

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2005

Thèse n° 31-2005

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et

Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Thomas PAILLOT

le 30 Septembre 2005

*Etude de composants MEMS RF pour les circuits
hyperfréquences et millimétriques*

Thèse dirigée par Dominique CROS et Pierre BLONDY

Jury :

Michel CAMPOVECCHIO	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Président
Nathalie ROLLAND	Maître de Conférences à l'IEMN- Lille	Rapporteur
Eric RIUS	Maître de Conférences au LEST – Brest	Rapporteur
Valérie MADRANGEAS	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
Pierre BLONDY	Ingénieur de Recherche CNRS-UMR 6615 – IRCOM Limoges	Examineur
Dominique CROS	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
Christophe LAPORTE	Ingénieur au CNES Toulouse	Invité
David DUBUC	Maître de Conférences à l'Université de Toulouse – LAAS	Invité
Arnaud POTHIER	Chargé de Recherche CNRS-UMR 6615 – IRCOM Limoges	Invité

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro ondes (I.R.C.O.M.), au sein de l'équipe "circuits et dispositifs micro ondes" sous la direction de Monsieur Serge VERDEYME, professeur à l'Université de Limoges. Je désire lui exprimer ma profonde gratitude pour m'avoir accueilli dans son équipe et je lui témoigne ma sincère reconnaissance..

Je remercie Monsieur Michel CAMPOVECCHIO, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de présider le jury.

J'adresse mes remerciements à Madame Nathalie ROLLAND Maître de Conférence à l'Institut d'électronique, de microélectronique et de nanotechnologie de Lille et à Monsieur Eric RIUS, Maître de Conférence à l'Université de Bretagne Occidentale pour avoir accepté de rapporter sur ce travail.

Je remercie Messieurs Christophe LAPORTE, ingénieur au CNES et David DUBUC, Maître de Conférence à l'Université de Toulouse pour avoir accepté l'invitation à la soutenance.

J'adresse des remerciements particuliers et assure de ma reconnaissance à Monsieur Pierre BLONDY, Ingénieur de recherche CNRS, qui a encadré ce travail de thèse, pour sa sympathie, sa disponibilité, son aide, sa patience et bien entendu pour la relecture de ce mémoire.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur Arnaud Pothier, chargé de recherche au CNRS, pour les nombreux échanges que nous avons pu avoir au cours de ces travaux et qui m'a offert une main plus que secourable durant certains moments difficiles.

Je remercie également Monsieur Dominique CROS et Madame Valérie MADRANGEAS, professeurs à l'Université de Limoges pour leurs présences dans ce jury.

Je tiens également à remercier Monsieur Hubert JALLAGEAS, Responsable des mesures à l'IRCOM, et Monsieur Bernard CASTEIGNAU, Responsable de la fabrication des circuits, à qui j'ai souvent demandé conseil durant la fin de ce travail.

Enfin je remercie tous les doctorants nouveaux et anciens et particulièrement Jeff et Paul à qui je souhaite la plus grande réussite pour la suite.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....3

CHAPITRE I

Etude des circuits et composants planaires accordables

I.	INTRODUCTION	7
II.	PRESENTATION GENERALE DES CAPACITES VARIABLES ET MICRO COMMUTATEURS MICRO ELECTROMECHANIQUES A ACTIONNEMENT ELECTROSTATIQUE	8
II.1	INTRODUCTION	8
II.2	GENERALITES	8
II.3	COMMUTATEURS A FONCTIONNEMENT OHMIQUE.....	10
II.4	COMMUTATEURS A FONCTIONNEMENT CAPACITIF	13
II.5	CAPACITES VARIABLES MICRO ELECTROMECHANIQUES	16
II.5.1.	Capacités variables continues.....	16
<i>Généralités</i>		16
<i>Capacités variables à électrodes déportées</i>		17
<i>Capacités variables à cantilever</i>		19
<i>Capacités variables à très fort accord</i>		21
<i>Capacités variables à accord de surface</i>		22
II.5.2.	Capacités variables à accord discret.....	23
III.	LE FILTRAGE ACCORDABLE EN TECHNOLOGIES PLANAIRES.....	26
III.1	INTRODUCTION	26
III.2	CIRCUITS ACCORDABLES PAR MODIFICATION DE LA PERMITTIVITE EFFECTIVE	27
III.2.1.	Généralités.....	27
III.2.2.	Circuit accordable à couches minces ferroélectriques	28
III.3	CIRCUITS ACCORDABLES PAR MODIFICATION DE LEUR CHARGE CAPACITIVE.....	30
III.3.1.	Généralités.....	30

III.3.2.	Circuits accordables par diodes varactors	31
III.3.3.	Circuits accordables par capacités variables micro électromécaniques	35
	<i>Filtres accordables par capacités variables continues</i>	35
	<i>Filtres accordables par capacités variables à accord discret</i>	38
IV.	CONCLUSION	41

CHAPITRE II

Présentation d'une tête de réception à circuit de redondance par commutateurs micro électromécaniques et filtre sur silicium micro usiné

I.	INTRODUCTION	45
II.	PRESENTATION GENERALE DU SYSTEME DE RECEPTION	45
III.	TRANSITION GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE - GUIDE COPLANAIRE	46
IV.	FILTRE DE RECEPTION	47
	IV.1 LA TECHNOLOGIE COPLANAIRE MICRO USINEE	48
	IV.2 GABARIT ET CIRCUIT EQUIVALENT	49
	IV.3 EVOLUTION DU FACTEUR DE QUALITE ET CHOIX DU TYPE DE RESONATEUR.....	50
	IV.4 TOPOLOGIE.....	53
	IV.5 SYNTHESE ELECTROMAGNETIQUE	55
	IV.5.1. Calcul des paramètres du filtres	55
	IV.5.2. Etude du coefficient de qualité extérieur Q_{ext}	56
	IV.5.3. Etude du coefficient de couplage inter résonateurs K_{12}	57
	IV.6 CONCEPTION DU FILTRE FINAL ET RESULTATS DE SIMULATION	59
	IV.7 REALISATION INTERMEDIAIRE : FILTRE COPLANAIRES DEUX POLES SUR QUARTZ	60
	IV.8 REALISATION SUR SILICIUM MICRO USINE	61
	IV.8.1. Technologie.....	61
	IV.8.2. Mesures et rétro simulations	63
V.	PERSPECTIVES : UN EXEMPLE DE CIRCUIT ACCORDABLE PAR CANTILEVERS MEMS	65
	V.1 CIRCUIT EQUIVALENT	66
	V.2 TOPOLOGIE	68
	V.3 IMPLEMENTATION.....	69

V.3.1.	Polarisation par des capacités MIM (Metal Insulator Metal).....	69
V.3.2.	Polarisation par un réseau résistif.....	71
V.3.3.	Modélisation non linéaire.....	73
VI.	CONCLUSION.....	75

CHAPITRE III

Les circuits de commutation du projet TREMICROMEDIA

I.	INTRODUCTION	79
II.	COMMULATEURS MICRO ELECTROMECHANQUES : GENERALITES	79
	II.1 ETUDE DE L'INSTABILITE MECANIQUE DUE A L'ACTIONNEMENT ELECTROSTATIQUE	79
III.	CIRCUIT DE COMMUTATION POUR LE PROJET TREMICROMEDIA	82
	III.1 SPECIFICATIONS TECHNIQUES DU CIRCUIT DE REDONDANCE	82
	III.2 MICRO COMMULATEUR CAPACITIF DE TYPE PONT	83
	III.3 CIRCUIT DE REDONDANCE	83
	III.3.1. Micro commutateur parallèle	84
	III.3.2. Micro commutateur série simple	87
	III.3.3. Micro commutateur série à inverseurs d'impédance	89
	III.3.4. Un exemple de commutateur à une entrée et deux sorties	91
IV.	CONCLUSION	93

CHAPITRE IV

Conception de commutateurs micro électromécaniques de puissance

I.	INTRODUCTION	97
II.	ETUDE DU PHENOMENE D'ELECTROMIGRATION DANS UNE LIGNE DE TRANSMISSION.....	98
	II.1 PRESENTATION.....	98
	II.2 ETUDE DES DENSITES DE COURANT DANS UN CONDUCTEUR PAR SIMULATIONS	
	ELECTROMAGNETIQUES DEUX DIMENSIONS	99
	II.2.1. Ligne micro ruban : structure et modélisation deux dimensions	99
	II.2.2. Ligne coplanaire : structure et modélisation deux dimensions	100
	II.2.3. Résultats de simulation sur les densités de courant en fonction des paramètres physiques des lignes de transmission	101
	<i>Méthode de calcul de la densité de courant et définition des paramètres variables</i>	101
	<i>Résultats de simulation.....</i>	103
III.	LE COMMUTATEUR MICRO ELECTROMECHANIQUE DE PUISSANCE	105
	III.1 PRESENTATION DU PHENOMENE D'AUTO ACTIONNEMENT	105
	III.2 COMMUTATEUR A CONTRE ELECTRODES	106
IV.	LES CIRCUITS DE COMMUTATION.....	110
	IV.1 SPECIFICATIONS RF DU PROJET PAMIR.....	110
	IV.2 COMMUTATEUR SERIE ELEMENTAIRE	111
	IV.2.1. Généralités.....	111
	IV.2.2. Commutateur micro ruban série.....	112
	<i>Réalisation préliminaire : commutateur série faible niveau de puissance</i>	<i>112</i>
	<i>Commutateur série de puissance.....</i>	<i>114</i>
	IV.3 COMMUTATEUR PARALLELE ELEMENTAIRE.....	115

IV.3.1.	Généralités.....	115
IV.3.2.	Commutateur micro ruban parallèle à stubs.....	115
IV.4	CIRCUITS BANDE ETROITE	117
IV.4.1.	Circuit à quatre commutateurs série.....	117
IV.4.2.	Circuit à trois commutateurs parallèles.....	118
IV.5	LE CIRCUIT LARGE BANDE	119
IV.5.1.	Circuit développé à partir des composants élémentaires	119
IV.5.2.	Perspectives : utilisation de commutateurs parallèles à vias.....	121
V.	CONCLUSION.....	123

CHAPITRE V

Résonateur et filtre accordables à fort coefficient de qualité

I.	INTRODUCTION	127
II.	RESONATEUR ACCORDABLE A FORT COEFFICIENT DE QUALITE	127
II.1	PRESENTATION.....	127
II.2	GENERALITES	128
II.3	LES CAPACITES VARIABLES MICRO ELECTROMECHANQUES UTILISEES	130
II.4	CHOIX DU TYPE DE RESONATEUR ET IMPLANTATION.....	131
II.5	ETUDE DU COEFFICIENT DE QUALITE A VIDE	132
II.5.1.	En fonction de la largeur du résonateur et de l'épaisseur du substrat	132
II.5.2.	En fonction du nombre de capacités variables micro électromécaniques..	133
II.5.3.	En fonction de la taille des capacités fixes.....	135
II.5.4.	Topologie finale	136
II.6	REALISATION ET MESURES	139
III.	FILTRE DEUX POLES ACCORDABLE A FORT COEFFICIENT DE QUALITE.	142
III.1	INTRODUCTION	142
III.2	PRESENTATION DE LA STRUCTURE	143
III.3	COUPLAGE ENTREE/SORTIE.....	143
III.4	COUPLAGE INTER RESONATEUR.....	144
III.5	CIRCUIT D'ACCORD	145
III.6	RESULTATS DE SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE	146
III.7	MODELE EN ELEMENTS LOCALISES ET SIMULATION CIRCUIT	147
III.8	ETUDE DES VARIATIONS DES COEFFICIENTS DE COUPLAGE EN FONCTION DES MODIFICATIONS DE LA FREQUENCE CENTRALE.....	149
III.8.1.	Variations du coefficient de couplage extérieur Q_{ext}	149
III.8.2.	Variations du coefficient de couplage inter résonateurs K_{12}	151
III.9	COMPENSATION PAR L'AUGMENTATION DU COUPLAGE ENTREE/SORTIE	153
III.10	REALISATION ET MESURES.....	154
III.11	CONCLUSION	155

CONCLUSION GENERALE.....	159
BIBLIOGRAPHIE	163
BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE	179

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'augmentation très forte du nombre d'utilisateurs des différents réseaux de communication, téléphonie cellulaire, internet haut-débit, systèmes sans fil, a provoqué une profonde modification des circuits et composants de télécommunication utilisés. La nécessité de produire à faibles coûts des objets transportables à faible consommation pour le grand public a poussé à la miniaturisation et la production de volumes importants. La tendance est donc à remplacer les parties encombrantes et lourdes (guides d'onde et cavités métalliques) par des dispositifs actifs et passifs intégrés sur un même substrat grâce aux technologies MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) rapprochant ainsi le domaine micro onde de la microélectronique et de l'industrie électronique classique.

