

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Département MINACOM du laboratoire XLIM

Année 2009

Thèse n°23-2009

Thèse
pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Fabien MAURY

le 10 juillet 2009

*Conception, réalisation et test de
déphaseurs micro-ondes intégrant une
technologie MEMS*

Thèse dirigée par Pierre BLONDY

JURY :

Thierry MONEDIERE	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président
Gérard TANNÉ	Professeur, Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
Robert PLANA	Professeur, Université Paul Sabatier, Toulouse	Rapporteur
François CONSEIL	Ingénieur, MBDA, Le Plessis-Robinson	Examineur
Valérie MADRANGEAS	Professeur, XLIM, Limoges	Examineur
Pierre BLONDY	Professeur, XLIM, Limoges	Examineur
Arnaud POTHIER	Chargé de Recherche CNRS, XLIM, Limoges	Invité

SOMMAIRE

Introduction générale.....	14
Chapitre1 LES COMMUTATEURS ET DEPHASEURS MEMS RF	17
1 Les commutateurs et capacités MEMS RF	19
a Définitions et topologies possibles	19
b Face aux autres technologies	21
c Quelques commutateurs MEMS RF.....	22
d Exemples de commutateurs MEMS RF et leur performances en puissance	25
2 Les dispositifs hyperfréquences intégrant des commutateurs MEMS RF.....	30
a Filtres	30
b Adaptateurs d'impédance	32
c Matrices de commutateurs.....	33
d Dispositifs rayonnants reconfigurables.....	35
e Surfaces sélectives en fréquence	39
f Coupleurs.....	40
3 Les dispositifs de déphasage en technologie MEMS.....	41
a Leur usage.....	41
b Leurs topologies.....	42
1) Déphaseurs à lignes commutées.....	42
2) Déphaseurs à lignes chargées.....	44
3) Déphaseurs en réflexion.....	46
Chapitre2 CONCEPTION DE CAPACITES COMMUTEES POUR LES APPLICATIONS DE PUISSANCE.....	49
1 Effets de la puissance sur les actionneurs électrostatiques	51
a Introduction	51
b L'actionnement électrostatique.....	53
c L'auto-actionnement.....	54
d L'auto-maintien	55
2 Etude d'un MEMS capable de soutenir une puissance micro-onde.....	57
a Présentation du MEMS étudié.....	57
b Le dimensionnement de la structure.....	58
c Réalisation et mesures des poutres	62
Chapitre3 DEPHASEURS MEMS FIABLES EN PUISSANCE.....	68
1 Conception de déphaseurs DMTL	70
a Présentation du cantilever étudié.....	70
b Dimensionnement rapide des capacités.....	74

2	Simulations, réalisations et mesures	75
a	Etude en paramètres S	75
1)	Simulations	75
2)	Réalisation	77
3)	Résultats de mesures	79
b	Etude en puissance	80
1)	Simulations et mesures de phase en commutation à froid	80
2)	Fiabilité en puissance, mesures en commutation à chaud	84
c	Etudes complémentaires	86
1)	Etude sur le chargement du diélectrique	86
2)	Etude sur la dispersion statistique	90
3)	Etude sur l'impact d'un collage de poutre	91
4)	Etude sur l'intermodulation d'ordre 3	92
3	Autre topologie étudiée : études préliminaires de déphaseurs MEMS en réflexion ..	95
a	Configurations possibles	95
b	Introduction des éléments MEMS	98
c	Déphaseur en réflexion proposé	99
	Conclusion générale	106
	ANNEXE	109
	Les procédés de fabrication utilisés	111
	Bibliographie	121

Table des figures

Figure 1.1 : Exemples de commutateurs à contact ohmique [Mer04j] (a) et à contact capacitif [Lak07] (b).....	19
Figure 1.2 : Exemples de poutres mono-encastree [She08] (a) et bi-encastree [Pil07] (b) ...	20
Figure 1.3 : Exemples de commutateurs en configuration serie [Pot03] (a) et parallele [Bas08] (b).....	20
Figure 1.4 : Schéma d'un des premiers commutateurs MEMS RF en 1995 [Gol95].....	22
Figure 1.5 : Commutateur développé par DelfMEMS en 2007 [Seg07]	23
Figure 1.6 : Poutres placées sur les bords (a) et placées au centre (b) [Dah07]	24
Figure 1.7 : Photographie d'une poutre miniature intégrée à une ligne coplanaire [Lac08]	24
Figure 1.8 : Photographie (a), schéma de profil (b) et schéma électrique équivalent (c) du commutateur développé par Raytheon en 2002 [Pil02]	26
Figure 1.9 : Photographie (a) et schéma de profil (b) du commutateur de « Lincoln Lab » [Mul03]	26
Figure 1.10 : Photographie au MEB du commutateur développé par Peroulis [Pero04]	27
Figure 1.11 : Schéma de profil (a) et photographie d'un commutateur (b) développé à XLIM [Mar07].....	28
Figure 1.12 : Concepts de commutateurs sans contact utilisant un métal liquide (a) [CHC07] ou à actionnement latéral à plots d'arrêt (b) [Shi07].....	29
Figure 1.13 : Schéma (a) et photographie au MEB d'un commutateur MEMS (b) développé à XLIM en 2006 [Pale06]	29
Figure 1.14 : Représentation schématique (a), photographie d'ensemble (b) et photographie d'un résonateur issu d'un filtre en technologie MEMS en bande Ka [Fou08].....	31
Figure 1.15 : Filtre MEMS à base de transformateur d'impédance [Pale08]	32
Figure 1.16 : Schéma (a) et photographie (b) d'un adaptateur d'impédance MEMS double stub [TVH07].....	33
Figure 1.17 : Photographie d'un SP3T (a) et schéma d'une matrice de commutateurs MEMS (b) [Dan06]	34
Figure 1.18 : Représentation schématique des 3 états de fonctionnement (a), des commutateurs (b), layout (c) et photographie au MEB d'une matrice de commutateurs MEMS [Chan08]	35
Figure 1.19 : Photographie d'un déphaseur MEMS en lignes commutées (a) et de l'ensemble déphaseur - réseau d'antennes patch (b) [Gau08]	36

<i>Figure 1.20 : Schéma d'un réseau de lentilles à base de MEMS (a), décomposition de l'ensemble « antenne-filtre-antenne » (b) et représentation d'un cantilever (c) [Chen08].....</i>	<i>37</i>
<i>Figure 1.21 : Antenne en position enroulée et déroulée (a) et sa photographie (b) [Blon06]</i>	<i>38</i>
<i>Figure 1.22 : La structure FSS (a), la superposition des grilles (b) avec zoom sur les capacités commutées (c) et les ponts à air (d) [Cou07]</i>	<i>40</i>
<i>Figure 1.23 : Représentation schématique (a) et photographie d'un coupleur MEMS reconfigurable (b) [Mar08]</i>	<i>40</i>
<i>Figure 1.24 : Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par « EADS Innovation Works » et l'université de Saarland en 2008 [Ste08]</i>	<i>43</i>
<i>Figure 1.25 : Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par l'université du Michigan ([Tan03] et [Reb02])</i>	<i>43</i>
<i>Figure 1.26 : Commutateur MEMS (a) intégré à un déphaseur DMTL (b) développé par l'université du Michigan et le CEA-Leti [Hun03]</i>	<i>44</i>
<i>Figure 1.27 : Commutateurs miniatures (a) et déphaseur DMTL à reconfiguration rapide développés au laboratoire XLIM [Lac08]</i>	<i>45</i>
<i>Figure 1.28 : Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université nationale de Seoul [Lee04].....</i>	<i>46</i>
<i>Figure 1.29 : Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université du Michigan [Riz03]</i>	<i>47</i>
<i>Figure 2.1 : Système masse-ressort simplifié.....</i>	<i>51</i>
<i>Figure 2.2 : Cas d'une poutre mono-encastree soumise à une force d'attraction exercée d'une distance « x » de son ancrage jusqu'à son extrémité libre</i>	<i>51</i>
<i>Figure 2.3 : Capacité à l'état haut (a) et bas (b).....</i>	<i>53</i>
<i>Figure 2.4 : Force électrostatique par application d'un signal d'actionnement.....</i>	<i>54</i>
<i>Figure 2.5 : Le signal hyperfréquence engendre une force d'attraction pouvant être assimilé à celle générée par la tension de commande</i>	<i>55</i>
<i>Figure 2.6 : Cycles d'actionnement (rouge) et de relâchement (bleu).....</i>	<i>56</i>
<i>Figure 2.7 : Capacité commutée étudiée vue de profil (a) et du dessus (b).....</i>	<i>57</i>
<i>Figure 2.8 : Les paramètres sujets à dimensionnement sont l'épaisseur « t », le gap au niveau de l'actionnement « A » et celui en bout de poutre « B » (a), la largeur « w » et la longueur « L » (b).....</i>	<i>58</i>
<i>Figure 2.9 : Dans le cas de l'auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction de la longueur de poutre (b)....</i>	<i>59</i>
<i>Figure 2.10 : Dans le cas de l'auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction de la largeur de poutre (b)</i>	<i>60</i>

<i>Figure 2.11 : Dans le cas de l'auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction du gap au niveau de l'actionnement (b).....</i>	<i>60</i>
<i>Figure 2.12 : Dans le cas de l'auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction du gap en bout de poutre (b) ...</i>	<i>61</i>
<i>Figure 2.13 : Dans le cas de l'auto-actionnement (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 10 W à 80 W) sont calculées en fonction de la déflexion de la poutre (b).....</i>	<i>62</i>
<i>Figure 2.14 : Dimensions en μm des cellules de test en comportement mécanique (a) et photographie d'une cellule en cours de test (b).....</i>	<i>63</i>
<i>Figure 2.15 : Dimensions en μm du corps de poutre (a) et des différentes surfaces capacitives réalisées (b).....</i>	<i>63</i>
<i>Figure 2.16 : Schéma du banc de test en comportement mécanique</i>	<i>64</i>
<i>Figure 2.17 : Tensions de relâchement en commutation à chaud d'une cellule de test avec une aire de contact de $20 \times 20 \mu\text{m}^2$</i>	<i>65</i>
<i>Figure 3.1 : Schéma de principe d'une poutre pour ses deux états, à l'état bas. Les électrodes ($e1$ et $e2$) sont séparées par un gap d'air.....</i>	<i>70</i>
<i>Figure 3.2 : Schéma (a) et circuit équivalent (b) d'une cellule élémentaire</i>	<i>70</i>
<i>Figure 3.3 : Circuit équivalent en éléments localisés d'une ligne simple (a) et d'une cellule élémentaire de ligne chargée (b).....</i>	<i>71</i>
<i>Figure 3.4 : Ligne chargée dans un système 50Ω [Hay02], [Lac08].....</i>	<i>72</i>
<i>Figure 3.5 : Limite maximale des pertes par réflexion (a) et les impédances équivalentes de la ligne chargée (b)</i>	<i>74</i>
<i>Figure 3.6 : Dimensionnement d'une cellule élémentaire</i>	<i>75</i>
<i>Figure 3.7 : Résultats de simulation en éléments localisés pour un déphaseur 90°.....</i>	<i>76</i>
<i>Figure 3.8 : Modélisation d'une cellule élémentaire par le logiciel Momentum (a) avec agrandissements sur une des poutres MEMS mono-encastées (b) et sur le pont à air (c).....</i>	<i>76</i>
<i>Figure 3.9 : Résultats de simulation électromagnétique pour un déphaseur 90°.....</i>	<i>77</i>
<i>Figure 3.10 : Photographie (a) schéma (b) et circuit équivalent (c) d'une cellule élémentaire fabriquée.....</i>	<i>78</i>
<i>Figure 3.11 : Photographie d'une cellule élémentaire avec ses dimensions en μm.....</i>	<i>78</i>
<i>Figure 3.12 : Résultats de mesures en paramètres S d'un déphaseur DMTL à 8 cellules élémentaires (90°).....</i>	<i>79</i>
<i>Figure 3.13 : Exemple d'une simulation en paramètres S d'un déphaseur DMTL à 4 cellules élémentaires incluant un modèle [Mer03] de capacité variable en puissance.....</i>	<i>81</i>

<i>Figure 3.14 : Schéma du banc de mesure en puissance servant à relever la phase en sortie des déphaseurs.....</i>	<i>82</i>
<i>Figure 3.15 : Mesures et résultats de simulation de la variation de phase en puissance d'un déphaseur 90° à l'état haut pour une puissance variant de 0,1 à 8 W</i>	<i>82</i>
<i>Figure 3.16 : Résultats de simulation en paramètres S d'un déphaseur DMTL à 4 cellules élémentaires à l'état haut variant de 0 à 10 W</i>	<i>83</i>
<i>Figure 3.17 : Banc de mesure des tensions d'actionnement et de relâchement en puissance. 84</i>	
<i>Figure 3.18 : Tensions d'actionnement et de relâchement mesurées sur un déphaseur composé de 2 cellules élémentaires</i>	<i>85</i>
<i>Figure 3.19 : Tension détectée sur la réponse en réflexion d'une cellule élémentaire en commutation à chaud sous 5 W.....</i>	<i>85</i>
<i>Figure 3.20 : Tension détectée sur la réponse en réflexion d'une cellule élémentaire en commutation à chaud sous 5 W.....</i>	<i>86</i>
<i>Figure 3.21 : Banc de mesure des tensions d'actionnement et de relâchement mesurées sur une cellule élémentaire de déphasage.....</i>	<i>87</i>
<i>Figure 3.22 : Relevés des tensions d'actionnement et de relâchement mesurées sur une cellule élémentaire de déphasage</i>	<i>88</i>
<i>Figure 3.23 : Représentation des dérives des tensions d'actionnement (dVp) et de relâchement (dVr) mesurées sur une cellule élémentaire de déphasage</i>	<i>88</i>
<i>Figure 3.24 : Dérive de la tension de relâchement et celle donnée par le modèle analytique 89</i>	
<i>Figure 3.25 : Résultats de simulations statistiques d'un déphaseur 90° avec une loi gaussienne d'écart type égal à 10%.....</i>	<i>90</i>
<i>Figure 3.26 : Résultats de simulations d'un déphaseur 180° dans le cas d'une défaillance de 0, 1, 2 ou 3 poutres.....</i>	<i>91</i>
<i>Figure 3.27 : Puissance de sortie d'un dispositif non-linéaire lorsqu'un signal composé de deux porteuses f_1 et f_2 lui est appliqué en entrée.....</i>	<i>92</i>
<i>Figure 3.28 : Représentation schématique de l'IMD3 (a) et l'IIP3 (b) grandeurs prises en compte pour quantifier l'intermodulation d'ordre 3.....</i>	<i>93</i>
<i>Figure 3.29 : Point d'interception d'ordre 3 pour des écarts fréquentiels « df » de 50 KHz (a) et 100 KHz (b)</i>	<i>93</i>
<i>Figure 3.30 : Taux d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de l'écart fréquentiel des porteuses pour des puissances en entrée de 0,1W (a) et 5 W (b).....</i>	<i>94</i>
<i>Figure 3.31 : Configurations possibles d'un déphaseur en réflexion, le circuit en réflexion commutable associé à un circulateur (a) et à un coupleur hybride (b).....</i>	<i>95</i>
<i>Figure 3.32 : Représentation sous forme de quadripôle d'un coupleur en anneau (a) et schéma d'un coupleur en anneau en technologie micro-ruban (b)</i>	<i>96</i>
<i>Figure 3.33 : paramètres S d'un coupleur idéal -3 dB en anneau fonctionnant à 15GHz.....</i>	<i>96</i>

<i>Figure 3.34 : Représentation sous forme de quadripôle d'un coupleur à branches (a) et schéma d'un coupleur à branches en technologie micro-ruban (b)</i>	<i>97</i>
<i>Figure 3.35 : Paramètres S d'un coupleur idéal -3 dB à branches fonctionnant à 15 GHz ...</i>	<i>97</i>
<i>Figure 3.36 : Schémas de déphaseurs à base de coupleur en anneau (a) et à branches (b)...</i>	<i>98</i>
<i>Figure 3.37 : Schéma du déphaseur MEMS en réflexion proposé.....</i>	<i>99</i>
<i>Figure 3.38 : Schéma des capacités commutées MEMS prévues pour être incorporées aux circuits en réflexion du déphaseur</i>	<i>100</i>
<i>Figure 3.39 : Schéma électrique d'un circuit en réflexion (a) et sa modélisation sous Momentum (b).....</i>	<i>100</i>
<i>Figure 3.40 : Déphasages obtenus en modélisant le déphaseur en réflexion sous Momentum</i>	<i>101</i>
<i>Figure A.1 : Schéma de principe d'une exposition dans un procédé de lithographie.....</i>	<i>110</i>
<i>Figure A.2 : Reproduction de motifs imprimés par procédé photographique.....</i>	<i>111</i>
<i>Figure A.3 : Schéma de principe d'une gravure</i>	<i>112</i>
<i>Figure A.4 : Schéma de principe d'un lift-off</i>	<i>113</i>
<i>Figure A.5 : Schéma de principe d'un évaporateur pour dépôt thermique</i>	<i>114</i>
<i>Figure A.6 : Schéma de principe d'une électrolyse.....</i>	<i>116</i>

Liste des tableaux

<i>Tableau 1-1 : Commutateurs MEMS comparées à ceux d'autres technologies [Pet07].....</i>	<i>21</i>
<i>Tableau 2-1 : Capacités équivalentes présentées par des poutres d'aires capacitives différentes obtenues en simulation</i>	<i>63</i>
<i>Tableau 3-1 : Déphasages et capacités équivalentes obtenus sur différentes cellules de test.</i>	<i>80</i>
<i>Tableau 3-2 : Résultats de simulation en erreurs de phase en commutation à froid pour un fonctionnement à 15 GHz.....</i>	<i>83</i>
<i>Tableau 3-3 : Temps au bout duquel la tension de relâchement s'annule.....</i>	<i>89</i>
<i>Tableau 3-4 : états de phase calculés en éléments localisés à 15 GHz</i>	<i>99</i>

Introduction générale

Introduction générale

Durant ces dernières années, des nouveaux composants ont vu le jour pour répondre aux contraintes économiques et technologiques : les MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) émergent désormais dans de vastes domaines. D'abord apparus en faisant office de capteurs dont l'accéléromètre, pour son intégration dans les systèmes d'airbags automobiles, est un parfait exemple, les systèmes micro électromécaniques sont devenus une alternative aux systèmes électroniques « traditionnels ». Dans le domaine des communications hyperfréquences, les MEMS RF apparaissent comme une solution de plus en plus crédible pour répondre à une demande croissante de systèmes reconfigurables à faible coût, à forte intégration et à faible consommation. Les commutateurs MEMS RF peuvent maintenant largement soutenir la comparaison aux transistors FET et autres diodes PIN. Toutefois, le comportement de ce type de composant est perturbé lorsque les signaux à traiter montent en puissance. Des phénomènes d'auto-actionnement et d'auto-maintien qui surviennent par la présence d'une trop forte puissance et qui limitent la fiabilité du composant, peuvent engendrer une distorsion du signal micro-onde et dégrader sa propagation. En travaillant pour des signaux hyperfréquences de puissances plus élevées, ces nouveaux types de composants pourraient davantage s'ouvrir les portes de marchés très convoités dans les systèmes sans fil et mobiles tels que le WiMAX mais aussi dans les architectures émetteurs/récepteurs de radiocommunications où la puissance est un facteur clé dans le choix de la technologie.

Les travaux entrepris dans cette thèse s'inscrivent dans un projet de partenariat avec la fondation d'entreprise EADS. Ils ont pour but la fabrication d'un système antenne incluant des éléments de base MEMS offrant une bonne tenue en puissance et pouvant démontrer que cette technologie est capable de fournir de bonnes performances et une fiabilité suffisante à des niveaux de puissances de quelques Watts. Ce système antenne est un réseau d'antennes dont le rayonnement va pouvoir être contrôlé électroniquement par le biais de déphaseurs MEMS. Les travaux effectués au cours de cette thèse se sont portés sur la conception et la réalisation de ces déphaseurs incluant des capacités commutables MEMS.

Pour cela, ces travaux ont eu pour objet, dans un premier temps, d'établir une méthode de conception d'une capacité commutée apte à fonctionner à ces puissances, là où la plupart des commutateurs actuels sont défailants. Un état de l'art de ces derniers ainsi que

des déphaseurs incluant diverses structures MEMS sera proposé dans le premier chapitre. Ceci démontrera la difficulté que rencontrent ces composants à fonctionner au-dessus du Watt. La nature de ces difficultés sera expliquée dans le deuxième chapitre en décrivant les phénomènes de défaillance encourus par tous les éléments commutables. Nous continuerons ce chapitre par la présentation des structures que nous avons employées au cours de ces travaux de thèse. Nous décrirons une méthode analytique simple et rapide de conception d'une capacité commutée prenant en compte les phénomènes de défaillance. Nous présenterons également les résultats des mesures de cellules test de déphasage incluant ces capacités. Nous ferons alors un constat des caractéristiques pouvant être améliorées et nous terminerons ce chapitre en proposant de nouvelles capacités commutées MEMS fiables en puissance. Le troisième chapitre quant à lui sera consacré à l'étude de déphaseurs DMTL composés de ces structures et aux mesures réalisées. La fin de ce dernier chapitre proposera des nouveaux déphaseurs en réflexion et y montrera leurs performances. Nous terminerons ce mémoire par une conclusion dressant le bilan des résultats obtenus sur l'ensemble de ces travaux de thèse et qui proposera les perspectives pouvant être envisagées.

Chapitre 1

LES COMMUTATEURS ET

DEPHASEURS MEMS RF

Comme expliqué précédemment, les travaux de cette thèse ont pour but de réaliser des éléments MEMS commutables capables de tenir en puissance afin de pouvoir les intégrer à un déphaseur. Nous donnerons d'abord une brève définition ainsi que les diverses topologies qui peuvent utiliser les commutateurs et capacités MEMS RF actuels. Après avoir donné un aperçu de leurs performances et de leurs perspectives d'évolution face aux autres technologies, nous terminerons cette première partie de chapitre en exposant l'état de l'art de ces composants de base MEMS. Nous nous focaliserons ensuite sur les dispositifs fonctionnant aux plus fortes puissances. Ces éléments de bases MEMS peuvent être incorporés dans des dispositifs ayant des fonctions bien diverses. De ce fait, nous verrons par la suite quelques exemples de dispositifs MEMS accordables. La dernière partie de ce chapitre concernera plus particulièrement les dispositifs de déphasage MEMS. Nous verrons leurs différentes topologies possibles à travers des exemples concrets.

1 Les commutateurs et capacités MEMS RF

a Définitions et topologies possibles

Il faut tout d'abord différencier les commutateurs, les capacités commutées et les capacités variables MEMS. Les commutateurs MEMS sont des micro-structures possédant deux électrodes, une fixe et une mobile, capable de se déformer et permettant de les mettre en contact l'une l'autre. La mise en contact ou non de ces électrodes va modifier les signaux les traversant. Le type de contact va constituer une catégorie de micro commutateur, il est soit résistif, métal contre métal, soit capacitif avec en général une couche d'isolant se situant entre les électrodes. Dans ce dernier cas, ce sont soit des capacités variables, changeant de valeurs capacitives en fonction de leur déformation, soient des capacités commutées, ayant deux valeurs capacitives bien distinctes, aux états haut et bas.

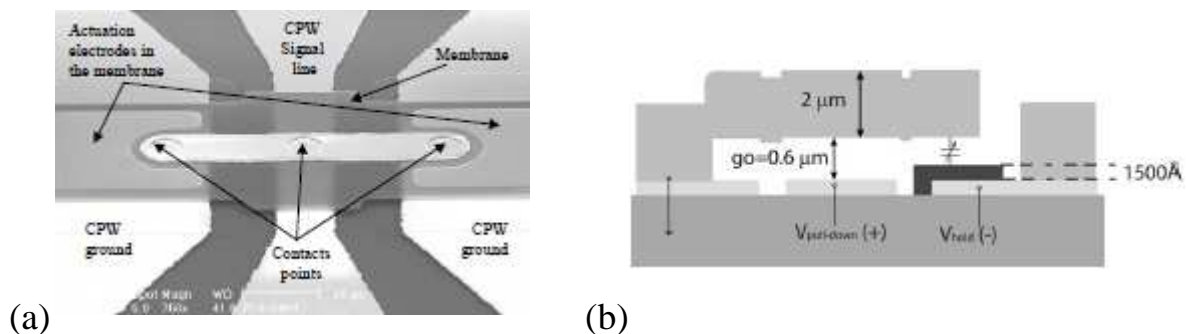


Figure 1.1 : Exemples de commutateurs à contact ohmique [Mer04j] (a) et à contact capacitif [Lak07] (b)

Les structures mécaniques possibles sont la poutre bi-encastée ou « bridge » et la poutre mono-encastée ou « cantilever » où une extrémité reste libre. Un exemple pour chaque type d'ancrage est montré Figure 1.2.

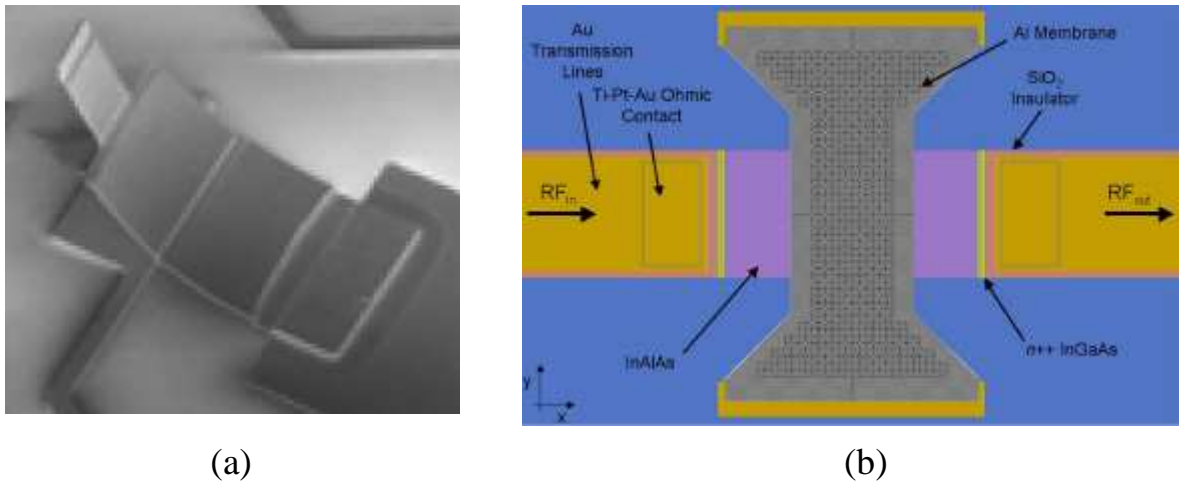


Figure 1.2 : Exemples de poutres mono-encastée [She08] (a) et bi-encastée [Pil07] (b)

Nous pouvons les retrouver dans de multiples architectures avec deux configurations électriques différentes : série ou parallèle. La mise en contact des électrodes permet de faire passer le signal (en configuration série) ou de le court-circuiter (en configuration parallèle).

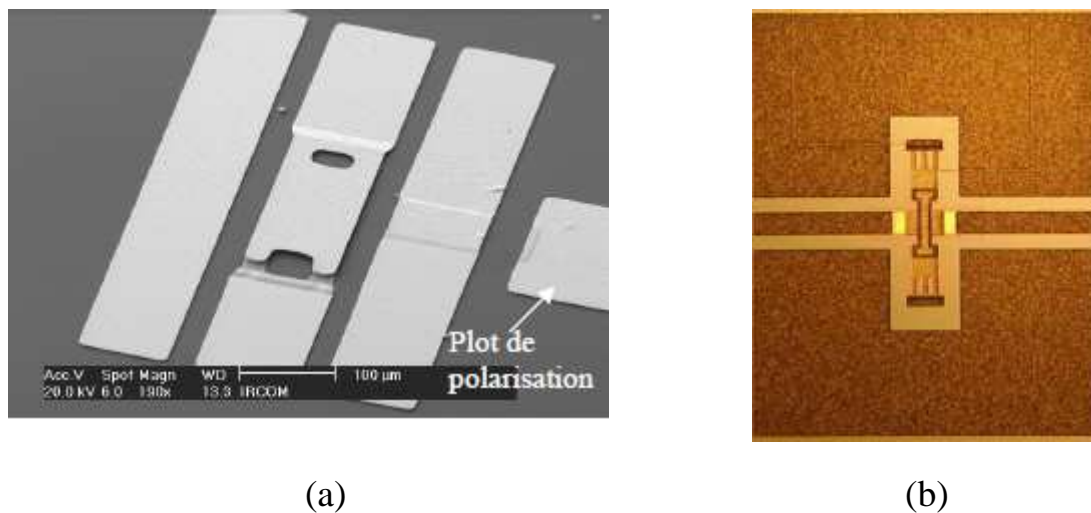


Figure 1.3 : Exemples de commutateurs en configuration série [Pot03] (a) et parallèle [Bas08] (b)

La déformation de l'électrode mobile est obtenue par le biais de divers types de sources d'énergie extérieures. Elles peuvent être d'origine électrostatique, thermique, magnétique ou piézoélectrique. Le choix de l'actionnement dépend de l'usage et ce panel d'utilisation est d'autant plus large qu'ils peuvent être monostables ou bistables.

Toutefois, le plus répandu reste l'actionnement électrostatique car il est avant tout le plus simple à mettre en œuvre. Cet actionnement est le plus souvent de type vertical, l'actionnement électrostatique horizontal est plutôt utilisé dans le cas de peignes interdigités. Ces dispositifs sont à très faible consommation d'usage ce qui les rendent particulièrement attrayants. Le principe de cette force d'attraction sera plus amplement discuté lors du deuxième chapitre car il est à la base d'un dimensionnement rapide de poutres MEMS réalisées au laboratoire XLIM.

b Face aux autres technologies

De nombreux critères permettent d'établir une comparaison avec les autres types de commutateurs que sont les transistors à effet de champ AsGa, les diodes PIN et les relais électromagnétiques. La tableau suivant [Pet07] montre les principales performances de chacun d'entre eux.

Tableau 1-1 : Commutateurs MEMS comparées à ceux d'autres technologies [Pet07]

Caractéristiques	MEMS	GaAs FET	Diode PIN	EMR PCB	EMR SMA
Taille	Petite	Très petite	Petite	Moyenne	Importante
Résistance	0.5 Ω	1-5 Ω	1-5 Ω	0.1 Ω	0.5 Ω
Puissance	2 W	0.5 W	5 W	10 W	35 W
Commutation (μ s)	0.5-200	1e-2-0.1	1e-2-0.1	0.8-10.10 ³	1-40.10 ³
Nombre de cycles	10 ¹⁰	10 ¹⁰	10 ¹⁰	0.5-5.10 ⁶	0.1-2.10 ⁶
Fréquence de travail	70 GHz	4 GHz	20 GHz	5 GHz	40 GHz
IL Perte d'insertion	0.25 dB	0.5 dB	0.5 dB	0.4 dB	0.1 dB
Isolation (dB min)	40	30	30	40	80
IP3 Harmonique 3 ^{ème}	Bonne	Faible	Faible	Bonne	Bonne
Consommation	Faible	Faible	Faible	Moyenne	Elevée
Tension de contrôle	5-28-48 V	3V-5V	3V-5V	5V-12V	12V-28V

Il apparaît que les commutateurs MEMS RF peuvent être choisis non seulement pour leur taille mais aussi pour leur fréquence de travail, leurs pertes d'insertion, leur isolation, leur consommation, leur nombre de cycles ainsi que leur linéarité. Pour ce dernier critère, des études comme celles effectuées par le projet ARRO (Applied Research Roadmap for Micro and Nano Systems) [Bou07] ont dévoilées que des améliorations étaient encore attendues. D'après cette même étude, il en va de même pour les tensions d'actionnement spécialement pour les concepts utilisant des actionnements de type piézoélectrique. Encore en retrait en ce qui concerne le temps de commutation par rapport aux FET et aux diodes PIN, de récentes recherches effectuées au laboratoire XLIM [Lac08] prouvent qu'une miniaturisation de

poutres permet une vitesse de commutation plus élevée. Les travaux de cette thèse se focalisent sur un autre des aspects limitatifs de fonctionnement des commutateurs MEMS RF : leur tenue en puissance.

c Quelques commutateurs MEMS RF

Pour avoir une meilleure vision des performances RF que peuvent proposer les commutateurs et capacités MEMS RF, quelques exemples précis sont donnés. Cette brève présentation de commutateurs ne peut se faire sans mentionner celui développé par Goldsmith [Gol95] pouvant être considéré comme un des pionniers en commutateur MEMS RF. Les tensions d'actionnement présentées par la structure sont autour de 30-50 V.

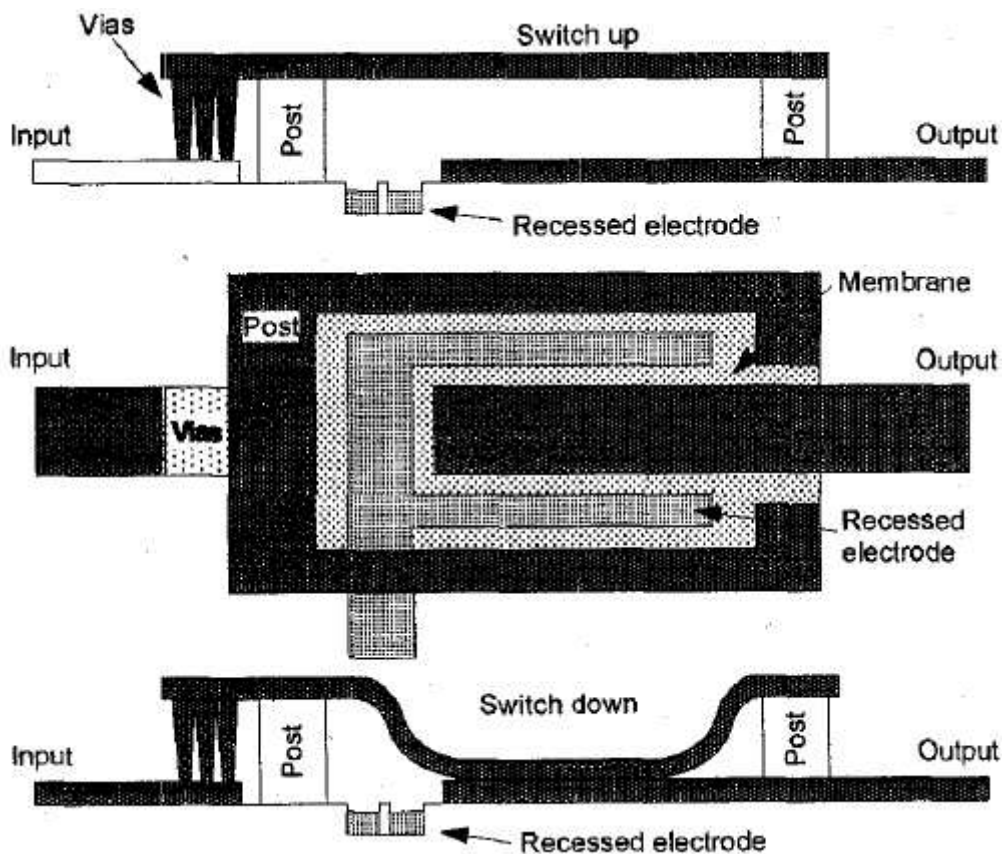


Figure 1.4 : Schéma d'un des premiers commutateurs MEMS RF en 1995 [Gol95]

L'entreprise DelfMEMS et le laboratoire IEMN [Seg07] ont proposé un commutateur en parallèle à contact ohmique à faibles tensions d'actionnement. Il s'agit d'une membrane dont la flexibilité lui permet d'avoir une déflexion assez importante et donc une bonne isolation. La membrane est maintenue par deux piliers avec des électrodes d'actionnement de part et d'autre. L'état haut est obtenu en polarisant les électrodes extérieures et l'état bas en

utilisant les électrodes intérieures. Les déplacements de la membrane sont limités par des unités d'arrêt mécaniques placées à l'extérieur de sa forme en « H » montrée Figure 1.5.

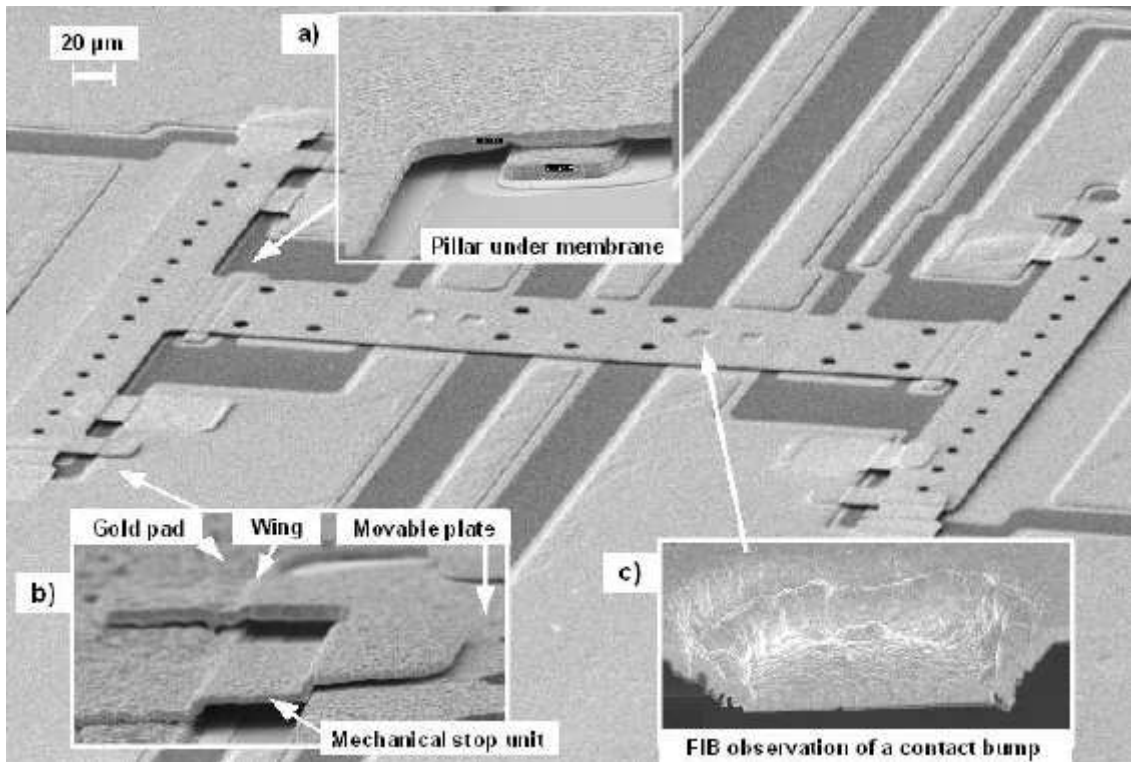


Figure 1.5 : Commutateur développé par DelfMEMS en 2007 [Seg07]

9,2 V sont nécessaires pour le basculement à l'état haut et 8 V pour l'état bas. Le dispositif offre des pertes d'insertion de 0,32 dB à 10 GHz, une isolation de 30 dB à cette même fréquence et un temps de commutation de 20,6 μs.

Des recherches menées à l'université de Waterloo [Dah07] ont mené à la conception de commutateurs à actionnement électrostatique en bande X. Ils présentent d'excellents rapports on/off. Une topologie permet d'augmenter la surface totale en regard entre la poutre et l'électrode sans ajouter de pertes par réflexion. Des poutres sont placées sur les bords de commutateur (Figure 1.6). Ces poutres sujettes à des contraintes, sont fortement incurvées et améliorent la capacité à l'état bas. Des mesures ont montré que la valeur de la capacité est passée de 4,25 pF (topologie sans poutres sur les bords) à 10 pF donnant un rapport capacitif de 89. Une autre topologie a été proposée de manière à cette fois-ci diminuer la surface en regard sans détériorer l'isolation du dispositif. Les mêmes poutres sont disposées au centre de la structure. L'isolation a ainsi été significativement améliorée, la capacité à l'état haut passant de 121 fF à 59,5 fF. Le rapport capacitif s'élève alors à 170.

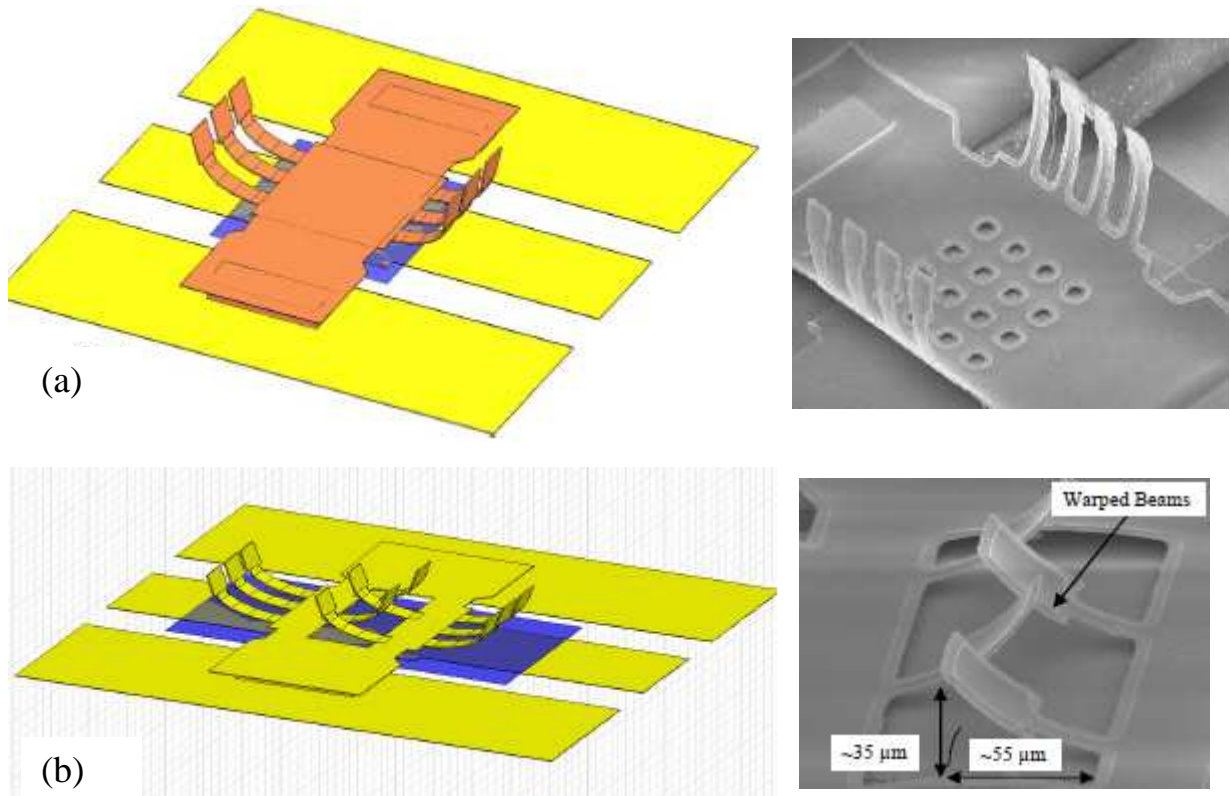


Figure 1.6 : Poutres placées sur les bords (a) et placées au centre (b) [Dah07]

Pour la plupart des applications dans le domaine de la Défense, les dispositifs de déphasage ou de filtres accordables requièrent des temps de reconfiguration en dessous de la microseconde. Des travaux menés au laboratoire XLIM ont permis de réaliser une nouvelle géométrie de poutres [Lac08] miniatures.

