to RF IC's », *Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Dec. 1998, Vol. 46, No. 12, pp. 2587-2596
- [21] Jun Zou, Chang Liu and José E. Schutt-Ainé., "Development of a wide tuning range two parallel plate tunable capacitor for integrated wireless communication systems", *John Wiley and sons*, page(s): 322-329, 2001
- [22] Dussopt, L.; Rebeiz, G.M. "High-Q millimeter-wave MEMS varactors: extended tuning range and discrete-position designs", *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International* , Volume: 2 , 2002 Page(s): 1205 -1208
- [23] Nieminen-H; Ermolov-V; Nybergh-K; Silanto-S; Ryhanen-T; "Microelectromechanical capacitors for RF applications", *Journal-of-Micromechanics-and-Microengineering*, March 2002 12, no.2 Page(s) : 177-86
- [24] Zhiping-Feng; Huantong-Zhang; Gupta-KC; Wenge-Zhang; Bright-VM; Lee-YC; "MEMS-based series and shunt variable capacitors for microwave and millimeter-wave frequencies", *Technical Digest. Solid-State Sensor and Actuator Workshop. 4-8 June 2000; Hilton Head Island, SC, USA, Sensors-and-Actuators*, 15 July 2001 A91, no.3 Page(s) : 256-65
- [25] Park-JY; Yee-YJ; Nam-HJ; Bu-JU; "Micromachined RF MEMS tunable capacitors using piezoelectric actuators", 2001 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*.; Phoenix, AZ, USA, vol.3. 20-25 May 2001
- [26] Robert L. Borwick, III , , a, Philip A. Stupara, Jeffrey DeNatale, Robert Andersona, Chialun Tsaia, Kathleen Garretta and Robert Erlandsonb "A high Q, large tuning range MEMS capacitor for RF filter systems", *Sensors and Actuators A: Physical, Volume 103, Issues 1-2, 15 January 2003, Pages 33-41*
- [27] Dussopt, L.; Rebeiz, G.M. "High-Q millimeter-wave MEMS varactors: extended tuning range and discrete-position designs" *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International* , Volume: 2 , 2002 Page(s): 1205 -1208
- [28] K.M. Lakin; "Thin Film Resonators and High Frequency Filters", TFR Technologies Web Site
- [29] Maeda, C.; Yamada, A.; Uchikawa, F.; Misu, K.; Wadaka, S.; Shinada, J.; "Microwave properties of La-doped lead titanate piezoelectric films for bulk acoustic wave resonators", *Ultrasonics Symposium*, 1998, Volume 1
- [30] M-A Dubois, C. Billard, C. Muller, G. Parat, P. Vincent « Integration of high-Q BAW Resonators and Filters Above IC" , *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, San Francisco, February 6-10 2005
- [31] Projet IST Mimosas, <http://www.mimosas-fp6.com/>
- [32] F.D. Bannon III, J.R. Clark, and T.-C. Nguyen, "High frequency microelectronics IF filters", *Technical Digest, IEEE International Electron Devices Meeting*, San Francisco, Dec. 8-11, 1996, pp. 773-776
- [33] Jing Wang; Butler, J.E.; Feygelson, T.; Nguyen, C.T.-C.; "1.51-GHz nanocrystalline diamond micromechanical disk resonator with material-mismatched isolating support", *Micro Electro Mechanical Systems*, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS), 2004 Page(s):641 – 644
- [34] Nguyen, C.T.-C.; "Integrated Micromechanical Circuits for RF Front Ends" *Solid-State Device Research Conference, 2006. ESSDERC 2006. Proceeding of the 36th European*, Sept. 2006 Page(s):7 – 16

- [35] Sheng-Shian Li; Yu-Wei Lin; Zeying Ren; Nguyen, C.T.C.; "Self-switching vibrating micromechanical filter bank", Frequency Control Symposium and Exposition, 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International, 29-31 Aug. 2005 Page(s):7 pp.
- [36] Pierre Vincent, "Influence of RF MEMS for sampling receiver and transmitter architecture", Annual Review LETI 2006, <http://www.minatec-crossroads.com>
- [37] K.M. Lakin; "Coupled Resonator Filters", 2002 IEEE Ultrasonics Symposium, October 8-11, Paper 3D-5.
- [38] Davis, J.F.; Bronikowski, M.; Choi, D.; Epp, L.; Hoenk, M.; Hoppe, D.; Kowalczyk, B.; Noca, F.; Wong, E.; Hunt, B.; Chang, B.; Jouzi, M.; Tzolov, M.; Yin, A.; Xu, J.; Adam, J.D.; Young, R.M.; Adams, J.; Rogers, B.; "High-Q mechanical resonator arrays based on carbon nanotubes", Nanotechnology, 2003. IEEE-NANO 2003. 2003 Third IEEE Conference on, Volume 2, 12-14 Aug. 2003 Page(s):635 - 638 vol. 2
- [39] Lieber, Charles M. "The Incredible Shrinking Circuit", Scientific American, Vol. 285, 2001, P.P. : 50-56
- [40] Anthony Ayari, <http://www.lirmm.fr/~w3mic/mns/fait.htm>
- [41] Naemi, A.; Meindl, J.D. "Monolayer metallic nanotube interconnects: promising candidates for short local interconnects", Electron Device Letters, IEEE, Volume 26, Issue 8, Aug. 2005 Page(s):544 – 546
- [42] J.P. Bourgouin et al., « Systèmes nano-électromécaniques à base de nanotubes de carbone : de la caractérisation à l'échelle nanométrique à la réalisation d'un composant », <http://www-drecam.cea.fr/>
- [43] Dragoman, M. Takacs, A. Hartnagel, H. Plana, R., "RF NEMS Switch Based on Carbon Nanotube Vertical Tweezers", International Semiconductor Conference, Sept. 2006, Volume: 1, On page(s): 111-114
- [44] Shengdong Li; Zhen Yu; Sheng-Feng Yen; Burke, P.J.; Tang, W.C.; "Carbon nanotube GHz nano-resonator", Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, Volume 2, 6-11 June 2004 Page(s):987 - 990 Vol.2
- [45] S. Roy, R.G. DeAnna, C.A. Zorman, and M. Mehregany, "Fabrication and Characterization of Polycrystalline SiC Resonators," IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 49, pp. 2323-2332, (2002).
- [46] Site internet Wispry, <http://www.wispry.com/>
- [47] Site internet Teravicta, <http://www.teravicta.com/>