Le développement de composants RF MEMS (Radio Frequency Micro Electro Mechanical System) s'inscrit naturellement dans cette démarche. La possibilité de réaliser des composants faibles pertes, aux dimensions de quelques centaines de micromètres et dont la méthode de fabrication est fortement compatible aux composants actifs existants permet d'envisager la conception de circuits « tout intégrés » réalisant des fonctions complexes. De nombreux composants utilisant cette dernière technologie ont donc vu le jour, commutateurs, capacités variables, filtres et résonateurs accordables, déphaseurs... afin de démontrer leur fort potentiel à remplacer des circuits déjà existants ou pour la réalisation de nouvelles fonctions.

Ce travail va donc présenter plusieurs circuits utilisant le mouvement mécanique d'une poutre micro usinée suspendue. Après une première étude bibliographique répertoriant les différents types de composants MEMS RF simples, commutateurs et capacités variables, nous étudierons de quelles façons ils peuvent être intégrés dans des dispositifs planaires agiles en fréquence et les comparerons aux autres circuits accordables planaires existant dans d'autres technologies.

Ensuite, une tête de réception en bande Ka réalisée sur un substrat en Silicium micro usiné en volume et utilisant des commutateurs micro électromécaniques pour la réalisation d'un circuit de redondance sera abordée. L'ensemble de la tête de réception ainsi que le filtre de réception et une version accordable de ce filtre seront présentés dans le chapitre II. Les trois commutateurs développés ainsi que le circuit de redondance seront présentés dans le chapitre III.

La quatrième partie de ce travail est dédiée à la réalisation de fonctions de commutation complexes pour des applications de fortes puissances dans le cadre du projet DGA PAMIR. Après une étude des différents phénomènes liés à la transmission de puissance qui peuvent être la cause de dysfonctionnements dans les circuits planaires et les commutateurs MEMS RF, deux commutateurs simples seront étudiés. Ces commutateurs ont ensuite été combinés pour assurer les fonctions RF requises. Les circuits résultants de ces combinaisons seront donc présentés ainsi qu'une étude prospective pour la réalisation de commutateurs apportant une très forte isolation sur une large bande utilisant la technologie micro ruban.

La dernière partie proposera deux circuits accordables à fort coefficient de qualité. En effet, tous les circuits accordables planaires qu'ils soient réalisés en technologie MEMS ou non, sont généralement fortement pénalisés par leurs faibles coefficients de qualité. Ceci est dû dans la plupart des cas soit par l'utilisation de circuits coplanaires ou de diodes varactors. Deux circuits accordables par capacités variables micro électromécaniques, un résonateur et un filtre deux pôles, ont ainsi été développés en technologie micro ruban et seront donc présentés.

Les conclusions sur ce travail ainsi que les perspectives qui en découlent seront abordées dans la conclusion générale.

CHAPITRE I

*Etude des circuits et composants planaires
accordables*

I. INTRODUCTION

Les filtres et résonateurs accordables sont aujourd'hui peu utilisés dans les systèmes de télécommunication actuels. Ceci est principalement dû à la dégradation de leurs performances par rapport à leurs équivalents aux fréquences fixes. Ils consomment de l'énergie, distordent les signaux, leurs pertes sont plus importantes et ils réclament une attention particulière lors de la conception pour garder une réponse constante dans la bande d'utilisation.

Ces composants accordables peuvent être réalisés dans des technologies très différentes mais quel que soit la méthode utilisée, ils doivent conserver autant que possible leurs caractéristiques de réflexion et de transmission sur toute la bande d'accord. Leurs performances utilisent les mêmes critères que les composants à fréquence fixe : faibles pertes d'insertion, forte sélectivité, bonne dynamique ainsi qu'un vocabulaire plus typique : bande d'accord, vitesse d'accord, sensibilité et linéarité d'accord.

Nous nous intéresserons au filtrage accordable appliqué aux technologies planaires et laisserons de côté les versions volumiques telles que les filtres YIG (Yttrium Iron Garnet) [1], résonateurs diélectriques accordables optiquement [2] ou de façon plus exotique [3]. L'accordabilité dans les circuits planaires est obtenue principalement de deux manières différentes : en changeant la permittivité du substrat d'accueil (ferroélectrique, ferromagnétique) ou en modifiant la charge capacitive ou inductive du circuit en question par l'ajout de composants accordables électroniquement (diodes varactors) ou mécaniquement (varactors MEMS).

Les composants micro électromécaniques radiofréquences regroupent une grande variété de circuits dont les applications et les modes de fonctionnement sont loin d'être identiques. On y retrouve les composants sur membrane (micro usinage de volume), les résonateurs mécaniques (FBAR, SAW...) qui utilisent les propriétés de transduction électromagnétique-mécanique de matériaux piezoélectriques pour réaliser des composants sélectifs en fréquence et les composants micro usinés en surface.

Les capacités variables et les micro commutateurs utilisés dans ces travaux font partie de cette dernière famille et seront présentés pour montrer l'intérêt de leur utilisation. Ensuite, les différentes méthodes employées pour réaliser des circuits planaires agiles en fréquence seront abordées. Nous étudierons le mode de fonctionnement des circuits accordables sur couche ferroélectrique, puis les circuits accordables électroniquement par diodes varactors et enfin les filtres et résonateurs accordables à MEMS seront plus précisément analysés.

II. PRESENTATION GENERALE DES CAPACITES VARIABLES ET MICRO COMMUTATEURS MICRO ELECTROMECHANQUES A ACTIONNEMENT ELECTROSTATIQUE

II.1 INTRODUCTION

Les commutateurs et capacités variables micro électromécaniques, communément appelés MEMS RF, sont des composants dont le concept et l'étude n'ont été développés que très récemment. C'est en 1995 que le premier article sur ce sujet (Charles Goldsmith et al [4]) a été publié. Depuis, un très grand intérêt s'est porté sur ces composants aux caractéristiques RF extrêmement intéressantes : très faibles pertes, forte isolation, aucune consommation, très bonne linéarité, insensibilité au bruit... qui permettaient d'envisager de remplacer avantageusement les commutateurs et capacités variables à l'état solide dans les systèmes de télécommunications.

Une rapide présentation des briques de base des commutateurs et varactors MEMS RF sera établie. Nous y étudierons les deux structures mécaniques « basiques », cantilever et pont, ainsi que les deux fonctionnements micro ondes possibles : ohmique ou capacitif. Nous verrons ensuite comment sont conçus deux types de varactors micro électromécaniques, les capacités variables continues et les capacités à variations discrètes.

II.2 GENERALITES

Le principe des commutateurs et capacités variables micro électromécaniques consiste à utiliser le mouvement d'une poutre pour fermer un contact pour les commutateurs ou pour modifier l'entrefer (i.e. le comportement RF) d'une capacité. La figure I.1 montre le fonctionnement général simplifié d'un composant micro électromécanique activé électrostatiquement.

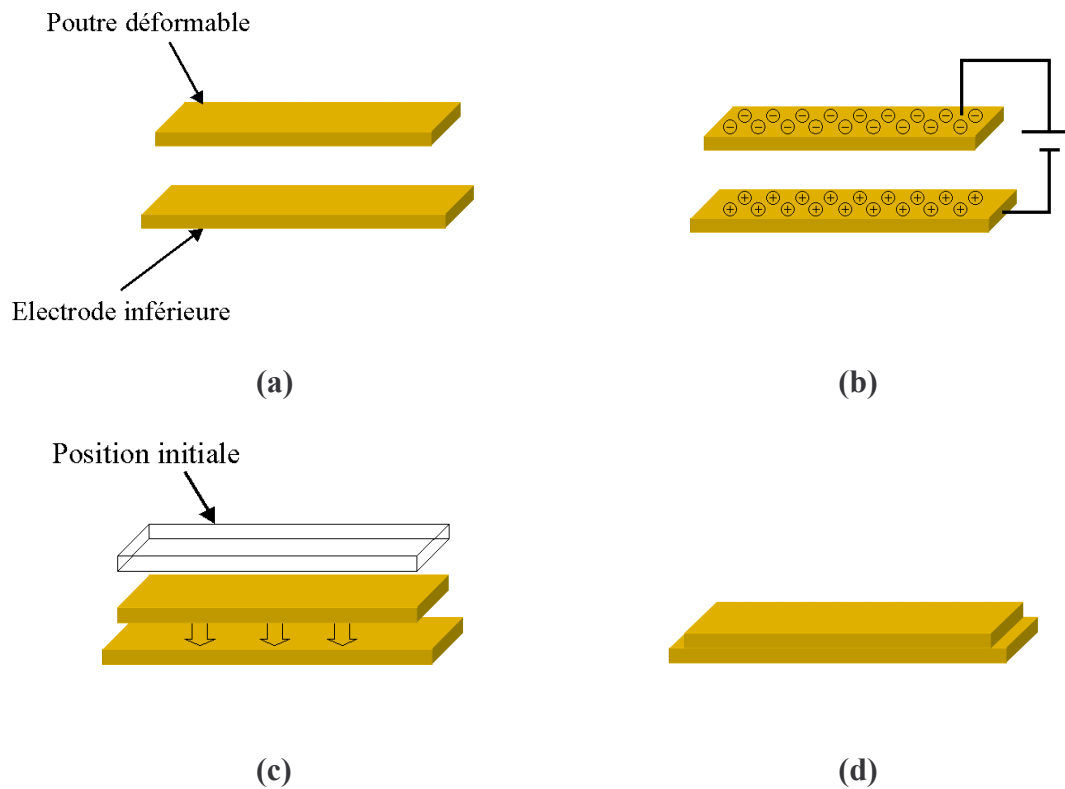


Figure I.1 : Schéma de principe du mode de fonctionnement d'un commutateur RF micro électromécanique

Les commutateurs et capacités variables micro électromécaniques sont constitués de deux plaques métalliques en vis à vis. La plaque supérieure est une poutre déformable qui sera considérée comme entièrement mobile dans cet exemple simplifié (figure I.1(a)). Lorsque l'on applique une différence de potentiel entre les deux plaques, celles-ci se chargent (b). Si la charge électrostatique est suffisante, la partie mobile se déplace vers l'électrode inférieure, augmentant la valeur de capacité présentée par les deux plaques en vis à vis (c). Si la charge devient importante, la plaque supérieure va venir se coller sur la plaque inférieure réalisant ainsi une fonction de commutation (d).