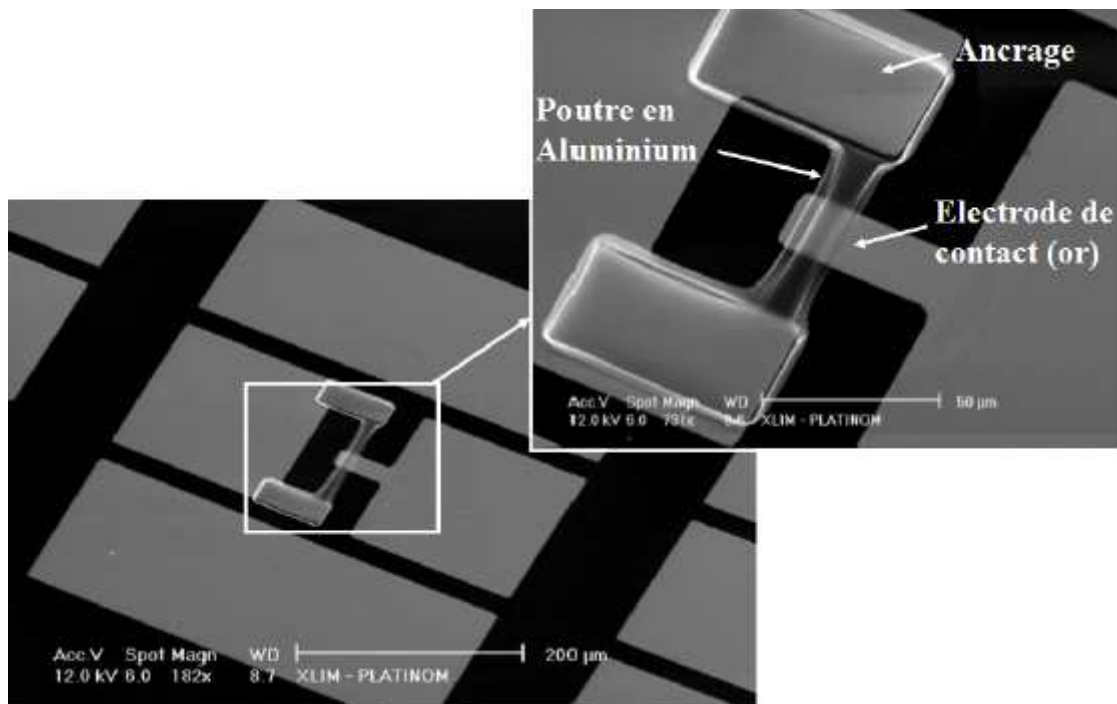


Figure 1.7 : Photographie d'une poutre miniature intégrée à une ligne coplanaire [Lac08]

Leur petite taille et leur profil spécifique en « U » (Figure 1.7) (hormis leur fort potentiel d'intégration) leur confèrent de très fortes constantes de raideur et une plus forte insensibilité aux contraintes résiduelles. Ces capacités commutées offrent des tensions d'actionnement de l'ordre de 100V et des temps de commutation inférieurs à la microseconde.

Les exemples qui précèdent permettent de souligner les avantages apportés par les commutateurs MEMS RF, notamment pour les commutateurs à contact capacitif, mais également les améliorations réalisées ces dernières années en rapport on/off ou en temps de commutation par exemple. D'importantes recherches ont également été menées sur la tenue en puissance des MEMS mais il s'agit encore d'un aspect limitatif et un frein à leur exploitation commerciale. Les résultats de ces études sont présentés ci-après.

d Exemples de commutateurs MEMS RF et leur performances en puissance

Les composants MEMS RF soumis à des signaux de forte puissance peuvent être sujets à des phénomènes de défaillance, perturbant leur bon fonctionnement. Par ces exemples, nous verrons que les meilleurs commutateurs MEMS se limitent à une utilisation à des puissances de l'ordre du Watt. Les dispositifs seront présentés comme fonctionnant à des niveaux de puissance en commutation à chaud et à froid. Nous verrons plus en détail dans le chapitre 2 ces régimes de commutation ainsi que les phénomènes de défaillance qui leur sont associés.

En 2002, Raytheon a développé un commutateur MEMS [Pil02] capacitif. Il s'agit d'une poutre bi-encastrée en aluminium en configuration parallèle, enjambant une ligne de transmission coplanaire. La structure passe d'une capacité de 30 fF à l'état haut à 3 pF en position basse. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0,25 dB et une isolation supérieure à 20 dB jusqu'à 40 GHz. Les tensions d'actionnement pour ce type de commutateur sont aux alentours de 30 V. La tenue en puissance atteint 4 W en commutation à froid et 510 mW à chaud.

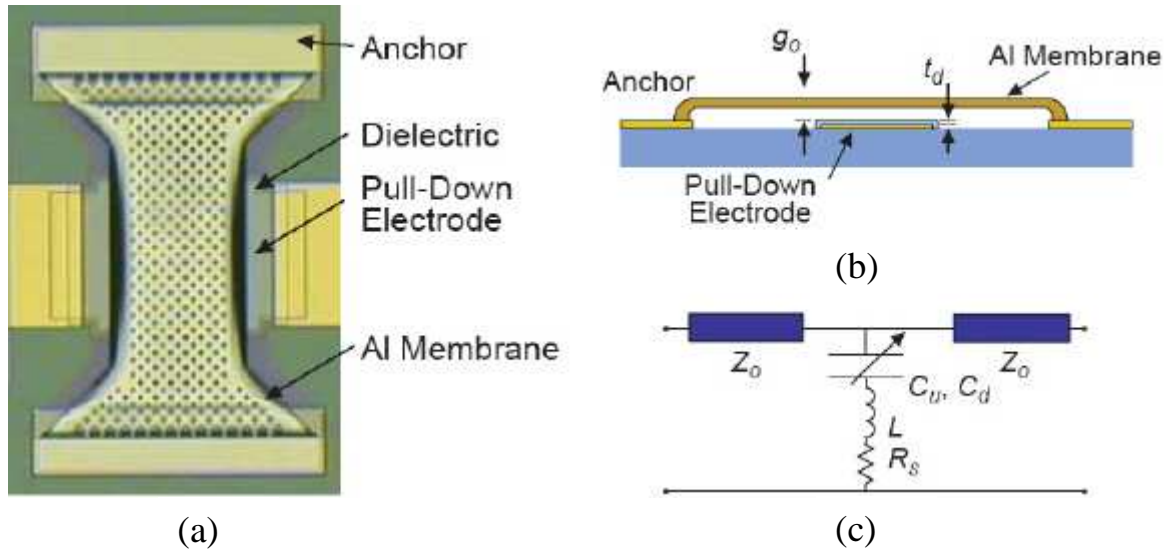


Figure 1.8 : Photographie (a), schéma de profil (b) et schéma électrique équivalent (c) du commutateur développé par Raytheon en 2002 [Pil02]

Les laboratoires Lincoln [Mul03] ont proposé des commutateurs capacitifs de type série. Son corps recourbé est constitué de trois couches. Ils sont actionnés électrostatiquement par une différence de potentiel entre leur membrane et deux électrodes inférieures indiquées Figure 1.9. Leur capacité à l'état haut est d'approximativement 8 fF, à l'état bas, elle se situe à 1,2 pF. Les pertes d'insertion mesurées entre 5 et 10 GHz sont de 1 dB et l'isolation légèrement inférieure à 30 dB. Avec des tensions d'actionnement inférieures à 45 V, leur tenue en puissance est d'environ 10 W en commutation à froid et 1,7 W à chaud.

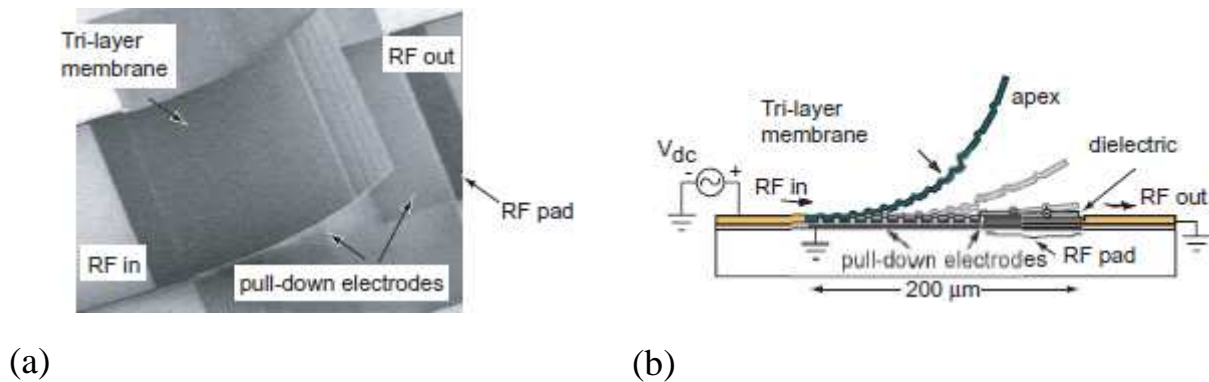


Figure 1.9 : Photographie (a) et schéma de profil (b) du commutateur de « Lincoln Lab » [Mul03]

Peroulis et al. [Pero04] ont présenté un commutateur tenant 5,5 W en commutation à froid et 800 mW en commutation à chaud. Ce composant MEMS est en configuration parallèle et se situe au-dessus d'une ligne coplanaire. Il est constitué de trois parties métalliques mobiles qui sont connectées entre elles par trois poutres de connexion, courtes et donc très rigides. La totalité de la structure est reliée au substrat par l'intermédiaire de quatre

poutres faisant office d'ancrage. Leur forme particulière, non droite mais composée de méandres leur donne le nom de « serpentine springs » ou « folded-suspension beams ». Actionnée électrostatiquement, la poutre est suspendue à 4-5 μm au-dessus de la ligne de transmission.

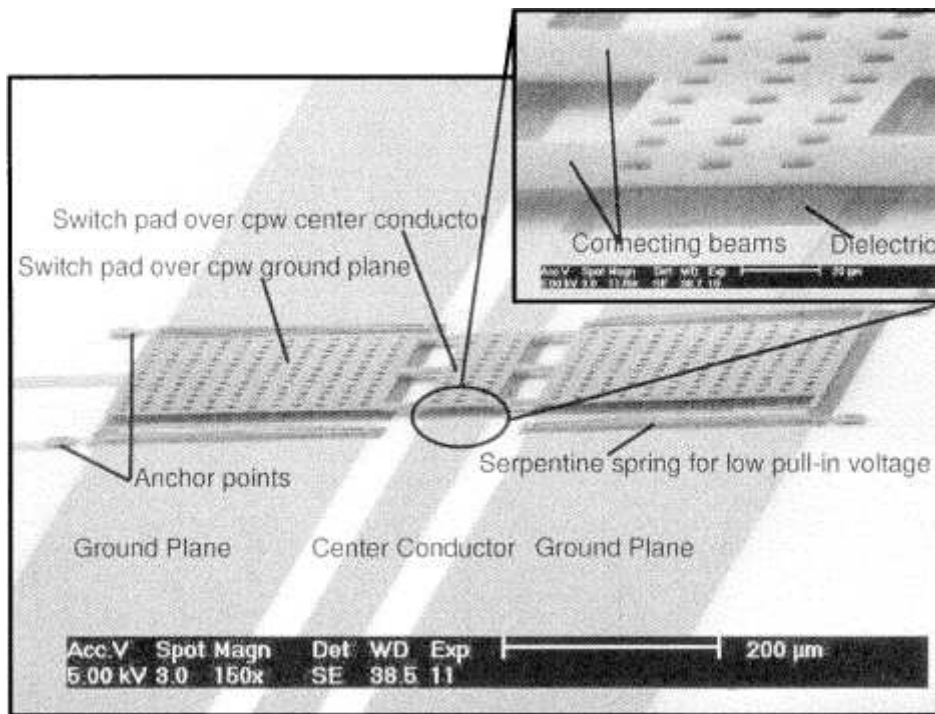


Figure 1.10 : Photographie au MEB du commutateur développé par Peroulis [Pero04]

Ce concept de MEMS affiche une capacité à l'état haut de 30-50 fF et ses pertes d'insertion sont de 0,2 dB jusqu'à 40 GHz. A l'état bas, l'isolation est approximativement à 15,5 dB à 40 GHz ce qui correspond à une capacité de 800 fF. Sa tenue en puissance en commutation à froid est de 5,5 W. En commutation à chaud, aucune défaillance n'a été observée jusqu'à 0,8 W. A ce niveau de puissance, 68 V sont appliqués à l'électrode supérieure pour remettre une poutre avec 5 méandres à son état initial.

Le laboratoire XLIM a développé un commutateur capacitif en série [Mar07] capable d'opérer au-dessus du Watt. Pour atteindre des tenues en puissance supérieures à 1-2 W en commutation à chaud, le groupe de recherche a proposé un nouveau concept de commutateur. Il a été fabriqué sur un substrat silicium haute résistivité par micro-usinage de volume et de surface. Réalisé en technologie micro-ruban et à actionnement électrostatique, il ne possède pas de contact ohmique comme la plupart des commutateurs de même configuration car son contact capacitif lui permet de mieux tenir en puissance. Plus spécifiquement, deux éléments de sa géométrie lui permettent de posséder un bon comportement en puissance.

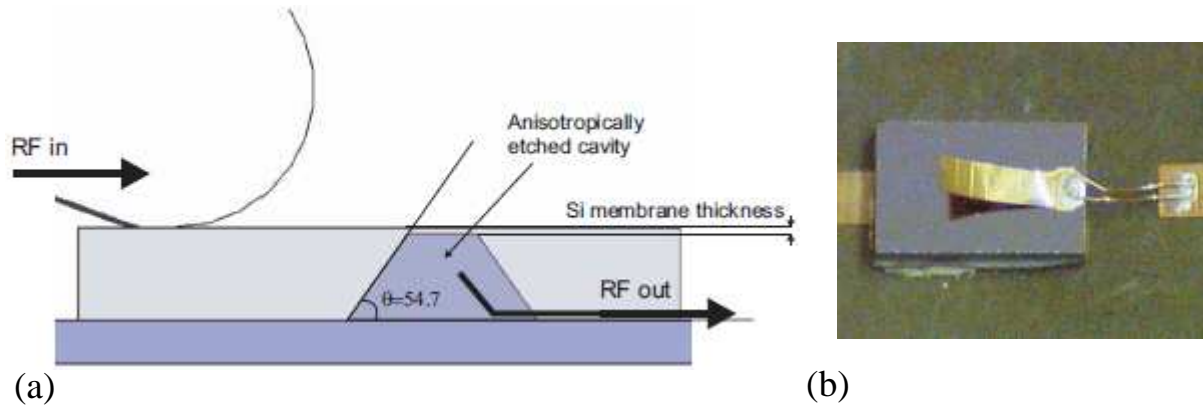


Figure 1.11 : Schéma de profil (a) et photographie d'un commutateur (b) développé à XLIM [Mar07]

D'une part, sa forme recourbée avec une large surface lui permet de posséder une force de rappel conséquente et d'avoir une tension de relâchement plus élevée sans compromettre sa tension d'actionnement. D'autre part, son actionnement optimisé par le biais d'une couche d'oxyde de silicium lui permet de réduire la pression engendrée par la puissance micro-onde. Conçu pour fonctionner en bandes S et C, les mesures effectuées à 10 GHz pour une gamme de puissance entre 0,1 et 5 W n'ont permis de relever aucun phénomène de collage. La fiabilité du dispositif a été testée au-delà de 10,5 millions de cycles sous 5 W sans observer de dégradations notables en polarisant le substrat avec des tensions de 37 à 57 V.

Il est intéressant de mentionner des concepts inventifs de pseudo-commutateurs sans contact pour éviter les inconvénients d'un contact métal-métal ou métal-diélectrique. Ces concepts peuvent potentiellement améliorer la tenue en puissance. Nous pouvons citer par exemple l'université nationale de Séoul [Shi07] qui a conçu des capacités commutées à actionnement latéral pour des applications radars automobiles à 24 GHz. Les pertes d'insertion à cette fréquence sont de 0,5 dB et l'isolation est de 20 dB. Il est composé de plusieurs peignes d'actionneurs et des plots d'arrêt limitent leur mouvement pour éviter tout contact et ainsi limiter tout phénomène de collage. Il en résulte un dispositif avec une tenue en puissance de 900 mW en commutation à chaud.

L'université de Purdue [CHC07] a également réalisé un commutateur au concept original utilisant un métal liquide, le Galistan : mélange de gallium, d'indium et d'étain. Le dispositif est constitué d'un microcanal, fait de Poly(Dimethyl) Siloxane ou PDMS, collé perpendiculairement au-dessus d'une ligne micro-onde coplanaire. Ce microcanal est rempli d'une solution de Galistan et de Téflon, le dernier permettant au premier d'éviter de s'oxyder. Le mouvement contrôlé de ce liquide dans le microcanal altère l'impédance de la ligne. Le court-circuit RF est obtenu lorsqu'une boule de Galistan relie capacitivement la ligne centrale

avec les plans de masse. Les représentations de ces deux concepts sont présentées Figure 1.12.

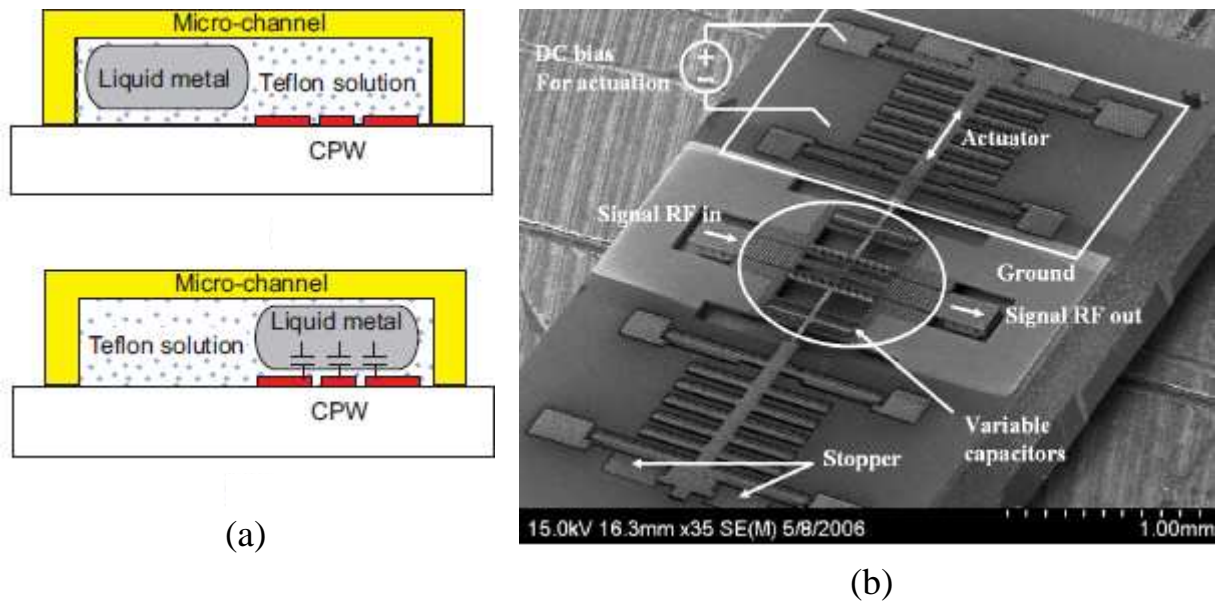


Figure 1.12 : Concepts de commutateurs sans contact utilisant un métal liquide (a) [CHC07] ou à actionnement latéral à plots d'arrêt (b) [Shi07]

D'autres types de commutateurs [Pale06] proposant des tenues en puissances supérieures au Watt ont été réalisés à XLIM. Il s'agit de capacités commutées, conçues pour des applications en bande S et X, ayant un rapport on/off de 7-8 à 5 GHz. Ces commutateurs ont des tensions d'actionnement et de relâchement de 85-90 V et 65-70 V respectivement.

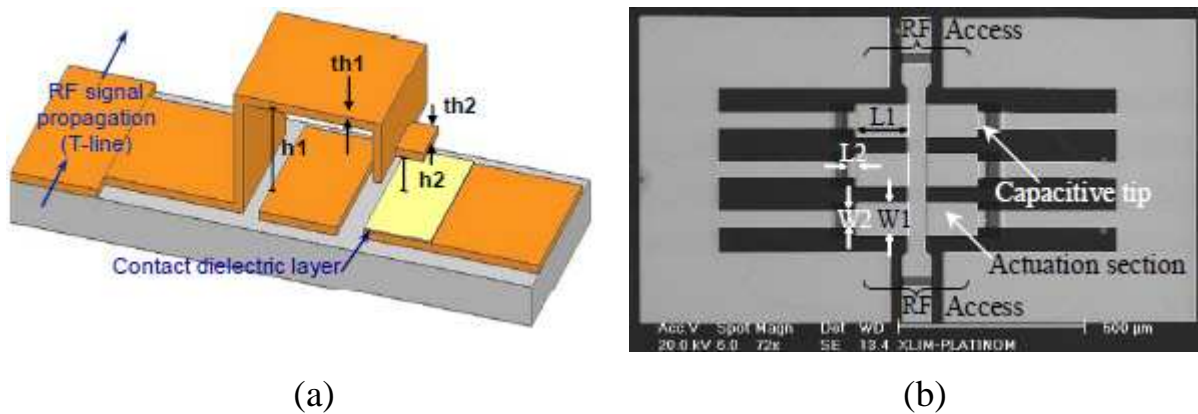


Figure 1.13 : Schéma (a) et photographie au MEB d'un commutateur MEMS (b) développé à XLIM en 2006 [Pale06]

1 milliard de cycles ont été enregistrés en commutation à chaud à l'air libre sous 1 W à 10 GHz et 250 millions de cycles sous 5 W à 3 GHz sans dégradation visible. Leur bonne tenue en puissance réside dans leur géométrie spécifique dont un aperçu est donné figure 1.23 mais qui sera repris plus en détails au chapitre 2. Cette topologie a en effet été utilisée au cours de ces travaux pour concevoir un déphaseur MEMS fiable en puissance.

2 Les dispositifs hyperfréquences intégrant des commutateurs MEMS RF

Les systèmes MEMS sont des systèmes électroniques et/ou mécaniques miniatures destinés à effectuer des tâches précises. Ils sont constitués de moteurs, engrenages, leviers, dispositifs électriques ou capteurs minuscules. D'une taille allant de quelques micromètres à quelques millimètres, ces dispositifs sont utilisés dans bon nombre d'applications. Dès la fin des années 1960, on utilisait des systèmes MEMS comme capteurs précis de la pression hydraulique dans les avions. Aujourd'hui, ces systèmes jouent un rôle important et toujours croissant dans les domaines de la médecine (détection de cellules organiques), de l'automobile (accéléromètre dans le déclenchement d'airbag), du divertissement (détection de mouvement dans les manettes de jeu vidéo), de l'optique (micromiroirs)... Dans le domaine des hyperfréquences, on parle de MEMS RF. Ils améliorent les performances de dispositifs accordables aux fonctions variées. Parmi ces MEMS RF, les commutateurs et capacités MEMS leur apportent beaucoup, nous allons montrer quelques exemples.

a Filtres

Les filtres micro-ondes à forte accordabilité et faibles pertes sont des éléments clés dans les systèmes millimétriques multi-bandes. Les filtres accordables de type numérique et analogique intégrant une technologie MEMS ont fait l'objet de nombreuses études [Stre01], [Mer04a], [Ent05]. Les commutateurs MEMS à contact ohmique et les banques de capacités commutées sont bien adaptés à la fabrication de filtres accordables par pas. Ces filtres sont faibles pertes et peuvent changer de fréquence centrale discrète à large bande d'accordabilité.

Figure 1.14 est montré un exemple de filtre passe-bande en bande Ka [Fou08] implémentant des capacités variables à actionnement thermique. Ce choix permet une accordabilité continue plus large et linéaire que les varactors à actionnement électrostatique.

Ce filtre est en technologie coplanaire et consiste en 3 résonateurs demi-onde. Un couplage capacitif est employé au lieu d'un couplage magnétique pour réduire les pertes d'insertion aux hautes fréquences. Chacun de ces résonateurs est chargé par deux capacités variables MEMS interdigitées situées entre les plans de masse et la ligne centrale. Les éléments MEMS influent sur la longueur électrique de chaque résonateur, la fréquence centrale du filtre peut ainsi être ajustée. Les électrodes des commutateurs se déplacent ici par effet joule et par expansion mécanique du conducteur. Ces capacités consistent en deux séries

de 4 poutres en Nickel possédant une forme en « V ». Ces deux séries de 4 poutres sont ancrées à l'une de leurs extrémités et sont reliées l'une à l'autre par un bras mobile. Une tension continue de 50 V et un courant de 1,8 mA sont nécessaires pour engendrer une température de 501°K et assurer un déplacement de 5,2 μm en 20 ms.

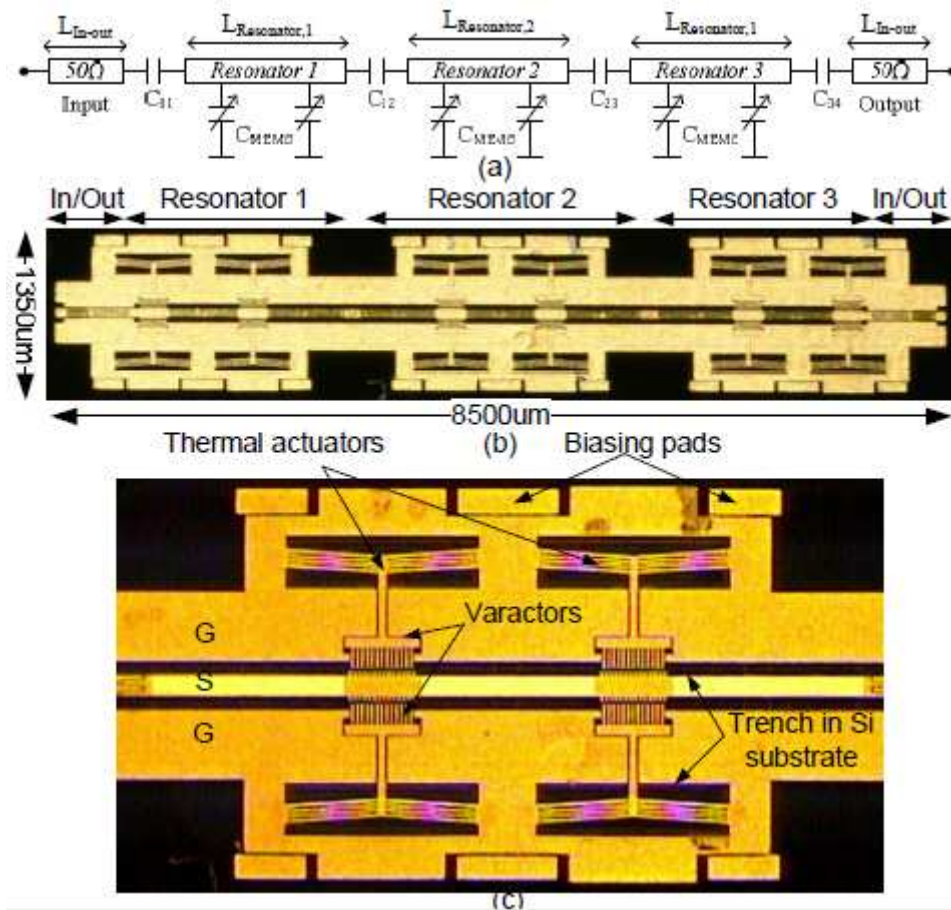


Figure 1.14 : Représentation schématique (a), photographie d'ensemble (b) et photographie d'un résonateur issu d'un filtre en technologie MEMS en bande Ka [Fou08]

Un autre exemple est donné avec un filtre reconfigurable réalisé au laboratoire XLIM [Pale08]. Fabriqué sur substrat quartz, il a été optimisé pour des opérations « bi-bandes » dans des architectures émetteurs/récepteurs de radiocommunications. Le dispositif commute entre deux normes : DCS1800 (créée au début des années 1990 pour augmenter la capacités des réseaux GSM européens) et WLAN (Wireless Local Area Network ou réseau local sans fil, le Wi-Fi est un type spécifique de réseau WLAN). Son architecture est basée sur une topologie de transformateur d'impédances intégrant une banque de capacités MEMS présentée Figure 1.15.

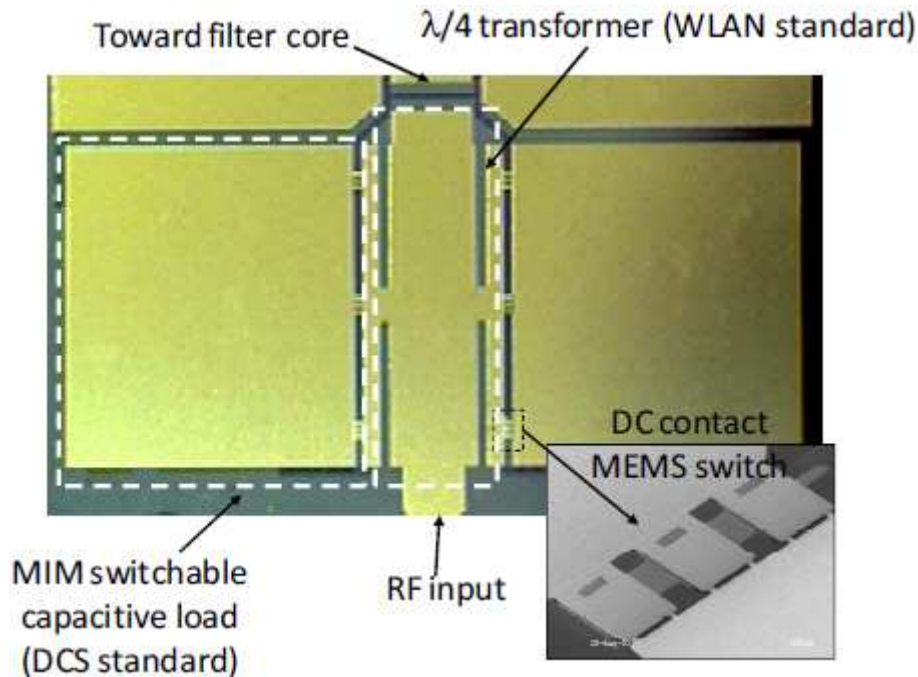


Figure 1.15 : Filtre MEMS à base de transformateur d'impédance [Pale08]

Elle est constituée d'une capacité fixe interdigitée et de 2 capacités MAM (Métal-Air-Métal) contrôlées par des commutateurs MEMS série regroupés par trois pour réduire les pertes induites par leurs contacts résistifs. Ces commutateurs sont utilisés pour acquérir l'adaptation d'impédance requise pour un fonctionnement « bi-bandes ».

b Adaptateurs d'impédance

Principalement utilisés pour adapter des antennes à des amplificateurs, les adaptateurs d'impédance sont également nécessaires aux mesures « Load-Pull » et aux mesures de bruit de dispositifs actifs et utilisent des structures coaxiales ou guides d'onde. Ils peuvent être basés sur des topologies double stub ou triple stub en technologie MEMS ou AsGa. Les problèmes relatifs à l'utilisation de composants AsGa sont leurs pertes et leur couverture d'impédance limitée à cause des résistances non négligeables de ces dispositifs actifs. Ils ajoutent également du bruit et rendent donc plus délicate la détection des signaux de bruits générés par les composants testés. En technologie MEMS, les adaptateurs intégrés peuvent être facilement assemblés à l'intérieur d'une sonde radio-fréquence, minimisant les pertes entre l'adaptateur et le dispositif sous test, augmentant la précision des mesures.

Des adaptateurs MEMS à forte couverture d'impédance [TVH07] et à large bande ont été développés pour des applications entre 6 et 24 GHz. L'accordabilité est ici obtenue en

changeant les longueurs électriques de différents stubs par le biais de capacités commutées MEMS visibles Figure 1.16.

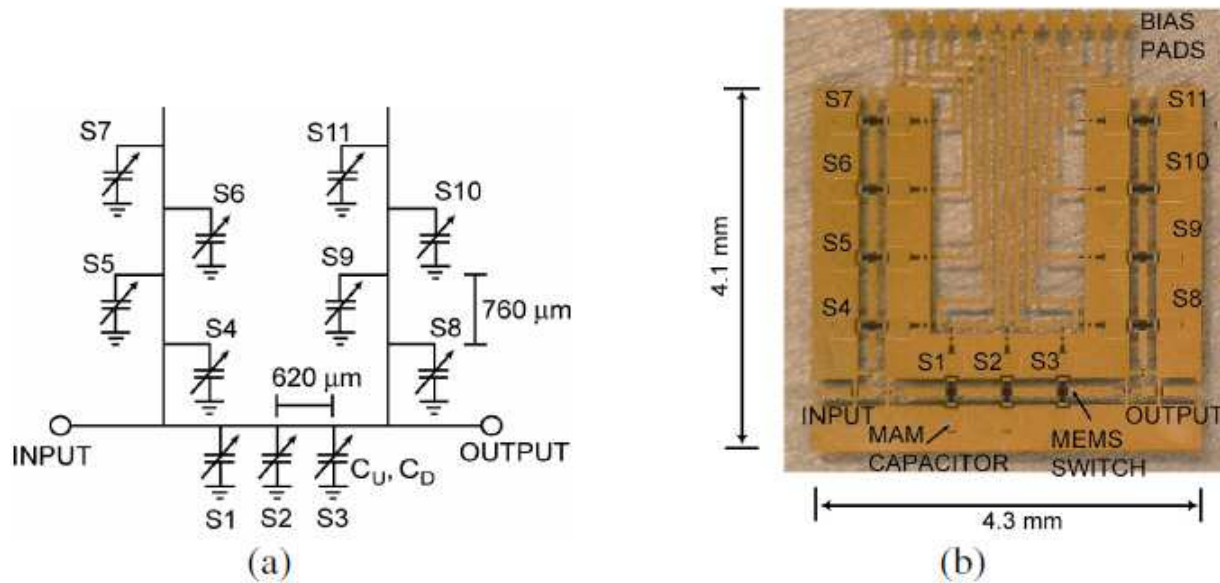


Figure 1.16 : Schéma (a) et photographie (b) d'un adaptateur d'impédance MEMS double stub [TVH07]

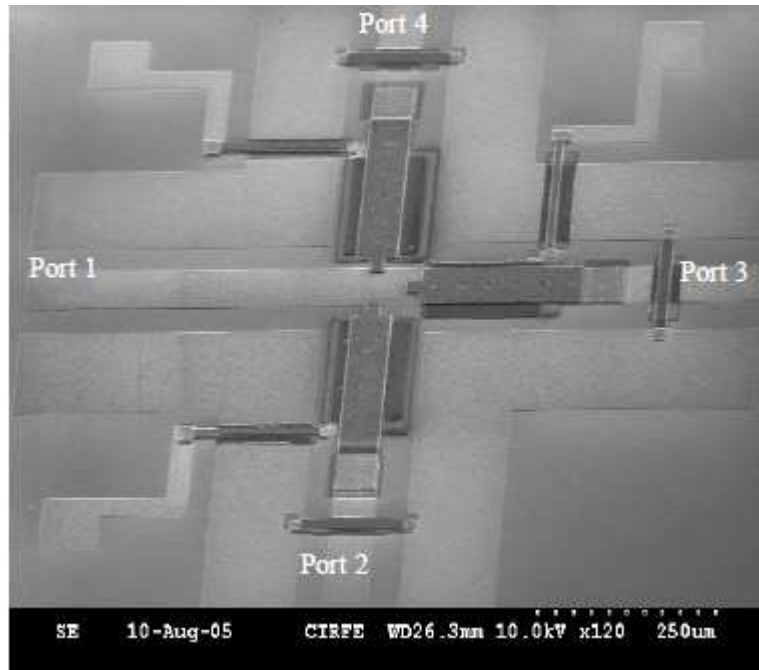
Cette méthode donne 2^N impédances différentes, N étant le nombre de capacités commutées. Elles sont composées d'un commutateur MEMS placé en série avec une capacité fixe MAM. Accroître le nombre de ces capacités va accroître la couverture mais le système de contrôle des éléments MEMS s'avère alors plus compliqué et les pertes du circuit seront plus grandes. Des topologies en simple, double et triple stub ont été réalisées. Pour les topologies à plusieurs stubs, des capacités commutées MEMS sont également utilisées pour modifier l'espacement entre chacun d'entre eux.

c Matrices de commutateurs

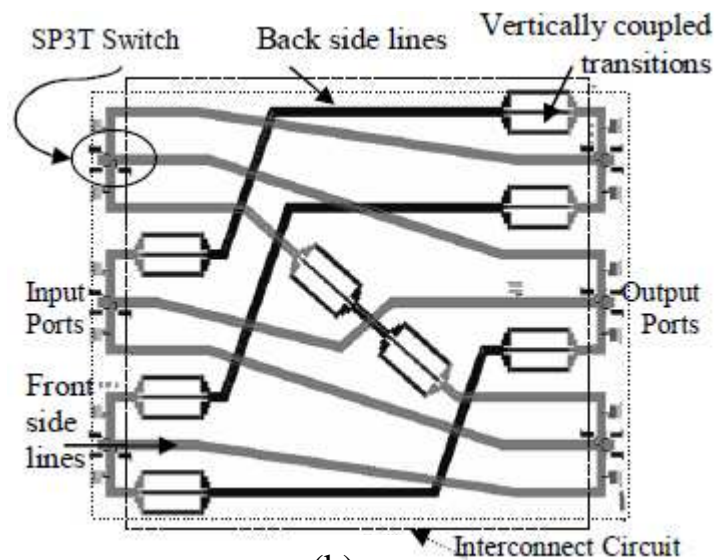
Dans le domaine spatial, les matrices de commutateurs sont présentes dans les charges utiles de satellites. Les systèmes de liaisons satellites en ont besoin pour la gestion de routage. Leur fonction est de permettre la redirection d'un signal RF vers un circuit redondant lorsqu'un dysfonctionnement est constaté sur un composant. La technologie MEMS fournit l'occasion d'améliorer les performances micro-ondes en termes de pertes d'insertion, d'isolation et de distorsions d'intermodulation. Cependant, en réduisant la taille et en augmentant la densité du système, la transmission des signaux et l'isolation des lignes d'interconnexions peut devenir un problème important. La technologie LTCC est une bonne solution pour fournir la connectivité des matrices de commutateurs. Toutefois, les dimensions

minimum atteignables pour les lignes et les gaps utilisés sont grandes comparées à celles pouvant être obtenue grâce à l'intégration de MEMS.

Un exemple présenté Figure 1.17 montre des commutateurs MEMS SP3T à actionnement électrostatatique intégrés avec un circuit d'interconnexion électromagnétiquement couplé [Dan06].



(a)



(b)

Figure 1.17 : Photographie d'un SP3T (a) et schéma d'une matrice de commutateurs MEMS (b) [Dan06]

Ils sont composés de trois poutres mono-encastées en série sur une ligne coplanaire. Des ponts à air (capacités fixes) sont présentes pour éviter la production de modes de

propagation parasites causés par les discontinuités sur les lignes coplanaires. Les cantilevers requièrent ici des tensions d'actionnement de 65 V.

Un autre exemple est donné [Chan08] avec une matrice de commutateurs MEMS RF de type T. Elle est composée de 4 ports, 6 voies RF et 3 états de fonctionnement. Chaque état connecte ainsi deux paires de ports. Le système inclut des cantilevers à contact série, des coudes 90° et des jonctions 4 ports. La configuration de la structure des commutateurs de type T ainsi qu'une photographie de ce dispositif sont présentées Figure 1.18.

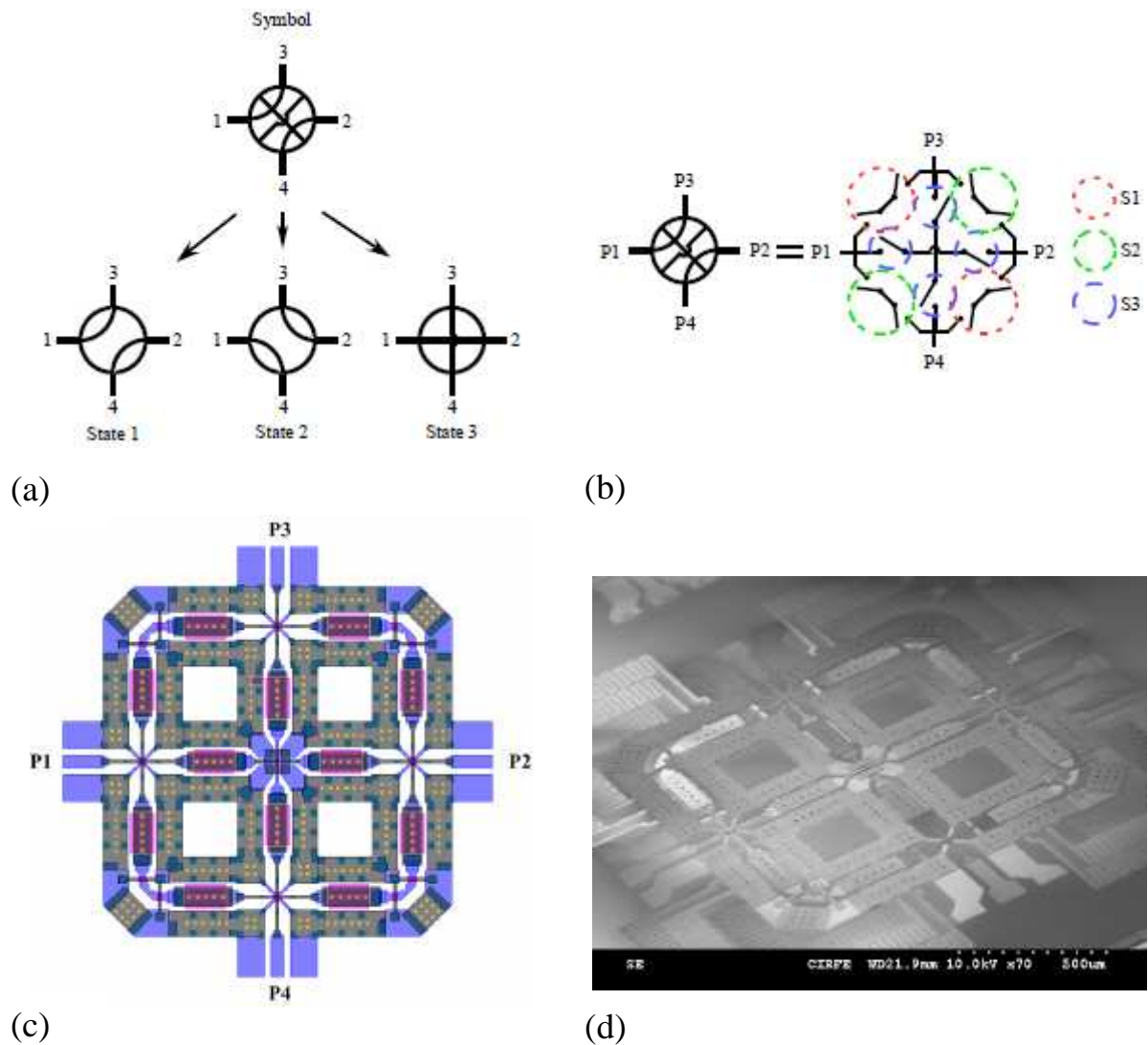


Figure 1.18 : Représentation schématique des 3 états de fonctionnement (a), des commutateurs (b), layout (c) et photographie au MEB d'une matrice de commutateurs MEMS [Chan08]

d Dispositifs rayonnants reconfigurables

De multiples applications actuelles nécessitent la conception d'antennes à couverture reconfigurable comme les antennes à pointage électronique et les antennes à faisceaux

multiples. Les radars automobiles d'assistance et d'aide à la conduite, les systèmes d'imagerie et de surveillance à très haute résolution et les systèmes de télécommunications à très haut débit en ondes millimétriques en sont des exemples. De nombreuses recherches proposent de changer l'état des faisceaux émis par le biais de déphaseurs MEMS, de filtres MEMS ou par de simples commutateurs MEMS. Chacune de ces solutions sont présentées par l'intermédiaire de trois exemples concrets.