Si l'on intègre cette structure dans un guide d'onde planaire micro onde de type coplanaire ou micro ruban, on peut remarquer que des fonctions de commutations peuvent être réalisées relativement simplement en permettant de fermer des discontinuités (figure I.2.(a)) ou de court-circuiter des lignes de transmission (figure I.2.(b)).

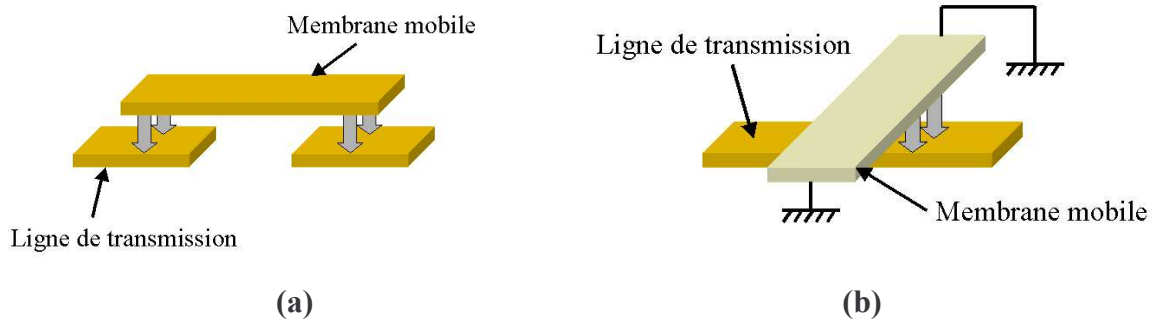


Figure I.2 : Schéma de principe de commutateur RF micro mécanique série (a) et parallèle (b)

A partir de ces deux exemples, plusieurs types de commutateurs ont été développés suivant la nature de leur contact : ohmique si la poutre mobile et la ligne de transmission ont un contact métallique, capacitif si celui-ci est empêché par une couche de diélectrique.

II.3 COMMUTATEURS A FONCTIONNEMENT OHMIQUE

Les commutateurs ohmiques sont des composants qui se comportent comme des interrupteurs quasi parfaits. Ils présentent une capacité parasite à l'état haut C_{off} et une résistance de contact $R_{\text{série}}$ à l'état bas. Un schéma équivalent de ce type de composant est présenté sur la figure I.3.

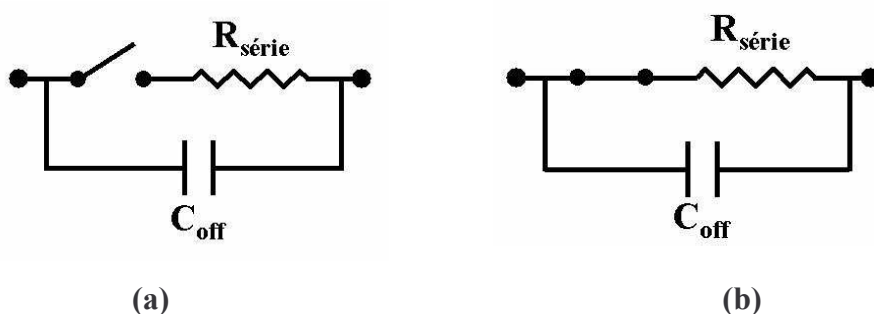


Figure I.3 : Schéma équivalent d'un commutateur ohmique à l'état bloqué (a) et à l'état passant (b)

Ce type de commutateur est le plus communément utilisé en configuration « série ». La structure mécanique est alors constituée d'une poutre ancrée d'un seul coté appelée cantilever (poutre console) (figure I.4). Les surfaces métalliques en regard sont suffisamment faibles dans ce type de composant pour que l'isolation soit extrêmement forte jusqu'à des

fréquences très élevées ($>25\text{dB}$ à 20GHz). Lorsque le commutateur est alimenté, la membrane supérieure tombe sur la ligne de transmission réalisant ainsi un court-circuit qui permet le passage du signal de l'entrée vers la sortie. Le contact se fait par l'intermédiaire de plots qui augmentent la force de contact et réduisent ainsi les pertes d'insertion de la structure.

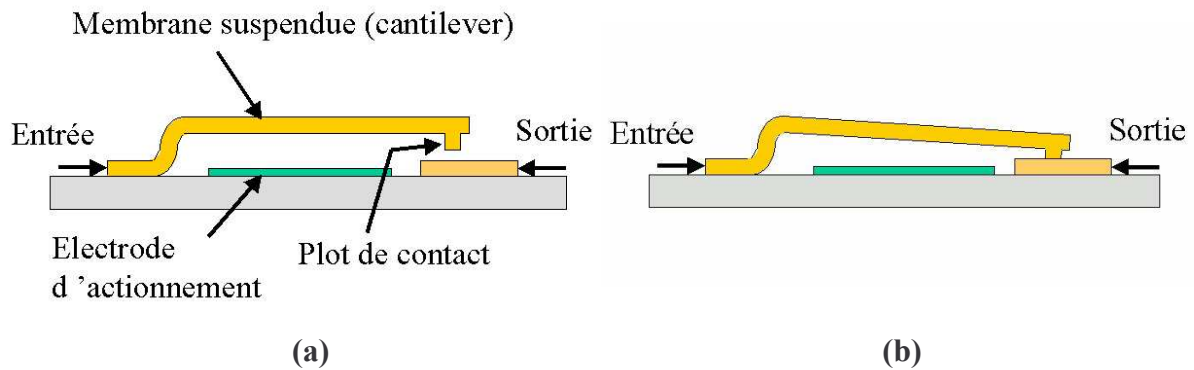


Figure I.4 : Commutateur de type cantilever à fonctionnement ohmique à l'état bloqué (a) et passant (b)

La structure figure I.4 a été utilisée par Radant MEMS et Northeastern University sur un interrupteur cantilever série ohmique parmi les plus performants aujourd'hui [5]. Il présente des pertes d'insertion de $0,15\text{dB}$ de $0,1$ à 20GHz et une isolation à l'état bloqué de 27dB à 20GHz . Une photographie de ce commutateur avec un grossissement sur la forme des plots de contact est présentée sur la figure I.5.

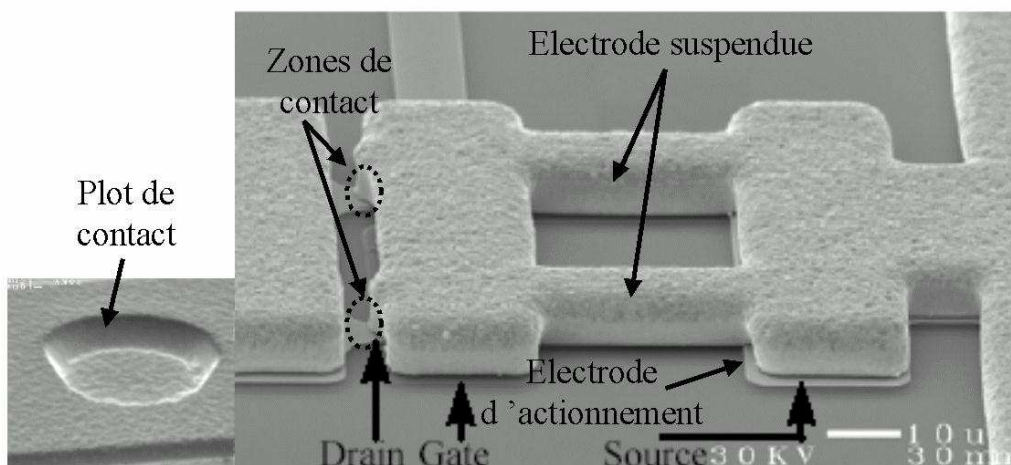


Figure I.5 : Photographie du micro commutateur de Radant MEMS

Une structure un peu plus complexe mais au même fonctionnement de type « série » a été réalisée par Rockwell [6]. Elle est constituée d'un pont qui, lorsqu'il s'abaisse vient faire

la connexion sur un circuit ouvert (comme sur le schéma simplifié de la figure I.2.(a)). La photographie de ce commutateur est présentée sur la figure I.6.

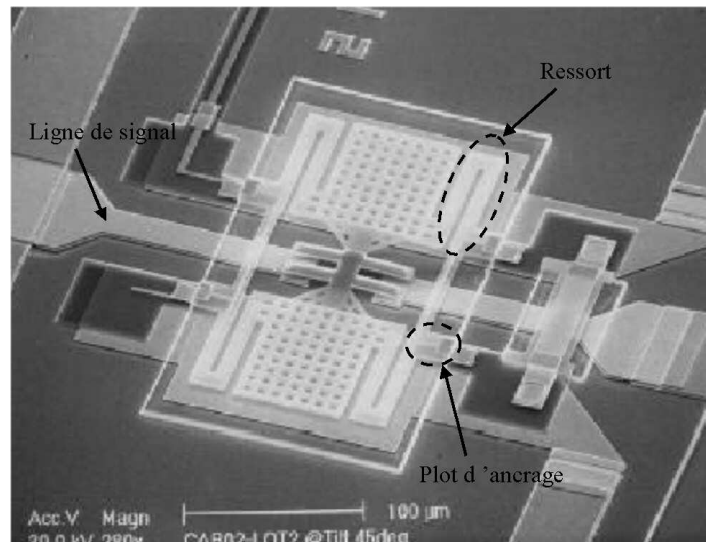


Figure I.6 : Photographie du commutateur ohmique de Rockwell

Ce commutateur possède une structure un peu particulière puisqu'il est constitué de quatre ressorts attachés à des plots d'ancrage qui assurent un bon comportement mécanique. L'actionnement électrostatique est réalisé par l'intermédiaire de larges électrodes (les plaques à l'aspect « grillagé » sur la photographie). Ce commutateur propose des caractéristiques RF de tout premier plan puisqu'il présente une isolation de 20dB jusqu'à 90GHz et des pertes inférieures à 0,1dB jusqu'à 50GHz.

De nombreuses structures de commutation micro électromécaniques à contact ohmique ont été développées [7], [8] qu'elles soient à fonctionnement série ou parallèle. Les très bonnes caractéristiques en terme de pertes et d'isolation de ce type de structure les rendent tout à fait adaptées pour réaliser des systèmes de routage ou de redondance de type SPNT (« Single Pole N Throw » : une entrée - n sortie) [9], [10], des déphaseurs [11] ou des filtres accordables à variation discrète [12].

II.4 COMMUTATEURS A FONCTIONNEMENT CAPACITIF

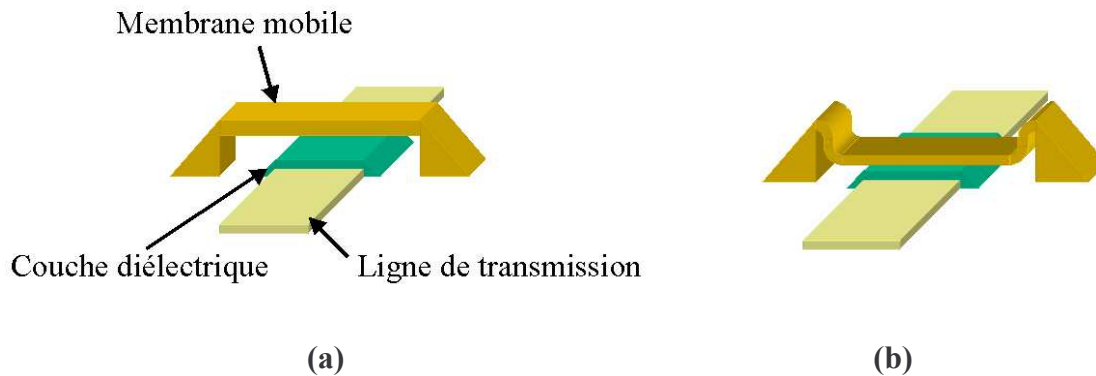


Figure I.7 : Pont capacitif à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b)

La figure I.7 représente un commutateur capacitif constitué d'un pont métallique. On remarque que lorsque la membrane supérieure est à l'état bas, la couche de diélectrique empêche le contact métal-métal. De nombreuses structures de ce type ont été développées depuis l'idée initiale de Goldsmith [4]. Ces composants sont parfaitement adaptés pour le fonctionnement à fréquence élevée où ils ne sont limités que par leur valeur de capacité à l'état bas. Initialement, ils présentent des caractéristiques très inférieures aux commutateurs ohmiques à plus basse fréquence. En effet, ces derniers présentent une résistance à l'état passant fonctionnant donc théoriquement dès la fréquence continue. En revanche même si la capacité à l'état bas des commutateurs MEMS capacitifs est très élevée, ils sont plus difficiles à mettre en œuvre en BF.

Les commutateurs MEMS capacitifs sont définis par plusieurs grandeurs caractéristiques évidentes, isolation, pertes d'insertion, etc... et le contraste entre l'état passant et l'état bloqué caractérisé par le rapport de capacité appelé C_{on}/C_{off} . Plus cette valeur est grande, plus la dynamique du commutateur est forte et plus simple sera son intégration dans un circuit de commutation complexe de type SPNT par exemple.

La structure actuellement la plus répandue est celle développée par Raytheon (figure I.8). Constituée d'une membrane d'aluminium de $0,5\mu\text{m}$ et de $0,1\mu\text{m}$ d'épaisseur de diélectrique (nitrure de silicium $\epsilon_r = 10$), elle offre d'excellentes performances RF : pertes d'insertion de $0,07\text{dB}$ à 40 GHz et isolation de 35dB à 30 GHz grâce à un très fort rapport de capacité on/off compris entre 80 et 120.

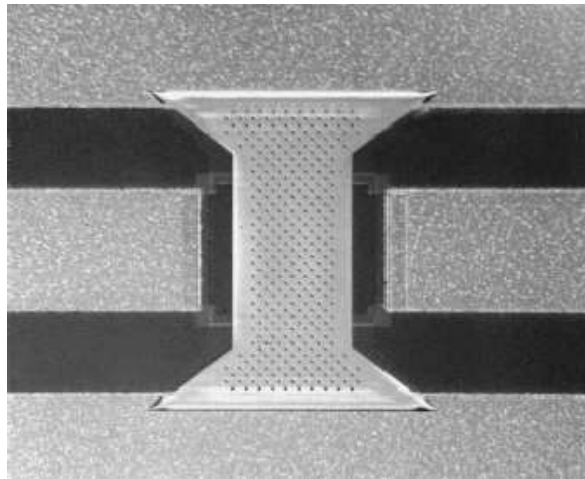


Figure I.8 : Commutateur capacitif de Raytheon

Ce commutateur a déjà été utilisé dans de nombreux circuits en bande X et en bande K comme des déphaseurs [13], filtres accordables [14] et des circuits d'adaptation [15].

Il est intéressant de noter que certaines études ont porté sur l'optimisation du diélectrique afin d'augmenter fortement la valeur C_{on}/C_{off} . En effet, si l'on regarde la valeur de la capacité pour deux plaques métalliques en vis à vis (figure I.9):

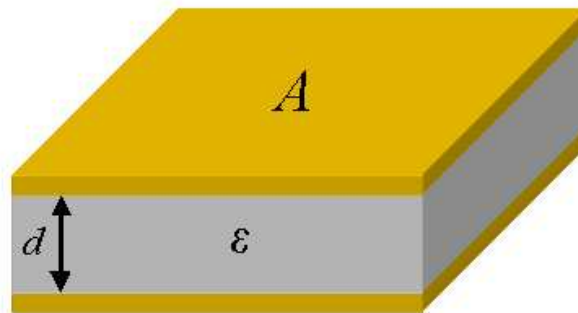


Figure I.9 : Schéma simplifié d'une capacité classique

La valeur de capacité présentée est définie par :

$$C = \epsilon \epsilon_r A / d \quad (1)$$

où ϵ_r est la permittivité du diélectrique séparant les deux plaques, A est leur surface en regard et d la distance qui les sépare.

Dans le cas d'un commutateur MEMS capacitif, le milieu diélectrique est généralement constitué de deux couches : une couche d'air ($\epsilon_r = 1$) sur la majorité de la hauteur d et une couche de diélectrique de permittivité plus forte et de très faible épaisseur par rapport à d . Lorsque le commutateur est à l'état haut, la valeur de la capacité est pratiquement indépendante de la couche de diélectrique. Par contre, lorsque celui-ci est à l'état bas, la membrane supérieure est normalement collée complètement à la couche de diélectrique. La valeur de capacité dépend alors beaucoup de la permittivité de cette couche. Il est donc naturel de penser que l'on peut très fortement augmenter la valeur de C_{on}/C_{off} en utilisant des diélectriques de fortes permittivités.

Le commutateur développé par LG-Korea (figure I.10) [16] utilise une couche de 1000 à 1500Å de $SrTiO_3$ (strontium-titanate-oxide) qui offre une permittivité variant de 30 à 120 en fonction de la température de déposition et qui offre une faible tangente de pertes. La valeur de C_{on}/C_{off} obtenue est inférieure à la valeur calculée théorique de 3000 mais elle reste extrêmement élevée et égale à 600. Les performances RF de ce commutateur restent en tout point excellentes avec une isolation de 30dB à 10GHz et 0,1dB de pertes d'insertion à la même fréquence. Cette forte valeur de C_{on}/C_{off} permet une plus grande liberté dans la conception de circuits à fonctions plus complexes utilisant ce commutateur.

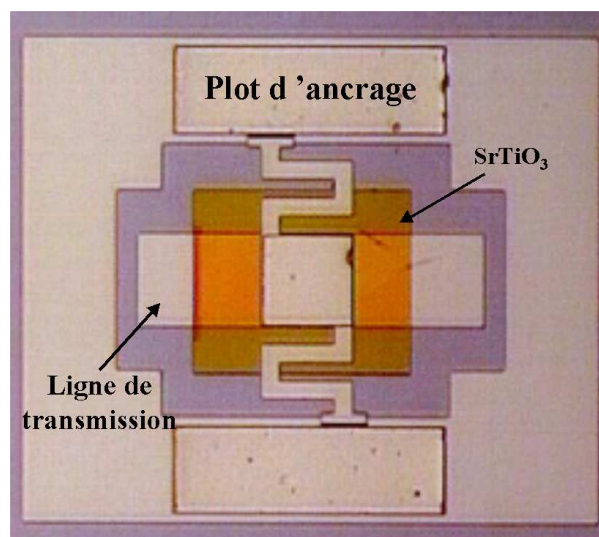


Figure I.10 : Commutateur capacitif à fort rapport on/off de LG-Korea

II.5 CAPACITES VARIABLES MICRO ELECTROMECHANIQUES

Les capacités variables MEMS n'ont pas été développées au même rythme que les commutateurs. Cela peut s'expliquer par l'existence des nombreux varactors à l'état solide en technologie silicium ou arséniure de gallium qui, en plus de leurs autres avantages (faible tension de fonctionnement, forte variation de capacité, forte valeur de capacité pour les applications BF), peuvent présenter des facteurs de qualité de quelques dizaines à 5GHz.

Malgré tout, les capacités variables micro électromécaniques gardent un fort potentiel en RF principalement dû à leur très fort facteur de qualité (plusieurs centaines aux fréquences millimétriques) qui permettrait de réaliser des circuits agiles à très faible facteur de bruit.

Ces capacités variables micro électromécaniques se présentent principalement en deux grandes familles : les capacités variables continues qui résultent directement de la variation mécanique d'une dimension et les capacités variables à accord discret constituées de capacité fixe distribuée sur lesquelles viennent commuter des interrupteurs MEMS.

II.5.1. CAPACITES VARIABLES CONTINUES

Généralités

Une autre utilisation que celle de commutation apparaît de façon relativement évidente lorsque l'on regarde la structure d'un commutateur micro électromécanique capacitif. Il existe une capacité entre deux plaques métalliques. En déplaçant physiquement une des deux plaques, on modifie alors la valeur de capacité présentée. On peut donc ainsi réaliser des capacités variables micro électromécaniques (figure I.11).

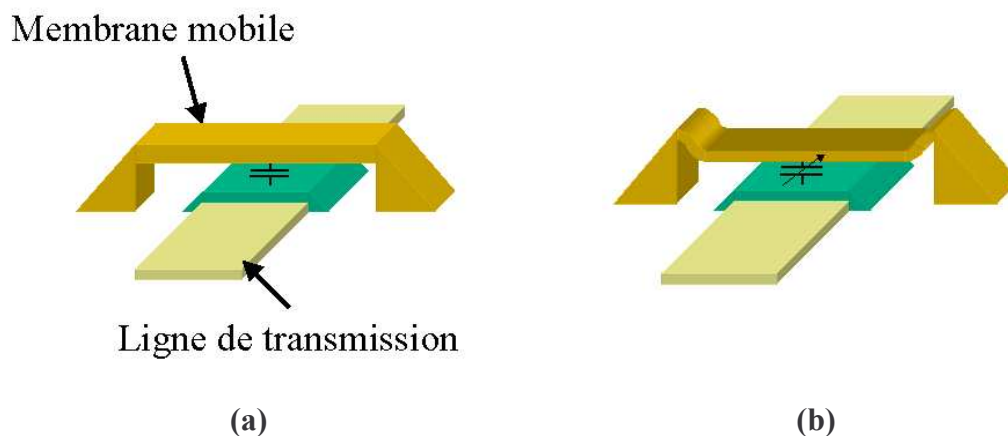


Figure I.11 : Dessin simplifié d'une capacité de type pont variable continûment

Ce type de structures, lorsqu'elles sont actionnées électrostatiquement, est soumis à une instabilité lorsque la membrane supérieure atteint un tiers de la hauteur initiale (chapitre III, paragraphe II.1) ce qui diminue fortement la plage d'accord qui pourrait être obtenue. L'accord théorique maximal ne serait que de 50% à comparer à des variations de 400 à 600% pour des varactors à l'état solide [17].

Dans sa configuration la plus simple, un pont plat au dessus d'une ligne de transmission coplanaire (figure I.12), Barker, Muldavin et Rebeiz de l'Université de Michigan [18] ont démontré le potentiel à obtenir de très forts facteurs de qualité avec ce type de composant. En réalisant une structure composée d'une membrane supérieure faite de 1 à $1,5\mu\text{m}$ d'or suspendue $1,5\mu\text{m}$ au dessus d'une ligne de transmission coplanaire sur substrat en quartz, un facteur de qualité allant de 660 à 30GHz à 220 à 90GHz a été obtenu. Ces facteurs de qualité sont de 1 à 2 ordres de grandeur supérieurs aux facteurs de qualité présentés par des varactors à l'état solide aux mêmes fréquences. Malheureusement, l'accordabilité reste réduite puisque les rapports de capacités sont de 1,25 à cause du problème d'instabilité cité plus tôt et de la présence de capacité de bord parasite.