Antennes réseau à commande de phase

Il s'agit d'un groupe d'antennes élémentaires alimentées avec des signaux dont la phase est ajustée de manière à obtenir le diagramme de rayonnement voulu. Une antenne réseau à commande de phase [Gau08] a été réalisée à base de déphaseurs MEMS. Opérant à 9,5 GHz, elle est constituée par un réseau de 8x4 patchs sur un substrat Téflon faible perte. Le déphasage nécessaire pour diriger le faisceau dans le plan H de l'ouverture est obtenu par 4 déphaseurs MEMS 3 bits. Ils ont été intégrés de manière hybride (Figure 1.19) entre le circuit de polarisation et l'antenne.

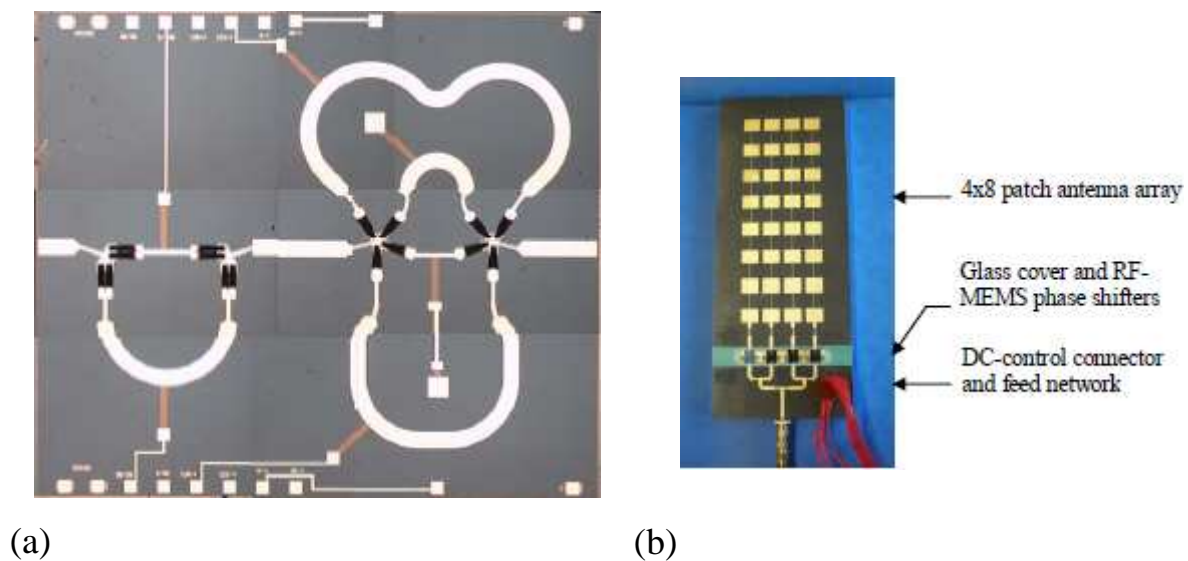


Figure 1.19 : Photographie d'un déphaseur MEMS en lignes commutées (a) et de l'ensemble déphaseur - réseau d'antennes patch (b) [Gau08]

Antennes lentilles reconfigurables

Les antennes lentilles discrètes sont une technologie d'antennes actives à dépointage de faisceau, également appelées antennes à réseaux transmetteurs. Elles constituent une classe particulière d'antennes en technologie quasi-optique. Elles sont constituées d'un ou plusieurs panneaux rayonnants fonctionnant en transmission et pour lesquels la distribution du champ électromagnétique dans l'ouverture rayonnante est contrôlée localement grâce à des cellules

transmetteuses actives. Les panneaux rayonnants sont réalisés à l'aide de structures planaires multicouches et des commutateurs MEMS peuvent y être intégrés, apportant leurs faibles pertes, optimisant ainsi leur rendement.

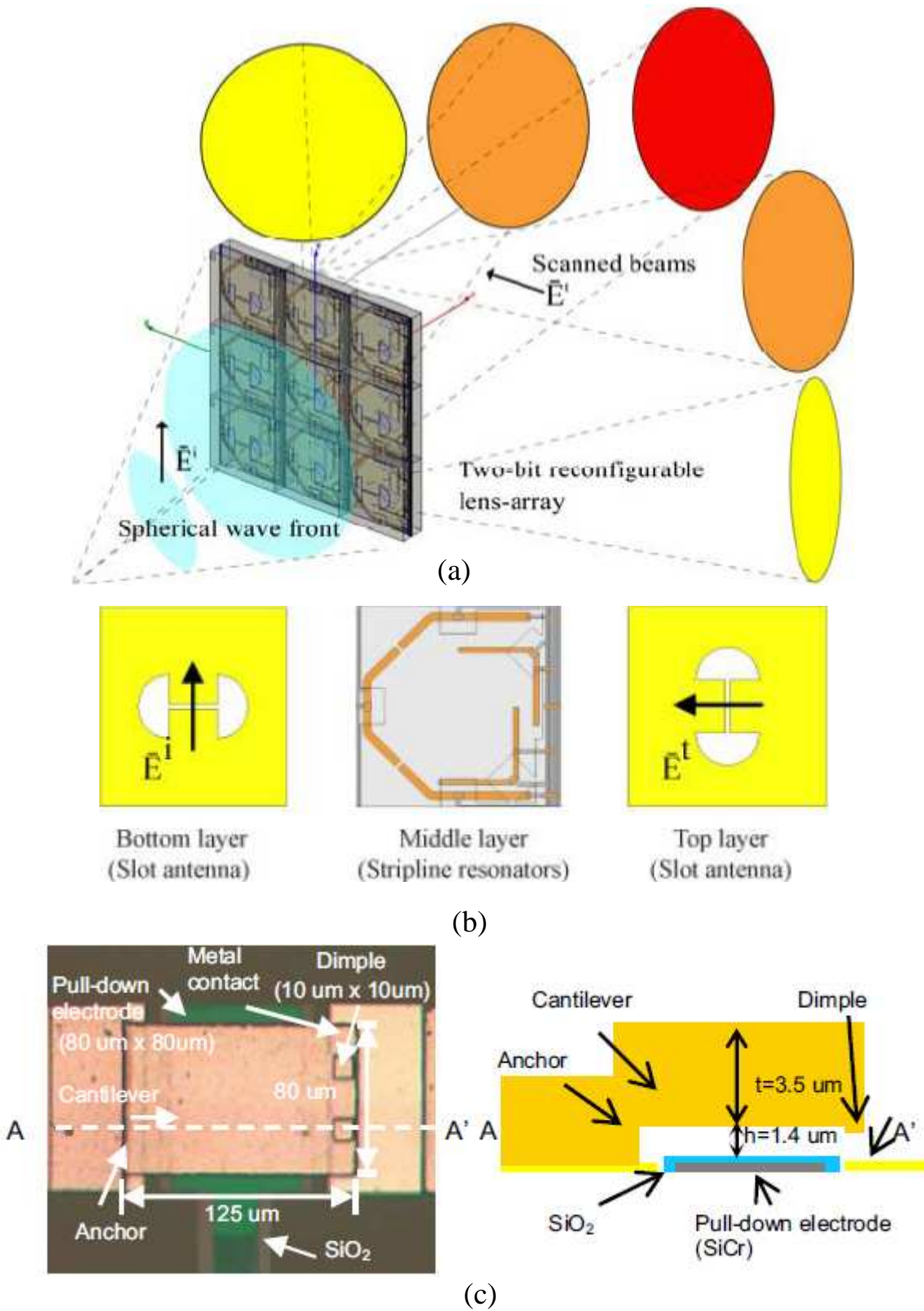


Figure 1.20 : Schéma d'un réseau de lentilles à base de MEMS (a), décomposition de l'ensemble « antenne-filtre-antenne » (b) et représentation d'un cantilever (c) [Chen08]

Un réseau de lentilles à base de MEMS a été réalisé [Chen08] monolithiquement en bande Ka. Des éléments « antenne-filtre-antenne » 2 bits présentés Figure 1.20 ont été utilisés pour reconfigurer les faisceaux rayonnés. Ces éléments « antenne-filtre-antenne » sont des structures métalliques à 3 couches : une antenne réceptrice, une antenne émettrice et un circuit résonnant reliant ces deux antennes et agissant comme un filtre passe-bande. Des commutateurs MEMS changent la polarisation des antennes en reconfigurant ces filtres passe-bande. Ce sont des cantilevers à contact ohmique, choisis pour leur forte isolation, leur structure mécanique simple et leur robustesse face aux contraintes résiduelles. Un dispositif comprenant 484 de ces éléments avec 2420 commutateurs MEMS a été fabriqué sur un empilement de deux wafers en quartz de 4 pouces. L'adhésion entre ces deux wafers a été faite à l'aide d'une résine SU-8. La polarisation du réseau s'effectue en appliquant 100 V sur 264 lignes de polarisation. Ce dispositif a montré un balayage d'au moins 60° dans le plan E et une erreur de phase de 17° à 34,8 GHz.

Antennes MEMS reconfigurables

Il s'agit ici d'antennes qui sont elles-mêmes des composants MEMS. Des éléments MEMS peuvent faire partie intégrante de la surface rayonnante qui va donc pouvoir bénéficier de l'aptitude des MEMS à se mouvoir pour modifier ses propres caractéristiques de rayonnement.

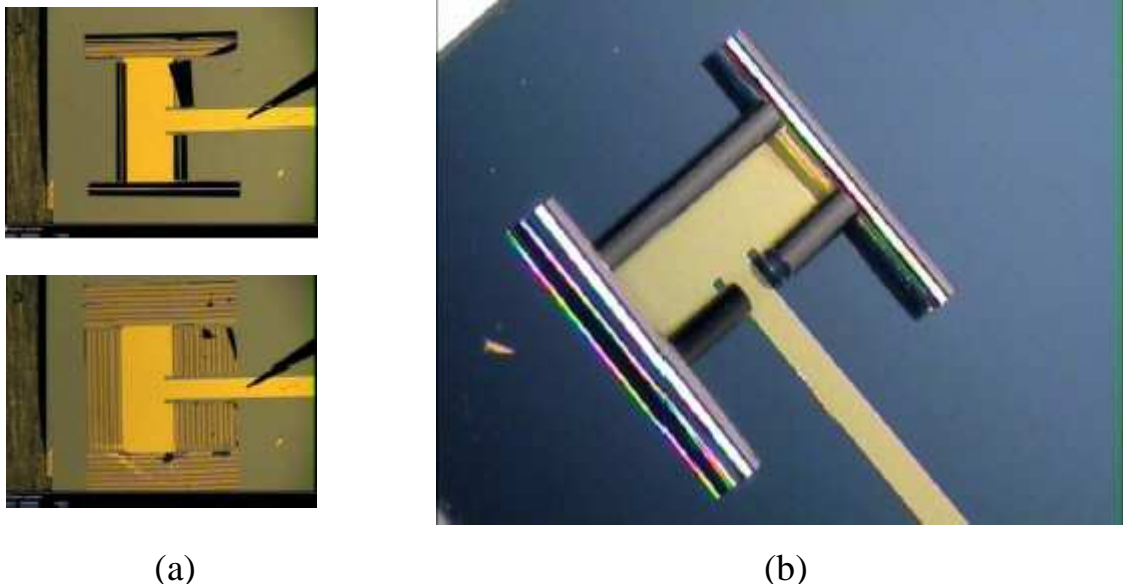


Figure 1.21 : Antenne en position enroulée et déroulée (a) et sa photographie (b) [Blon06]

Un exemple est donné Figure 1.21 avec une antenne patch [Blon06] dont le contour est réalisé par du métal enroulé sur lui-même. Son déploiement par actionnement électrostatique amène un agrandissement de la surface rayonnante et donc un changement de

fréquence d'utilisation. Cet enroulement de métallisation possède des corrugations permettant de réduire le chargement diélectrique et les forces de contact une fois complètement déplié. Sans polarisation, l'antenne rayonne à 23,8 GHz et à 12,4 GHz avec une tension d'actionnement de 150 V. Une bonne adaptation (>20 dB) est maintenue dans les deux cas.

e Surfaces sélectives en fréquence

Les surfaces sélectives en fréquence ou plus communément nommées FSS soit « Frequency-Selective Surface » agissent comme des filtres à 2 dimensions pour propager des ondes électromagnétiques. Ils peuvent se présenter par exemple sous forme de panneaux permettant d'empêcher les signaux WiFi de sortir d'un périmètre donné. Ils bloquent ainsi le trafic WiFi tout en laissant passer les autres signaux comme ceux de la radio ou du téléphone portable. En utilisant cette technologie, il est possible d'éviter que les ondes WiFi sortent d'un immeuble et viennent à la portée d'oreilles indiscretes.

Des surfaces sélectives en fréquence ont été réalisées [Cou07] sur des films dits « Kapton », polyimide (polymère à base d'imide) pouvant rester stables dans une plage étendue de température, de -269°C à 400°C . Dans le cas de missions spatiales, ils peuvent composer une partie des antennes à réflecteur sur un satellite. Le film « Kapton » utilisé ici possède une face rugueuse et une face lisse sur laquelle sont fabriqués des dispositifs MEMS. Il s'agit de poutres mono-encastées utilisées comme capacités qui sont commutables électrostatiquement.

Ces surfaces sélectives en fréquence, présentées Figure 1.22, consistent en une superposition de deux grilles formées de patches interconnectés. L'interconnexion entre ces patches se fait par l'intermédiaire de poutres permettant une isolation DC entre les deux grilles. La fréquence de résonance de la structure est ainsi contrôlée par ces capacités commutées MEMS. Les électrodes inférieures de chacune d'entre elles sont reliées à une grille tandis que leurs parties mobiles sont reliées à l'autre. Il suffit d'appliquer une différence de potentiel entre les deux grilles pour commuter toutes les capacités MEMS simultanément et ainsi changer la fréquence de résonance de la FFS. Cette surface de $3,81\text{ mm}^2$ a été conçue pour avoir une fréquence de résonance de 25,9 GHz à l'état haut et 15,9 GHz à l'état bas.

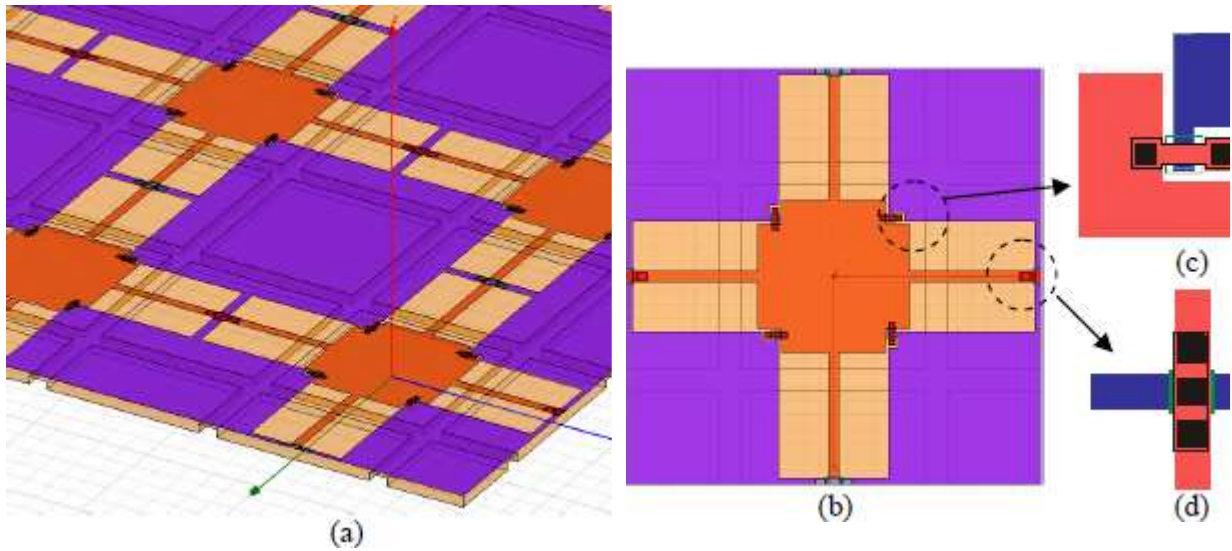


Figure 1.22 : La structure FSS (a), la superposition des grilles (b) avec zoom sur les capacités commutées (c) et les ponts à air (d) [Cou07]

f Coupleurs

Un coupleur reconfigurable large bande utilisant des commutateurs MEMS [Mar08] a été réalisé en bande Ku. Sur substrat silicium, ce dispositif fonctionne entre 16 et 20 GHz.

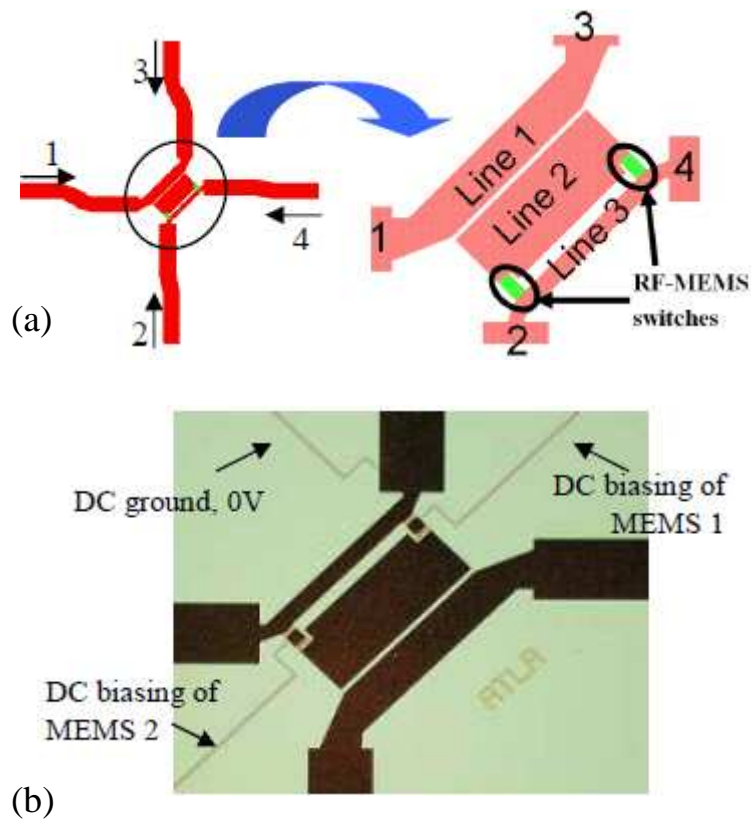


Figure 1.23 : Représentation schématique (a) et photographie d'un coupleur MEMS reconfigurable (b) [Mar08]

Il a été conçu pour fournir deux niveaux de couplage à -10 dB et -17 dB avec une bonne adaptation et isolation pour les deux états. La topologie proposée (Figure 1.23) repose sur les propriétés de 3 lignes couplées d'impédances inégales dont la longueur totale est égale au quart d'onde. Deux commutateurs MEMS sont utilisés, il s'agit de cantilevers à contact ohmique. Il en résulte une adaptation à l'entrée de la ligne 1 meilleure que -20 dB, une isolation et des pertes par réflexion aux ports 2 et 4 meilleures que 15 et 8 dB respectivement. Les tensions d'actionnement sont de 50 V et celles de relâchement sont de 40 V.

Nous verrons à la fin du chapitre 3 que la reconfiguration d'un coupleur par des MEMS peut être utilisée pour concevoir un déphaseur.

3 Les dispositifs de déphasage en technologie MEMS

a Leur usage

Les déphaseurs sont des circuits de contrôle que l'on trouve dans de nombreuses architectures de communication, radar et systèmes de mesure. Ils retardent la propagation et donc la phase des signaux hyperfréquences. En principe, les déphaseurs peuvent être placés directement derrière des antennes pour créer « un réseau d'antennes à répartition de phase en 2D ».

En télécommunication, dans les systèmes modernes, les antennes doivent être capables de fonctionner pour différentes gammes de fréquence pour atteindre différents protocoles de communication (GSM, DCS, UMTS, WiFi, WiMax, LMDS, etc...) ceci peut être fait en utilisant des antennes large bande et multi bandes mais ces dernières sont volumineuses et difficiles à intégrer dans de petits terminaux mobiles. Avec ce souci d'agilité fréquentielle vient également la nécessité d'augmenter la directivité des antennes, on procède pour cela à des groupements de plusieurs antennes. Alimentées simultanément par le même émetteur avec interposition de diviseurs de puissance et de déphaseurs, les caractéristiques de rayonnement dépendent à la fois du diagramme de chaque antenne et de la répartition en amplitude et en phase. Cette propriété est donc mise à profit pour obtenir un diagramme qui ne pourrait pas être obtenu avec une seule source rayonnante. Si en outre on modifie les caractéristiques des diviseurs de puissance et des déphaseurs par des moyens électroniques, on peut obtenir une modification quasi instantanée du diagramme. Le groupement le plus simple de sources

rayonnantes est le réseau, dans lequel toutes les sources sont identiques. Pour répondre à ces besoins d'agilité fréquentielle et de directivité, l'emploi d'antennes reconfigurables utilisant des éléments commutant est une possibilité.

Comme nous l'avons vu au cours de la première partie de ce chapitre, les commutateurs MEMS offrent une réelle alternative aux composants semi-conducteurs de part leurs performances RF. Le choix des MEMS est d'autant plus apprécié que l'on peut directement intégrer ces composants avec les éléments radiatifs sur céramique, quartz ou d'autres substrats qui permettent de réduire considérablement les coûts.

b Leurs topologies

Il faut bien distinguer les trois topologies possibles de déphaseurs à base de composants MEMS : les déphaseurs à ligne commutées, les déphaseurs à lignes chargées et les déphaseurs en réflexion.

1) Déphaseurs à lignes commutées

Il s'agit de la configuration la plus simple. Leurs pertes sont équivalentes aux pertes combinées des commutateurs et des lignes. Ce type de déphaseur peut être fabriqué en utilisant des SPNT (Single Pole N Throw) en série ou en configuration parallèle.

Des déphaseurs 90° et 180° à lignes à retard de phase ont été réalisés en bande Ka [Ste08]. Ces dispositifs sont fabriqués sur substrat silicium et ne nécessitent qu'une seule métallisation comme montrée sur la figure 1.24.

Les pertes d'insertion affichées par les commutateurs utilisés sont quasiment constantes et égales à 0,3 dB dans la bande 50-100 GHz et l'isolation est supérieure à 15 dB. Leur temps de commutation est de 15 μ s, la polarisation passe par des lignes en carbone permettant un bon découplage entre les signaux d'actionnement et micro-ondes. Pour le déphaseur 180° , les pertes d'insertion sont de 1,8 dB et l'isolation est de 17 dB à la fréquence d'utilisation, égale à 76,5 GHz.

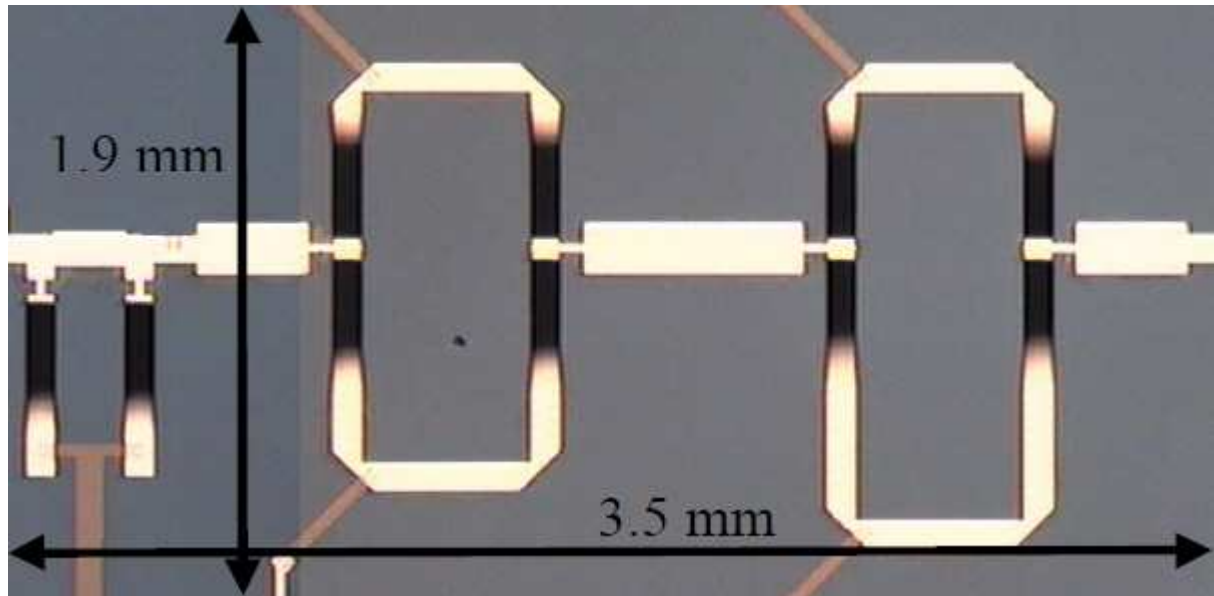


Figure 1.24 : Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par « EADS Innovation Works » et l'université de Saarland en 2008 [Ste08]

Un autre exemple de lignes à retard [Tan03], dont la structure est présentée figure 1.25, est un déphaseur 4 bits utilisant des SP4T réduisant ainsi le nombre de commutateurs par deux comparé à ceux utilisant des SP2T. Fabriqué sur substrat AsGa, les pertes d'insertion du dispositif entier sont de -1, -1,2 et -1,6 pour 8, 10 et 12 GHz. Dans cette bande de fréquence, l'isolation est supérieure à 14dB et l'erreur de phase varie entre +2,3° et -0,9° pour les 16 états de phase.

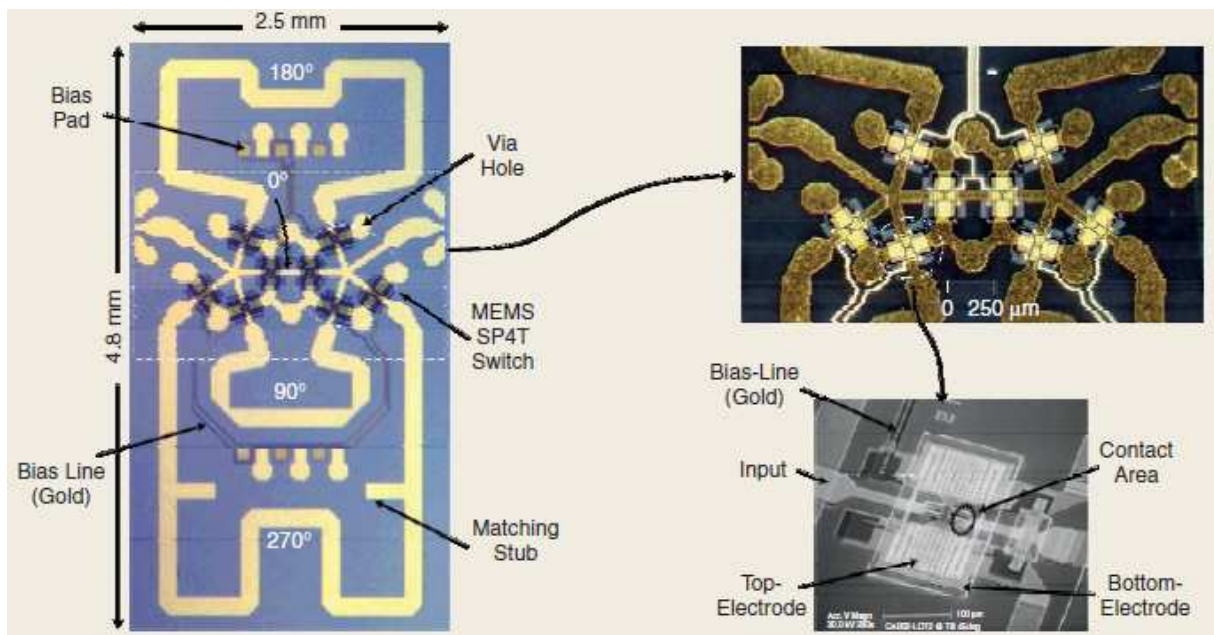
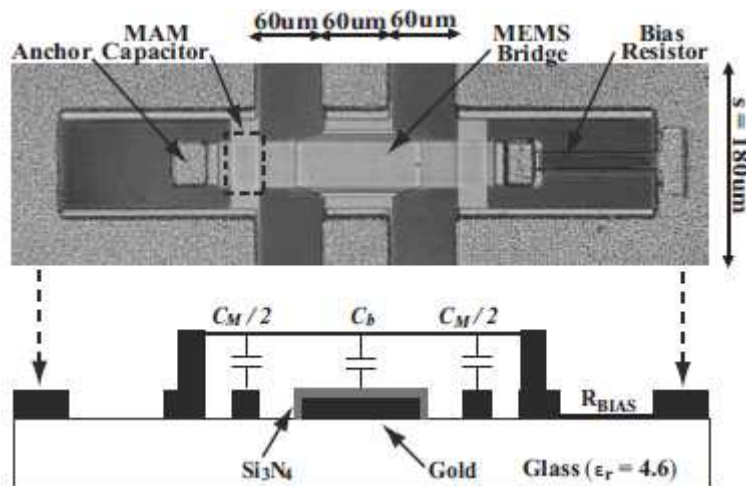


Figure 1.25 : Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par l'université du Michigan ([Tan03] et [Reb02])

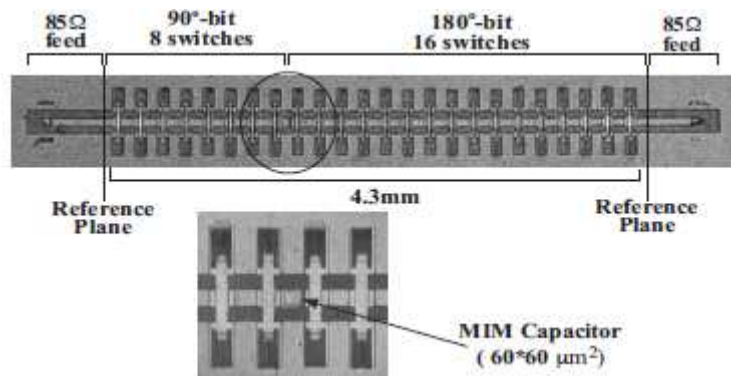
2) Déphaseurs à lignes chargées

Le mécanisme de déphasage de ce type de circuit est basé sur une ligne en transmission chargée par une faible réactance. Plus exactement, l'idée est de charger une ligne par deux impédances différentes. En technologie micro-ruban, on utilise des stubs radiaux reliés à des commutateurs MEMS placés périodiquement le long de la ligne. Leur commutation simultanée provoque le déphasage. En technologie coplanaire, les déphaseurs DMTL utilisent un principe similaire. Utilisés lors de ces travaux de thèse, le fonctionnement de ces dispositifs sera détaillé lors du chapitre 3.

Des déphaseurs DMTL 2 bits ont été développés [Hun03] pour opérer en bande W. Une ligne de transmission coplanaire est chargée périodiquement par des capacités commutées MEMS en série avec des capacités MAM à fort facteur de qualité. Une photographie de l'ensemble de la structure ainsi que d'une cellule élémentaire sont présentées Figure 1.26.



(a)

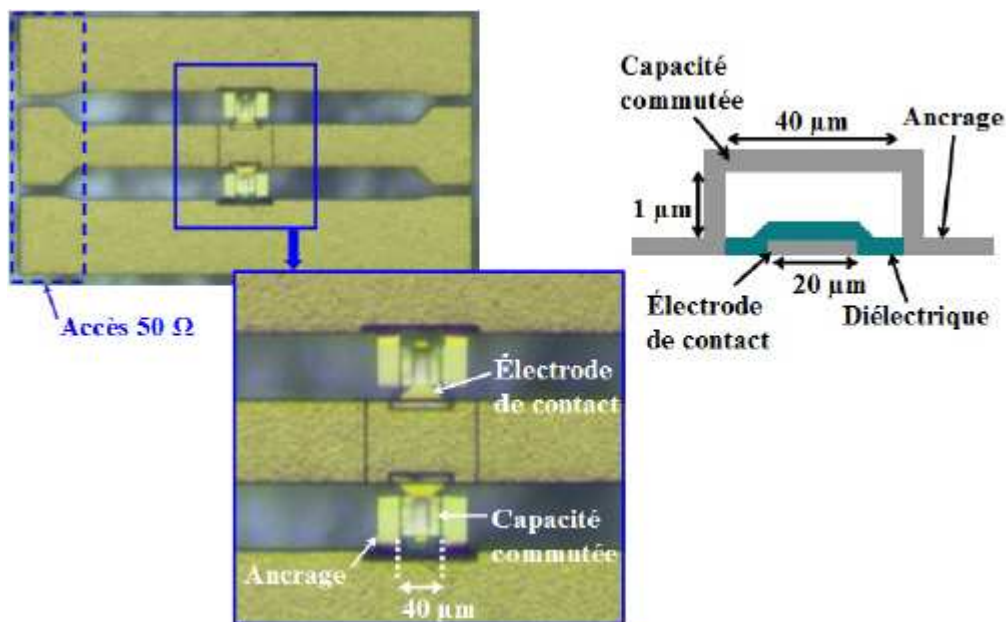


(b)

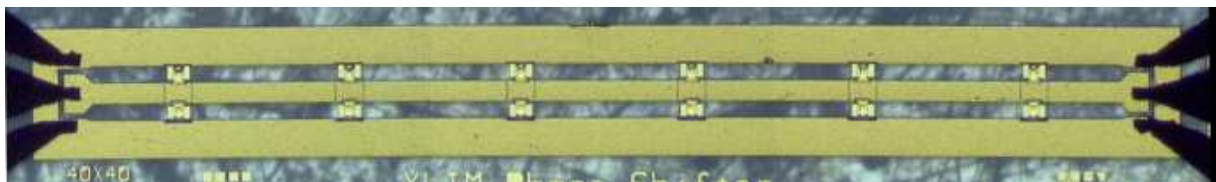
Figure 1.26 : Commutateur MEMS (a) intégré à un déphaseur DMTL (b) développé par l'université du Michigan et le CEA-Leti [Hun03]

Les pertes par réflexion sont de -11dB sur toute la bande W (75-110 GHz). Les déphasages obtenus sont de 0° , $89,3^\circ$, $180,1^\circ$ et 272° à 81 GHz et l'erreur est donc de $\pm 2^\circ$. Les pertes d'insertion sont ici relativement faibles pour un déphaseur 2 bits, aux alentours de 2,2 dB.

Les recherches menées au laboratoire XLIM ont abouti sur un déphaseur DMTL à reconfiguration rapide puisque les poutres MEMS qui y ont été intégrées commutent près de la μs . Des déphaseurs 90° et 180° ont été réalisés [Lac08] opérant à 20GHz et de longueur inférieures à 4,5 mm et 8,5 mm respectivement. En configuration 90° , les pertes d'insertion et en réflexion sont respectivement meilleures que 0,8 dB et -13 dB, pour les déphaseurs 180° , elles sont de 1,8 dB et -11 dB.



(a)



(b)

Figure 1.27 : Commutateurs miniatures (a) et déphaseur DMTL à reconfiguration rapide développés au laboratoire XLIM [Lac08]

3) Déphaseurs en réflexion

Cette topologie est constituée d'un circuit en réflexion commutable. La plupart des systèmes assurant la fonction de déphasage nécessite deux accès. Un déphaseur en réflexion peut être converti en un réseau à deux accès en utilisant un circulateur ou un coupleur hybride 90° .

Le principe consistant à utiliser des coupleurs de Lange pour réaliser un déphaseur large bande a plusieurs fois été proposé [Mal99], [Kim02], [Lee03]. Toutefois, d'autres types de coupleurs peuvent être employés. Deux déphaseurs en réflexion utilisant des coupleurs dits « air-gap overlay CPW couplers » centrés à des fréquences différentes ont été par exemple cascades de manière à obtenir une phase constante sur une bande de fréquence allant de 1 à 15 GHz [Lee04]. Figure 1.28 sont présentées les photographies du déphaseur de type numérique. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3,1 dB et l'erreur de phase est de $\pm 2,8^\circ$.

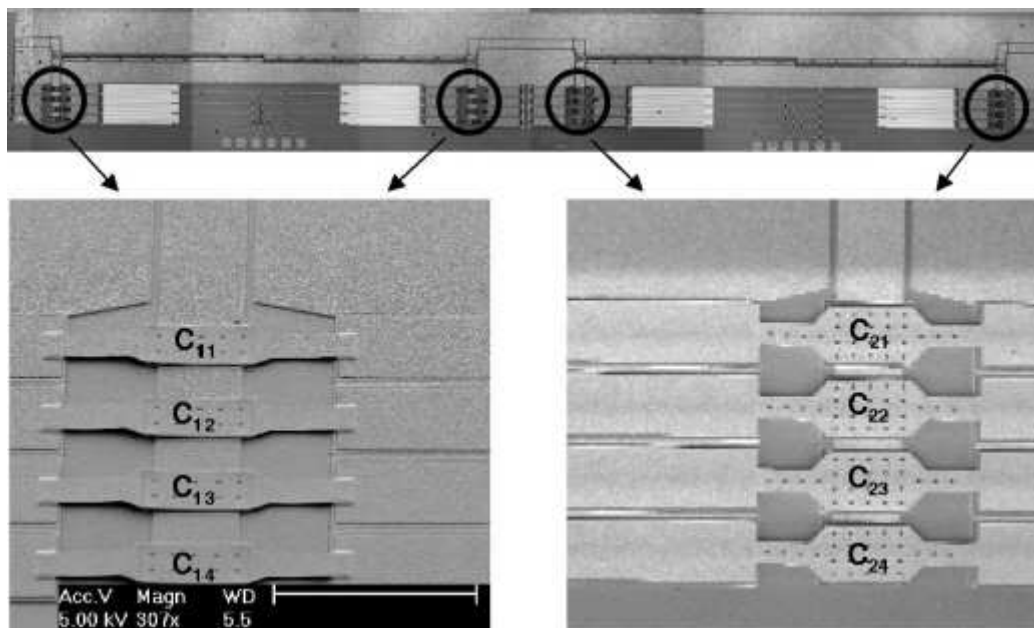


Figure 1.28 : Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université nationale de Seoul [Lee04]

Un déphaseur MEMS 2 bits en réflexion basé sur un coupleur à branches -3 dB [Riz03] a été réalisé sur substrat quartz pour des applications en bande W. En technologie micro-ruban, le coupleur est connecté à deux lignes en réflexion identiques qui sont chargées capacitivement par des commutateurs MEMS reliés à des stubs radiaux.

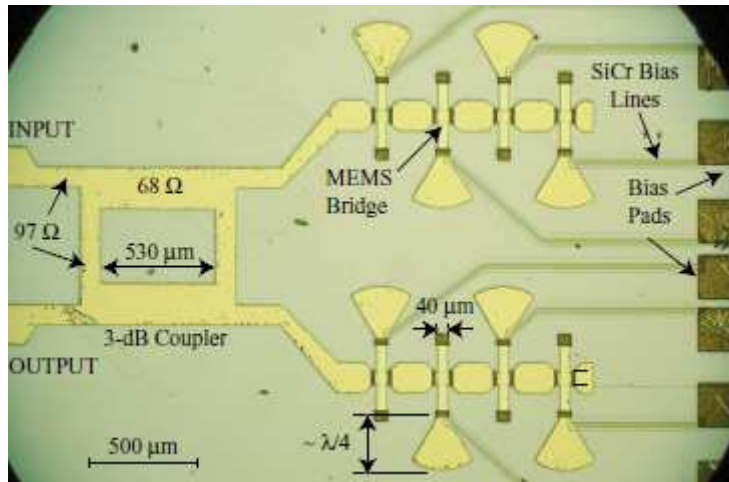


Figure 1.29 : Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université du Michigan [Riz03]

Ce déphaseur affiche de bonnes adaptations bande étroite (80-85 GHz) pour chaque état de phase et des pertes équivalentes à 1,5 dB/bit. Cette structure a toutefois le désavantage de fournir une faible précision de phase soit $\pm 22,5^\circ$. Une étude sur un déphaseur de topologie similaire sera présentée à la fin du chapitre 3.

Conclusion

Nous avons vu que de nombreux dispositifs hyperfréquences bénéficient des excellentes performances RF des commutateurs et capacités MEMS. Les commutateurs MEMS RF peuvent être choisis non seulement pour leur taille mais aussi pour leur fréquence de travail, leurs pertes d'insertion, leur isolation, leur consommation, leur nombre de cycles ainsi que leur linéarité. Cependant, ils sont encore en retrait lorsque vient le choix d'une technologie pour des applications de forte puissance. Les principaux résultats de recherche sur ce sujet ont bien démontré la difficulté que rencontrent ces composants à fonctionner au-dessus du Watt.

Au cours du deuxième chapitre, nous allons entrer plus en détail sur les raisons pour lesquelles l'usage des commutateurs MEMS RF est limité en puissance. Nous décrirons plus particulièrement les phénomènes de défaillance mis en jeu et proposerons des solutions pour repousser ces contraintes de fonctionnement. Nous présenterons notamment une méthode analytique simple et rapide de conception d'une capacité commutée prenant en compte les phénomènes de défaillance.

Chapitre2

CONCEPTION DE CAPACITES

COMMUTEES POUR LES

APPLICATIONS DE PUISSANCE

1 Effets de la puissance sur les actionneurs électrostatiques

a Introduction

Il est utile de rappeler quelques notions de mécanique [Reb03] pour bien appréhender les phénomènes de défaillance en puissance agissant sur les commutateurs MEMS RF. Ces dispositifs peuvent être associés à un système masse-ressort. Un commutateur MEMS se présente sous la forme de deux électrodes, l'une fixe et l'autre mobile. Que cette dernière soit constituée d'une poutre à simple ou double ancrage, l'ensemble des deux électrodes de surface S peut être assimilé au premier ordre au système présenté Figure 2.1.

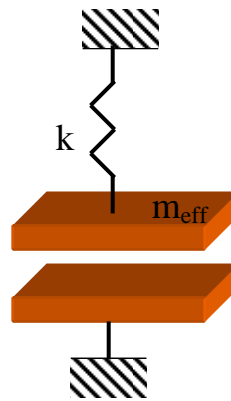


Figure 2.1 : Système masse-ressort simplifié

La poutre mobile possède une masse effective « m_{eff} » qui vaut généralement 35 à 45% de la masse réelle et une raideur « k » qui diffère suivant la configuration de la poutre. Nous allons étudier le cas d'une poutre simple mono-encastree.