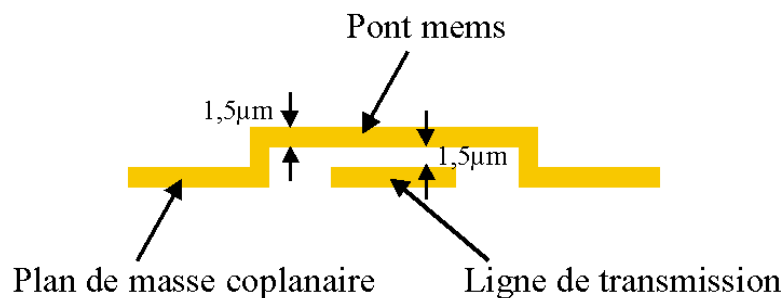


Figure I.12 : Vue en coupe d'une capacité variable MEMS à plaques parallèles simple.

C'est dans le but d'améliorer ce rapport de capacité et donc d'augmenter l'accord éventuel de circuits agiles utilisant ces composants que des structures plus complexes ont été étudiées.

Capacités variables à électrodes déportées

Zou et al [19] de l'Université d'Illinois ont développé une capacité variable MEMS à plaques parallèles utilisant des électrodes de polarisation déportées. L'astuce de cette structure est que la hauteur de la plaque supérieure au dessus des électrodes de polarisation est plus

importante que celle au dessus de la ligne de transmission où s'installe la capacité variable RF intéressante (figure I.13(a)). Ceci permet de faire varier la hauteur sur un tiers de la distance d_2 , qui est égale dans ce cas à la distance d_1 ($d_1 = 1/3d_2$), rendant ainsi cette capacité accordable sur quasiment toute la hauteur d_1 . La membrane supérieure est soutenue par des « bras » (figure I.13(b)) à faible constante de raideur permettant une tension d'activation basse. La capacité mesurée pour une tension de polarisation nulle est de 32fF avec un accord d'environ 60% lorsque 17V sont appliquée mais le facteur de qualité est loin des résultats obtenues dans [18] (Q_0 de 30 à 5GHz).

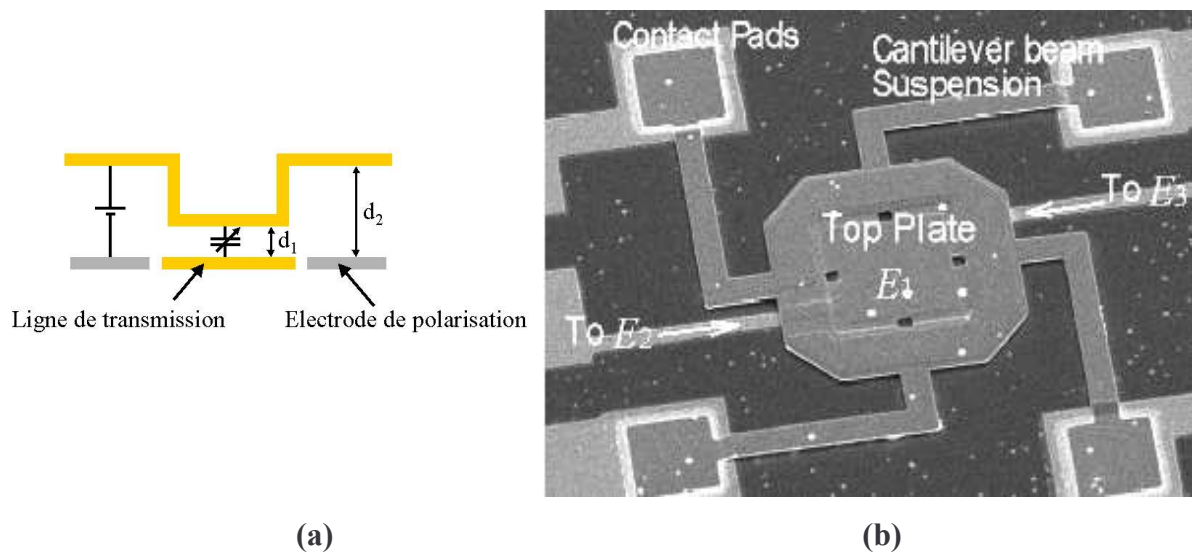


Figure I.13 : Varactor MEMS à 60% d'accord développée par l'Université d'Illinois

Sur le même concept, Dussopt et al [20] ont développé une structure à partir d'un pont simple mais dont la partie centrale est légèrement plus basse (figure I.14). La partie extérieure de la membrane supérieure est à $2,5\mu\text{m}$ au dessus de ses électrodes d'actionnement tandis que la partie centrale n'est que $1,5\mu\text{m}$ au dessus de la ligne de transmission. Cette structure présente un accord de 50% pour une tension appliquée de 25V et conserve un facteur de qualité élevé mesuré de 120 à 34GHz.

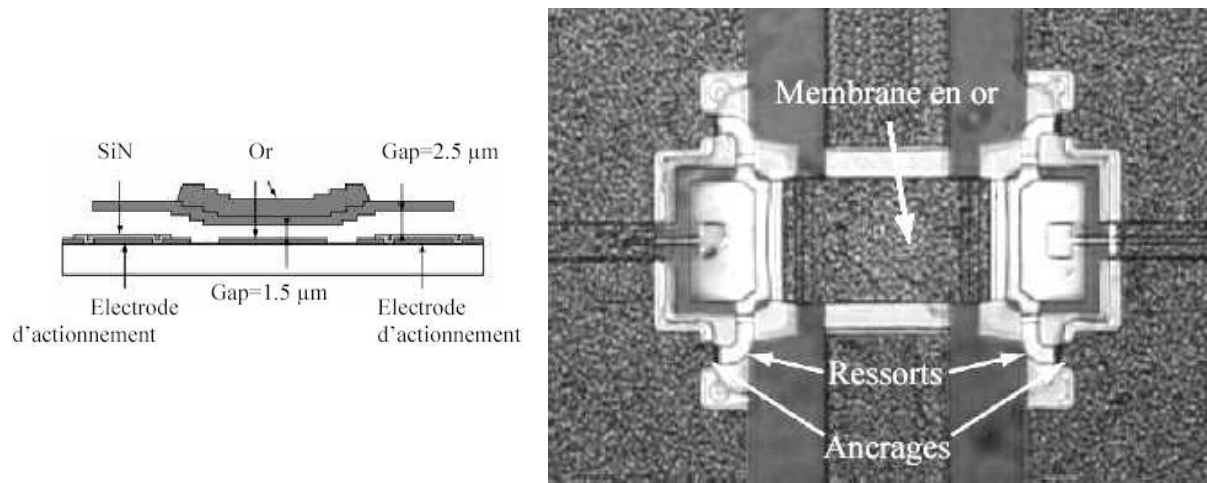


Figure I.14 : Capacité variable MEMS de type pont à 50% d'accord

Capacités variables à cantilever

Des structures à base de cantilever ont aussi été étudiées. Jung et al [21] de l'Université de Séoul ont développé une telle structure sur du quartz (figure I.15). Elle est constituée d'une poutre en or de $200 \times 200 \mu\text{m}^2$ de $1,5 \mu\text{m}$ d'épaisseur placée à $6,4 \mu\text{m}$ de haut (ce qui est une forte valeur pour ce genre de structure). La poutre peut être abaissée d'environ $2,2 \mu\text{m}$ pour des tensions de contrôle variant de 60 à 70V résultant en un accord de 18%. La valeur la plus importante de cette structure est son facteur de qualité qui bénéficie de la forte épaisseur de la poutre et de sa hauteur de suspension. En effet le facteur de qualité estimé est de 600 à 26GHz.

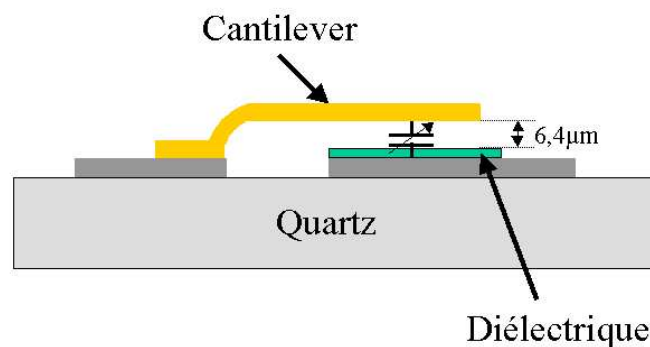


Figure I.15 : Schéma en coupe de la capacité variable cantilever de l'Université de Séoul

Ce composant a servi de base à un concept plus élaboré de capacité variable à base de cantilever. La capacité ZIP (*zipping motion*) (figure I.16(a)) a pour objectif d'améliorer

fortement l'accord en éliminant l'instabilité de l'activation électrostatique. Le cantilever est tout d'abord polarisé jusqu'à sa tension critique où il « tombe » (figure I.16(b)). La polarisation est ensuite augmentée plaquant progressivement la plaque supérieure sur toute sa longueur (figure I.16(c)). La capacité présentée varie alors avec l'augmentation de la tension appliquée.

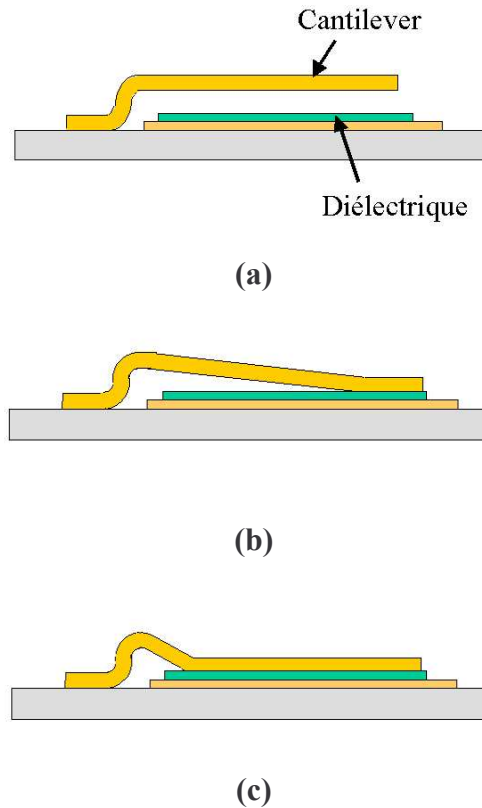


Figure I.16 : Capacité ZIP à l'état haut (a), état intermédiaire (b), capacité maximum (c)

Un des intérêts principaux de la capacité ZIP est que la membrane supérieure peut être conçue pour obtenir différentes caractéristiques de variation de la capacité : linéarité de la variation en fonction de la tension appliquée, obtention de la variation maximum...

De nombreuses capacités variables ZIP ont été développées. Hung et Senturia [22] se sont servis de huit cantilevers en parallèle à une hauteur de $2\mu\text{m}$ et ont obtenu une variation de 82% sur la capacité. Ketterl et al [23] de l'université de Floride ont utilisé une membrane en aluminium de $700\mu\text{m}$ de long, $150\mu\text{m}$ de large située à une hauteur de $3\mu\text{m}$ et d'oxyde de silicium pour le niveau diélectrique de protection. La permittivité de l'oxyde leur a permis d'obtenir un accord de 250%. Le facteur de qualité de cette dernière structure a été mesuré à 30 à 4GHz ce qui est assez faible et comparable à ce qui est obtenu en semi conducteur.