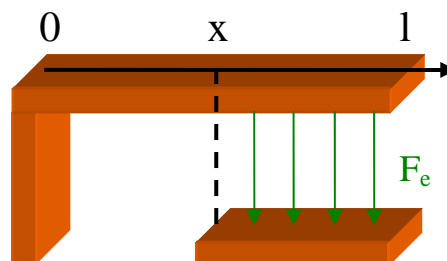


Figure 2.2 : Cas d'une poutre mono-encastree soumise à une force d'attraction exercée d'une distance « x » de son ancrage jusqu'à son extrémité libre

Il s'agit du type de poutre que nous avons choisi lors de ces travaux de thèse. Par leur extrémité libre, elles sont intrinsèquement plus aptes à la dissipation thermique lors de variations de températures induites par les densités élevées de courant liées au passage d'un signal micro-onde de forte puissance.

$$k = 2Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1 - \left(\frac{x}{l}\right)}{3 - 4\left(\frac{x}{l}\right)^3 + \left(\frac{x}{l}\right)^4} \quad (\text{Eq.1})$$

La constante de raideur de la poutre k est donnée par la formule ci-dessus en fonction de la géométrie. Dans le cas présenté Figure 2.2, elle dépend aussi de la distance « x » entre l'ancrage et le point où commence à s'appliquer la force d'attraction. La constante de raideur de la poutre k est nécessaire dans le calcul de la fréquence de résonance mécanique de la poutre mobile. Pour une vitesse de commutation importante, il faut une poutre à la fois légère et raide car la vitesse de commutation de la poutre est directement liée à sa fréquence de résonance mécanique. La fréquence de résonance mécanique est donnée par la formule suivante pour le système mécanique équivalent masse-ressort montré Figure 2.2.

$$f_{\text{méca}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{\text{eff}}}} \quad (\text{Eq. 2})$$

Dans le cas de capacités commutées, la poutre présente deux valeurs de capacités bien distinctes. La plus faible est la capacité à l'état haut, la plus forte celle à l'état bas. La distance ou gap (nommé ici « g ») entre les électrodes, contrairement à la surface en regard des électrodes « S », est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité.

$$C = \frac{\epsilon_0 S}{g} \quad (\text{Eq. 3})$$

La capacité dépend aussi du milieu séparant les électrodes. Dans le cas le plus simple, le milieu est l'air, de permittivité « ϵ_0 ». Pour accroître davantage le contraste entre les deux états, on dépose généralement sur l'électrode fixe une couche de diélectrique de permittivité plus élevée que l'air. Les capacités aux deux états se calculent alors de la manière suivante :

$$C_{\text{haut}} = \frac{\epsilon_0 S}{g_0 + \frac{t_d}{\epsilon_r}} = \frac{\epsilon_0 S}{g_0} \quad (\text{a}) \quad C_{\text{bas}} = \frac{\epsilon_0 S}{g_{\text{bas}} + \frac{t_d}{\epsilon_r}} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{t_d} \quad (\text{b}) \quad (\text{Eq. 4})$$

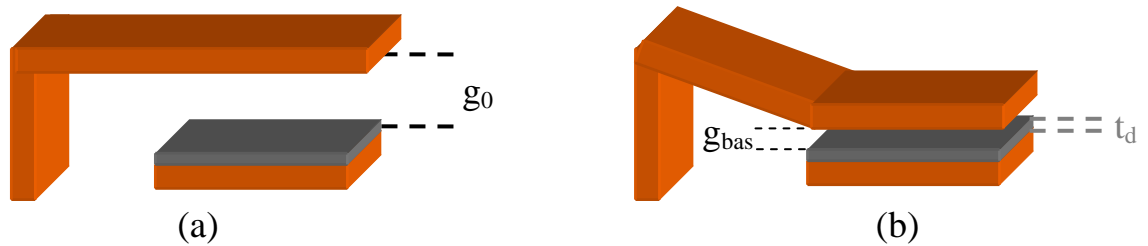


Figure 2.3 : Capacité à l'état haut (a) et bas (b)

A l'état haut, le gap initial « g_0 » est considéré suffisamment grand pour assimiler le milieu inter-électrodes comme étant de l'air de permittivité « ϵ_0 ». A l'état bas, le milieu peut être considéré de permittivité ϵ_r et la distance entre les électrodes égale à l'épaisseur t_d de la couche diélectrique. Toutefois, il est plus rigoureux de considérer l'état de surface non idéal des couches déposées. La rugosité actuelle des matériaux utilisés peut amener à considérer également une couche d'air à l'état bas « g_{bas} » de quelques dixièmes de micromètres.

b L'actionnement électrostatique

Pour faire commuter la poutre de l'état haut à l'état bas, il faut une source d'énergie extérieure. Le type d'actionnement le plus répandu est l'actionnement électrostatique. Il est le plus simple à réaliser et à implémenter pour les commutateurs MEMS RF. C'est pour cela que nous l'avons choisi pour actionner nos poutres mono-encastées. Une force d'attraction prend simplement naissance lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre deux électrodes métalliques. L'électrode fixe est appelée « électrode d'actionnement » car elle est celle à travers laquelle le signal d'actionnement est envoyé au dispositif. Une force électrostatique est alors produite et peut s'exprimer en fonction des paramètres géométriques des électrodes en regard. L'expression de la force électrostatique F_e [Reb03] est donnée par l'équation 5 ci-dessous :

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{g^2} V^2 \quad (\text{Eq.5})$$

V est la tension aux bornes du dispositif. Cette simple relation permet de se rendre compte que plus les électrodes sont proches l'une de l'autre, plus la force électrostatique sera importante pour une même tension appliquée. Par exemple, pour concevoir des commutateurs avec de faibles tensions d'application, il faut donc de faibles distances inter-électrodes.

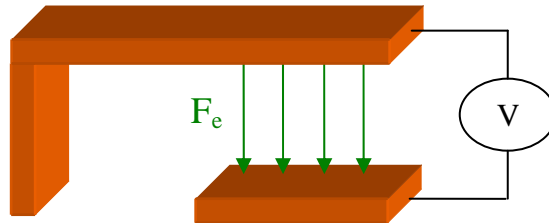


Figure 2.4 : Force électrostatique par application d'un signal d'actionnement

L'application d'un signal d'actionnement permet donc de créer une force d'attraction électrostatique. En contrôlant cette force, on peut donc faire commuter la poutre entre un état haut et un état bas simplement en y appliquant une tension continue. En contrepartie, lorsque la poutre est sujette à des forces d'attraction et quitte sa position haute, une force de rappel apparaît et s'oppose à ces forces.

$$F_r = k(g_0 - g) \quad (\text{Eq.6})$$

Cette force est donc simplement proportionnelle à la raideur de la poutre k et à la distance par rapport à sa position initiale. La force d'attraction étant non-linéaire (inversement proportionnelle à g^2 : cf.Eq.5), elle croît donc plus vite que la force de rappel. Il existe un point d'instabilité (déflexion égale à $g_0/3$) où ces deux forces s'égalent (Eq.7) avant l'abaissement soudain de la poutre contre l'électrode d'actionnement. En ce point, la tension exercée sur la poutre est appelée la tension d'actionnement « V_p » ou « $V_{\text{pull-in}}$ ».

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{g^2} V_p^2 = F_r = k(g_0 - g) \quad (\text{Eq.7})$$

$$\text{et } V_p = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 S} g_0^3} \quad (\text{Eq.8})$$

c L'auto-actionnement

Le phénomène d'auto-actionnement apparaît lorsque la poutre se trouve en position haute et non soumise à la tension de commande. Le signal hyperfréquence agit comme le signal d'actionnement et peut se substituer au rôle du signal de commande. Le phénomène d'auto-actionnement a lieu lorsque sa puissance est suffisamment importante pour provoquer une commutation involontaire de la poutre.

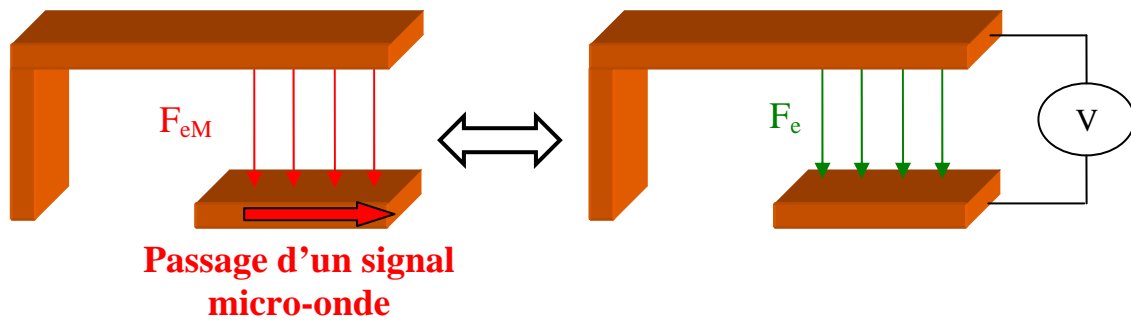


Figure 2.5 : Le signal hyperfréquence engendre une force d'attraction pouvant être assimilée à celle générée par la tension de commande

On peut d'autant plus assimiler la force d'attraction du signal micro-onde à celle de la tension de commande lorsque les surfaces d'actionnement et la ligne que le signal micro-onde traverse, sont confondues.

Avec l'accroissement de la puissance RF transmise, lorsque l'intensité de ces forces ne peut plus être négligée, des phénomènes de défaillance perturbent son fonctionnement. L'expression de cette force sur une ligne de transmission d'impédance Z_0 est donnée par l'expression ci-dessous :

$$F_{eM} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{g^2} V_{eM}^2 \quad (\text{Eq.9})$$

Le phénomène d'auto-actionnement a donc lieu lorsque $V_{eM}=V_p$ (cf. Eq.8) et la puissance d'auto-actionnement est P_p .

$$P_p = \frac{V_p^2}{Z_0} = \frac{8k}{27Z_0\epsilon_0 S} g_0^3 \quad (\text{Eq.10})$$

d L'auto-maintien

Le phénomène d'auto-maintien apparaît lorsque la poutre se trouve en position basse, non soumise à la tension de commande, elle doit alors se redresser mais y est empêchée sous l'influence de la force d'attraction du signal micro-onde.

Pour un fonctionnement normal, on observe le cycle d'hystérésis suivant :

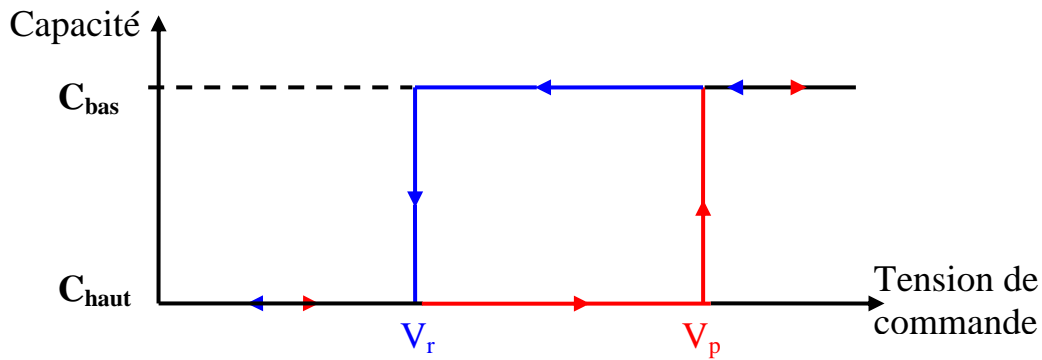


Figure 2.6 : Cycles d'actionnement (rouge) et de relâchement (bleu)

En réduisant la tension de commande, la force de rappel devient supérieure à la force électrostatique. La tension pour laquelle le décollement des électrodes se produit est appelée la tension de relâchement « V_r » ou « $V_{pull-out}$ ». En négligeant les autres phénomènes d'adhésion, et en assimilant la capacité à l'état bas à sa valeur idéale, elle peut simplement se calculer de la manière suivante :

$$V_r = \sqrt{\frac{2kg_0 t_d}{\epsilon_0 \epsilon_r S}} \quad (\text{Eq.11})$$

Avec le passage d'un signal micro-onde, cette tension de relâchement diminue jusqu'à atteindre une valeur nulle, le phénomène d'auto-maintien se produit. Il s'agit du phénomène de défaillance en puissance le plus critique. Il peut être évité en faisant fonctionner les commutateurs en commutation « à froid ». Il faut atténuer ou même couper le signal hyperfréquence lorsque l'on applique le signal de commande pour reconfigurer les dispositifs MEMS. Le fonctionnement en puissance est alors limité par l'auto-actionnement, élargissant le domaine d'application à des puissances plus élevées. Toutefois, ce mode opératoire est plus contraignant car cela complexifie le système et fait perdre en vitesse de reconfiguration.

Pour réduire ce phénomène tout en maintenant le signal hyperfréquence (commutation à chaud) il faut agir sur la force de rappel. Nous avons vu (Eq.6) qu'elle était proportionnelle à la distance parcourue par la poutre par rapport à sa position initiale. Le gap est un paramètre important de dimensionnement mais la géométrie du corps de la poutre n'en est pas moins prépondérante.

Nous avons vu le comportement simplifié d'une poutre à actionnement électrostatique face à une tension de commande lors d'un fonctionnement normal. Pour des applications de forte puissance, nous avons plus particulièrement constaté qu'elle pouvait s'actionner ou se

maintenir involontairement à l'état bas. Dans chacun de ces cas, nous avons vu les équations permettant de quantifier les principales forces mises en jeu. En tenant compte de ces principes de base, nous avons élaboré une méthode analytique de conception de poutre, simple et rapide. Elle a été ici adaptée à une géométrie originale de poutre mono-encastree que nous allons maintenant présenter.

2 Etude d'un MEMS capable de soutenir une puissance micro-onde

a Présentation du MEMS étudié

La structure étudiée est un cantilever à contact capacitif qui se compose de deux parties distinctes. La première, constituée d'une large surface, est utilisée pour l'actionnement électrostatique du composant. La seconde, moins surélevée et de surface plus réduite, assure le contact capacitif avec la ligne de transmission.

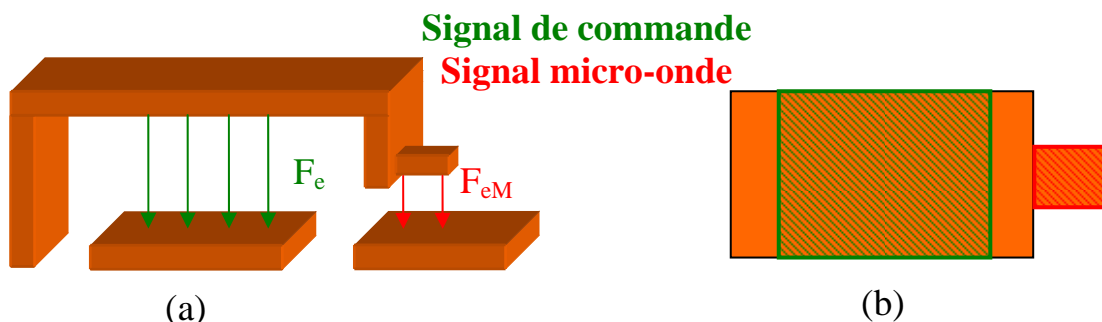


Figure 2.7 : Capacité commutée étudiée vue de profil (a) et du dessus (b)

Le but est ici de rapidement dimensionner une poutre qui possède une topologie susceptible d'avoir une meilleure tenue en puissance comparativement à une poutre de configuration plus classique (Figure 2.2). La représentation schématique (Figure 2.7) montre que les surfaces où s'appliquent le signal d'actionnement et le signal micro-onde sont ici bien découplées. Comme nous l'avons vu (Eq.5) les forces d'attraction du signal d'actionnement et du signal micro-onde sont proportionnelles à la taille des surfaces de poutre auxquelles elles s'appliquent. La surface d'interaction avec le signal hyperfréquence étant plus restreinte, il va donc s'exercer une plus faible pression. Ceci est notamment déterminant dans le cas de l'auto-maintien où la surface d'application des forces est le seul paramètre qui permet de limiter la pression du signal micro-onde (Eq.9). En effet, l'autre paramètre agissant sur la pression

micro-onde est la distance inter-électrodes, quasiment nulle dans le cas de l'auto-maintien, à l'état bas.

b Le dimensionnement de la structure

Il s'agit de calculs analytiques simples qui vont permettre de quantifier deux forces : la force d'attraction générée par le signal micro-onde F_{eM} et la force de rappel F_r s'y opposant. Lors des phénomènes de défaillance en puissance, que ce soit pour l'auto-maintien ou l'auto-actionnement, le signal d'actionnement n'entre pas en jeu car ces phénomènes apparaissent lorsque ce signal est coupé. Toutefois, il a été pris en compte lors de la conception analytique de manière à connaître la tension d'actionnement V_p (Eq.8). En effet, le dimensionnement de la poutre est sujet à compromis puisque le but est de concilier forte tenue en puissance et faible tension de commande. Un compromis peut être obtenu en trouvant une raideur adéquate de poutre.

Nous avons vu (Eq.1) que la raideur « k » dépendait de l'épaisseur, de la longueur et de la largeur de la poutre. Le principe de cette conception rapide est donc de faire varier chacune de ces dimensions pour connaître exactement leur impact sur la tenue en puissance de la poutre. Plus exactement, les calculs analytiques vont permettre de quantifier les forces F_r et F_{eM} suivant chacune de ces dimensions données Figure 2.8.

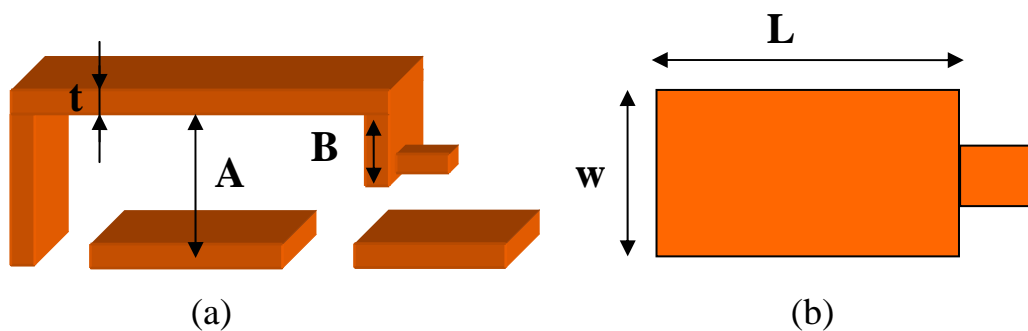


Figure 2.8 : Les paramètres sujets à dimensionnement sont l'épaisseur « t », le gap au niveau de l'actionnement « A » et celui en bout de poutre « B » (a), la largeur « w » et la longueur « L » (b)

Il faut noter que l'aire de l'électrode capacitive en bout de poutre n'est pas sujet au dimensionnement et a dans ce cas été fixée à $20\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$. Prenons l'exemple Figure 2.9, en partant d'une géométrie initiale de poutre choisie arbitrairement, nous allons suivre l'évolution de F_r et F_{eM} en fonction de la longueur de poutre.

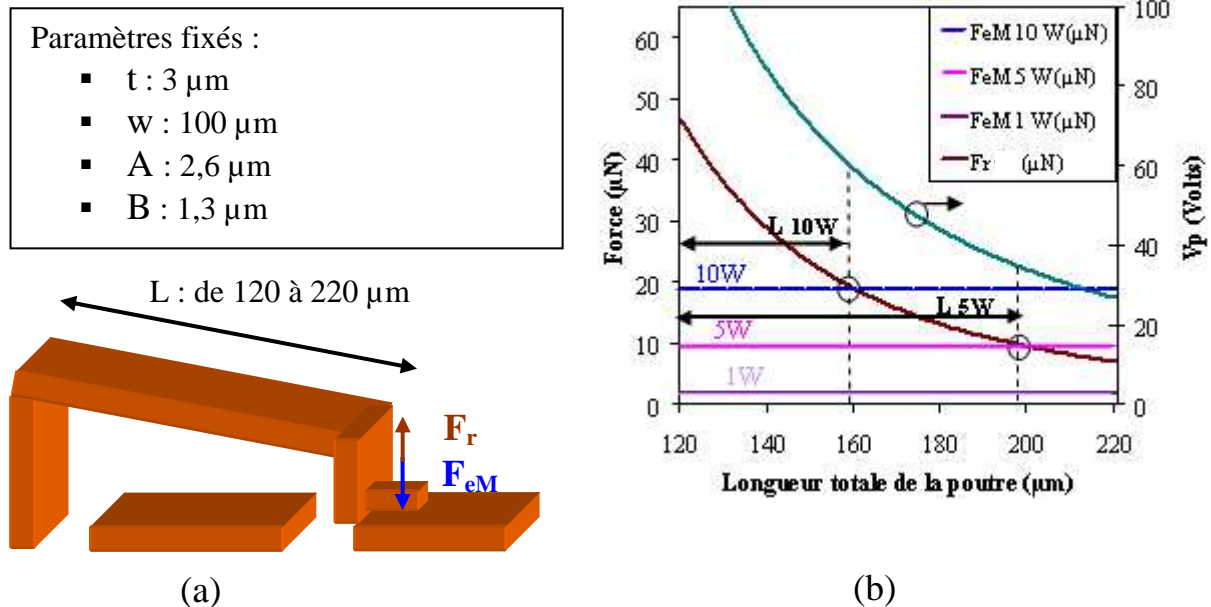


Figure 2.9 : Dans le cas de l’auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction de la longueur de poutre (b)

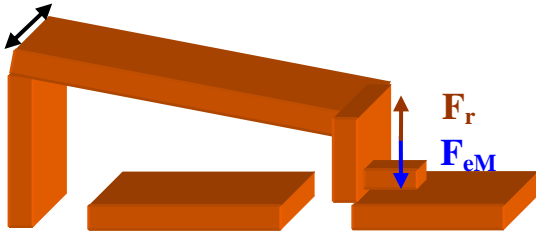
L’évolution de la force de rappel montre que cette dernière faiblit en fonction de la longueur de poutre. Ce paramètre n’a, par contre, aucune incidence sur la force d’attraction du signal micro-onde. Il faut donc raccourcir la poutre pour améliorer la tenue en puissance. Figure 2.9 (b), « L 10W » et « L 5W » sont les longueurs pour lesquelles la force F_r est supérieure respectivement à F_{eM} 5W et F_{eM} 10W. Elles représentent donc les longueurs susceptibles de permettre au cantilever de remonter à l’état haut pour des puissances de 5 W et 10 W respectivement. Il faut préciser que les forces d’attraction micro-onde correspondent à des niveaux de puissance calculés sur une impédance de 50 Ω .

Nous avons également sur ce graphique la correspondance avec les tensions de commande, il faut alors se référer à la courbe dont les valeurs sont données sur l’échelle de droite. Nous voyons donc que pour cette géométrie de poutre, il est concevable de réaliser une capacité commutée MEMS fonctionnant sous 10 W sans phénomène d’auto-maintien et actionnant à moins de 60 V. A l’opposé, cela démontre surtout que, si nous ne faisons varier que la longueur de poutre, on ne peut par exemple s’attendre à tenir 10 W tout en ayant une tension d’actionnement inférieure à 55 V.

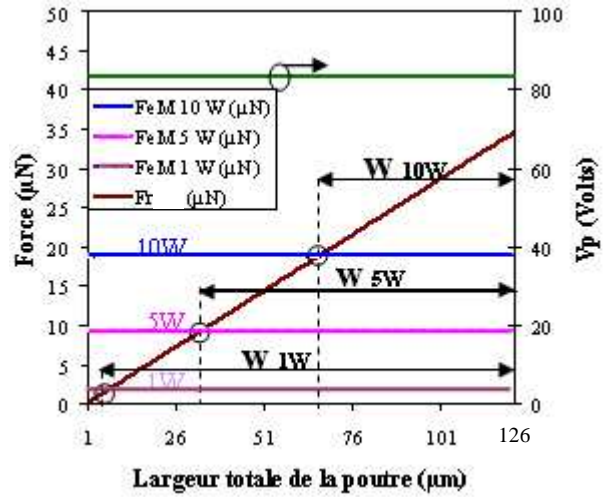
CONCEPTION DE CAPACITES COMMUTEES POUR LES APPLICATIONS DE PUISSANCE

- Paramètres fixés :
- $t : 3\mu\text{m}$
 - $L : 140\mu\text{m}$
 - $A : 2,6\mu\text{m}$
 - $B : 1,3\mu\text{m}$

w : de 1 à 126 μm



(a)



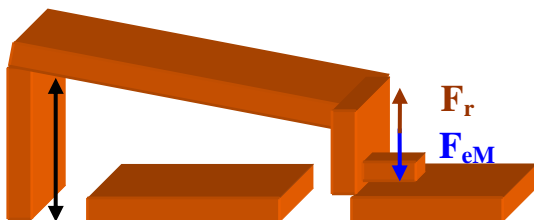
(b)

Figure 2.10 : Dans le cas de l'auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction de la largeur de poutre (b)

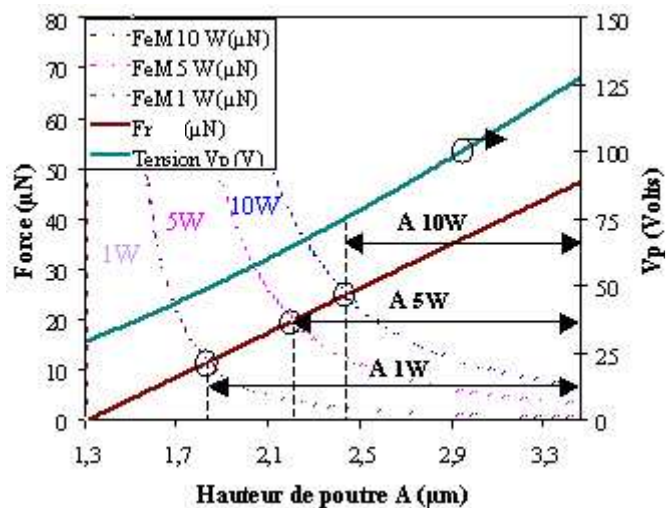
Nous pouvons constater qu'un élargissement de poutre permet d'améliorer la tenue en puissance sans pour autant modifier la tension d'actionnement. Pour cette géométrie de poutre, quelle que soit sa largeur, on peut s'attendre à un actionnement autour de 83 V. Les plages de largeurs permettant une tenue en puissance en auto-maintien de 1 W, 5 W et 10 W sont ici représentées respectivement par W 1W, W 5W et W 10W. Deux autres exemples sont montrés Figure 2.11 et Figure 2.12.

- Paramètres fixés :
- $t : 3\mu\text{m}$
 - $L : 140\mu\text{m}$
 - $w : 100\mu\text{m}$
 - $B : 1,3\mu\text{m}$

A : de 1,3 à 3,4 μm



(a)



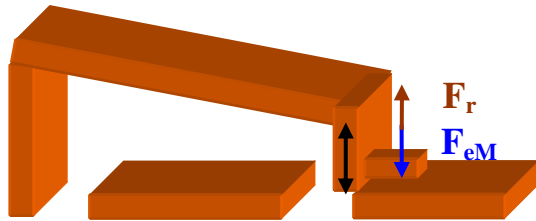
(b)

Figure 2.11 : Dans le cas de l'auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction du gap au niveau de l'actionnement (b)

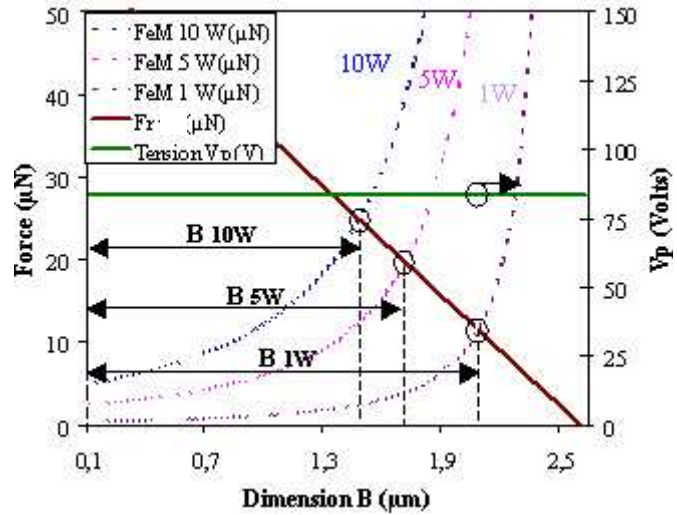
Paramètres fixés :

- $t : 3 \mu\text{m}$
- $L : 140 \mu\text{m}$
- $w : 100 \mu\text{m}$
- $A : 2,6 \mu\text{m}$

$B : \text{de } 0,1 \text{ à } 2,6 \mu\text{m}$



(a)



(b)

Figure 2.12 : Dans le cas de l'auto-maintien (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 1 W, 5 W et 10 W) sont calculées en fonction du gap en bout de poutre (b)

La tension d'actionnement et la force de rappel augmentent suivant la hauteur de poutre « A » car la déflexion de la poutre augmente, ceci est confirmé par (Eq.6) et (Eq.8). Nous remarquons également la variation non linéaire de la force d'attraction micro-onde en fonction de « A » et « B ». Ceci s'explique par le fait que cette force en bout de poutre, liée à la puissance transportée par la ligne de transmission, a été calculée pour un gap capacitif équivalent. Il est plus rigoureux de considérer la présence d'une couche d'air à l'état bas, le gap « g » dans (Eq.5) a été calculé comme :

$$g_{\text{bas}} = g_0 \frac{C_{\text{haut}}}{C_{\text{bas}}} \quad (\text{Eq.12})$$

En choisissant arbitrairement un contraste on/off, ici égal à 6, F_{eM} a été calculée à l'état bas en considérant une lame d'air équivalente 6 fois inférieure à l'état haut. La réduction de ce gap fait donc diminuer cette lame d'air et on constate une amplification non négligeable de la force de maintien.

Concernant le phénomène d'auto-actionnement, une autre démarche de calcul a été utilisée. La force de rappel et la force d'attraction micro-onde sont calculées dans le cas où le cantilever est à l'état haut. Nous faisons cette fois-ci varier la déflexion de la poutre et nous comparons les forces F_r et F_{eM} au point d'instabilité (cf. Eq.7) correspondant à une déflexion égale à un tiers du gap capacitif. Si la force de rappel est inférieure à la force d'attraction micro-onde, le cantilever bascule à l'état bas.

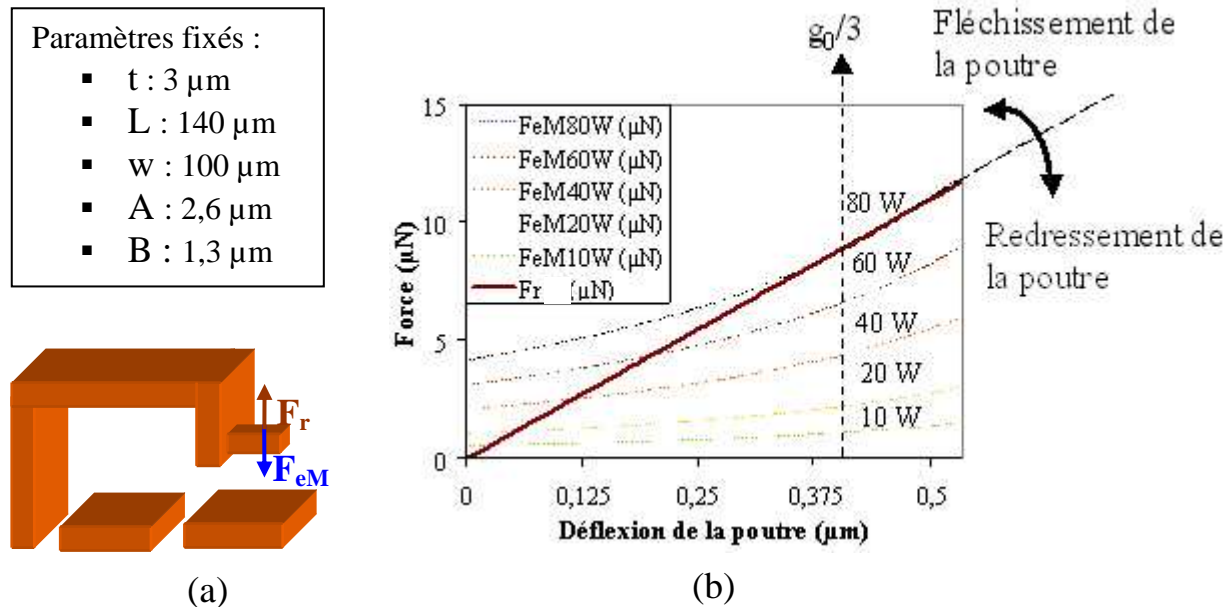


Figure 2.13 : Dans le cas de l'auto-actionnement (a) les forces F_r et F_{eM} (pour des puissances micro-onde de 10 W à 80 W) sont calculées en fonction de la déflexion de la poutre (b)

Des structures avec la géométrie présentée Figure 2.13 (a) devraient donc être capables de fonctionner en commutation à froid jusqu'à 80 W. Ce niveau de puissance n'est toutefois pas atteignable si l'on considère les problèmes d'origine thermique qui n'ont pas été pris en compte dans cette démarche de conception rapide en puissance.

c Réalisation et mesures des poutres

Dans le but de valider la démarche analytique précédente, des cellules de test ont été fabriquées. Ces cellules sont composées d'une ligne de transmission coplanaire et de deux cantilevers placés de part et d'autre, ancrés aux plans de masse. Elles ont été réalisées sur substrat silicium haute résistivité de $500 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Recouvert d'oxyde de silicium de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur sur sa face arrière, ce substrat est polarisé pour actionner chaque poutre, dépourvue de toute électrode inférieure. Pour assurer un contact capacitif, une couche d'alumine (Al_2O_3) de $0,4 \mu\text{m}$ d'épaisseur, a été déposée par PECVD sur toute la surface. Abstraction faite de la zone de contact constituée d'or de $0,15 \mu\text{m}$ d'épaisseur et les plans de masse et la ligne de transmission sont réalisés par un dépôt d'or électrolyté de $3 \mu\text{m}$. Les poutres sont constituées de la même couche d'or avec une couche d'accrochage de titane, de 60 \AA d'épaisseur. Leur forme spécifique a été réalisée par deux dépôts successifs de résines sacrificielles PMGI. Les dimensions des poutres fabriquées ainsi qu'une photographie de cellule de test sont présentées Figure 2.14.

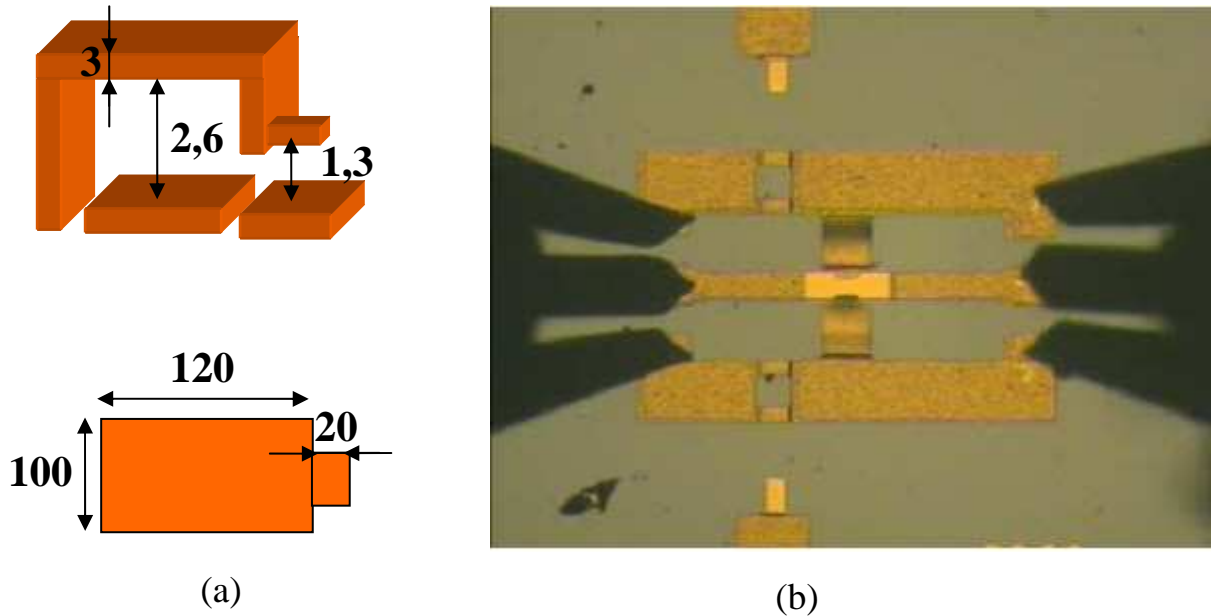


Figure 2.14 : Dimensions en μm des cellules de test en comportement mécanique (a) et photographie d'une cellule en cours de test (b)

Il est à souligner que les cantilevers ont été fabriqués avec différentes largeurs en bout de poutre, donnant ainsi des surfaces de contact différentes. Des capacités ayant des surfaces de $20 \times 20 \mu\text{m}^2$, $20 \times 30 \mu\text{m}^2$, $20 \times 50 \mu\text{m}^2$ et $20 \times 100 \mu\text{m}^2$ ont été réalisées.

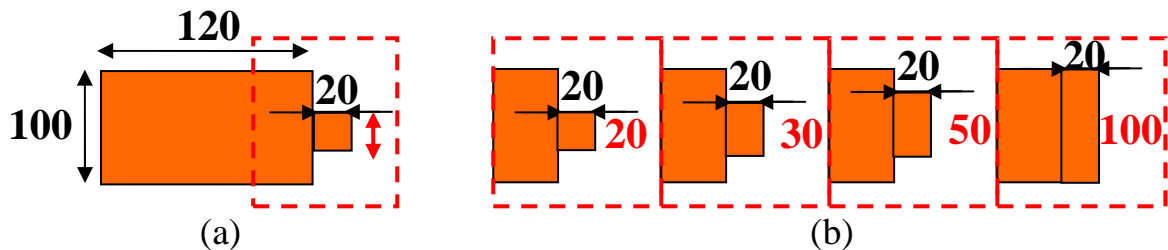


Figure 2.15 : Dimensions en μm du corps de poutre (a) et des différentes surfaces capacitives réalisées (b)

Avant leur réalisation, les valeurs de capacités ont été calculées par simulation sous le logiciel électromagnétique Momentum. Le tableau 2-1 permet de regrouper les capacités pour chaque aire capacitive fabriquée.

Tableau 2-1 : Capacités équivalentes présentées par des poutres d'aires capacitives différentes obtenues en simulation

Aire capacitive ($\mu\text{m} \times \mu\text{m}$)	C_{haut} (fF)	C_{bas} (fF)	Contraste capacitif
20x20	10	125	12,5
20x30	14	180	12,8
20x50	20	265	13,3
20x100	40	550	13,8

CONCEPTION DE CAPACITES COMMUTEES POUR LES APPLICATIONS DE PUISSANCE

Un banc de mesure a été monté pour mesurer le niveau de puissance limite auquel les cantilevers peuvent commuter sans constater de phénomène de défaillance. Les tensions de relâchement des poutres ont été pour cela mesurées en fonction de la puissance micro-onde. Le principe de ce banc est présenté sur la figure 2.16. Son principe est le suivant :

Un générateur fournit un signal hyperfréquence de 10 GHz. Un atténuateur variable est connecté à la sortie de ce générateur afin de régler la puissance envoyée au dispositif sous test (DST). Un isolateur permet de bloquer tout retour de signal qui pourrait endommager le générateur. Le signal est amplifié puis filtré avant d'atteindre le DST. Pour actionner les poutres, un générateur de fonction est utilisé, le signal de commande est amplifié avant de polariser le substrat. La puissance du signal hyperfréquence transmis au DST est détectée à l'aide d'un coupleur connecté à un détecteur de puissance RF. Un oscilloscope récupère le signal de commande sur une voie. L'autre voie permet de visualiser la réponse du DST par l'intermédiaire d'un circulateur, le DST étant mis en circuit-ouvert.

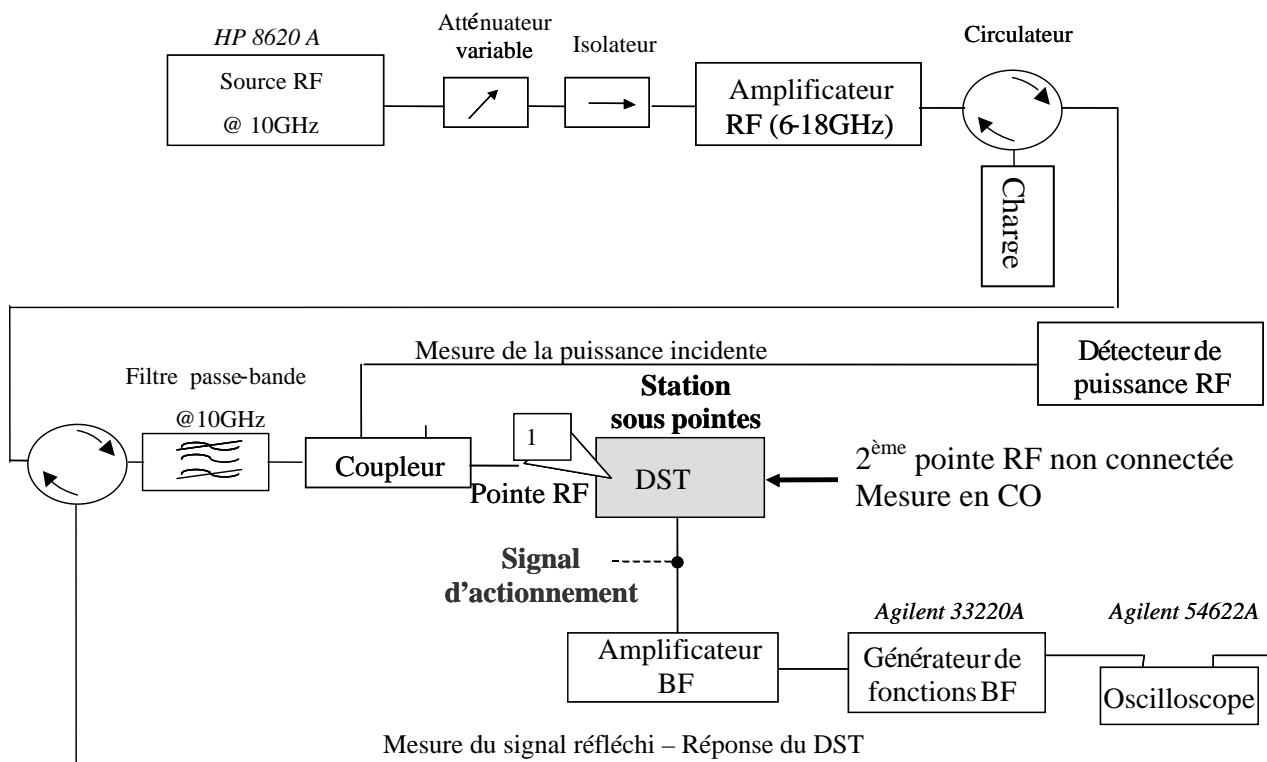


Figure 2.16 : Schéma du banc de test en comportement mécanique

Les tensions de relâchement mesurées en commutation à chaud (présence d'un signal micro-onde de puissance continue) d'une cellule d'aire capacitive $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ sont présentées Figure 2.17.