Capacités variables à très fort accord

Toujours dans le but d'améliorer l'accord des capacités variables micro électromécaniques, Aleksander Dec et Ken Suyama ont développé une capacité à trois plaques métalliques [24] (figure I.17). La plaque mobile est celle du milieu et elle peut être déplacée soit vers la plaque fixe du bas soit vers la plaque fixe du haut. L'instabilité due à l'actionnement électrostatique ne permet toujours pas de déplacer la plaque mobile de plus d'un tiers de la distance d_1 vers le haut ou de la distance d_2 vers la bas. La capacité la plus forte est donc toujours égale à $3C_0/2$ (où C_0 représente la capacité à l'état initial) mais la capacité minimale est diminuée et est atteinte lorsque la plaque mobile s'est déplacée de un tiers de d_2 vers le bas. Cette capacité minimale atteint théoriquement la valeur de $3C_0/4$ permettant donc un accord total théorique de 200%.

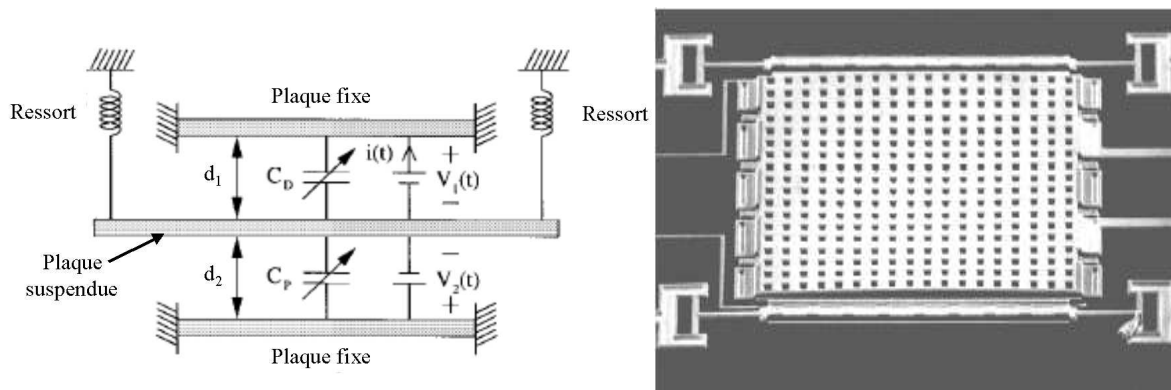


Figure I.17 : Varactor MEMS triplaques de l'Université de Columbia

Cette capacité a été réalisée avec des distances d_1 et d_2 respectivement de $0,75\mu\text{m}$ et $1,5\mu\text{m}$. La plaque mobile est réalisée en polysilicium de $2\mu\text{m}$ d'épaisseur et les bras de suspension ont été conçus pour assurer un fonctionnement à une polarisation inférieure à 10V . La capacité la plus basse obtenue a été mesurée à $3,4\text{pF}$ et la plus forte à $6,4\text{pF}$ résultant en un accord relatif de 90%. Les fortes pertes apportées par le polysilicium perturbent le facteur de qualité qui n'est que de 16 à 1GHz .

Enfin, un varactor MEMS présentant un accord de 300% a été développée par Peroulis et Katehi en 2003 [25]. Leur concept élargit celui à différentes hauteurs de membrane supérieure (paragraphe II.5.1.2) en présentant une structure pratiquement en deux parties : la partie sur lequel l'actionnement électrostatique va être appliquée et la partie à fonctionnement RF. Ce composant est donc composé de deux poutres solidaires (figure I.18) disposées à deux

hauteurs différentes. L'actionnement électrostatique est appliquée sur la poutre la plus élevée qui se situe à $h_0 = 8\mu\text{m}$ au-dessus de ses électrodes déplaçant en même temps la poutre la plus basse qui elle, ne se situe qu'à $2\mu\text{m}$ au-dessus des lignes de transmission. La partie stable du déplacement se situe donc entre h_0 et $2/3$ de h_0 permettant ainsi un déplacement théorique de la structure globale sur $5,3\mu\text{m}$ laissant largement la possibilité à la poutre du bas de se déplacer sur toute la distance la séparant de la ligne de transmission. Un accord « total » est donc possible avec ce type de configuration.

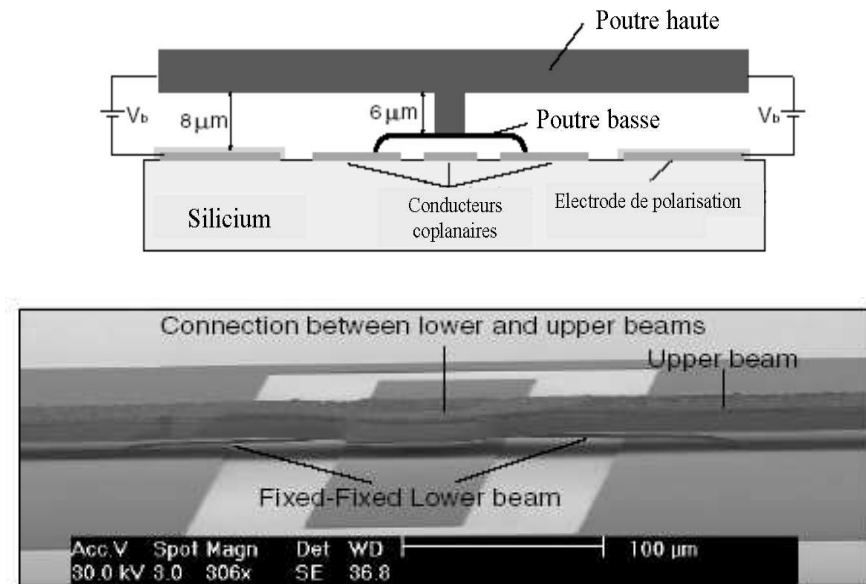


Figure I.18 : Capacité variable à 300% d'accord

Ce composant présente une capacité à l'état haut de 41fF et une à l'état le plus bas (juste avant le contact) aux alentours de 160fF obtenue pour une tension d'activation de 22,5V. Son facteur de qualité reste élevé : légèrement supérieur à 80 à 40GHz.

Capacités variables à accord de surface

Afin de réaliser des applications basses fréquences (inférieures à 1GHz), des capacités à accord en surface composées de peignes interdigités ont été développées (figure I.19) [26]. Ces capacités ont la particularité de ne pas avoir d'accord maximum théorique. En effet, celui-ci dépend de la longueur des doigts de capacités qui est uniquement limitée par les contraintes technologiques. Ces composants peuvent présenter de fortes valeurs de capacité car plusieurs milliers de doigts peuvent être connectés dans une configuration parallèle.

Typiquement, les valeurs de capacités obtenues sont de l'ordre de 4 à 10 pF. De plus, comme l'accord se réalise sur la surface et non sur la hauteur comme dans tous les cas présentés précédemment, la variation de capacité devient linéaire en fonction de la tension appliquée (équation (1)).

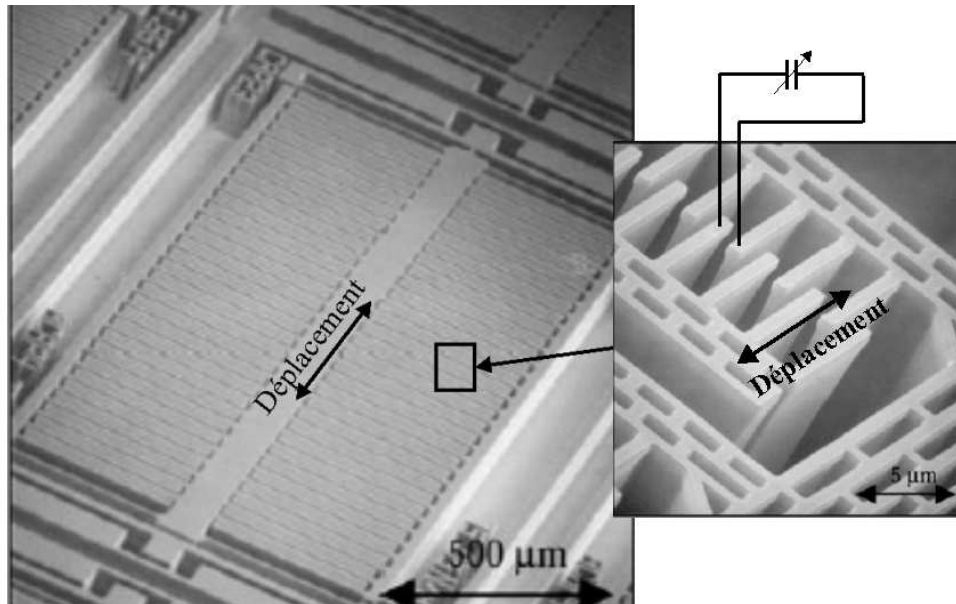


Figure I.19 : Capacité variable à accord en surface

De nombreuses structures de ce type ont été réalisées entre 0,1 et 6 GHz. Présentant des accords allant jusqu'à 500% et des facteurs de qualité de l'ordre de la centaine à 1 GHz, l'intérêt de ces composants se situe plutôt en BF.

II.5.2. CAPACITES VARIABLES A ACCORD DISCRET

Une autre voie explorée pour la conception de capacités variables micro électromécaniques est l'utilisation de micro interrupteur MEMS qui viennent commuter sur des capacités fixes comme présenté sur la figure I.20. Ces capacités ne présentent pas un accord continu mais permettent de s'affranchir des problèmes d'instabilité de l'actionnement électrostatique présentés plus haut tout en conservant les avantages liés aux structures micro électromécaniques (fort facteur de qualité, forte linéarité, pas de consommation de courant...).

De plus, les conceptions des micro commutateurs et des capacités fixes étant totalement dissociées, les capacités à accord discret permettent d'obtenir une très large bande d'accord, celle-ci dépendant uniquement du nombre de capacités fixes utilisées et de leurs

tailles. Ces capacités sont généralement caractérisées par leur nombre de couples commutateur/capacité fixe que l'on nomme bit.

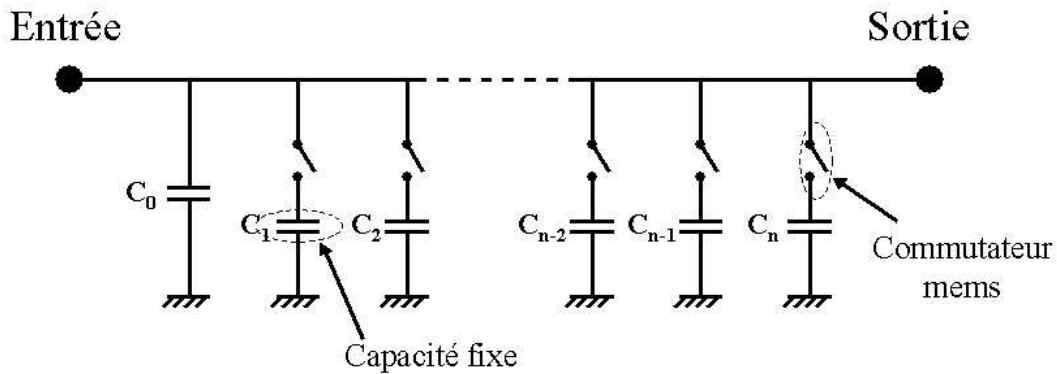


Figure I.20 : Circuit équivalent en élément localisé d'une capacité variable digitale à n bits

Dans la configuration parallèle présentée figure I.20, la capacité totale du circuit peut être égale aux 2^n combinaisons que propose ce circuit. Elle est donc égale à :

$$C_{\text{totale}} = C_0 + A_1 \cdot C_1 + A_2 \cdot C_2 + \dots + A_{n-1} \cdot C_{n-1} + A_n \cdot C_n \quad (4)$$

où les A_i sont des valeurs binaires qui représentent l'état des commutateurs (passant ou bloqué).

Dans la configuration où $C = C_1 = C_2/2 = C_3/4 = \dots = C_n/2^{n-1}$, ce type de circuit présente la variation de capacité suivante (figure I.21):

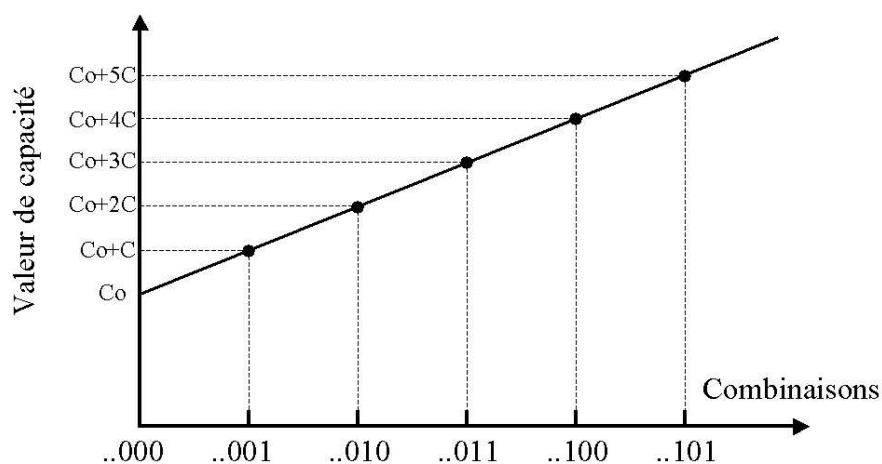


Figure I.21 : Exemple d'évolution de la capacité en fonction des combinaisons d'une capacité à accord discret à n bits

Goldsmith et al ont développé une capacité variable à accord discret 4 bits en configuration série (figure I.22.(a)) dont le circuit équivalent est présenté (figure I.22.(b)) [27]. Dans ce cas là, les valeurs des capacités fixes ne doivent pas suivre une variation linéaire comme dans l'exemple ci-dessus si l'on veut garder un pas constant. Ce circuit a été conçu pour fonctionner en dessous de 1 GHz et présente un facteur de qualité de 100 à 400 MHz pour une capacité variant de 3,1pF à 6,5pF par pas de 0,25pF.

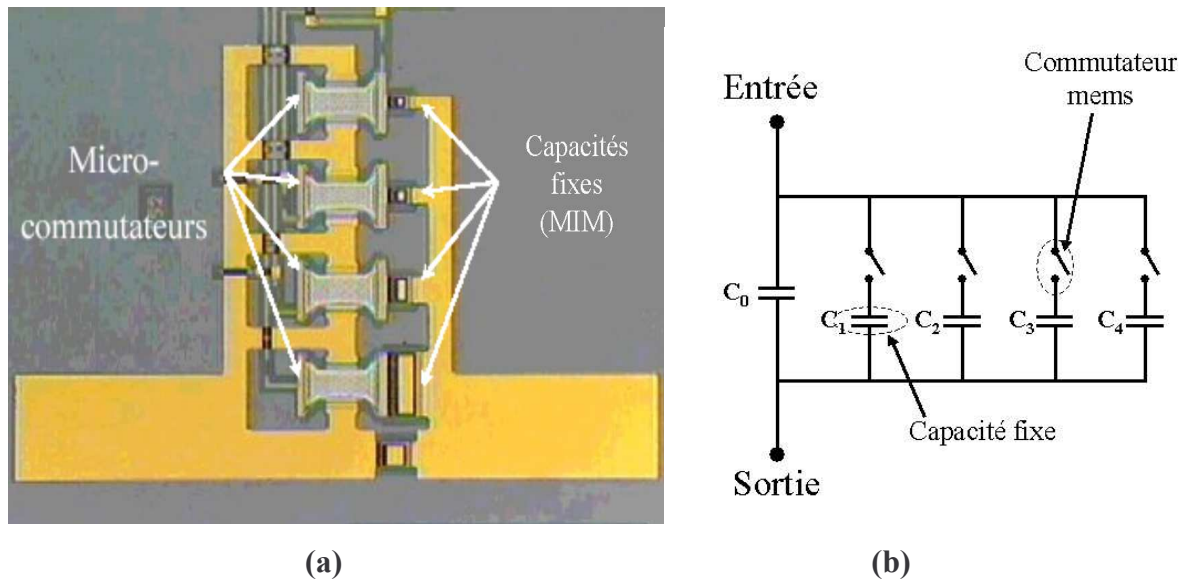


Figure I.22 : Photographie d'une capacité variable digitale 4 bits (a) et son circuit équivalent (b)

Pothier et al [28] ont réalisé une capacité variable 3 bits à fonctionnement parallèle en utilisant des commutateurs ohmiques de type cantilever. Cette capacité variable fonctionne à 5 GHz et présente une excellente linéarité. Les commutateurs ohmiques ne rajoutent pas une capacité en série avec les capacités fixes lorsqu'ils sont à l'état passant ce qui permet une conception plus aisée. Une photographie de ce circuit ainsi que ces résultats à 5GHz sont présentés sur la figure I.23.

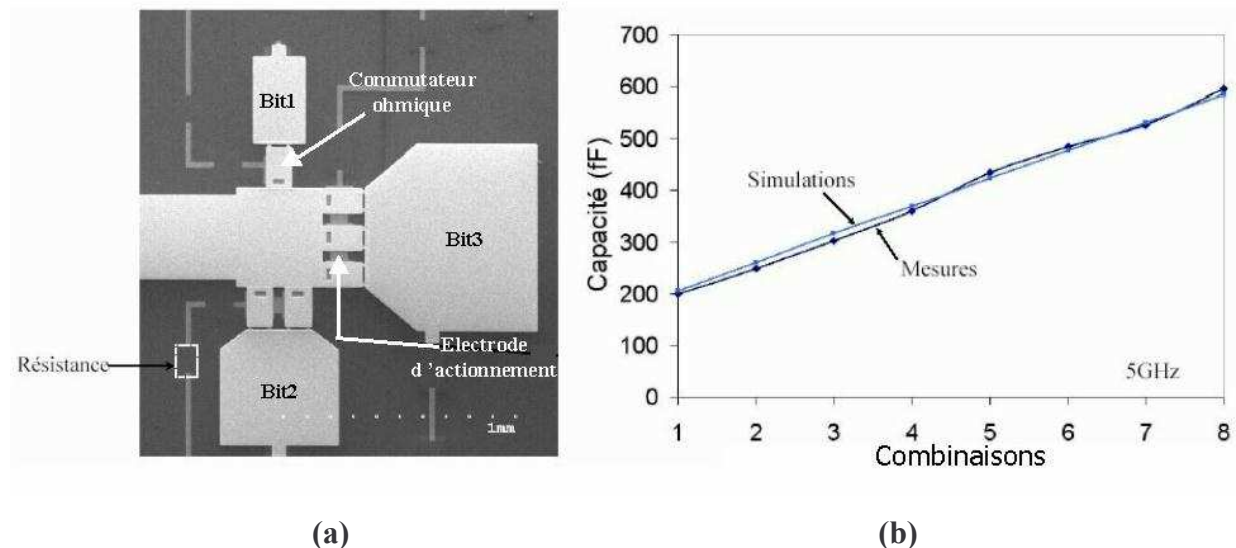


Figure I.23 : Capacité variable 3 bits à commutateurs MEMS ohmiques : photographie (a) et résultats de simulation et de mesures (b)

III. LE FILTRAGE ACCORDABLE EN TECHNOLOGIES PLANAIRES

III.1 INTRODUCTION

Les filtres accordables suscitent un intérêt important depuis de nombreuses années [29] [30] grâce aux nombreuses perspectives qu'ils laissent entrevoir. L'avantage de pouvoir remplacer des banques de filtres ou des filtres d'émission/réception par un seul circuit apparaît comme tout à fait évident.

Les filtres planaires, même pour les technologies les plus abouties (circuits sur membrane, micro usinage, micro cavités...), souffrent généralement de performances inférieures aux circuits volumiques mais grâce à leurs faibles coûts de production et faibles dimensions, ils commencent à s'imposer dans certains domaines d'applications. La réalisation de filtres et résonateurs planaires accordables permettrait donc d'intégrer sur une très petite surface des fonctions effectuées par plusieurs circuits.

L'accordabilité d'un circuit est souvent apportée en modifiant sa charge capacitive. La plupart des circuits planaires accordables présentés dans la littérature sont généralement des circuits existants à fréquence fixe auxquels on vient rajouter un élément accordable de type diode varactor. L'apparition de matériaux dont la permittivité peut être modifiée par application d'un champ magnétique ou électrique a aussi permis de développer des circuits agiles aux fréquences millimétriques. Ces deux types de composants seront étudiés et étayés

par quelques exemples. Enfin, nous verrons l'intérêt des capacités variables micro électromécaniques présentées précédemment pour la conception de circuits accordables fortement intégrés et à très faibles pertes.

III.2 CIRCUITS ACCORDABLES PAR MODIFICATION DE LA PERMITTIVITE EFFECTIVE

III.2.1. GENERALITES

Les circuits planaires distribués sélectifs en fréquence sont généralement des circuits à onde stationnaire dont les caractéristiques fréquentielles dépendent de leurs dimensions physiques. Dans l'exemple d'un résonateur demi onde en ligne en technologie micro ruban (figure I.24), son premier mode de fonctionnement dépendra de sa longueur L et de la permittivité relative de son substrat (ϵ_r).

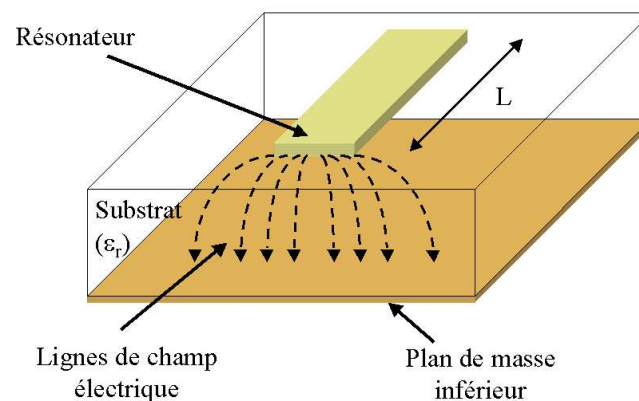


Figure I.24 : Résonateur micro ruban demi-onde

Pour une longueur L donnée, ce résonateur aura une fréquence de résonance pour son premier mode de fonctionnement (demi-onde) qui sera déterminée par :

$$F_{\text{résonance}} = \frac{C}{\frac{\lambda_{\text{résonance}}}{2}} \quad (5)$$

avec :

$C = \text{célérité de la lumière}$

$$\frac{\lambda_{\text{résonance}}}{2} = \frac{\lambda_{\text{vide}}}{2\sqrt{\epsilon_{\text{effectif}}}} = L \quad (6)$$

$$\epsilon_{\text{effectif}} = f(\epsilon_r) \quad (7)$$

On remarque donc d'après les équations (5) et (7) qu'il est possible de modifier la fréquence de résonance d'un dispositif planaire à onde stationnaire si l'on est capable de modifier la valeur de la permittivité de son substrat.