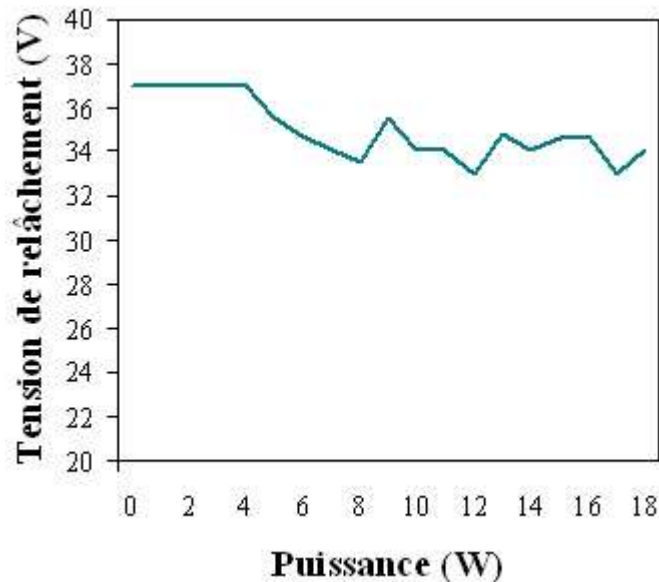


Figure 2.17 : Tensions de relâchement en commutation à chaud d'une cellule de test avec une aire de contact de $20 \times 20 \mu\text{m}^2$

La stabilité des tensions de relâchement autour de 36-37 V démontre une absence de défaillance. Les poutres qui ont été mesurées peuvent fonctionner en présence d'un signal micro-onde de puissance continue au moins équivalentes à 18 W, limite de puissance de l'amplificateur utilisé. Cette mesure confirme donc l'excellente tenue en puissance de nos poutres. En revanche, les mesures ont montré que la reproductibilité des aires de contact sont difficiles à obtenir, et que la reproductibilité de ces capacités est difficile à garantir, ce qui est un point bloquant pour la réalisation de déphaseurs DMTL comportant plusieurs dizaines de varactors. Enfin, le contraste mesuré des capacités est beaucoup plus faible que celui attendu, car l'absence de pression électrostatique au niveau du contact diminue fortement la qualité du contact au bout du cantilever.

Conclusion

Au cours de ce deuxième chapitre, nous avons présenté les mécanismes de défaillance que rencontrent les commutateurs MEMS lorsqu'ils traitent des signaux hyperfréquences de forte puissance. Une série d'équations simples ont facilement aidé à comprendre ces mécanismes. L'utilisation des calculs analytiques servant à quantifier les forces mises en jeu lors de ces phénomènes a ainsi permis de rapidement dimensionner une poutre au profil particulier, intrinsèquement apte à tenir la puissance et des mesures ont confirmé une bonne tenue en puissance.

CONCEPTION DE CAPACITES COMMUTEES POUR LES APPLICATIONS DE PUISSANCE

Toutefois, de faibles contrastes ont été mesurés et n'ont pas permis d'envisager une réalisation de déphaseur DMTL à court terme. Une bonne reproductibilité des aires capacitatives ($20 \times 20 \mu\text{m}^2$, $20 \times 30 \mu\text{m}^2$) en bout de poutre est difficile à obtenir le long d'une ligne de transmission d'un déphaseur DMTL. De nouvelles capacités commutées, inspirées d'études déjà menées au laboratoire XLIM [Blon04], [Bouy07] ont donc été envisagées pour une intégration au sein d'un dispositif de déphasage pour des applications de forte puissance.

Chapitre 3

DEPHASEURS MEMS FIABLES EN

PUISSANCE

1 Conception de déphaseurs DMTL

a Présentation du cantilever étudié

La capacité variable que nous avons utilisée dans cette partie de nos travaux est basée sur l'utilisation d'une poutre mono-encastree, sur laquelle est appliquée un gradient de contrainte. La forme recourbée permet une forte amplitude de variation entre l'état haut et l'état bas pour assurer un contraste suffisant entre les deux états. La corrugation permet d'éviter tout contact direct entre l'électrode d'actionnement recouverte d'un diélectrique, et la partie mobile. En laissant un mince film entre les électrodes à l'état bas, cela limite ainsi les effets de charge dans le diélectrique.

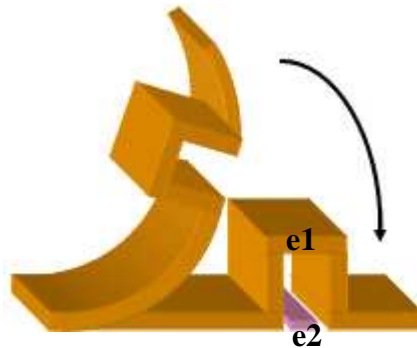


Figure 3.1 : Schéma de principe d'une poutre pour ses deux états, à l'état bas. Les électrodes (e1 et e2) sont séparées par un gap d'air

Ces composants de base MEMS sont intégrés sur une ligne de transmission synthétisée, dont la vitesse de propagation peut varier en fonction de la valeur des capacités placées le long de la ligne. Ainsi, la ligne de transmission est périodiquement chargée par une cellule élémentaire dont la configuration est schématisée Figure 3.2. Un tel dispositif est dénommé DMTL pour « Distributed MEMS Transmission Line ».

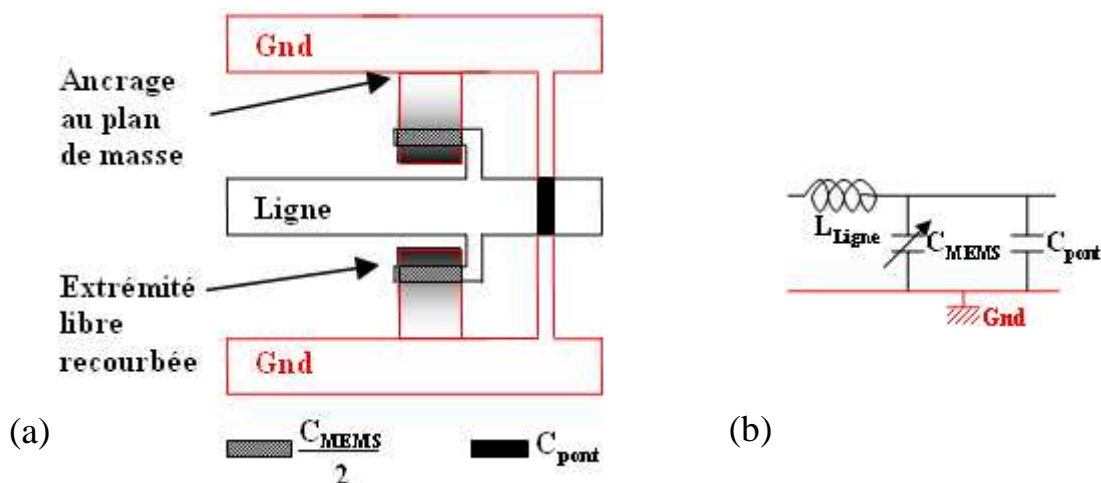


Figure 3.2 : Schéma (a) et circuit équivalent (b) d'une cellule élémentaire

Deux cantilevers en vis-à-vis forment la capacité C_{MEMS} qui est l'élément commutable retardant la propagation du signal transmis le long de la ligne. Un pont à air reliant les plans de masse constitue une capacité fixe C_{pont} qui empêche toute propagation de modes parasites le long de la ligne. La topologie de déphaseur incluant ces nouveaux MEMS est en technologie coplanaire et l'actionnement de chaque poutre est obtenu en appliquant une différence de potentiel entre la ligne de transmission et les plans de masse où sont ancrées les poutres.

Un déphaseur DMTL offre un déphasage proportionnel au nombre de ces cellules élémentaires présentes sur la ligne. Le circuit électrique équivalent d'une ligne de transmission non chargée peut, en négligeant les pertes, être simplifié en deux éléments localisés : une inductance L et une capacité C .

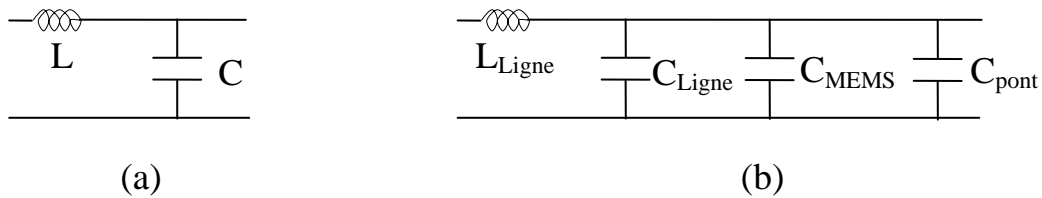


Figure 3.3 : Circuit équivalent en éléments localisés d'une ligne simple (a) et d'une cellule élémentaire de ligne chargée (b)

Son impédance caractéristique et la vitesse de phase du signal transmis peuvent se calculer de la manière suivante :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{Eq.13})$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{Eq.14})$$

L'insertion des capacités MEMS en parallèle à celle de la ligne de transmission apporte des variables à ces équations. L'impédance caractéristique et la vitesse de phase d'une cellule élémentaire de ligne chargée s'expriment notamment avec les paramètres intrinsèques de la ligne par unité de longueur: l'inductance L_{Ligne} et la capacité C_{Ligne} .

$$Z_L = \sqrt{\frac{sL_{Ligne}}{sC_{Ligne} + C_{MEMS}}} \quad (\text{Eq.15})$$

$$v_p = \frac{s}{\sqrt{sL_{\text{Ligne}} (C_{\text{Ligne}} + C_{\text{MEMS}})}} \quad (\text{Eq.16})$$

Elles s'expriment également par la grandeur « s » ou « spacing », la longueur occupée par la cellule élémentaire. Ces expressions ne sont valables que si « s » est très inférieure à la longueur d'onde de travail.

La longueur entre chaque cellule élémentaire est critique car il s'agit d'un critère pour définir la fréquence de Bragg « f_B » du système. Au-delà de cette fréquence, il n'y a plus de transfert de puissance possible à travers la ligne chargée. Diminuer la distance entre les cellules élémentaires permet d'accroître potentiellement la plage de fréquence d'utilisation de la ligne chargée.

$$f_B = \frac{1}{\pi \sqrt{sL_{\text{Ligne}} (sC_{\text{Ligne}} + C_{\text{MEMS}})}} \quad (\text{Eq.17})$$

Nous avons vu que l'insertion des capacités MEMS sur la ligne modifie son impédance caractéristique Z_0 (Eq.13) en Z_L (Eq.15) et le concepteur d'un déphaseur DMTL doit charger la ligne avec un minimum de pertes par réflexion. Figure 3.4 sont montrées les coefficients de réflexion en entrée Γ_{in} et en sortie Γ_{out} d'un déphaseur DMTL situé entre une source et une charge d'impédances égales à 50Ω et séparées par une distance l .

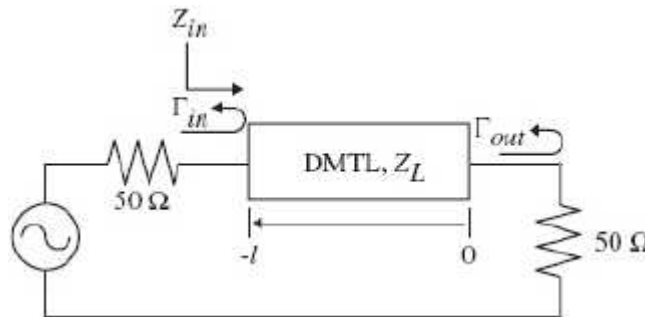


Figure 3.4 : Ligne chargée dans un système 50Ω [Hay02], [Lac08]

Une méthode de conception analytique [Hay02] permet de connaître les impédances de la ligne chargée à l'état haut Z_u et bas Z_d pour lesquelles les pertes par réflexion ne dépasseront pas une valeur maximale fixée par le concepteur. Après plusieurs calculs, cette méthode nous mène aux équations (Eq.16) et (Eq.17) qui permettent de relier les pertes par réflexion maximales en entrée $|S_{11}|_{\text{max}}$ souhaitées par le concepteur, à Z_u et Z_d .

$$Z_u = \frac{\sqrt{1 + 10 \frac{S_{11\max}}{20}}}{\sqrt{1 - 10 \frac{S_{11\max}}{20}}} \quad (\text{Eq.18})$$

$$Z_d = \frac{\sqrt{1 - 10 \frac{S_{11\max}}{20}}}{\sqrt{1 + 10 \frac{S_{11\max}}{20}}} \quad (\text{Eq.19})$$

Le calcul des impédances peut ainsi mener aux valeurs de capacités C_u et C_d que le concepteur doit implémenter respectivement aux états haut et bas des capacités commutées. Ces valeurs correspondent à la mise en parallèle de C_{MEMS} et C_{pont} (Figure 3.3).

$$C_u = \frac{(Z_0^2 - Z_u^2)Z_d}{Z_0^2 Z_u^2 \pi f_B} \quad (\text{Eq.20})$$

$$C_d = \frac{Z_0^2 - Z_d^2}{Z_0^2 Z_u^2 \pi f_B} \quad (\text{Eq.21})$$

Pour identifier les capacités à intégrer à la ligne, le concepteur doit avant tout choisir l'impédance de la ligne non chargée « Z_0 », la fréquence de Bragg « f_B » et les pertes maximales en réflexion en entrée « $|S_{11}|_{\max}$ » de son dispositif. L'exigence du concepteur sur ce dernier point est limitée. Un faible niveau de réflexion implique un déphasage par cellule élémentaire plus faible et donc un nombre plus important de cellules à réaliser. Le déphasage induit par une cellule élémentaire s'obtient en degrés par :

$$\Delta\varphi = \frac{360 \text{ s f } Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c} \left(\frac{1}{Z_u} - \frac{1}{Z_d} \right) \quad (\text{Eq.22})$$

La fréquence « f » est ici la fréquence d'utilisation et « c » la célérité. Nous voyons par cette méthode de calcul que le concepteur doit également connaître la permittivité effective ϵ_{eff} de son substrat. Le déphasage par cellule élémentaire est indépendant de cette valeur car la longueur « s » occupée par une cellule élémentaire est inversement proportionnelle à la permittivité effective du substrat.

$$s = \frac{Z_d c}{\pi f_B Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{Eq.23})$$

Toutefois, un compromis est à trouver lors du choix du substrat. Une plus forte permittivité conduit à une taille de déphaseur plus petite tandis qu'une plus faible permittivité permet des pertes moindres. Il faut préciser qu'un compromis existe également concernant le choix de la fréquence de Bragg. Une valeur plus élevée permet d'avoir un déphaseur linéaire sur une plus large bande de fréquence mais cela requière un nombre de cellules élémentaires plus important pour obtenir un déphasage équivalent. En effet, en remplaçant « s » dans (Eq.22) par son expression donnée (Eq.23) nous voyons bien que la fréquence de Bragg est inversement proportionnelle au déphasage induit par une cellule élémentaire.

b Dimensionnement rapide des capacités

Nos déphaseurs DMTL ont été conçus avec l'approche analytique mentionnée plus haut. La démarche de conception commence donc avec le choix de quelques paramètres.

Comme nous l'avons vu (Eq.18 et 19) les pertes par réflexion maximales fixées par le concepteur vont être le critère qui va déterminer les impédances de la ligne chargée aux états haut et bas. En fixant comme objectif de conception des pertes par réflexion maximales à -15dB, les impédances de la ligne chargée devront être égales à 59,9 Ω et 41,8 Ω respectivement aux états haut et bas.

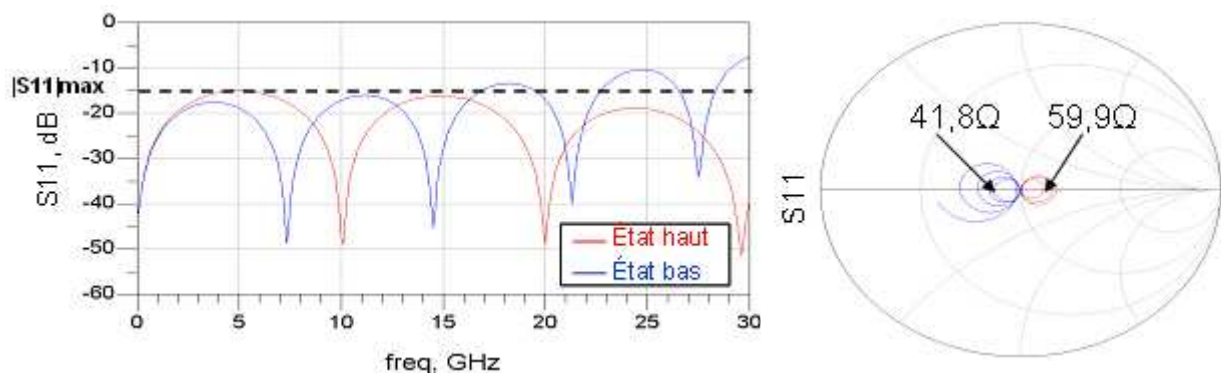


Figure 3.5 : Limite maximale des pertes par réflexion (a) et les impédances équivalentes de la ligne chargée (b)

La silice fondue, substrat choisi pour réaliser nos déphaseurs, possède une permittivité effective égale à 2,4. La fréquence d'utilisation étant de 15 GHz, la fréquence de Bragg a été fixée à 35 GHz. En choisissant une impédance caractéristique de ligne de 95 Ω , nous arrivons donc à déterminer les capacités aux états haut et bas qu'il faut réaliser.

En incluant ces paramètres à nos calculs, cela nous amène à concevoir des cellules élémentaires (Figure 3.6) présentant des capacités aux états haut et bas respectivement égales

à 64 fF et 176 fF. Nous avons vu précédemment que les cellules élémentaires de nos déphaseurs sont constituées de deux poutres mono-encastrées et d'un pont à air reliant les plans de masse. En choisissant arbitrairement des capacités fixes égales à 20 fF, chaque cantilever doit être dimensionné de manière à présenter des capacités égales à 22 fF et 78 fF respectivement aux états haut et bas, ce qui représente un contraste capacitif de 3,5.

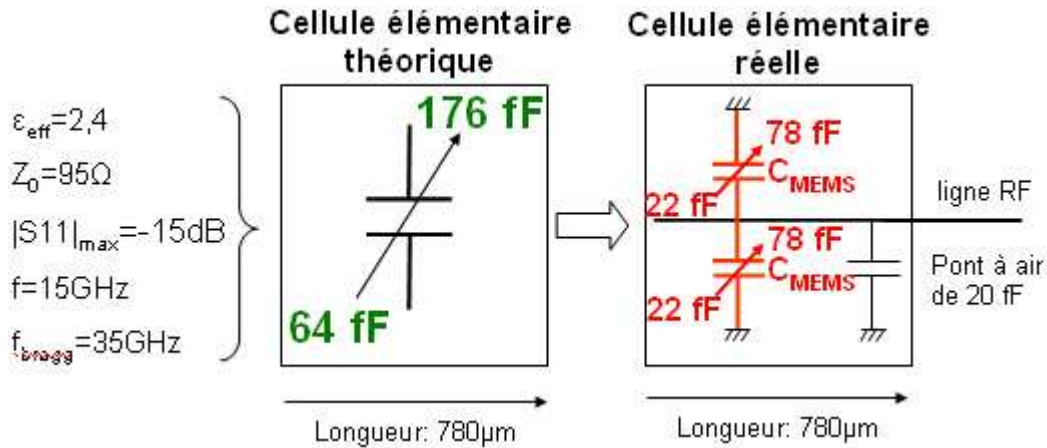


Figure 3.6 : Dimensionnement d'une cellule élémentaire

Ces calculs permettent de prévoir un déphasage par cellule élémentaire d'environ 11,5°. Le choix de cette configuration de déphaseur permet ainsi d'envisager une déclinaison de ces déphaseurs en plusieurs bits. Un fonctionnement 2 bits permettrait donc d'atteindre 90°, 180° et 270° avec respectivement 8, 16 et 24 cellules élémentaires.

2 Simulations, réalisations et mesures

a Etude en paramètres S

1) Simulations

Des simulations en éléments localisés ont été réalisées sous le logiciel ADS circuit [ADS05]. Cette méthode donne rapidement des résultats en paramètres S d'un déphaseur par une simple mise en cascade de plusieurs cellules élémentaires identiques à celle indiquée Figure 3.6. La capacité fixe représentant le pont à air qui relie les plans de masse est de 20 fF. Un exemple de résultats en paramètres S dans le cas d'un déphaseur DMTL à 8 cellules élémentaires est montré Figure 3.7, correspondant à un déphasage de 90°. Les coefficients en transmission et en réflexion à 15 GHz sont respectivement meilleurs que -0,3 dB et -16 dB pour les deux états. En comparaison aux calculs analytiques, nous pouvons constater qu'un déphasage de 90,9° est obtenu pour une capacité plus faible (65 fF).

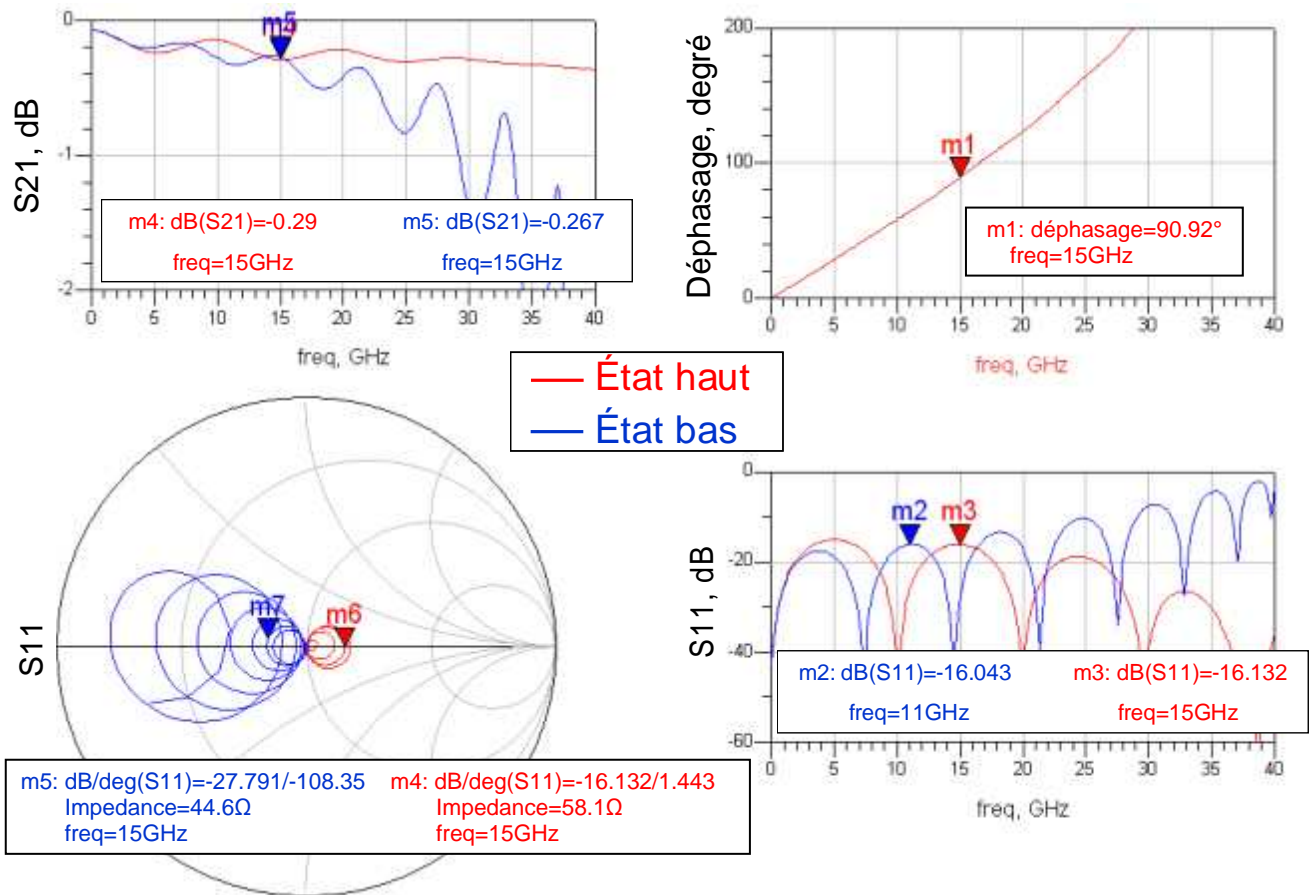


Figure 3.7 : Résultats de simulation en éléments localisés pour un déphaseur 90°

Ces résultats, se servant d'éléments localisés idéaux, ne tiennent pas compte de paramètres tels que les effets de couplage parasites pouvant modifier les valeurs de capacités. Nous avons pour cela modéliser une cellule élémentaire sous le logiciel électromagnétique 2.5D Momentum [ADS05].

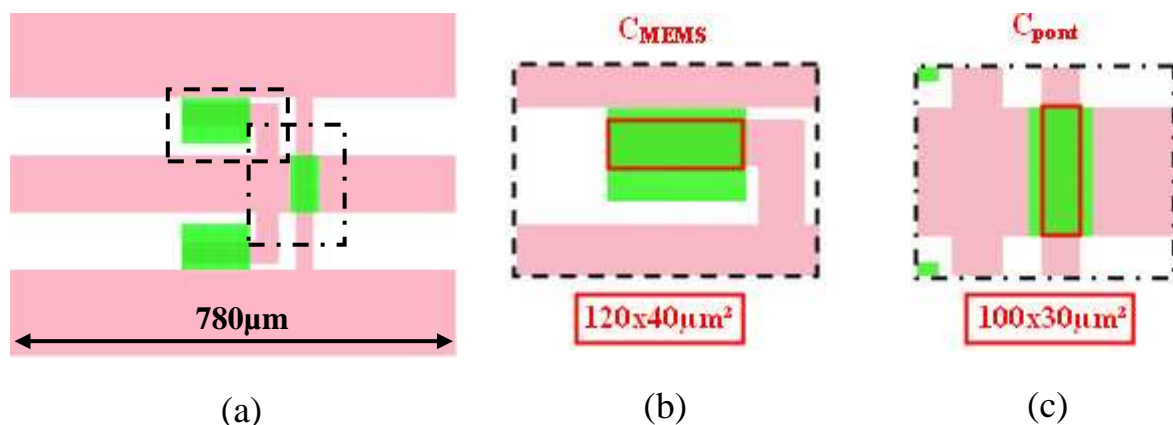


Figure 3.8 : Modélisation d'une cellule élémentaire par le logiciel Momentum (a) avec agrandissements sur une des poutres MEMS mono-encastées (b) et sur le pont à air (c)

Figure 3.8 sont montrés les dimensions des capacités modélisées sous Momentum. Le gap de la capacité fixe C_{pont} est de $1,3 \mu\text{m}$ et les gaps aux états haut et bas de C_{MEMS} sont respectivement de $2,1 \mu\text{m}$ et $0,6 \mu\text{m}$. Le même exemple est donné Figure 3.9 avec les résultats d'une mise en cascade de 8 cellules élémentaires. Le déphasage apparaît supérieur à celui simulé en éléments localisés mais reste proche de 90° soit $92,8^\circ$.

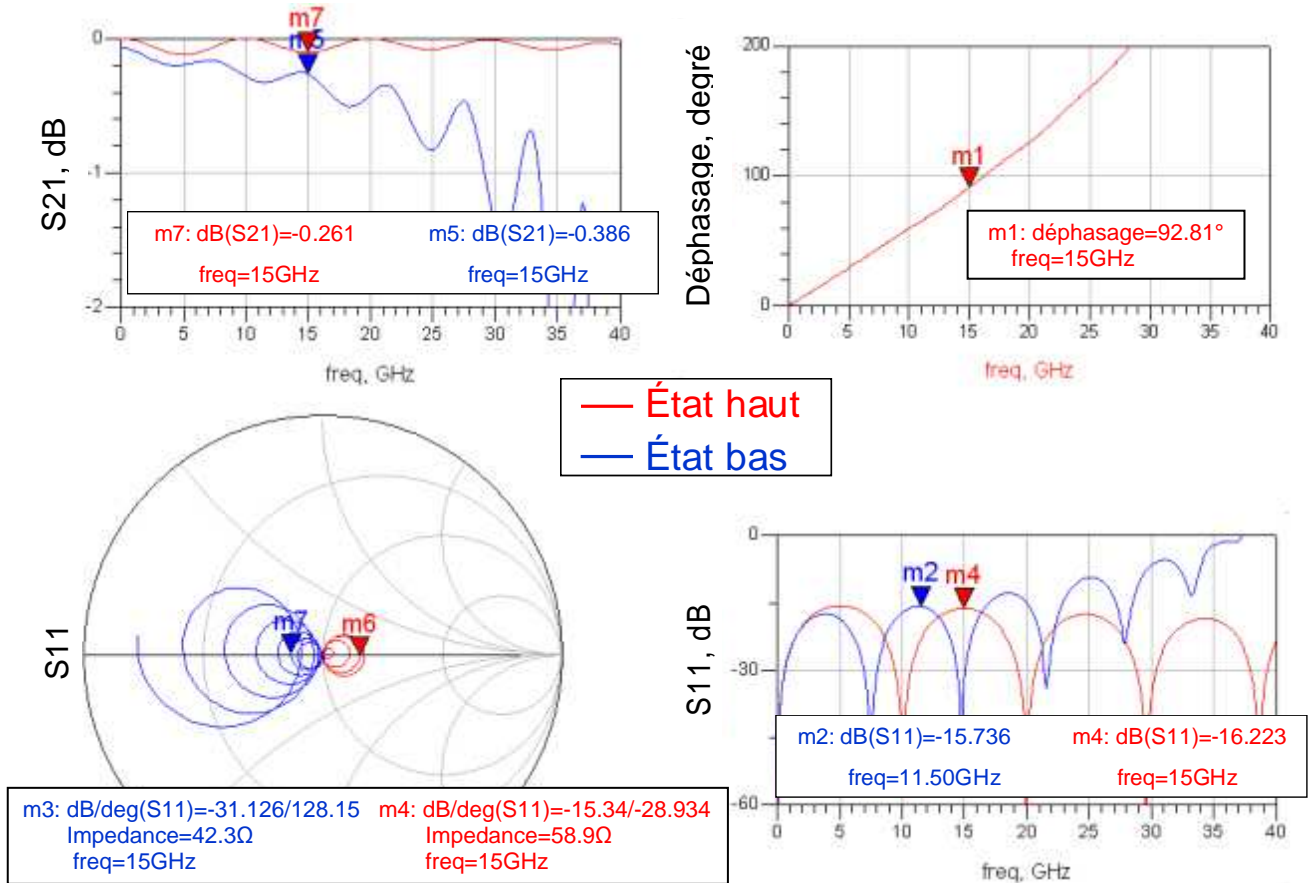


Figure 3.9 : Résultats de simulation électromagnétique pour un déphaseur 90°

Les pertes d'insertion restent inférieures à $0,4 \text{ dB}$ aux états haut et bas à 15 GHz et les pertes en réflexion sont inférieures à -15 dB à cette même fréquence. Ces résultats valident ainsi la conception analytique et permettent de poursuivre sur la réalisation de dispositifs de déphasage DMTL.

2) Réalisation

Des cellules de test ont été fabriquées sur silice fondue mais le passage à l'étape de réalisation apporte quelques modifications au design des poutres. Ce changement ne modifie cependant pas de façon significative les valeurs des capacités chargeant la ligne de transmission. Le circuit électrique équivalent de la cellule élémentaire reste le même.

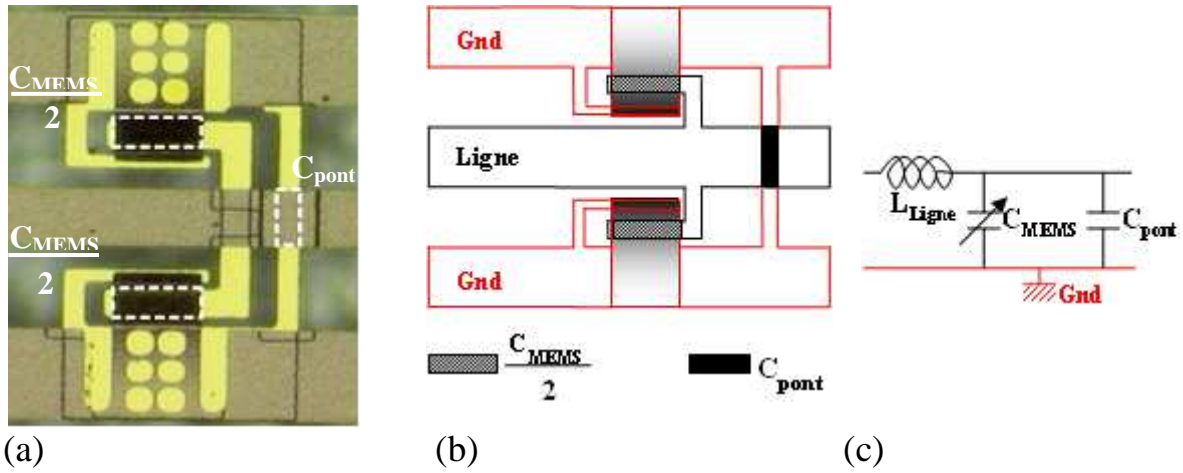


Figure 3.10 : Photographie (a) schéma (b) et circuit équivalent (c) d'une cellule élémentaire fabriquée

On peut ainsi observer Figure 3.10 que les poutres ont été allongées de manière à assurer des tensions d'actionnement raisonnables. Les ancrages des poutres ont été repoussés aux extrémités de la cellule pour conserver la distance entre la ligne centrale et les plans de masse. Ceci permet ainsi de garder la même impédance de ligne, une partie du corps de la poutre surplombe alors les plans de masse. Des trous ont également été ajoutés pour abaisser davantage les tensions d'actionnement. Enfin, des électrodes additionnelles placées en bout de poutre permettent de limiter l'accumulation de charges apparaissant au niveau des contacts, qui peuvent ainsi s'évacuer vers les plans de masse. Nous pouvons voir Figure 3.11 les dimensions d'une cellule élémentaires fabriquée.

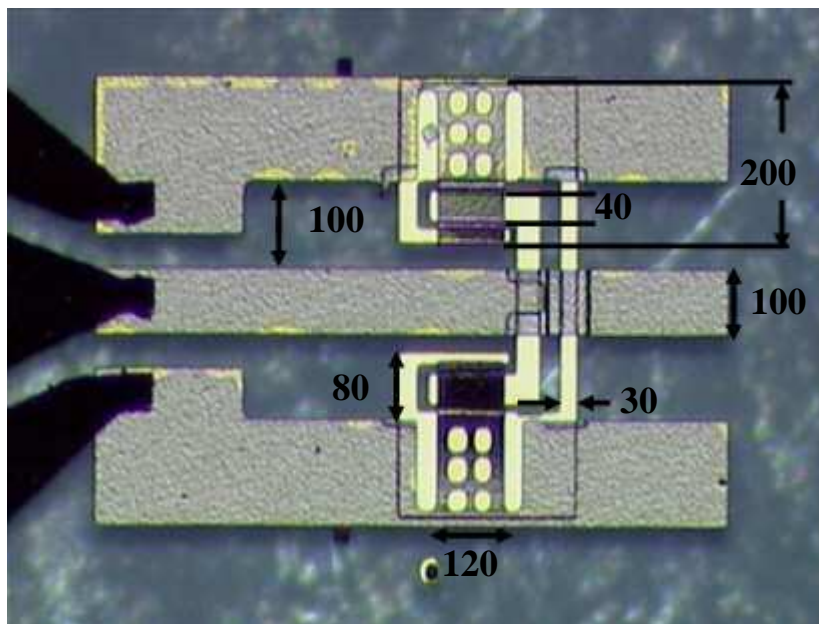


Figure 3.11 : Photographie d'une cellule élémentaire avec ses dimensions en μm

Les surfaces capacitatives sont identiques à celles modélisées sous Momentum Figure 3.8. Des couches de PMGI (Microchem) et de résine positive photosensible 1813 (Shipley) font office de résines sacrificielles. Elles permettent de constituer des gaps de $1,3\ \mu\text{m}$ pour le pont à air et $0,6\ \mu\text{m}$ pour les cantilevers à l'état bas. Les micro-poutres ont été obtenues par le dépôt de deux couches de chrome de $60\ \text{\AA}$ et $90\ \text{\AA}$ entourant une couche centrale d'or de $2\ \mu\text{m}$. La dernière couche de chrome déposée est plus importante que la première, cela permet de recourber la poutre vers le haut. On obtient alors à la libération de la poutre, un gap de l'ordre de $2\ \mu\text{m}$. Cela correspond à une valeur capacitive ($20\ \text{fF}$) à l'état haut rejoignant les gaps sous logiciel électromagnétique. Les électrodes inférieures sont faites d'une couche d'or de $150\ \text{nm}$ d'épaisseur et sont entièrement recouvertes d'une couche isolante d'alumine Al_2O_3 . De permittivité relative égale à $9,6$ l'épaisseur déposée est de $0,4\ \mu\text{m}$.

3) Résultats de mesures

Des tensions de polarisation de $60\ \text{V}$ doivent être appliquées entre la ligne centrale et les plans de masse pour actionner les capacités commutées. Les mesures d'une ligne chargée par 8 cellules élémentaires sont montrées Figure 3.12.

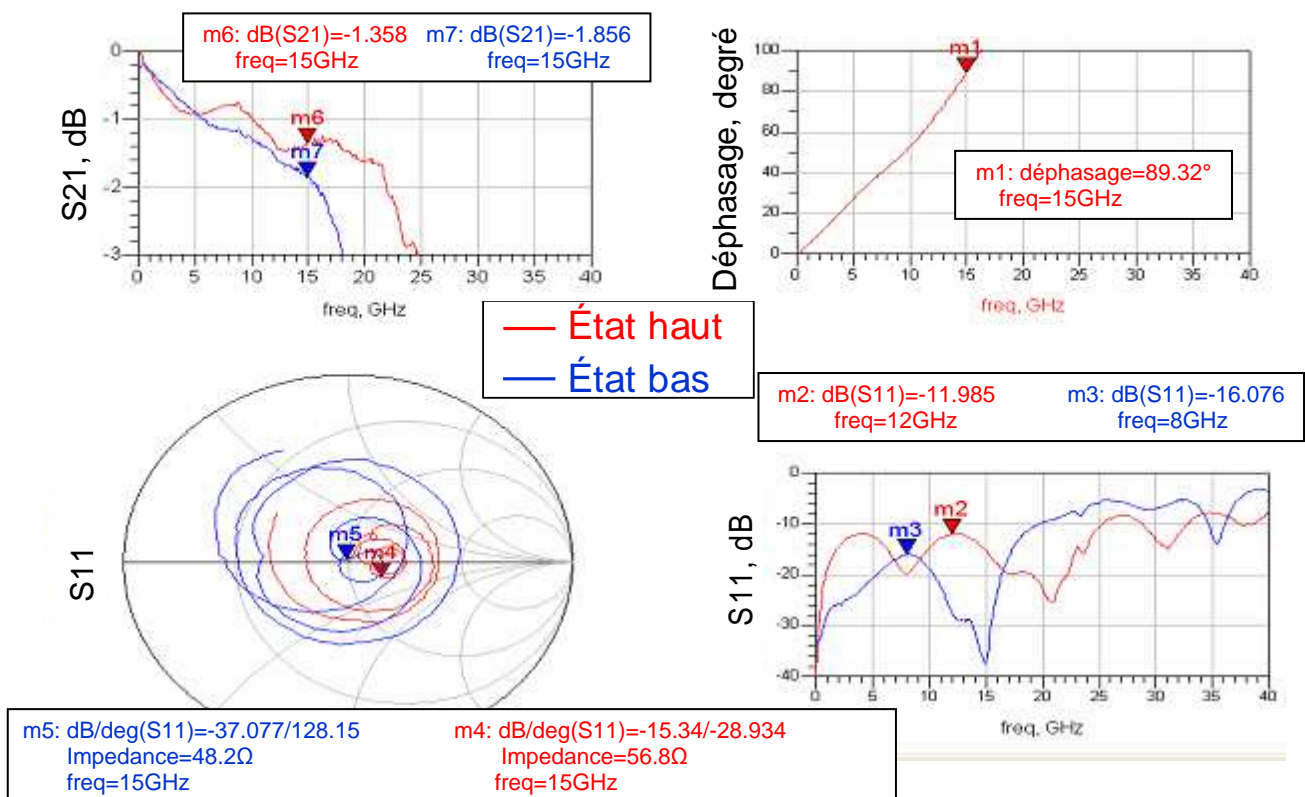


Figure 3.12 : Résultats de mesures en paramètres S d'un déphaseur DMTL à 8 cellules élémentaires (90°)

Nous pouvons constater d'assez bonnes concordances avec les résultats de simulation. L'exemple Figure 3.12 est un déphaseur 90° de 6,8 mm de long. Les pertes en réflexion sont plus importantes mais tout de même inférieures à -10 dB jusqu'à 20 GHz pour les deux états et les pertes d'insertion restent inférieures à 1,9 dB. Ceci peut s'expliquer par les différences entre le modèle électromagnétique simplifié des poutres et leur géométrie réelle. Par exemple, l'épaisseur de la première métallisation est très faible (0,15µm). Comme on peut le voir sur la figure 3.11, cette métallisation est en série sur les plans de masse, ce qui augmente de manière significative les pertes ohmiques sur la ligne.

L'erreur de phase n'est ici que de 0,7°. Outre cet exemple, nous avons obtenu une bonne précision de déphasage sur les différents déphaseurs DMTL que nous avons réalisé, Tableau 3-1 sont regroupés les déphasages pour différentes longueurs de lignes chargées, ainsi que les capacités équivalentes des poutres obtenues par rétro-simulation. Il faut toutefois préciser que ces déphasages ont été obtenus pour des tensions entre 80 et 90 V, supérieures aux tensions d'actionnement. Ces tensions plus élevées permettent un meilleur contact à l'état bas entre les poutres et la ligne.

Tableau 3-1 : Déphasages et capacités équivalentes obtenus sur différentes cellules de test

Nombre de cellules élémentaires	Capacité MEMS à l'état haut	Capacité MEMS à l'état bas	Déphasage souhaité	Déphasage réalisé
2	20	60	22.5°	21.04°
4	20	75	45°	47.07°
8	20	70	90°	89.32°
16	20	68	180°	178.08°

b Etude en puissance

1) Simulations et mesures de phase en commutation à froid

Nous avons vu que l'application d'un signal de trop forte puissance pouvait entraîner la défaillance des commutateurs MEMS. Toutefois, il ne faut pas négliger d'étudier le comportement des déphaseurs lorsqu'ils doivent traiter des signaux hyperfréquences de puissance plus modérée. Même si ces derniers ne provoquent pas de phénomènes d'auto-maintien ou d'auto-actionnement, le déphasage peut sensiblement être modifié. Pour se rendre compte de la précision de déphasage apportée par nos déphaseurs, il paraît judicieux d'observer leur variation de phase en puissance.

Un modèle de capacité MEMS [Mer03] implémenté dans le simulateur ADS circuit permet de simuler le comportement mécanique d'une poutre. Il est ici utilisé pour calculer les paramètres S de structures DMTL en fonction de la puissance micro-onde traversant la ligne de transmission. Figure 3.13 est montré un exemple de simulation d'un déphaseur DMTL.

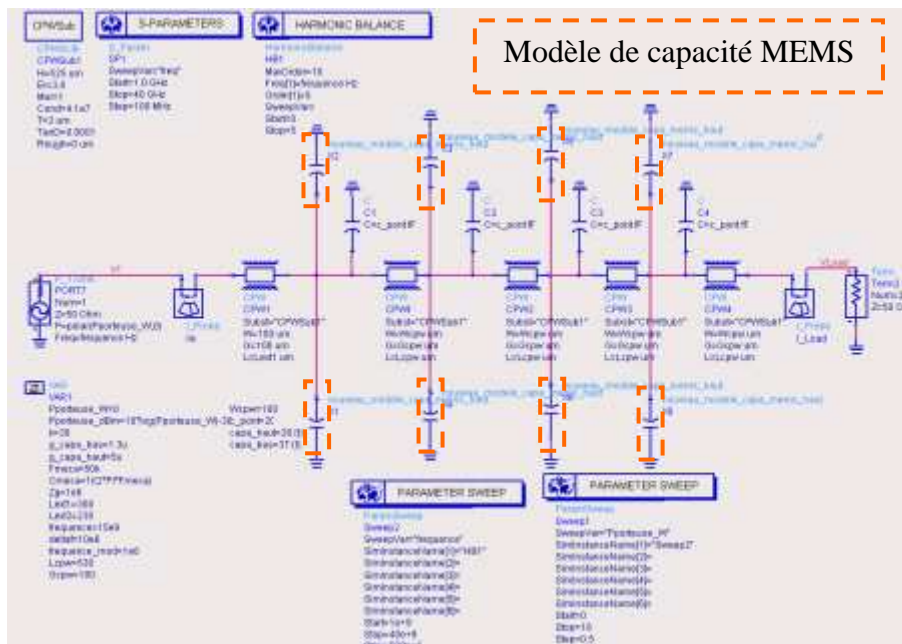


Figure 3.13 : Exemple d'une simulation en paramètres S d'un déphaseur DMTL à 4 cellules élémentaires incluant un modèle [Mer03] de capacité variable en puissance

Par le biais d'équations comme celles montrées au cours du chapitre 2 (Eq.1 à 11), ce modèle simule, dans le cas où le MEMS est à l'état haut, l'inflexion de la poutre sous l'influence d'une puissance micro-onde. La réduction de la distance entre les électrodes entraîne une augmentation de la valeur des capacités MEMS le long de la ligne de transmission ce qui modifie le déphasage apporté par la ligne chargée.

Il faut préciser que nous étudions ici le cas d'un déplacement de poutre limité, jusqu'à un tiers du gap capacitif, au point d'instabilité où la poutre bascule à l'état bas. Ce type de simulation permet d'étudier l'influence de la puissance micro-onde sur nos déphaseurs à des niveaux de puissance permettant un fonctionnement en commutation à froid, avant l'apparition du phénomène d'auto-actionnement.

Un banc de mesure en puissance présenté Figure 3.14 a permis de relever la variation de phase des déphaseurs. Un analyseur de réseaux vectoriel est utilisé et une procédure de calibration SOLT (Short-Open-Load-Thru) est effectuée avant les mesures. Un Wattmètre est placé à l'entrée d'un réflectomètre et une méthode basée sur un théorème de réciprocité [Fer93] permet de déterminer les puissances réellement appliquées au dispositif.

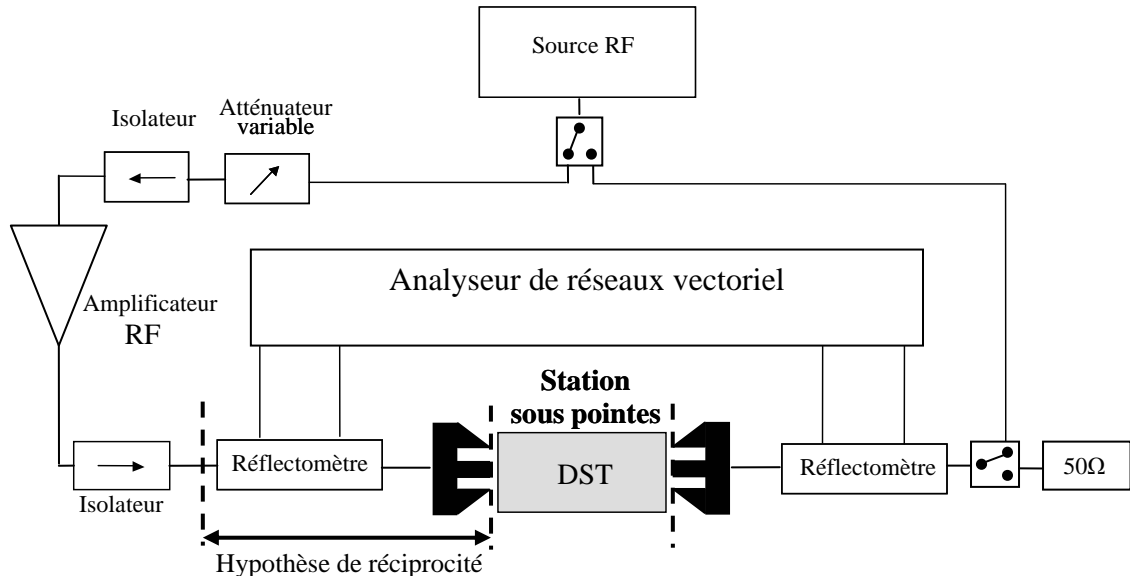


Figure 3.14 : Schéma du banc de mesure en puissance servant à relever la phase en sortie des déphaseurs

Un signal micro-onde de puissance variable a été appliqué, en l'absence de signal de commande, lorsque les poutres sont en position haute. Les mesures de la phase en sortie des dispositifs testés ont été faites tous les dBm entre 20 dBm, soit approximativement 100 mW, et 39 dBm soit 8 W.

Les résultats de simulation en variation de phase sont comparés Figure 3.15 à des mesures en puissances effectuées sur un déphaseur DMTL 90° à 10 GHz. Nous n'avons enregistré aucune variation de phase à l'état haut supérieure à 1° jusqu'à 8 W. Les résultats expérimentaux confirment d'une part l'insensibilité de phase en puissance de ces dispositifs et valident d'autre part le modèle de poutre utilisé en simulation.

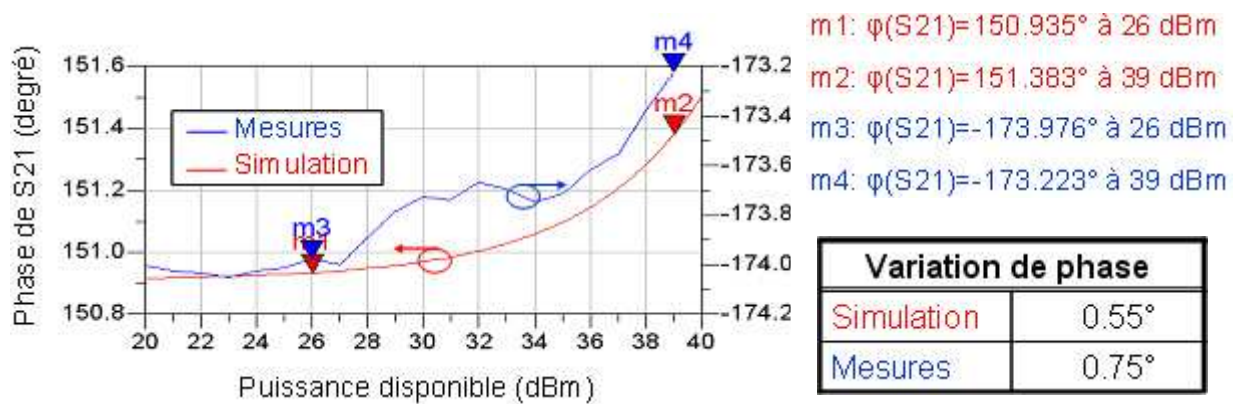


Figure 3.15 : Mesures et résultats de simulation de la variation de phase en puissance d'un déphaseur 90° à l'état haut pour une puissance variant de 0,1 à 8 W

Ce type de mesures en puissance n’ayant pu être réalisé au dessus de 10 GHz, d’autres résultats de simulation permettent de connaître la variation de phase en puissance pour des fréquences plus élevées. Figure 3.16 sont montrés les paramètres S d’un déphaseur 45° à 4 cellules élémentaires à des puissances allant de 0 à 10 W.

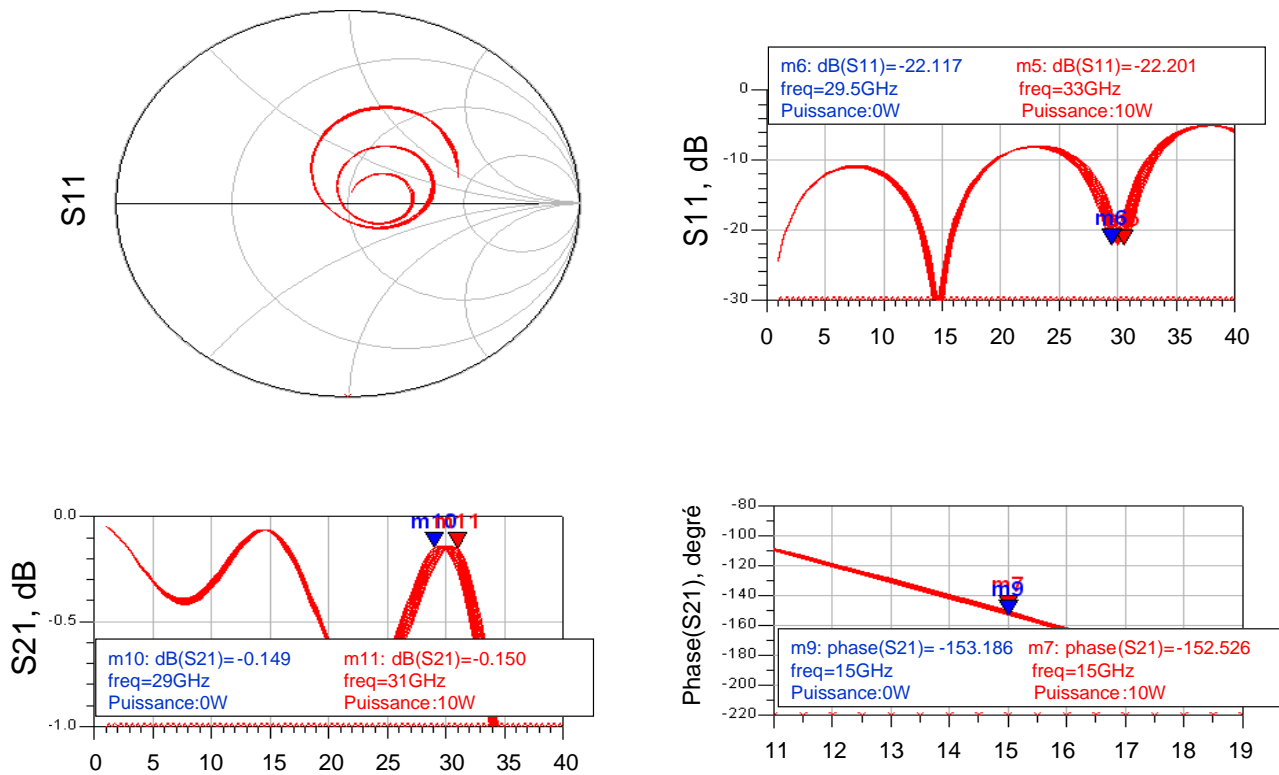


Figure 3.16 : Résultats de simulation en paramètres S d’un déphaseur DMTL à 4 cellules élémentaires à l’état haut variant de 0 à 10 W

Cet exemple nous montre que si nos déphaseurs 45° fonctionnent en commutation à froid sous 10 W, nous pouvons nous attendre à des erreurs de phase de l’ordre de 0,7° pour une application à 15 GHz, ce qui correspondrait ici à une erreur relative de 1,6%. Les résultats de simulation en erreur de phase en commutation à froid pour différentes longueurs de lignes chargées sont regroupés Tableau 3-2. Cela confirme leur extrême insensibilité de phase face à de fortes puissances micro-ondes.

Tableau 3-2 : Résultats de simulation en erreurs de phase en commutation à froid pour un fonctionnement à 15 GHz

Nombre de cellules élémentaires	Déphasage souhaité	Erreur de phase	Erreur de phase relative
2	22.5°	0.2°	0.9%
4	45°	0.7°	1.6%
8	90°	1.3°	1.5%
16	180°	2.8°	1.6%

2) Fiabilité en puissance, mesures en commutation à chaud

Le but est ici de tester nos composants en commutation à chaud, le signal hyperfréquence appliqué sur la ligne n'est pas interrompu lors de la commutation des MEMS. Il s'agit du mode de fonctionnement le plus répandu car le moins contraignant à mettre en œuvre. Les commutateurs sont par contre sujets à l'auto-maintien, le phénomène de défaillance en puissance le plus critique.

Les tensions d'actionnement et de relâchement de nos poutres ont été mesurées pour des signaux micro-ondes à des puissances allant jusqu'à 5 W. Un générateur hyperfréquence envoie un signal à 10,24 GHz et un atténuateur variable permet le réglage de la puissance appliquée au dispositif. Cette dernière est détectée par un Wattmètre via un coupleur 30dB. Dans le même temps, le signal triangulaire de commande et le signal en sortie du dispositif sous test (DST) sont affichés et synchronisés sur un oscilloscope. Ceci permet la lecture des tensions d'actionnement et de relâchement. Les cellules de déphasage testées ont été placées dans une chambre permettant des tests dans un environnement sous azote.

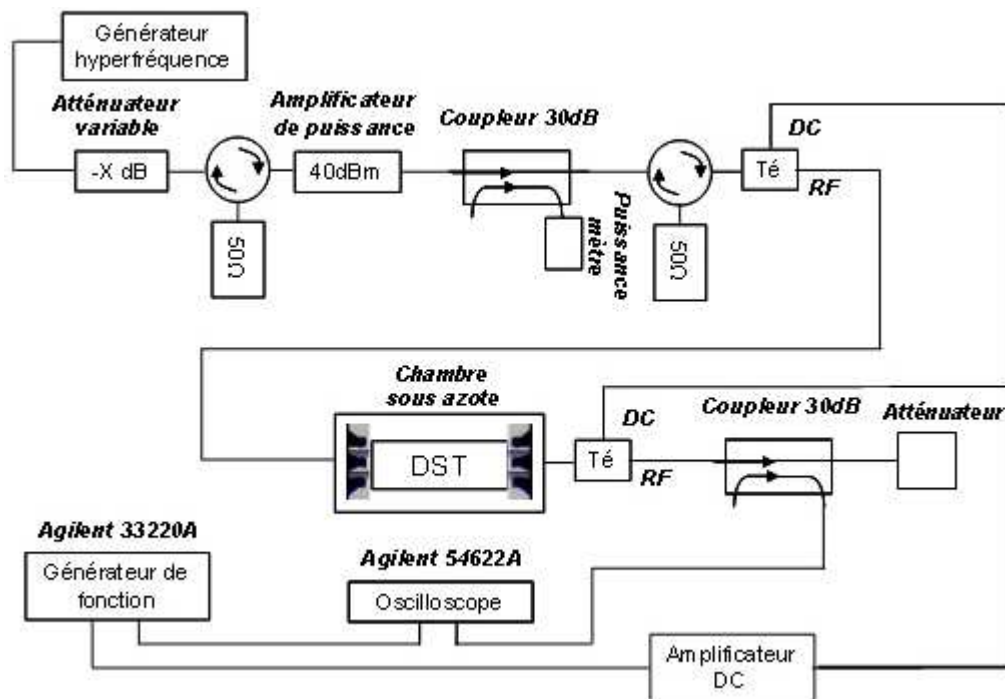


Figure 3.17 : Banc de mesure des tensions d'actionnement et de relâchement en puissance

Les résultats de mesures sur une cellule de déphasage composée de 2 cellules élémentaires (4 cantilevers) sont affichés Figure 3.18. Une variation de seulement 5 V a été constatée jusqu'à 5 W que ce soit pour les tensions d'actionnement ou les tensions de relâchement.

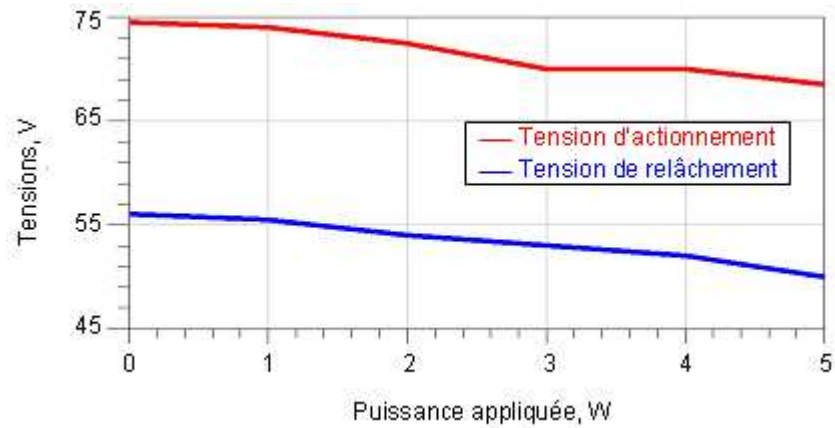


Figure 3.18 : Tensions d’actionnement et de relâchement mesurées sur un déphaseur composé de 2 cellules élémentaires

Nous pouvons donc constater que le fait d’appliquer un signal hyperfréquence de 5 W n’a que peu d’influence sur le comportement mécanique des poutres. Ces mesures montrent le bon fonctionnement des déphaseurs à court terme, des tests en cyclage permettent quant à eux d’éprouver leur fiabilité à plus long terme.

Le banc de mesure réalisé est similaire à celui Figure 3.17 à la différence que la détection du signal RF s’effectue en réflexion et qu’un programme automatique piloté par Labview [DMa08] permet de relever périodiquement les caractéristiques C(V) du composant sous test.

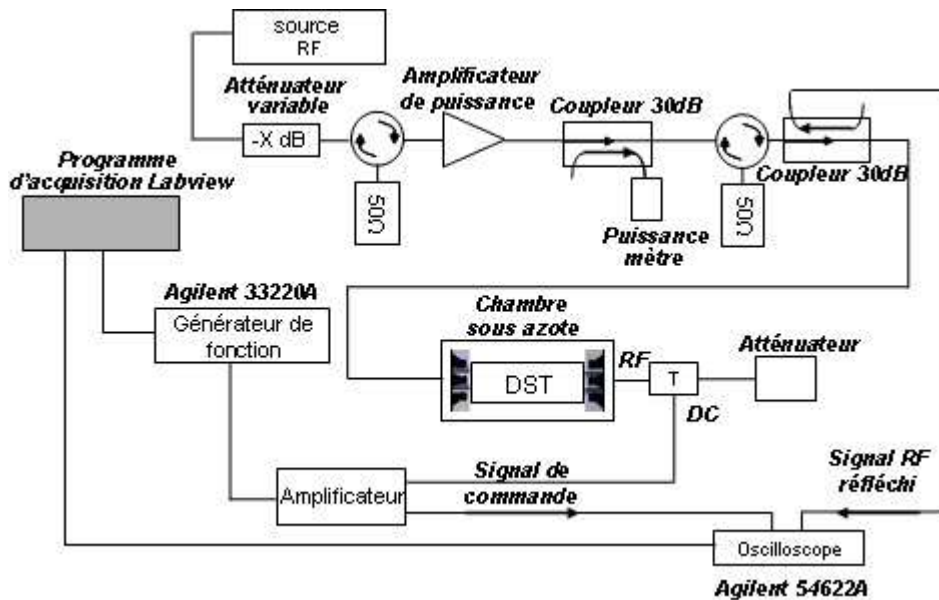


Figure 3.19 : Tension détectée sur la réponse en réflexion d’une cellule élémentaire en commutation à chaud sous 5 W

Une cellule élémentaire a été cyclée au moyen d'un signal de commande carré bipolaire à 20 KHz. Le cyclage a été effectué en commutation à chaud avec la présence d'un signal hyperfréquence de 5 W à 10 GHz. La structure DMTL ne fournissant pas un contraste d'amplitude suffisant pour créer une transition franche entre les états haut et bas, un signal proportionnel au contraste entre les deux états des commutateurs a seulement pu être détecté. Une mesure de la réponse d'une cellule élémentaire est présentée Figure 3.20.



Figure 3.20 : Tension détectée sur la réponse en réflexion d'une cellule élémentaire en commutation à chaud sous 5 W

La réponse de cette structure MEMS a montré un contraste significatif jusqu'à l'arrêt de la mesure à 1 milliard de cycles. Cela démontre expérimentalement l'aptitude de ces dispositifs à éviter tout phénomène de défaillance même en présence prolongée d'un signal micro-onde de forte puissance. La diminution observée du contraste peut s'expliquer par une fatigue mécanique du composant ou par l'injection de charges dans le substrat.

c Etudes complémentaires

1) Etude sur le chargement du diélectrique

Le chargement du diélectrique est le principal mécanisme de défaillance des MEMS RF capacitifs. Les structures utilisées dans cette thèse comportent une couche de diélectrique qui est déposée sur la plaque, mais qui n'est pas en contact direct avec le cantilever lorsque ce dernier est à l'état bas. Ainsi, les effets du chargement du diélectrique sont très limités, mais sont tout de même présents sur ces structures. Ce sont des phénomènes que nous avons pu observer sur des MEMS sans diélectrique, et qui suivent des dérives nettement moins rapides et néfastes que les composants classiques.

Cette accumulation de charges peut tout de même se traduire par une perte de contrôle de la commande des poutres et donc par une défaillance. Pour connaître le comportement des poutres face à ce phénomène de défaillance, une cellule élémentaire (cf. Figure 3.11) a fait l'objet d'un cyclage sous condition de stress.

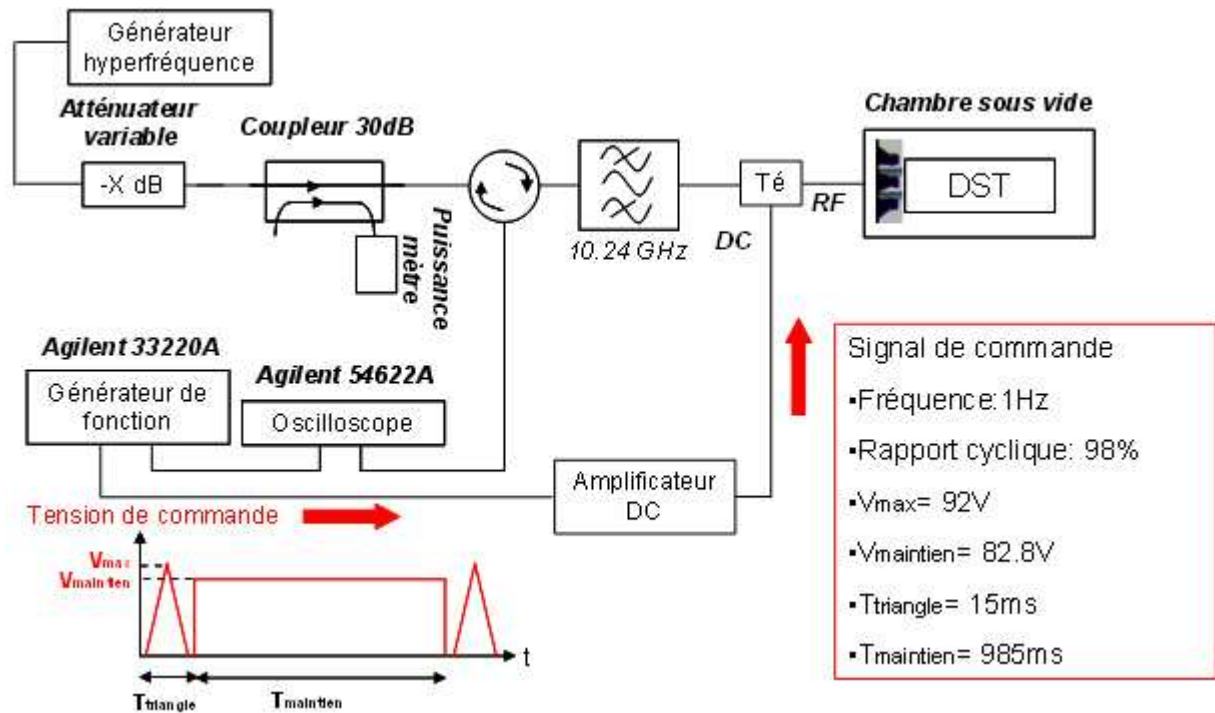


Figure 3.21 : Banc de mesure des tensions d'actionnement et de relâchement mesurées sur une cellule élémentaire de déphasage

Le signal de commande appliqué au dispositif est monopolaire et composé d'un bref signal triangulaire et d'un signal rectangulaire maintenant les cantilevers à l'état bas. La forme triangulaire permet de relever les tensions d'actionnement et de relâchement tandis que la forme rectangulaire (98% du signal) permet de suffisamment stresser les poutres de manière à ce que le phénomène de chargement du diélectrique soit clairement quantifié. En effet, effectuées sous condition de stress intense, ces mesures permettent de connaître le temps au bout duquel ce phénomène entraîne le collage des poutres. Dans des conditions d'utilisation « classiques », ce temps de chargement est plus important et des défaillances d'origine mécanique peuvent apparaître en premier. Les tensions d'actionnement et de relâchement (dans ce cas, initialement à 90 et 50 V respectivement) au cours du temps sont montrées Figure 3.22. Nous noterons qu'après plus de 5 minutes passées à l'état bas, les effets du chargement du diélectrique apparaissent clairement et font chuter les tensions d'une trentaine de volts. Nous observons ensuite une diminution beaucoup moins rapide s'achevant au bout de 5000 secondes d'actionnement lorsque la tension de relâchement devient nulle.

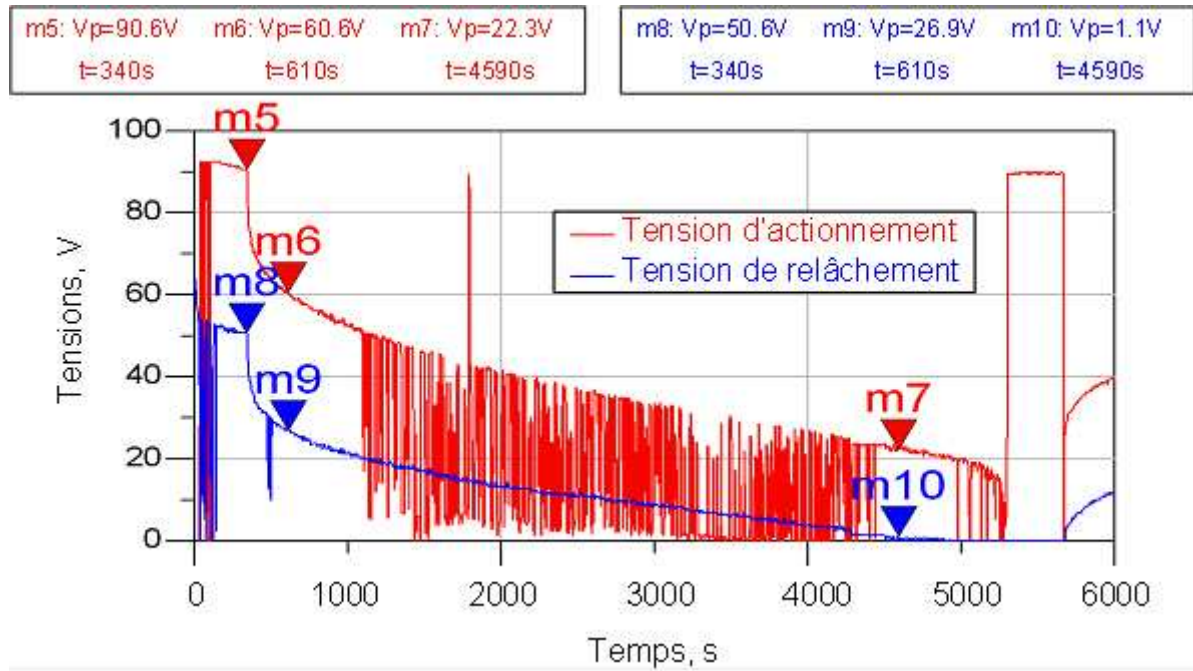


Figure 3.22 : Relevés des tensions d'actionnement et de relâchement mesurées sur une cellule élémentaire de déphasage

Le rapport cyclique appliqué dans ces conditions de stress étant de 98%, ces mesures ne montrent donc pas le phénomène de chargement du diélectrique sous des conditions « normales » d'utilisation, avec des signaux de commande à plus faible rapport cyclique. Nous avons établi un modèle analytique [DMa09] pour prédire ce phénomène de défaillance. Nous avons pour cela pris en compte les dérives des tensions au cours du temps qui sont présentées Figure 3.23.

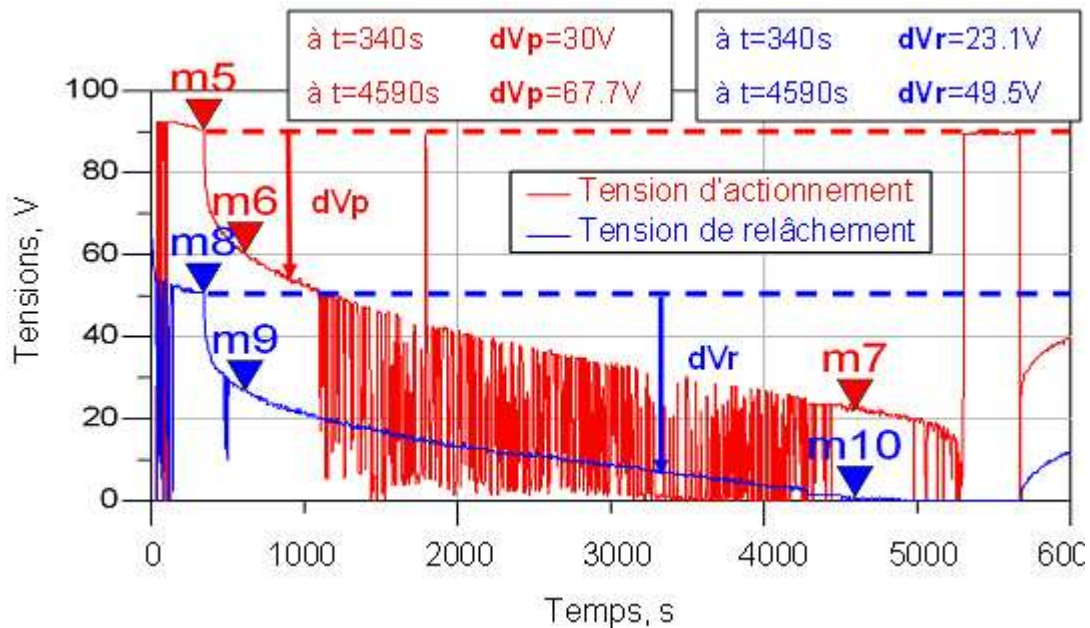


Figure 3.23 : Représentation des dérives des tensions d'actionnement (dV_p) et de relâchement (dV_r) mesurées sur une cellule élémentaire de déphasage

Nous avons intégré cette dérive à un modèle analytique liant proportionnellement la dérive de tension au rapport cyclique du signal de commande.

$$dV = A t^B \quad (\text{Eq.24})$$

Etablir une telle loi possède un double intérêt. Cela permet non seulement d’avoir une estimation du chargement du dispositif sujet à des tensions de commande de rapports cycliques différents, mais également de connaître la réponse du dispositif sous test pour des temps de cyclage plus importants sans qu’il connaisse la moindre défaillance.

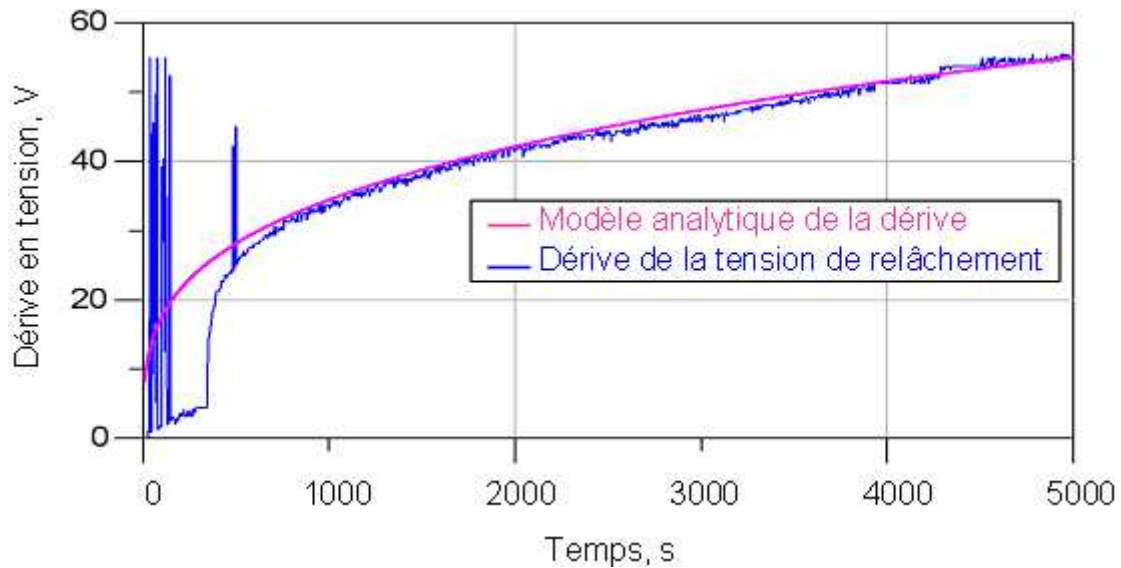


Figure 3.24 : Dérive de la tension de relâchement et celle donnée par le modèle analytique

Cette dérive d’allure exponentielle ($A=4,75$ et $B=0,3$) a donc été calculée pour plusieurs rapports cycliques. Les temps de chargement au bout duquel le dispositif défaille sont regroupés Tableau 3-3.

Tableau 3-3 : Temps au bout duquel la tension de relâchement s’annule

Rapport cyclique	Temps de chargement (s)
98%	5 000
90%	6 700
80%	10 000
70%	16 000
60%	27 000
50%	51 000
40%	110 000
30%	296 000
20%	1 200 000
10%	13 100 000

2) Etude sur la dispersion statistique

Le long de la ligne chargée d'un déphaseur DMTL, la dispersion de fabrication fait qu'aucune poutre n'est rigoureusement identique à sa voisine. C'est la raison pour laquelle chacune d'entre elles donnent une capacité équivalente légèrement différente. Cela représente donc une marge d'erreur de déphasage que nous avons voulu estimer par le biais de simulations en éléments localisés.

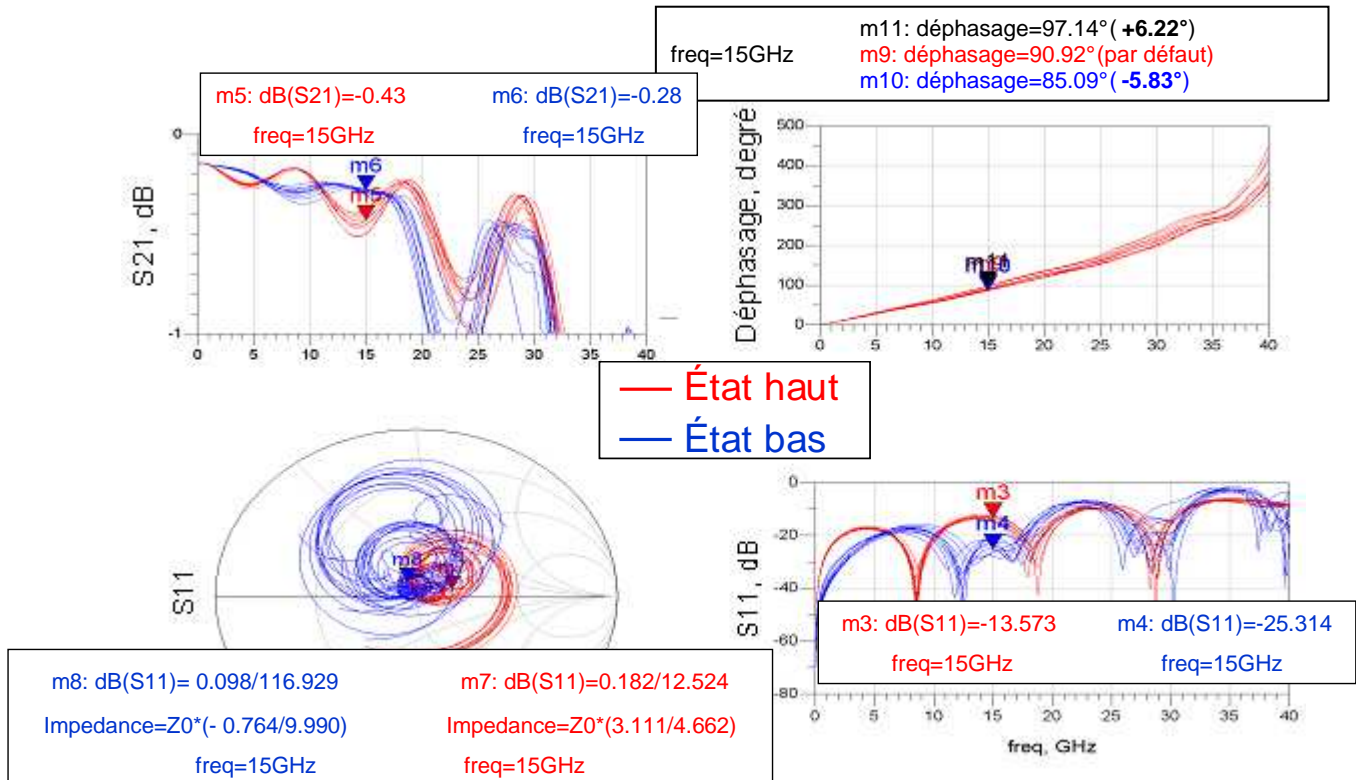


Figure 3.25 : Résultats de simulations statistiques d'un déphaseur 90° avec une loi gaussienne d'écart type égal à 10%

Nous avons simulés des capacités représentant les cantilevers et nous les avons fait varier indépendamment suivant une loi gaussienne avec un écart type égal à 10%. La plupart des poutres fabriquées donnent des capacités non idéales mais proches de la valeur souhaitée.

L'exemple Figure 3.25 montre qu'avec des capacités variant avec un écart type de 10%, nous pouvons obtenir une bonne reproductibilité en terme de pertes. Des simulations sur des déphaseurs 90° et 180° nous permettent d'envisager des marges d'erreur de déphasage de l'ordre de +/-6° et +/-12° respectivement, soit des erreurs relatives égales à 6,7%.

3) Etude sur l'impact d'un collage de poutre

Il est également intéressant d'étudier l'impact d'une défaillance sur nos déphaseurs. Un déphaseur 180° (16 cellules élémentaires : 32 MEMS) a fait l'objet de simulations sous ADS circuit prenant en compte le cas où un ou plusieurs cantilevers défont et se maintiennent à l'état bas en l'absence de signal de commande.

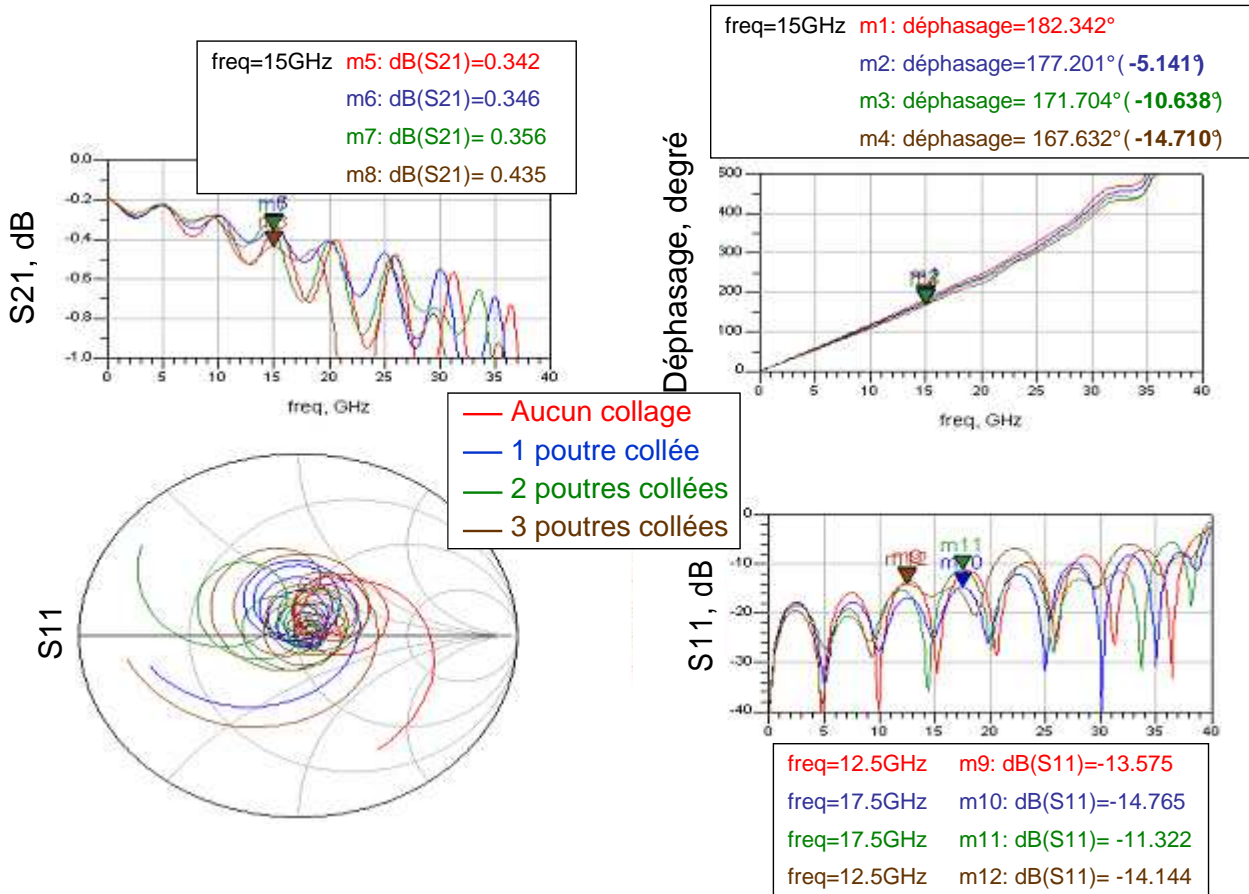


Figure 3.26 : Résultats de simulations d'un déphaseur 180° dans le cas d'une défaillance de 0, 1, 2 ou 3 poutres

Ces résultats montrent que le collage de quelques poutres n'entraîne pas de pertes importantes à 15 GHz. Toutefois, nous remarquons assez logiquement qu'à chaque poutre collée, le déphasage se réduit en moyenne de 5°. Dans la configuration que nous avons adoptée, il s'agit du déphasage apporté par chaque cantilever. Dans ce cas précis, la ligne de transmission est chargée par 32 MEMS pour offrir un déphasage de 180°. Les simulations faites sur d'autres longueurs de ligne chargée confirment ce décalage en phase pour chaque poutre collée.

4) Etude sur l'intermodulation d'ordre 3

L'intermodulation traduit la sensibilité d'un dispositif aux interférences. Nous avons ici simulé, toujours avec le logiciel ADS circuit, la réponse d'un déphaseur (toutes les poutres étant à l'état haut) face à l'envoi de deux porteuses de fréquences proches l'une de l'autre, que l'on va noter ici f_1 et f_2 . Face à ces deux porteuses reçues en entrée, le dispositif va générer en sortie un signal composé de composantes indésirables $nf_1 \pm mf_2$, n et m étant des nombres entiers.

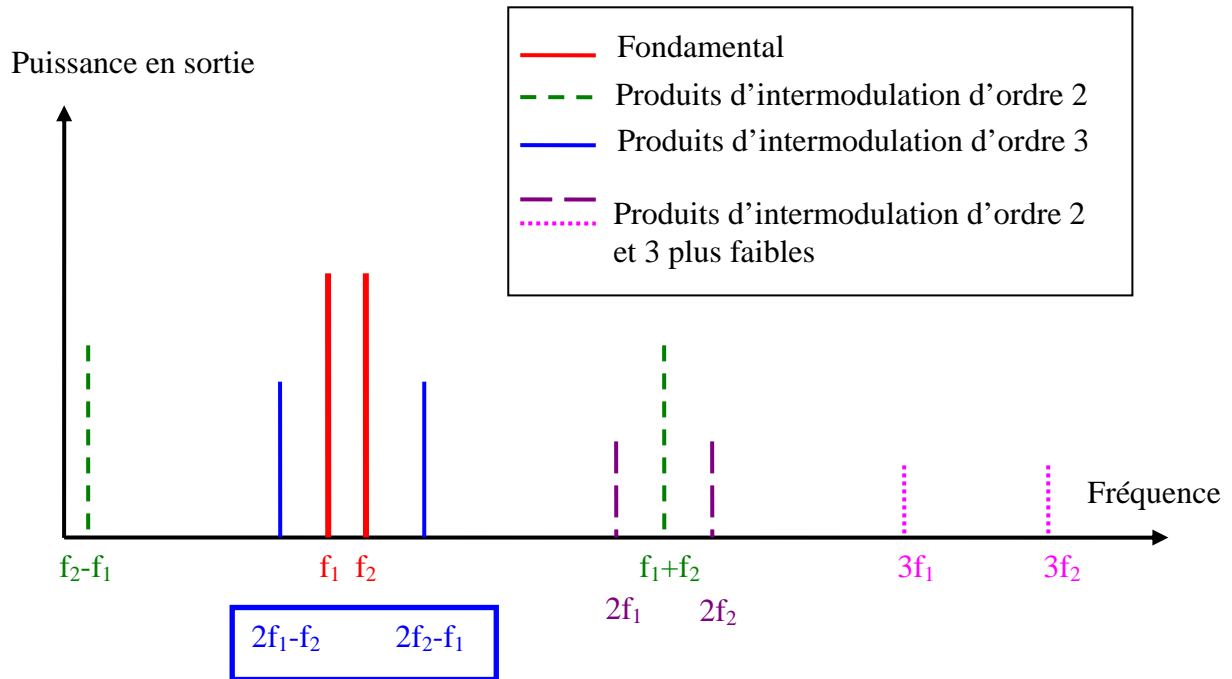


Figure 3.27 : Puissance de sortie d'un dispositif non-linéaire lorsqu'un signal composé de deux porteuses f_1 et f_2 lui est appliqué en entrée

Parmi les produits d'intermodulation indésirables, nous nous focalisons sur ceux d'ordre 3 aux fréquences $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$ qui portent la puissance la plus élevée, et qui sont proches de la fréquence centrale du dispositif. L'intermodulation d'ordre 3 peut être quantifiée par deux grandeurs caractéristiques : l'IMD3 ou l'IIP3.

L'IMD3 est le taux d'intermodulation d'ordre 3, défini comme étant le rapport de la puissance de sortie au fondamental à f_1 ou f_2 et la puissance d'intermodulation à la fréquence $2f_1 - f_2$ ou à $2f_2 - f_1$.

L'IIP3 est le point d'interception d'ordre 3, défini comme étant la puissance de sortie correspondant au point de rencontre des droites extrapolées des évolutions des puissances au fondamental et l'harmonique 3 en fonction de la puissance appliquée en entrée du dispositif.

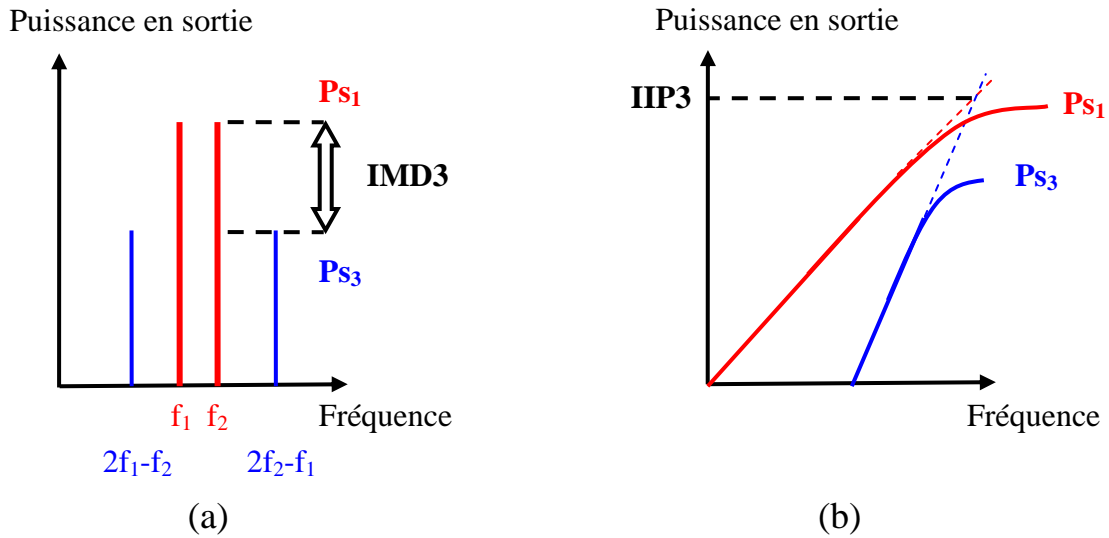


Figure 3.28 : Représentation schématique de l'IMD3 (a) et l'IIP3 (b) grandeurs prises en compte pour quantifier l'intermodulation d'ordre 3

Nous avons ici simulé la réponse d'un déphaseur face à l'envoi de deux porteuses l'une à 15 GHz et l'autre à 15 GHz + df. Les écarts fréquentiels entre les deux porteuses « df » qui ont été simulés correspondent aux ordres de grandeur de la fréquence de résonance des poutres. Avec une masse effective de 0,3 μ g et une constante de raideur égale à 30N/m, nous obtenons une fréquence de résonance mécanique de poutre de l'ordre de 50 KHz. Figure 3.29 sont montrés les résultats obtenus pour df=50 KHz et df=100 KHz .

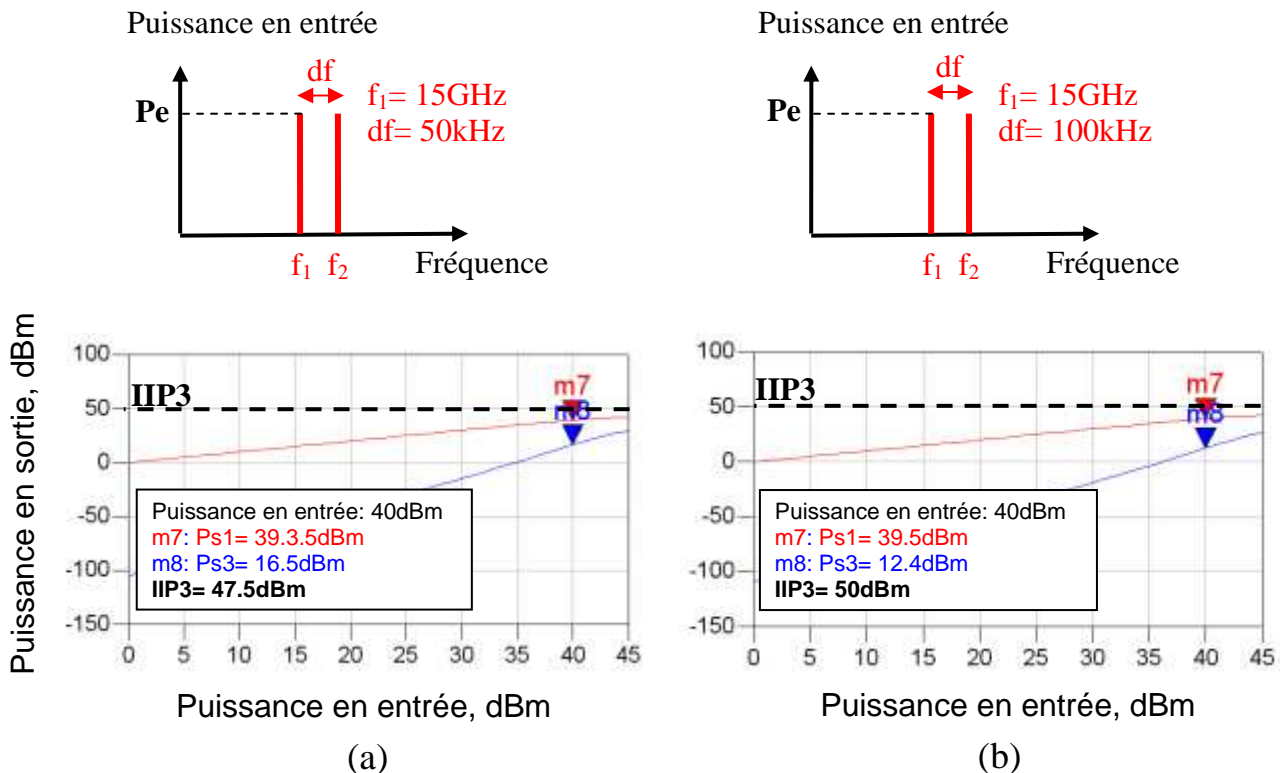


Figure 3.29 : Point d'interception d'ordre 3 pour des écarts fréquentiels « df » de 50 KHz (a) et 100 KHz (b)

Nous avons également calculé le niveau d'intermodulation en fonction de l'écart fréquentiel « df » entre les deux porteuses. Les calculs de l'IMD3 ont été faits pour des niveaux de puissances en entrée de 20 dBm (100 mW) et 37 dBm (5 W).

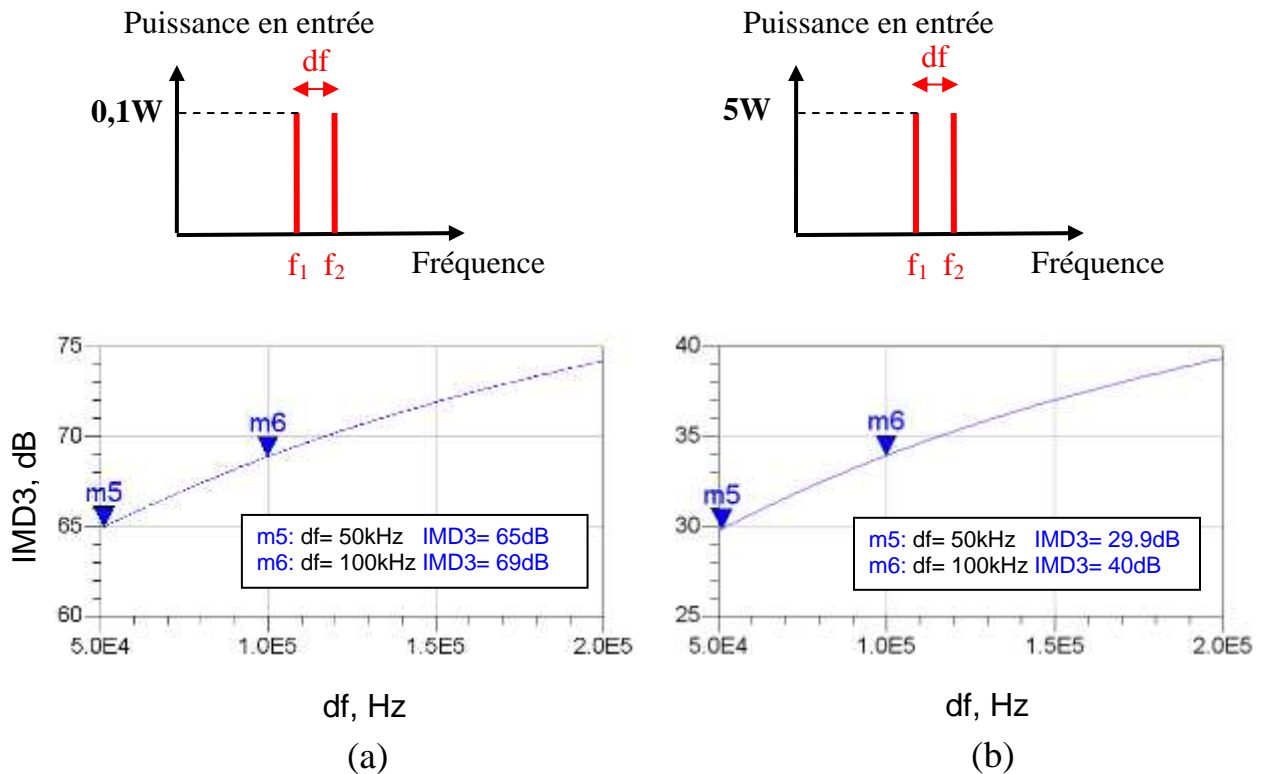


Figure 3.30 : Taux d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de l'écart fréquentiel des porteuses pour des puissances en entrée de 0,1W (a) et 5 W (b)

L'IMD3 et l'IIP3 montrent l'extrême linéarité de nos dispositifs. Le point d'interception à l'ordre 3 atteint 47,5 dBm et 50 dBm pour $df=100$ KHz et 50 KHz respectivement. Le taux d'intermodulation d'ordre 3 est même supérieur à 29,9 dB dans le cas de porteuses séparées de 50 KHz et de puissances égales à 37 dBm soit 5 W. Nos déphaseurs restent donc très linéaires pour des applications de fortes puissances.

3 Autre topologie étudiée : études préliminaires de déphaseurs MEMS en réflexion

a Configurations possibles

Comme nous l'avons vu lors de la présentation des différentes topologies de déphaseurs MEMS existantes, le choix d'un déphaseur en réflexion permet d'envisager des déphasages importants en un minimum d'espace. Le circuit en réflexion commutable est soit accompagné d'un circulateur soit d'un coupleur hybride.

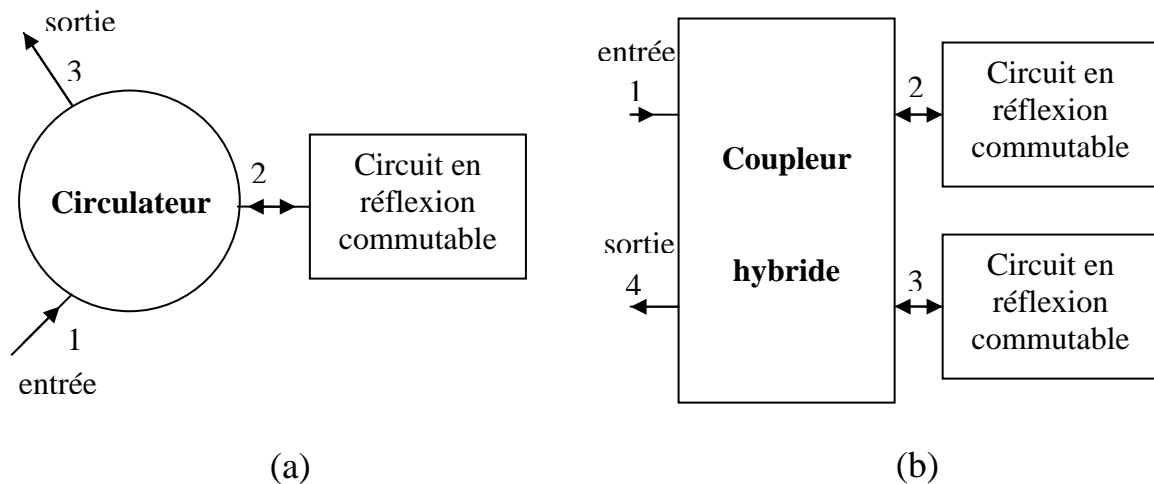


Figure 3.31 : Configurations possibles d'un déphaseur en réflexion, le circuit en réflexion commutable associé à un circulateur (a) et à un coupleur hybride (b)

La configuration avec un circulateur ne requiert qu'un circuit de déphasage en réflexion alors que l'emploi d'un coupleur hybride en nécessite deux. Toutefois, cette dernière configuration est préférée car ce type de coupleur est plus facilement intégrable en technologie MMIC et le fait d'utiliser deux circuits de déphasage multiplie potentiellement la tenue en puissance par 2. Le coupleur hybride se présente généralement sous la forme d'un anneau ou d'un coupleur à branches.

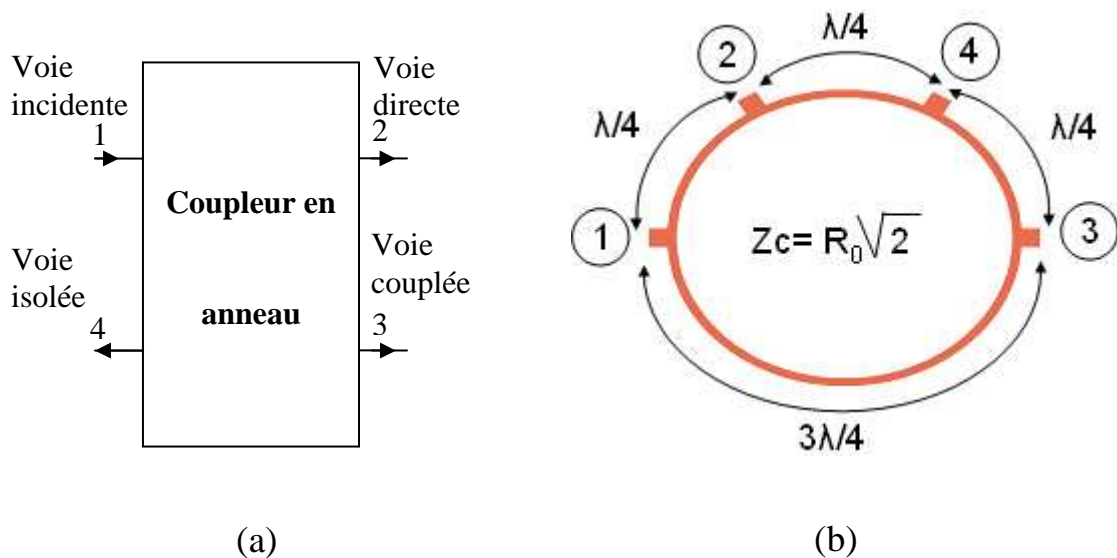


Figure 3.32 : Représentation sous forme de quadripôle d'un coupleur en anneau (a) et schéma d'un coupleur en anneau en technologie micro-ruban (b)

Un exemple des performances d'un coupleur -3 dB en anneau conçu pour fonctionner à 15 GHz est présenté Figure 3.32. Nous voyons qu'un tel dispositif est intrinsèquement bande étroite. Les voies de sortie (directe et couplée) sont en opposition de phase.

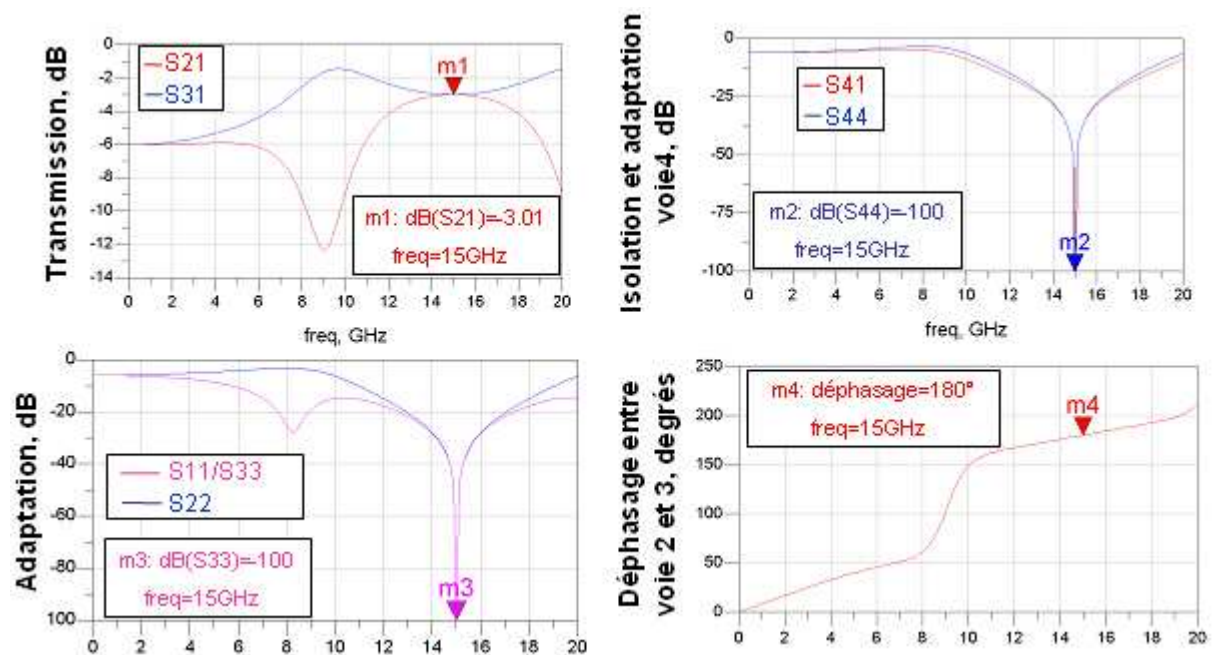


Figure 3.33 : paramètres S d'un coupleur idéal -3 dB en anneau fonctionnant à 15GHz

Contrairement au coupleur en anneau, les impédances caractéristiques des lignes reliant les différentes voies du coupleur à branches sont différentes et alternent entre R_0 et $R_0/\sqrt{2}$.

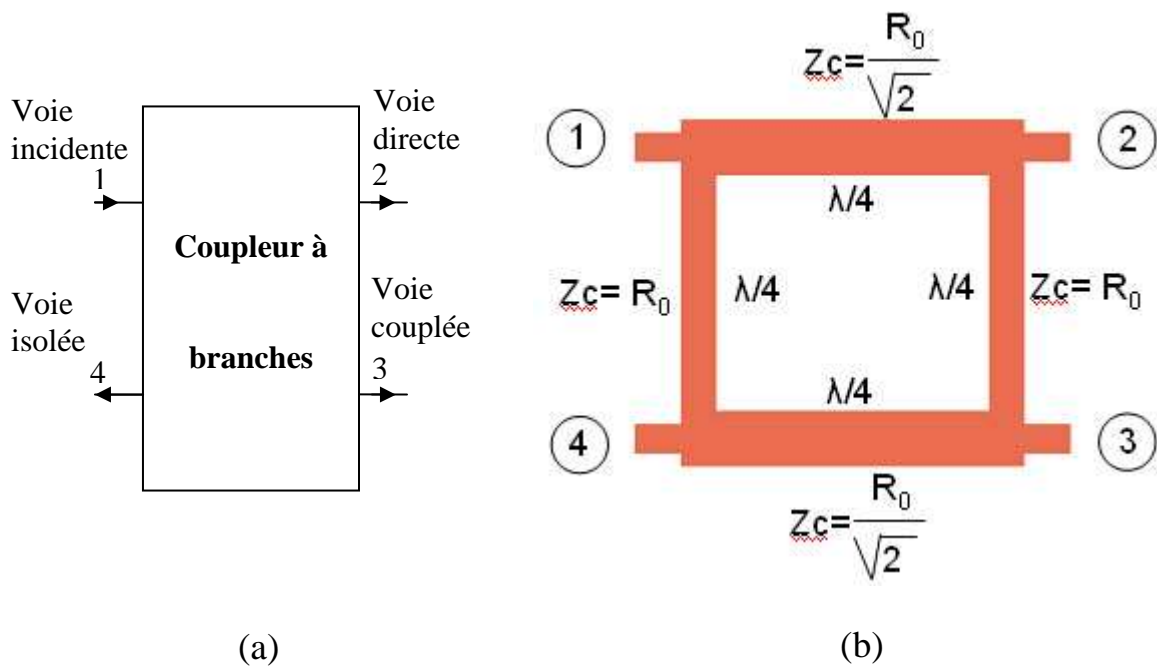


Figure 3.34 : Représentation sous forme de quadripôle d'un coupleur à branches (a) et schéma d'un coupleur à branches en technologie micro-ruban (b)

L'adaptation et l'isolation des différentes voies de ce dispositif sont également bande étroite mais le déphasage entre les voies directe et couplée est de 90° .

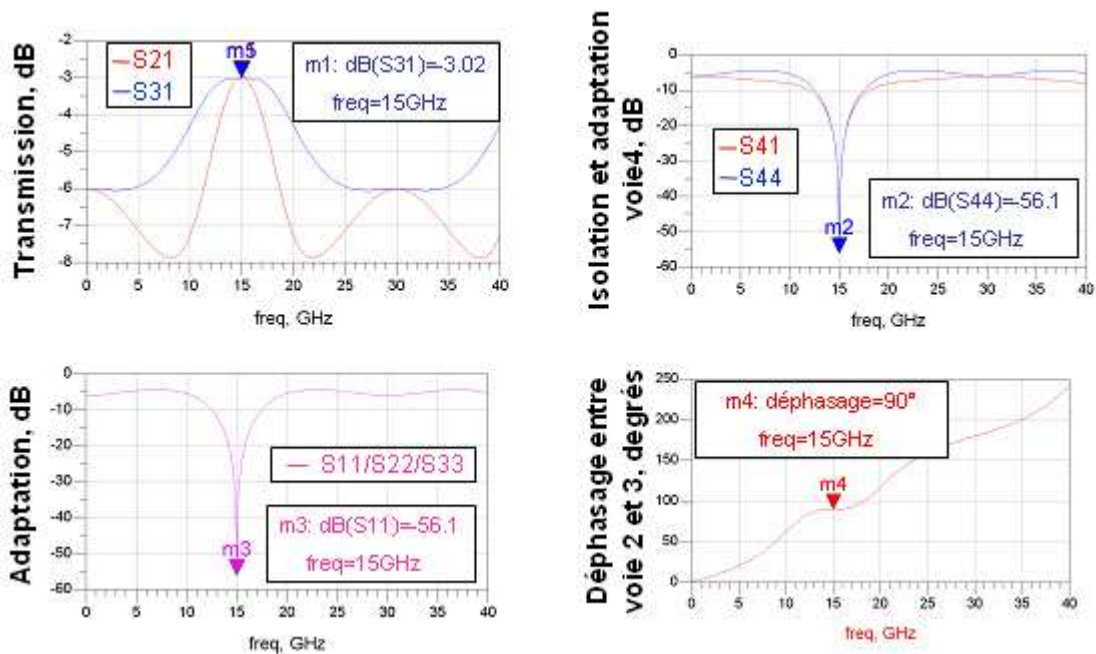


Figure 3.35 : Paramètres S d'un coupleur idéal -3 dB à branches fonctionnant à 15 GHz

b Introduction des éléments MEMS

En technologie micro-ruban, une configuration simple et courante de circuit en réflexion commutable est une ligne de transmission chargée par des commutateurs en parallèle et apportant un court-circuit ou un circuit-ouvert. La figure suivante montre les configurations en anneau et à branches avec ce type de lignes chargées.

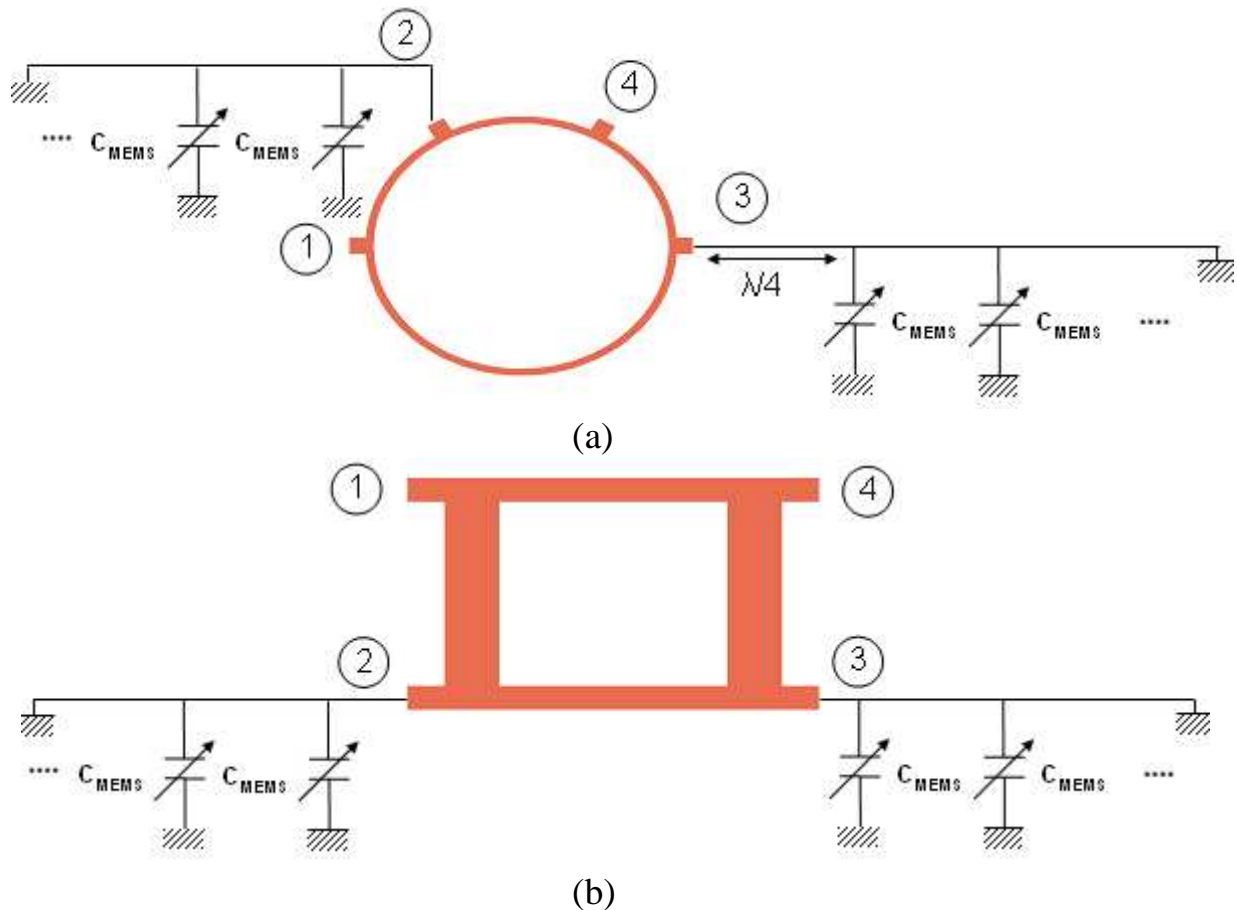


Figure 3.36 : Schémas de déphaseurs à base de coupleur en anneau (a) et à branches (b)

Lorsqu'un commutateur change d'état, le stub présente une impédance différente que l'on observe à l'entrée du circuit. Un tel stub peut être schématiquement divisé en deux parties séparées par un commutateur en parallèle. La longueur de ligne entre le commutateur et le CO ou le CC équivaut à une ligne à retard de phase tandis que la section entre le commutateur et l'entrée sert de transformateur d'impédance. Cette topologie en réflexion multiplie par deux le retard de phase par unité de longueur par rapport aux topologies de déphaseurs en lignes chargées et commutées. Le principal avantage de ce type de déphaseur est donc son encombrement réduit. Son inconvénient est par contre le fait que les pertes d'insertion peuvent varier considérablement d'un état à l'autre.

Il est important de noter que pour obtenir un déphaseur reconfigurable, les voies 2 et 3 (directe et couplée) sont chargées par les éléments commutables, ici les commutateurs MEMS. De même, que ce soit pour un coupleur en anneau ou à branches, la voie 4, initialement la voie isolée, devient la voie de sortie. Il faut également souligner que la configuration par coupleur en anneau demande une portion quart d'onde supplémentaire sur l'une des deux lignes en réflexion. Sans cette modification, une différence de phase de 180° entre les deux voies chargées entraînerait un signal de sortie nul, produit d'une recombinaison de deux signaux de même amplitude et en opposition de phase sur la voie 4. La configuration à base de coupleur à branches apparaît donc comme le dispositif le plus compact. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi cette topologie. Ce souci d'intégration nous a d'ailleurs amené à utiliser un circuit en réflexion commutable plus petit mais aussi plus simple.

c Déphaseur en réflexion proposé

Il s'agit ici d'un circuit en réflexion dont le schéma équivalent peut être simplement décomposé en 3 capacités en parallèle. Cette configuration est intrinsèquement plus compacte car les éléments commutables (capacités commutées MEMS) sont directement reliés au coupleur.

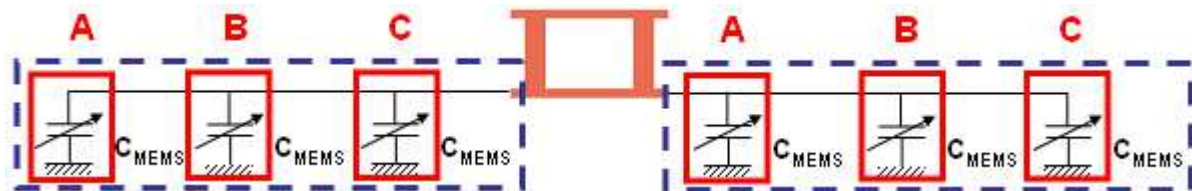


Figure 3.37 : Schéma du déphaseur MEMS en réflexion proposé

Des simulations en éléments localisés permettent d'envisager un déphaseur 2 bits en commutant les capacités MEMS A, B et C avec les combinaisons binaires mentionnées Tableau 3-4.

Tableau 3-4 : états de phase calculés en éléments localisés à 15 GHz

$C_{bas}=75\text{fF}/C_{haut}=10\text{fF}$	A	B	C	Capacité équivalente du circuit réflecteur	$\Delta\varphi$
Etat de phase n°1	0	0	0	30 fF	0°
Etat de phase n°2	0	0	1	95 fF	47°
Etat de phase n°3	0	1	1	160 fF	94°
Etat de phase n°4	1	1	1	225 fF	131°

Avec des capacités commutables MEMS aux états haut et bas respectivement égales à 10 fF et 75 fF, nous obtenons en éléments localisés un pas de phase régulier approximativement égal à 45° à $\pm 4^\circ$. Les structures MEMS prévues pour faire office de capacités commutées pour ce type de dispositif sont des poutres bi-encastées récemment caractérisées au laboratoire XLIM.

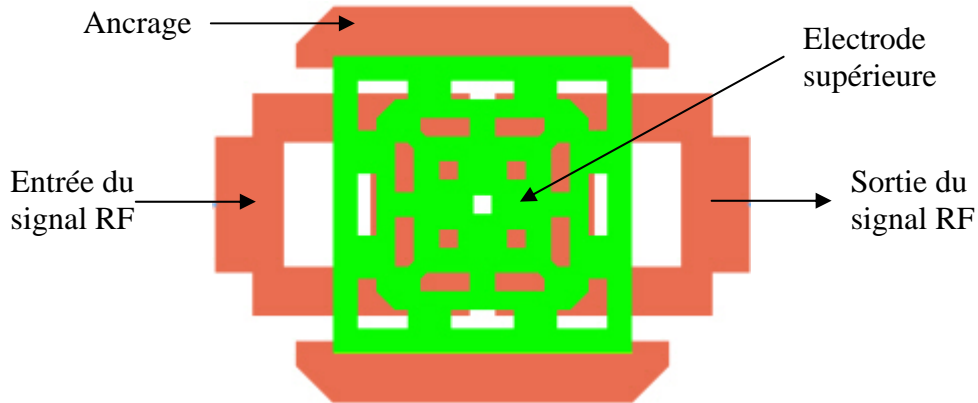


Figure 3.38 : Schéma des capacités commutées MEMS prévues pour être incorporées aux circuits en réflexion du déphaseur

Les premières mesures de ces capacités commutées donnent des capacités aux états haut et bas de 75 fF et 300 fF respectivement. 3 capacités de ce type mises en série composent les capacités A, B et C pour obtenir les capacités équivalentes obtenues en éléments localisés.

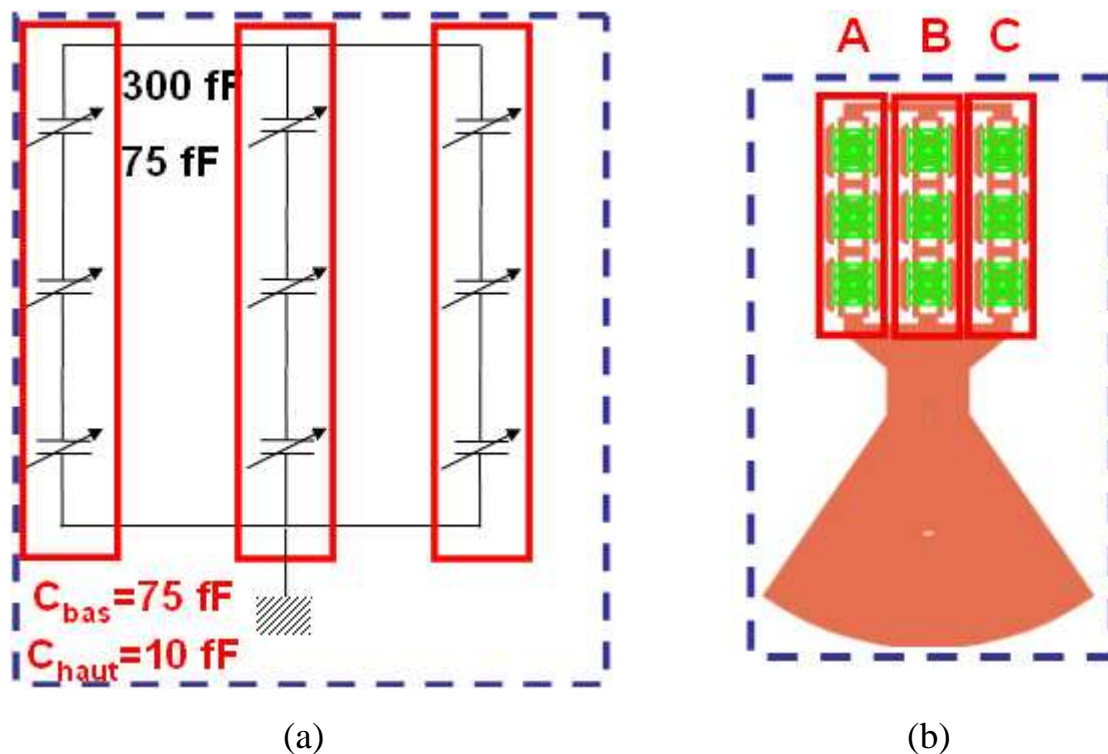


Figure 3.39 : Schéma électrique d'un circuit en réflexion (a) et sa modélisation sous Momentum (b)

Cette configuration a été modélisée par le logiciel Momentum et les résultats de simulation des états de phase du déphaseur 2 bits sont montrés Figure 3.40.

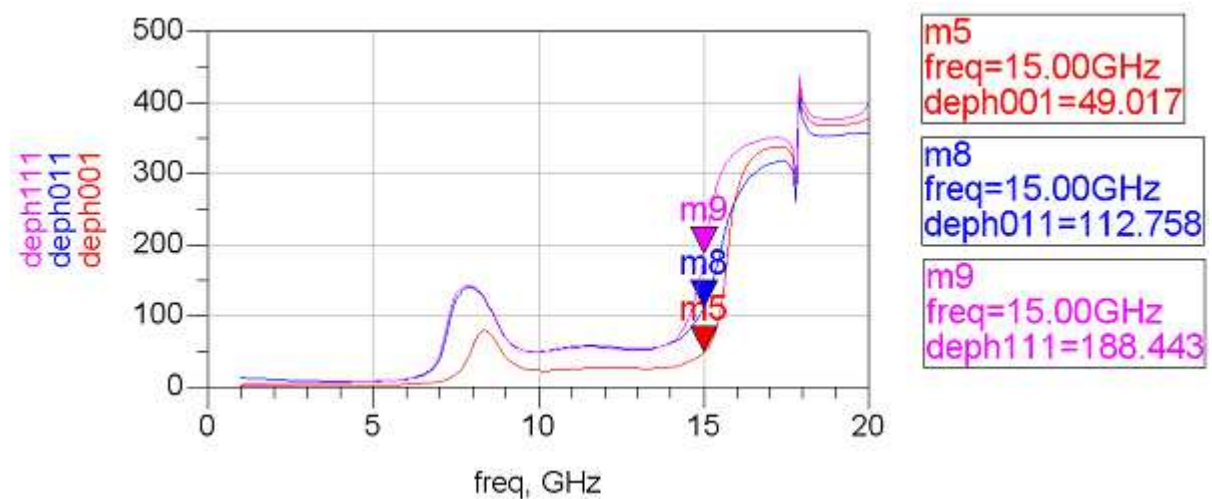


Figure 3.40 : Déphasages obtenus en modélisant le déphaseur en réflexion sous Momentum

Il apparaît que les déphasages obtenus en modélisation 2.5 D sont différents de ceux résultant des simulations en éléments localisés. Ceci peut s'expliquer par les approximations inhérentes à une modélisation électromagnétique par couches (2.5 D). De plus, le gap équivalent à l'état bas des capacités commutées a été assimilé à une couche d'air, la couche diélectrique normalement présente entre les deux électrodes capacitives n'a pas été modélisée. Ces résultats montrent toutefois un pas régulier de phase approximativement égal à 60° équivalent à une déclinaison de phase (à $\pm 10^\circ$) 0° , 60° , 120° , 180° .

Conclusion

Le troisième chapitre a proposé des déphaseurs incorporant des structures MEMS permettant d'envisager un fonctionnement pour des applications de fortes puissances. Deux topologies de déphaseurs ont ainsi été proposées mais la majeure partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude de déphaseurs DMTL. Une conception analytique a permis d'identifier les capacités adéquates à charger sur la ligne de transmission. Nous avons pu réaliser un dimensionnement rapide des poutres à l'aide de simulations électromagnétiques. Les mesures en paramètres S des cellules élémentaires de nos déphaseurs ont validé cette démarche de conception. En effet, nous avons obtenu des résultats encourageants en termes de pertes et de déphasage comparativement aux critères de conception.

Plus spécifiquement conçus pour des applications de fortes puissances, la bonne aptitude de nos poutres MEMS à fonctionner sans défaillance jusqu'à 5 W a été démontrée en présence d'un signal micro-onde de puissance continue. Les effets très faibles d'un signal de puissance sur nos déphaseurs ont d'abord été constatés par des mesures en commutation à froid pour des puissances allant jusqu'à 8W, les MEMS étant à l'état haut. La stabilité en puissance des tensions d'actionnement et de relâchement des poutres a ensuite été mesurée en commutation à chaud. Des mesures de fiabilité ont enfin permis de détecter un contraste significatif entre l'état haut et l'état bas des cantilevers en commutation à chaud jusqu'à 1 milliard de cycles.

Les résultats prometteurs de ces dispositifs sont complétés par des mesures effectuées pour déterminer le temps de chargement du diélectrique avant défaillance. Il est intéressant d'ajouter à des mesures des modèles pouvant prédire le comportement des dispositifs testés pour d'autres applications. Un modèle analytique a notamment corrélé ces résultats de mesures avec une loi permettant la prédiction du temps de chargement pour différents signaux de commande. Un autre modèle couplant mécanique et micro-ondes a été utilisé pour prédire les erreurs de phase, qu'elles soient liées aux imperfections inhérentes à la fabrication ou qu'elles soient engendrées dans le cas extrême de poutres défaillantes. Ce modèle a aussi permis de calculer les intermodulations d'ordre 3 et laisse présager une excellente linéarité des composants.

Enfin, dans le souci de proposer un déphaseur MEMS en puissance plus compact, la fin de ce chapitre a montré les premières étapes de conception d'un déphaseur en réflexion. Les modélisations 2.5 D permettent d'envisager un déphaseur MEMS 2 bits d'une taille de seulement 5,2 mm x 5,9 mm.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Au cours du premier chapitre de ce mémoire de thèse, les nombreux dispositifs hyperfréquences bénéficiant des excellentes performances RF des commutateurs et capacités MEMS ont été abordés. Loin d'être à leur pleine maturité, ces composants MEMS RF ont le potentiel pour élargir davantage leur champ d'application. Les travaux réalisés ici ont mis en avant le potentiel de cette technologie pour des applications de forte puissance. L'état de l'art présenté ici a également permis de montrer des exemples concrets de dispositifs issus de recherches effectuées sur ce thème. Pouvant être utilisés suivant deux modes de fonctionnement différents, nous avons vu que la commutation en présence de signal RF de puissance continue (commutation à chaud) était le moins contraignant à mettre en œuvre mais également le plus exigeant en terme de tenue en puissance. Les meilleurs commutateurs MEMS RF ont démontré une tenue en puissance de l'ordre du Watt pour ce régime de commutation. L'un des objectifs de ces travaux de thèse a été de concevoir des capacités commutables capables de fonctionner au-delà de ce seuil de puissance.

Lors du deuxième chapitre, quelques notions de mécanique simples ont été présentées de manière à mieux appréhender les phénomènes de défaillance en puissance agissant sur les commutateurs MEMS RF. Nous avons alors vu que les forces mises en jeu lors des phénomènes majeurs de défaillance sont assimilables aux forces électrostatiques créées par l'utilisateur pour actionner les MEMS. Tout comme les forces d'actionnement, ces forces (maintenant ou actionnant involontairement les structures commutables à l'état bas) peuvent être rapidement quantifiées par des équations simples, liées aux dimensions des commutateurs MEMS à concevoir. Prenant le cas de poutres à géométrie particulière précédemment réalisées au laboratoire XLIM et prometteuses en terme de tenue en puissance, nous avons appliqué ces équations pour rapidement les dimensionner pour un fonctionnement au-delà du Watt. Des mesures ont confirmé une bonne tenue en puissance mais les faibles contrastes enregistrés n'ont pas permis d'envisager une réalisation de déphaseur à court terme. Il est cependant raisonnable de penser que des recherches technologiques plus approfondies sur ce profil de poutre (par le biais par exemple d'un procédé de fabrication mieux contrôlé) pourraient permettre la réalisation de poutre à plus fort contraste.

De nouvelles capacités commutables ont donc été réalisées pour une intégration au sein d'un dispositif de déphasage pour ces applications de forte puissance. Le troisième

chapitre a d'abord présenté des déphaseurs DMTL incorporant ces nouvelles structures MEMS. Le principe de fonctionnement de ces déphaseurs a été expliqué ainsi que la démarche de conception analytique permettant un dimensionnement rapide des poutres. Les mesures en paramètres S des cellules élémentaires de nos déphaseurs ont validé cette démarche de conception. En effet, nous avons obtenu des résultats encourageants en termes de pertes et de déphasage comparativement aux critères de conception. L'aptitude de nos poutres MEMS à fonctionner jusqu'à 5 W en présence d'un signal RF de puissance continue a également été démontrée. Des mesures de fiabilité ont enfin permis de détecter un contraste significatif entre l'état haut et l'état bas des cantilevers en commutation à chaud jusqu'à 1 milliard de cycles.

Les résultats prometteurs de ces dispositifs sont complétés par des mesures effectuées pour déterminer le temps de chargement du diélectrique avant défaillance. Un modèle couplant mécanique et micro-ondes a été utilisé pour prédire les erreurs de phase, qu'elles soient liées aux imperfections inhérentes à la fabrication ou qu'elles soient engendrées dans le cas extrême de poutres défaillantes. Ce modèle a aussi permis de calculer les intermodulations d'ordre 3 et laisse présager une excellente linéarité des composants.

Perspectives

L'étude des déphaseurs DMTL présentés dans ce mémoire apporte une solution à la réalisation d'un prototype de réseau d'antennes. Toutefois, des recherches sont encore à réaliser sur d'autres phénomènes de défaillance liés à la présence d'un signal micro-onde de forte puissance. Une analyse thermomécanique pourrait par exemple apporter des informations sur la déformation des matériaux constituant les poutres lors de fortes élévations de température.

Les premières étapes de conception d'un déphaseur 2 bits en réflexion, plus compact que les DMTL déjà réalisés, ont été présentées. Nous nous attendons à ce que la puissance admissible de ce nouveau déphaseur soit doublée par rapport à celle des éléments MEMS y étant intégrés. En effet, ces derniers sont disposés sur les deux branches d'un coupleur -3 dB, la puissance micro-onde leur étant appliquée est donc divisée par 2.

ANNEXE

Les procédés de fabrication utilisés

Cette annexe décrit les procédés de fabrication utilisés au cours de cette thèse au laboratoire XLIM : les procédés de lithographie et de dépôt.

Lithographie

Le procédé lithographique utilisé en salle blanche au cours de cette thèse permet de créer des motifs sur une résine photosensible préalablement déposée sous forme de film fin sur la surface d'un substrat (lui-même déjà entièrement ou partiellement recouvert de chrome, or, titane, cuivre et/ou aluminium).

Lors du procédé de lithographie, la création des motifs ne peut se faire sans l'utilisation d'un masque, plaque de verre formée de zones opaques et transparentes, placée entre la source de rayonnement ultra-violet et le substrat recouvert de résine.

Les procédés d'alignement, d'insolation ou de vérification d'état de surface ont été réalisés en salle blanche grâce à des aligneurs de masques : MJB3 puis MJB4 (Suss Micro Tec). L'utilisation de ce dernier modèle, plus complet, permet notamment de programmer les temps d'insolation adéquats pour chaque type et épaisseur de résine déposée. En effet, le temps d'exposition est un paramètre important pour une bonne résolution des motifs du masque reportés sur la résine.

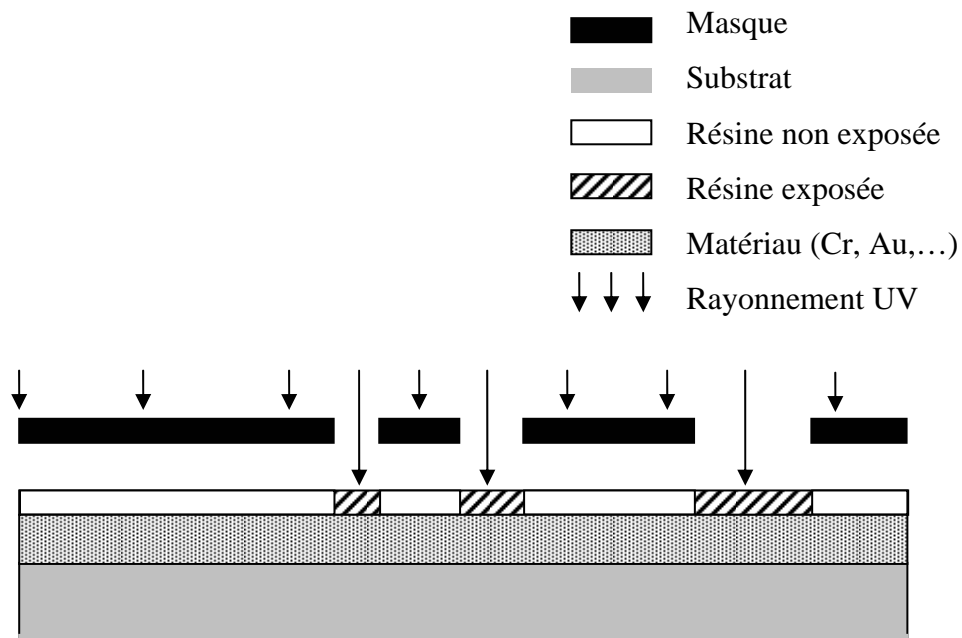


Figure A.1 : Schéma de principe d'une exposition dans un procédé de lithographie

Les parties de la résine exposées ou non exposées (résine positive ou négative) au rayonnement lumineux de longueur d'onde spécifique, peuvent ensuite être éliminées sous l'action de solvants présents dans un développeur.

Les surfaces non protégées par la résine sont alors les motifs définissant les zones du substrat qui seront par la suite exposées à une opération de gravure ou de dépôt. Les étapes de fabrication des MEMS correspondent ainsi à une succession de motifs de gravure et de dépôt de matériaux.

Création des motifs : réalisation de masques

Au cours de cette thèse, tous les motifs nécessaires à la réalisation des différents dispositifs MEMS ont été imprimés sur des masques fabriqués en salle blanche à XLIM. Le processus d'élaboration de ces masques est basé sur l'utilisation d'un procédé photographique.

Plusieurs motifs (ou niveaux de masque) sont généralement imprimés à grande échelle par CAO sur une même feuille transparente. Cette feuille est fixée sur un écran lumineux alors qu'une plaque de verre recouverte d'une émulsion photosensible est placée dans une boîte noire à l'abri de la lumière. Cette boîte est ouverte pour être exposée à la lumière de l'écran et la distance entre la boîte noire et l'écran est calculée de manière à reproduire sur la plaque de verre les dessins de la feuille imprimée à l'échelle des dispositifs. Les motifs apparaissent alors sur la plaque de verre après développement.

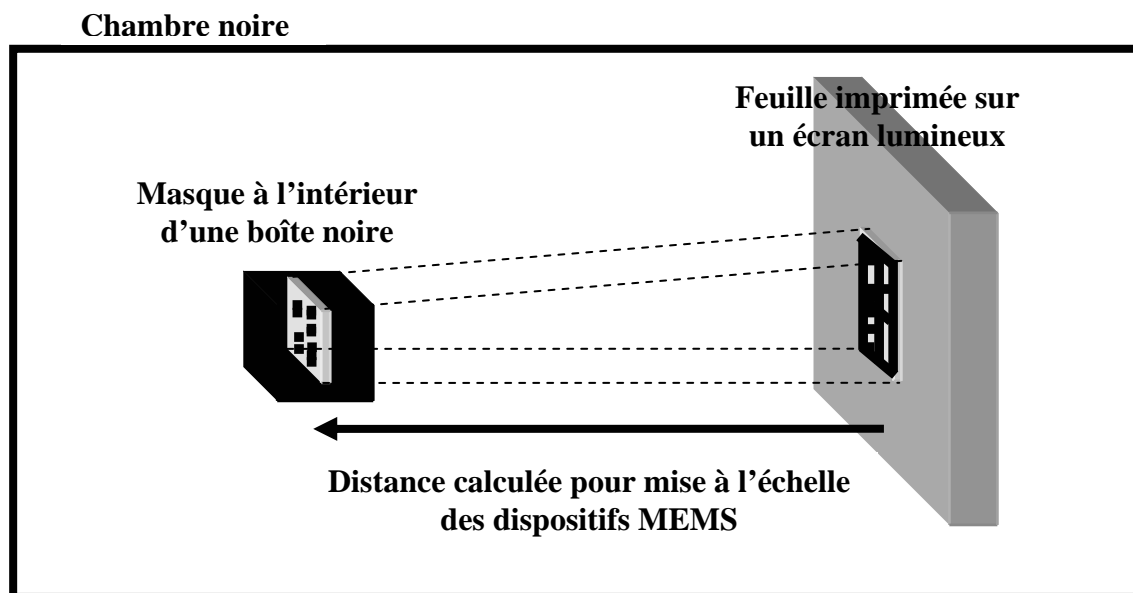
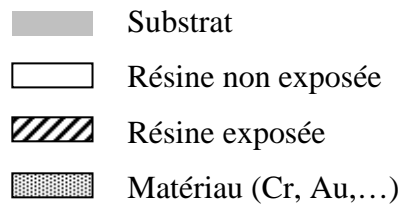


Figure A.2 : Reproduction de motifs imprimés par procédé photographique

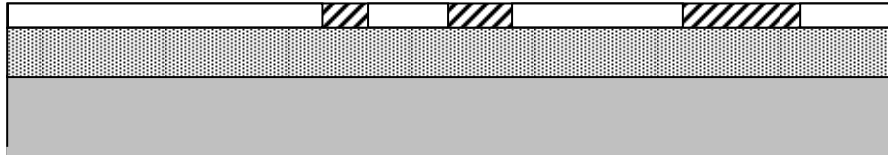
Gravure

Pour former une structure MEMS fonctionnelle sur un substrat, il est nécessaire de graver les différents matériaux déposés ou même le substrat lui-même. En général, les procédés de gravure sont classés en 2 catégories : gravure humide et gravure sèche.

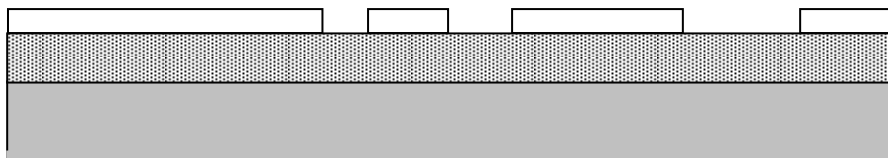
Durant cette thèse, la gravure humide a été le plus souvent utilisée. Il s'agit du procédé le plus simple à mettre en œuvre car cela ne requiert qu'un récipient avec une solution de gravure dans lequel sont dissous les métaux. Lors de cette opération, à l'instar du temps d'exposition des résines photosensibles, une attention particulière est portée sur le temps de gravure pour que la zone gravée corresponde au mieux aux motifs de résine.



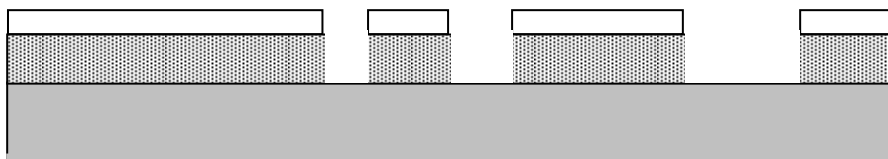
Exposition aux UV



Développement



Gravure



Nettoyage de la résine

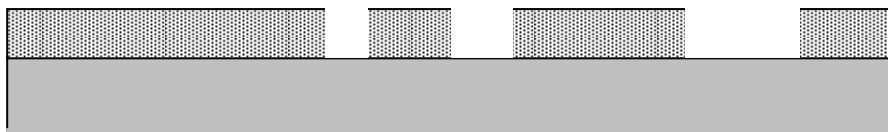


Figure A.3 : Schéma de principe d'une gravure

Des gravures sèches ont également été utilisées lors de la fabrication des MEMS. Il s'agit ici de gravure ionique réactive. Lors de ce procédé, les substrats sont placés à l'intérieur d'un réacteur à plasma où l'on a introduit, dans notre cas, de l'oxygène. Une source de puissance RF permet de casser les molécules de ce gaz en ions qui réagissent en surface des matériaux à graver. Cette méthode a principalement permis de « nettoyer » les circuits en retirant les résidus de résine restants après chaque étape de gravure.

Lift-Off

L'opération de lift-off a le même but que la gravure en retirant les matériaux pour créer les motifs souhaités, mais à l'inverse, le dépôt de résine et l'opération de lithographie sont d'abord réalisés. Les motifs de masque correspondant à cette opération représentent le négatif de ceux d'une opération de gravure. La résine est alors considérée comme une résine sacrificielle. Les zones où les couches de métaux se déposent sur la résine, sont retirées après avoir plongé le substrat dans un solvant.

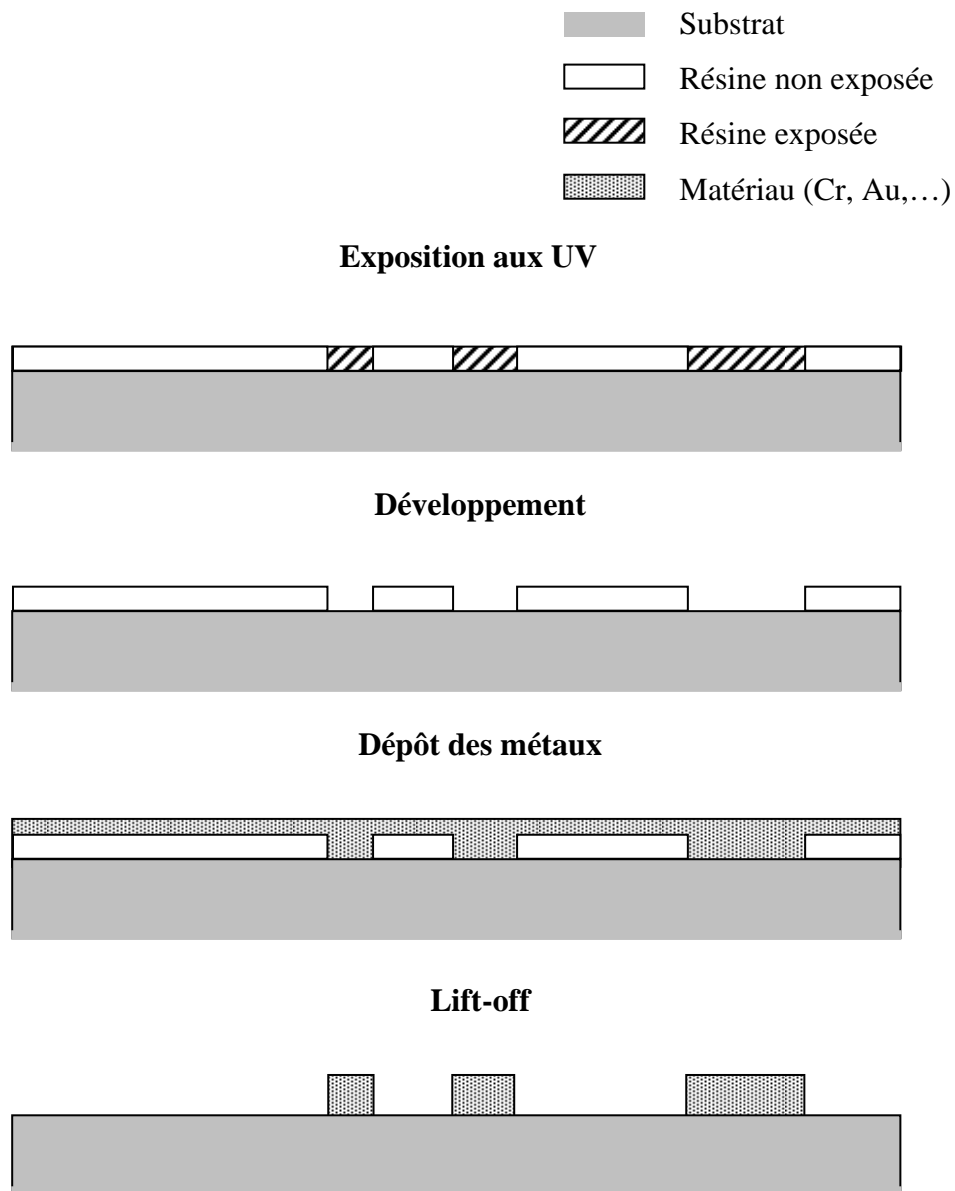


Figure A.4 : Schéma de principe d'un lift-off

Procédés de dépôt

Evaporation par effet Joule

Les procédés de dépôt thermique sont plus communs que les procédés CVD (Chemical Vapor Deposition) car ils sont moins onéreux à mettre en œuvre. Un substrat est placé dans une chambre à vide dans laquelle sont également présents les matériaux à déposer.

Dans la salle blanche du laboratoire XLIM, les matériaux tels que chrome ou titane (couches d'accrochage), or, cuivre ou aluminium sont placés dans des creusets (en titane ou tungstène) chauffés électriquement par le passage d'un fort courant de manière à atteindre de hautes températures, aux alentours de leurs points de fusion ou d'ébullition. L'intensité du courant est contrôlée manuellement de manière à régler la vitesse de dépôt, mesurée à l'aide d'une balance à quartz.

Les matériaux s'évaporent et le vide permet aux molécules de s'évaporer librement dans la chambre. Ce vide est préalablement obtenu grâce à une pompe primaire relayée par une pompe secondaire pour atteindre des pressions de l'ordre de 10^{-7} bar. La qualité du matériau déposé dépend de cette pression mais aussi de la pureté du matériau et de la vitesse de dépôt, se situant entre 0,1 et 1 nm/s, plus importante que par les procédés LPCVD ou PECVD.

Les échantillons de wafer sont placés dans un évaporateur par l'intermédiaire d'un porte-substrat pouvant être électriquement mis en rotation. Un système de cache (cf figure) permet de le protéger ou de l'exposer manuellement au dépôt.

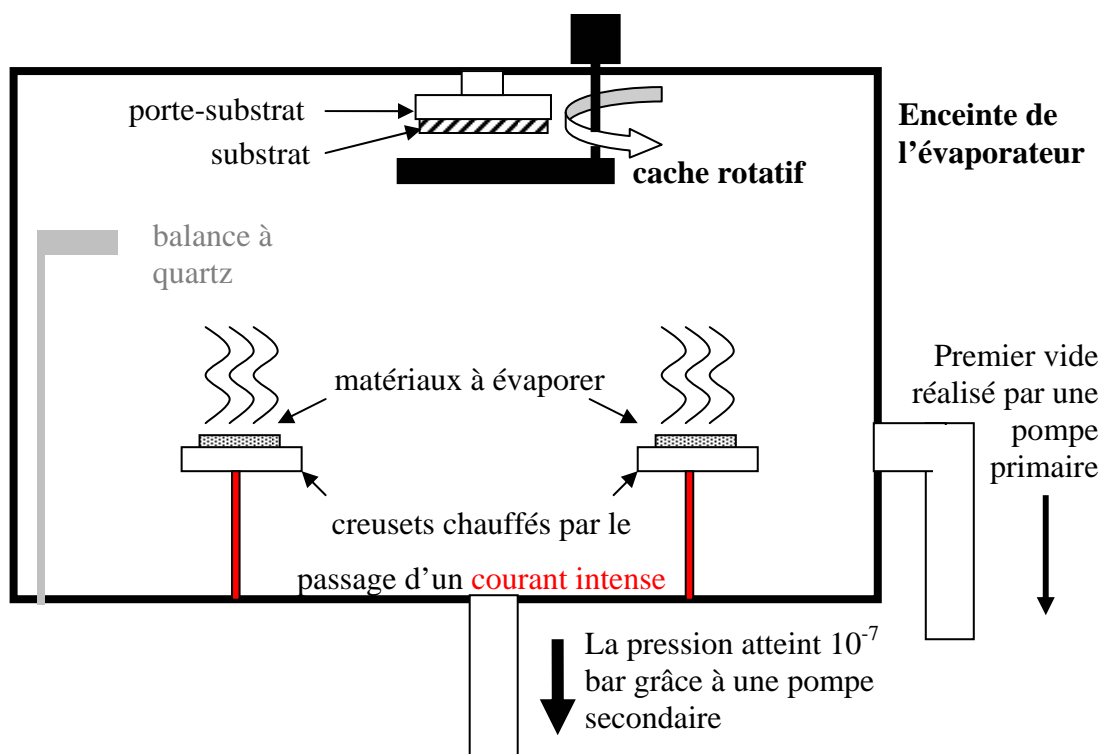


Figure A.5 : Schéma de principe d'un évaporateur pour dépôt thermique

Ce procédé a été utilisé pour constituer une partie des lignes de transmission, des plans de masse et des micro-commutateurs.

Dépôts par réactions chimiques

Les procédés CVD (Chemical Vapor Deposition) tels que LPCVD (Low Pressure CVD) et PECVD (Plasma Enhanced CVD) exploitent la création directe de solides par réactions chimiques dans un gaz et/ou dans un milieu liquide.

Dans la méthode de dépôt de type CVD, le substrat est placé dans un réacteur approvisionné par plusieurs gaz. La réaction chimique de ce procédé a lieu à la rencontre de des différents gaz fournis. Le produit de cette réaction est un matériau solide qui se dépose alors sur toutes les surfaces à l'intérieur du réacteur.

Le procédé LPCVD produit des couches avec d'excellentes uniformités en terme d'épaisseur et de caractéristiques du matériau sur toute la surface déposée. Toutefois, il requiert de fortes températures ($>600^{\circ}\text{C}$) et possède une faible vitesse de dépôt. La méthode par PECVD permet de plus faibles températures de dépôt ($<300^{\circ}\text{C}$) grâce à la forte énergie fournie par le plasma, transmise aux molécules de gaz à l'intérieur du réacteur. La vitesse de dépôt est également meilleure que par LPCVD mais les qualités des couches déposées sont inférieures, cette méthode tend à laisser plus d'impuretés en surface.

Le procédé de PECVD a été utilisé pour déposer les couches de diélectriques (Alumine), de quelques dizaines de micromètres, séparant les électrodes des capacités commutées. Afin d'obtenir des couches diélectriques avec le moins d'impuretés possibles, des dépôts par ablation LASER ont été mis en oeuvre au laboratoire.

Ablation LASER

La méthode consiste à envoyer un faisceau issu d'un laser à impulsion sur le matériau à déposer (cible). Des atomes de ce matériau sont alors expulsés et se déposent sur le substrat. Cela permet d'obtenir de meilleures caractéristiques diélectriques, en contrepartie l'uniformité des épaisseurs est inférieure à celle des dépôts réalisés par PECVD.

Electrolyse

Dans la salle blanche du laboratoire, le substrat est plongé dans une solution d'aurocyanure de potassium, en contact avec une pince faisant office d'électrode négative. Une seconde électrode prenant la forme d'une grille de platine, portée à un potentiel positif, est également immergée et placée en vis-à-vis de la surface du substrat sujet au dépôt (cf figure).

En appliquant un courant de quelques mA, une réaction d'oxydoréduction se crée provoquant la formation d'une couche d'or sur les surfaces déjà recouvertes d'or. La vitesse de dépôt dépend de l'intensité du courant et de la surface d'or à épaissir.

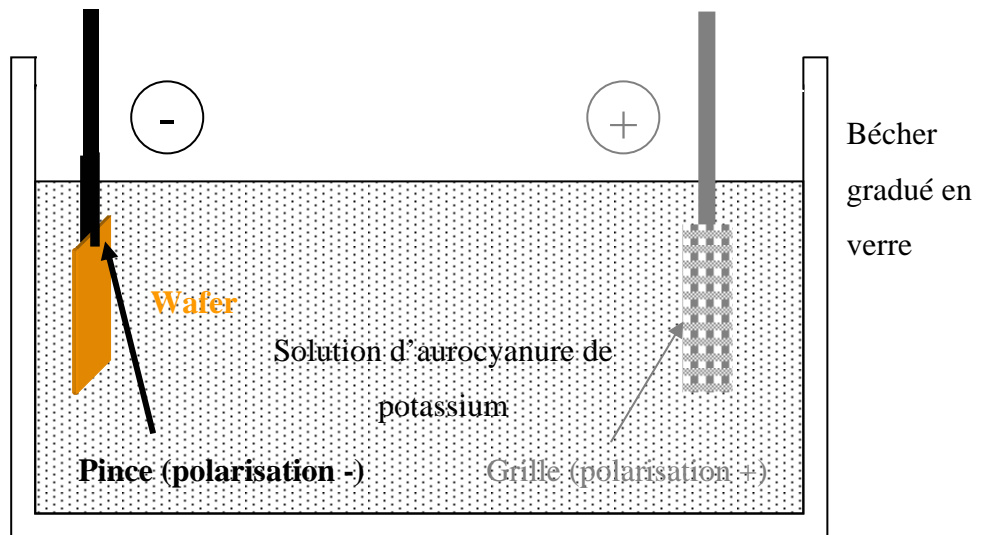


Figure A.6 : Schéma de principe d'une électrolyse

Ce procédé a été utilisé pour accroître les épaisseurs d'or précédemment déposées par évaporation thermique, passant ainsi de quelques dixièmes de micromètre à 2 ou 3 μm , dépendant principalement de la raideur des poutres MEMS souhaitée.

Bibliographie

Bibliographie

- [ADS05] Advanced Design System 2005A, <http://www.eesoft.tm.agilent.com>.
- [Bas08] S. Bastioli, F. Di Maggio, P. Farinelli, F. Giacomozzi, B. Margesin, A. Ocera, I. Pomona, M. Russo, R. Sorrentino, "Design Manufacturing and Packaging of a 5-bit K-Band MEMS Phase Shifter" 3rd European Integrated Circuit Conference, pp.338-341, octobre 2008.
- [Blon04] P.Blondy, A.Crunteanu, C.Champeaux, A.Catherinot, P.Trissant, O.Vendier, J.L.Cazaux, L.Marchand, "Dielectric less capacitive MEMS switches", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.573-576 Vol.2, juin 2004.
- [Blon06] P. Blondy, D. Bouyge, A. Crunteanu, A. Pothier, "A Wide Tuning Range MEMS Switched Patch Antenna", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.152-154, juin 2006.
- [Bou07] J.Bouchaud, Bernardo Knoblich, Harrie Tilmans, Fabio Coccheti, Ayman El Fatatry, "RF MEMS Roadmap", 37th European Microwave Conference, Munich, Germany, 9-12 October 2007.
- [Bouy07] David Bouyge, Pierre Blondy, Aurélian Crunteanu, Arnaud Pothier, "Nouvelle technologie et fiabilité d'un commutateur MEMS capacitif sans diélectrique", Journées Nationales Micro-ondes, Toulouse, France, mai 2007
- [CHC07] Chung-Hao Chen, John Whalen, and Dimitrios Peroulis, "Non-Toxic Liquid-Metal 2-100 GHz MEMS Switch", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.363-366, juin 2007.
- [Chan08] King Yuk (Eric) Chan, Mojgan Daneshmand, Arash A.Fomani, Raafat R.Mansour, Rodica Ramer, "Monolithic MEMS T-type Switch for Redundancy Switch Matrix Applications", EuMIC, octobre 2008, pp.486-489.
- [Chen08] Chih-Chieh Cheng, Abbas Abbaspour-Tamijani, Balaji Lakshminarayanan, "Reconfigurable Lens-Array with Monolithically Integrated MEMS Switches", EuMC, octobre 2008, pp.112-115.
- [Cou07] G. M. Coutts, R. R. Mansour and S. K. Chaudhuri, "A MEMS-Tunable Frequency-Selective Surface Monolithically Integrated on a Flexible Substrate", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.497-500, juin 2007.
- [Dah07] R. Al-Dahleh and R. R. Mansour, "A Novel Warped-Beam Design that Enhances RF Performance of Capacitive MEMS Switches", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.1813-1816, juin 2007.
- [Dan06] M. Daneshmand and R. R. Mansour, "Monolithic RF MEMS Switch Matrix Integration", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.140-143, juin 2006.

- [DMa08] D. Mardivirin, D. Bouyge, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Blondy, "Study of residual charging in dielectric less capacitive MEMS switches", 2008 IEEE MTT-S Int. Microwave Simp. Dig., juin 2008.
- [DMa09] D. Mardivirin, A. Pothier, A. Crunteanu, B. Viale, P. Blondy, "Charging in dielectric less capacitive RF-MEMS switches", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, issue 57, pp. 231-237, janvier 2009
- [Ent05] K. Entesari, and G.M. Rebeiz, "A 12-18 GHz Three-Pole RF MEMS Tunable Filter", IEEE MTT-Trans., vol. 53, no. 8, août 2005, pp. 2566-2571.
- [Fer93] A. Ferrero, U. Pisani, "An improved calibration technique for on wafer large-signal transistor characterization, "IEEE Transactions on Instrumentation and measurement," vol. 42, No. 2 pp. 360-364, avril 1993.
- [Fou08] Siamak Fouladi, Winter Dong Yan, and Rifaat R. Mansour, "Tunable Dielectric Resonator Bandpass Filter With Embedded MEMS Thermal Actuators", EuMIC, octobre 2008, pp. 482-485.
- [Gau08] William Gautier, Armin Stehle, Christian Siegel, Bernhard Schoenlinner, Volker Ziegler, Ulrich Prechtel, Wolfgang Menzel, "Hybrid Integrated RF-MEMS Phased Array Antenna at 10GHz", EuMC, octobre 2008, pp. 139-142.
- [Gol95] C. Goldsmith, T.H. Lin, B. Powers, W.R. Wu, and B. Norvell, "Micromechanical membrane switches for microwave applications", IEEE MTT-S Digest, pp. 91-94, 1995.
- [Gol96] C. Goldsmith, J. Randall, S. Eshelman, T.H. Lin, D. Denniston, S. Chen, B. Norvell, "Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies", IEEE MTT-S Digest, pp. 1141-1144, 1996.
- [Hay02] J. S. Hayden, "High-performance digital x-band and ka-band distributed mems phase shifters", mémoire de thèse, University of Michigan, 2002.
- [Hun03] Joo-Jung Hung, Laurent Dussopt and Gabriel M. Rebeiz, "A Low-Loss Distributed 2-Bit W-Band MEMS Phase Shifter", 33rd European Microwave Conference, Munich, Germany, pp. 983-985, 7-9 october 2003.
- [Kim02] Hong-Teuk Kim, Jae-Hyoung Park, Jounghwa Yim, Yong-Kweon Kim, and Youngwoo Kwon, "A Compact V-Band 2-Bit Reflection-Type MEMS Phase Shifter", IEEE Microwave and Wireless Components Letter, vol. 12, no. 9, pp. 324-326, Sep. 2002.
- [Lee03] Sanghyo Lee, Jae-Hyoung Park, Hong-Teuk Kim, Jung-Mu Kim, Yong-Kweon Kim and Youngwoo Kwon, "A 15-to-45GHz Low-Loss Analog Reflexion-Type MEMS Phase Shifter", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp. 1493-1496, juin 2003.
- [Lee04] Sanghyo Lee, Jae-Hyoung Park, Hong-Teuk Kim, Jung-Mu Kim, Yong-Kweon Kim and Youngwoo Kwon, "Low-Loss Analog and Digital Reflection-Type MEMS Phase Shifters With 1:3 Bandwidth", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, no. 1, pp. 211-219, Jan. 2004.

- [Lac08] Benjamin Lacroix, "Conception de capacités commutées MEMS RF miniatures et application à la reconfiguration rapide de déphaseur", Mémoire de thèse, à l'université mixte de recherche XLIM, octobre 2008.
- [Lak07] Balaji Lakshminarayanan and Gabriel Rebeiz, "High-Power High-Reliability Sub-Microsecond RF MEMS Switched Capacitors", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.1801-1804, juin 2007.
- [Mal99] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Emke, and C. L. Goldsmith, "X-Band RF MEMS Phase Shifters for Phased Array Applications" IEEE Microwave and Guided Wave Letter, vol. 9, no.12, pp. 517–519, Dec. 1999.
- [Mar07] J.D.Martinez, P.Blondy, A.Pothier, D.Bouyge, A.Crunteanu, M.Chatras, "Surface and Bulk Micromachined RF MEMS Capacitive Series Switch for Watt-Range Hot Switching Operation", 37th European Microwave Conference, Munich, Germany, 9-12 october 2007.
- [Mar08] Luca Marcaccioli, Paola Farinelli, Manos M. Tentzeris, John Papapolymerou, Roberto Sorrentino, "Design of a Broadband MEMS-based reconfigurable coupler in Ku-Band", EuMC, pp.595-598 ,octobre 2008.
- [Mer03] Denis Mercier,"Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF", Mémoire de thèse, de l'université de Limoges, décembre 2003.
- [Mer04a]D.Mercier, J.-C.Orlianges, T.Delage, C.Champeaux, A.Catherinot, D.Cros, and P.Blondy, "Millimeter-Wave Tune-All Bandpass Filters", IEEE MTT-Trans., vol.52, no.4, avril 2004, pp.1175-1181.
- [Mer04j]Denis Mercier, Pierre Louis Charvet, Pascale Berruyer, Christine Zanchi, Luc Lapierre, Olivier Vendier, Jean Louis Cazaux and Pierre Blondy, "A DC to 100GHz High Performance Ohmic Shunt Switch", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.1931-1934, juin 2004.
- [Mul03] J.B.Muldavin, R.Boisvert, C.Bozler,S.Rabe, C.Keast, "Power handling and linearity of MEM capacitive series switches", IEEE Int. Microwave Symp. Dig., vol3, p.2119-2122.
- [Pale06] C. Palego, A. Pothier, T. Gasseling, A. Crunteanu, C. Cibert, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot and P. Blondy, "RF-MEMS Switched Varactor for High Power Applications", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.35-38, juin 2006.
- [Pale08] Cristiano Palego, Arnaud Pothier, Aurelian Crunteanu and Pierre Blondy, "A Dual-Band MEMS Reconfigurable Filter for a Multi-Standard Radio Front-End", EuMC, octobre 2008, pp.587-590.
- [Pero03] D.Peroulis, "RF-MEMS Devices for multifonctionnal integrated circuits and antennas", PhD Dissertation, University of Michigan, Ann Arbor, USA, 2003.
- [Pero04] D.Peroulis, S.P.Pacheco, and L.P.B.Katehi, "RF MEMS switches with enhanced power-handling capabilities," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, pp. 59–68, Jan. 2004.

- [Pet07] Laurent Petit, "Antennes reconfigurables à base de MEMS RF", Mémoire de thèse, de l'université Joseph Fourier, février 2007.
- [Pil02] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, M. Eberly, "RF Power Handling of Capacitive RF MEMS Devices", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.329-332, juin 2002.
- [Pil07] Brandon Pillans, Frank Morris, Prem Chahal, Gary Frazier, and Jeong-Bong Lee, "Contact MEMS Switch Characterization", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.379-382, juin 2007.
- [Pot03] A. Pothier, P. Blondy, S. Verdeyme, C. Champeaux, A. Catherinot, "Performances et fiabilité de micro commutateurs MEMS à contact ohmique pour des applications RF", Journées Nationales Micro-ondes, Lille, France, 2003.
- [Ran96] J.Randall, C.Goldsmith, D.Denniston, T.H.Lin, "Fabrication of micromechanical switches for routing radio frequency signals", J.Vac. Sci. Technol. B 14(6), pp. 3692-3696, Novembre/Décembre 1996.
- [Reb02] Gabriel M. Rebeiz, Guan-Leng Tan, Joseph S. Hayden, "RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications", Microwave Magazine, IEEE, juin 2002.
- [Reb03] G. M. Rebeiz, RF MEMS: Theory, Design and Technology. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, 2003.
- [Riz03] Jad B. Rizk and Gabriel M. Rebeiz, "W-Band Microstrip RF-MEMS Switches and Phase Shifters", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.1485-1488, juin 2003.
- [Seg07] K.Segueni, L.Le Garrec, A-S.Rollier, R.Robin, S.Touati, A.Kanciurzewski, L.Buchaillet, O.Millet, "Totally free-flexible Membrane for Low Voltage MEMS Metal Contact Switch", 37th European Microwave Conference, Munich, Germany, 9-12 october 2007.
- [She08] Hui Shen, Songbin Gong, N. Scott Barker, "DC-Contact RF MEMS Switches using Thin-Film Cantilevers", 3rd European Integrated Circuit Conference, pp.382-385, octobre 2008.
- [Shi07] Eun Sub Shim, Jaehong Park, Wooyeol Choi, Youngmin Kim, Toungwoo Kwon, Jong Seon No, Sangwook Nam, and Dong-II "Dan" Cho, "Hot-Switching Test of Non-Contact Type MEMS Switch", Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International, pp.1809-1812, juin 2007.
- [Ste08] A. Stehle, G. Georgiev, V. Ziegler, B. Schoelinner, U. Prechtel, H. Seidel, U. Schmid, "RF-MEMS Switch and Phase Shifter Optimized for W-Band", 38th European Microwave Conference, Rome, Italy, pp.104-107, 28 september-8 october 2008.
- [Stre01] R.D. Streeter, C.A.Hall, R.Wood, and R.Mahadevan, "VHF High-Power Tunable RF Bandpass Filter Using Microelectromechanical (MEMS) Microrelays", Int.J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol.11, issue 5, août 2001, pp.261-275

- [Tan03] Guan-Leng Tan, Robert E. Mihailovich, Jonathan B. Hacker, Jeffrey F. DeNatale and Gabriel M. Rebeiz, "Low-Loss 2- and 4-bit TTD MEMS Phase Shifters Based on SP4T Switches", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 297–304, Jan. 2003.
- [TVH07] T. Vaha-Heikkila, K. Van Caekenberghe, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "RF MEMS impedance tuners for 6-24 GHz applications," *International Journal of Rf and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, pp. 265-278, mai 2007.

Conception, réalisation et test de déphaseurs micro-ondes intégrant une technologie MEMS

Résumé:

Les structures MEMS concernées par cette thèse sont des capacités commutées de type cantilever pouvant être utilisés pour une fonction de déphasage. L'un des enjeux de cette thèse est la tenue en puissance. En effet, soumis à des signaux de forte puissance, la bonne commutation des MEMS est entravée lorsque des phénomènes de défaillance tels que l'auto maintien et l'auto actionnement apparaissent. Ces phénomènes ont été pris en compte pour établir une méthode de conception basée sur une approche analytique, permettant de dimensionner de façon optimale des capacités commutées MEMS. Des structures ont ainsi été réalisées en salle blanche pour valider ces calculs. Les mesures des tensions de relâchement de ces structures ont permis de constater une bonne tenue en puissance.

Des capacités commutées MEMS ont été implémentées le long d'une ligne de transmission de manière à constituer des cellules de déphasage. Les résultats prometteurs de ces dispositifs en terme de précision de phase et de tenue en puissance sont complétés par des mesures effectuées pour déterminer le temps de chargement du diélectrique avant défaillance. Un modèle couplant mécanique et micro-ondes a été utilisé pour prédire les erreurs de phase, qu'elles soient liées aux imperfections inhérentes à la fabrication ou qu'elles soient engendrées dans le cas extrême de poutres défailantes. Ce modèle a aussi permis de calculer les intermodulations d'ordre 3 et laisse présager une excellente linéarité des composants.

Mots clés: MEMS, Déphaseurs, Capacités commutées, Cantilever, Applications de puissance, Salle blanche.

Design, realization and test of RF MEMS phase shifters

Abstract:

RF MEMS components are promising for numerous applications in terms of cost, power consumption, loss and linearity. MEMS structures concerned in this thesis are switched capacitors (cantilevered beams) which can be used for phase shifting.

One of the objectives of this thesis is to realise good power handling MEMS devices. Indeed, for high and even medium RF signal power, MEMS switches failed when phenomena appear, such as RF latching or self actuation. An analytical design method has taken it into account to reach an optimal MEMS switched capacitor geometry. Measurements of release voltages on these MEMS structures, realised in XLIM laboratory, have shown good power handling and confirm this way of conception.

MEMS switched capacitors have been integrated into a CPW line to form phase shifting cells. Promising results have been achieved concerning phase precision and power handling. To complete this study, dielectric charging time before failure have been measured. An electrostatic-mechanical model has been used to predict phase errors due to fabrication precision and even failed beams. Third-order intermodulations have also been calculated by this way and suggest excellent linear components.

Keywords: MEMS, Phase shifters, Switched capacitors, Cantilever, Power applications, Clean room.

XLIM-UMR CNRS n°6172

123, avenue Albert Thomas – 87060 LIMOGES CEDEX