La figure I.25 représente la réponse en transmission d'un résonateur micro ruban centré à 30 GHz et dont la permittivité a été modifiée de 100%.

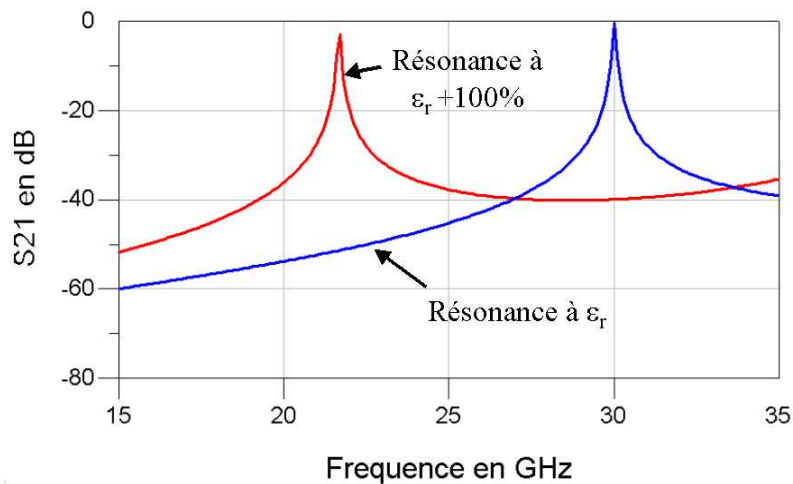


Figure I.25 : Réponse en transmission d'un résonateur planaire micro ruban pour deux permittivités différentes : ϵ_r et $\epsilon_r+100\%$

Ce type de phénomène physique est réalisé par l'utilisation de substrats ferroélectriques ou ferromagnétiques dont les caractéristiques changent par l'application de champ électrique ou champ magnétique (respectivement).

III.2.2. CIRCUIT ACCORDABLE A COUCHES MINCES FERROELECTRIQUES

Les matériaux ferroélectriques présentent une polarisation rémanente, que l'on peut inverser par l'application d'un champ électrique de signe opposé au vecteur polarisation. Ce changement de polarisation modifie la valeur de la permittivité diélectrique d'un matériau ferroélectrique. Cependant, jusqu'à ces dernières années, l'utilisation de ces matériaux était limitée, en raison de leurs fortes pertes et des valeurs élevées du champ nécessaire pour polariser la structure de manière à obtenir une variation significative de la permittivité.

L'utilisation de ces matériaux sous forme de couches minces a permis de développer des circuits accordables aux caractéristiques intéressantes.

Subramanyam et al [31] ont développé un filtre micro ruban deux pôles en technologie supraconductrice haute température (figure I.26.(a)). Le substrat utilisé (YBaCuO) est surmonté d'une couche de 250nm de strontium titanate (STO) qui est un matériau ferroélectrique. Les résultats de mesures pour différents champs électriques appliqués sont présentés sur la figure I.26(b).

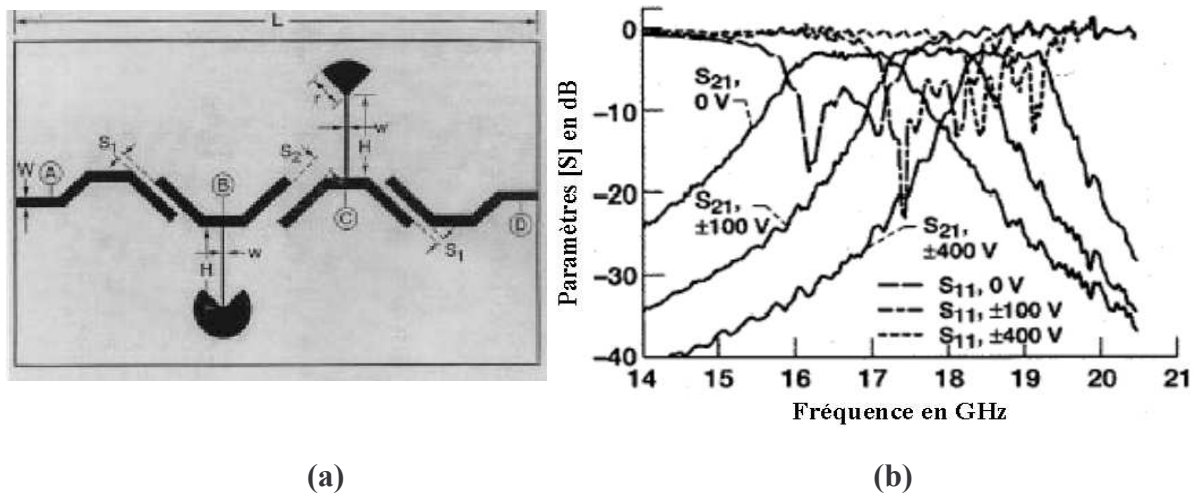


Figure I.26 : Dessin (a) et résultats de mesures (b) du filtre supra conducteur ferroélectrique développé dans [31]

Les résonateurs de ce circuit présentent un facteur de qualité à vide estimé de 200 à 18GHz ce qui est assez faible pour des résonateurs supraconducteurs et qui est principalement dû aux très fortes pertes diélectriques apportées par le film de STO. Les tensions de polarisation nécessaires pour l'accord en fréquence sont fortes : de 0 à 400V. Néanmoins, ce circuit présente de faibles pertes, moins de 3dB à 19GHz, et un accord relatif de 12%.

Il est à noter que des circuits accordables par modification de la charge capacitive (chapitre suivant), ont aussi été démontrés en utilisant des capacités variables ferroélectriques [32]. Ces dernières ont un fonctionnement BF (<GHz) à cause de la très forte permittivité des matériaux ferroélectriques mais elles permettent des bandes d'accord très importantes (~50%).

III.3 CIRCUITS ACCORDABLES PAR MODIFICATION DE LEUR CHARGE CAPACITIVE

III.3.1. GENERALITES

La majorité des circuits planaires accordables RF sont rendus agiles par la modification de leur charge capacitive. La figure I.27 représente le circuit équivalent et la réponse d'un filtre deux pôles à 7% de bande relative et centré à 30GHz.

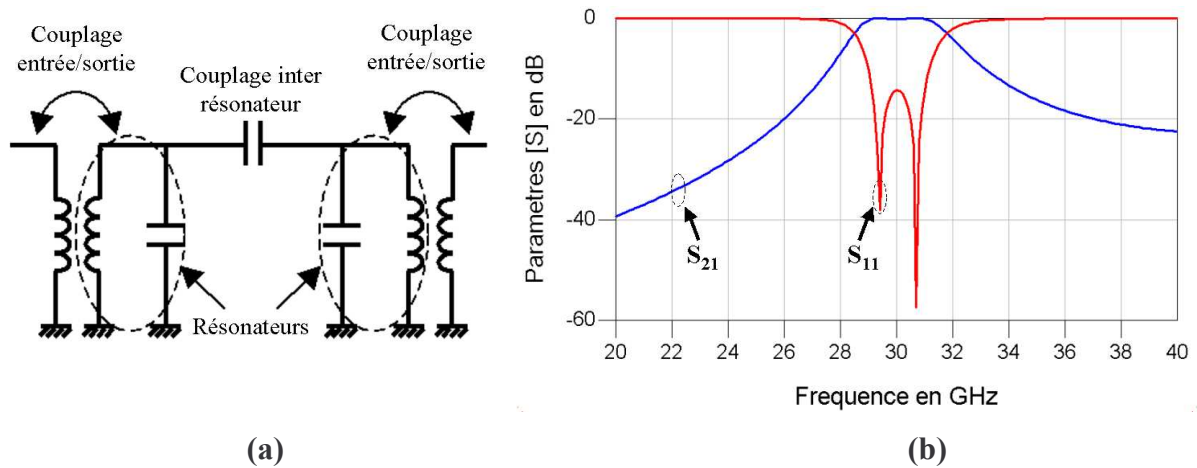


Figure I.27 : Circuit équivalent (a) et réponse en fréquence (b) d'un filtre deux pôles à fréquence fixe

La fréquence de résonance de ce circuit est fixée par les valeurs d'inductance et de capacité des résonateurs. Une inductance ou une capacité variable permettrait donc de rendre ce circuit agile en fréquence.

La façon la plus immédiate pour rendre le circuit présenté figure I.27 accordable est de connecter une capacité variable entre chacun de ses résonateurs et la masse. Cette capacité venant se connecter en parallèle avec celle du résonateur, on peut alors considérer dans une approximation au premier ordre que le résonateur est à capacité variable.

Pour le même circuit mais en considérant la capacité du résonateur comme accordable [100%-125%], les résultats de simulation sont présentés sur la figure I.28 avec la valeur des composants utilisés.

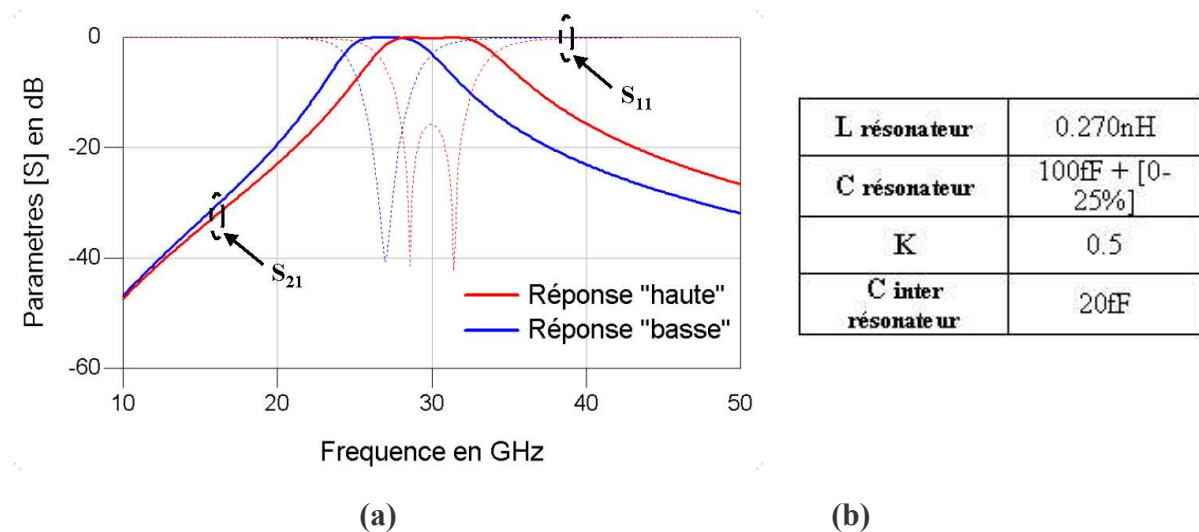


Figure I.28 : Résultats de simulation (a) et valeur des composants (b) d'un filtre deux pôles accordables en éléments localisés

L'accord obtenu est d'environ 10%. Il est intéressant de noter la légère différence entre les deux réponses. Ceci est dû au fait que pour des fréquences de fonctionnement différentes, les mêmes valeurs de couplage inter résonateur et extérieur ($C_{\text{inter résonateur}}$ et K) ne donneront pas la même réponse en fréquence.

III.3.2. CIRCUITS ACCORDABLES PAR DIODES VARACTORS

L'idée de charger des circuits sélectifs en fréquence par des capacités variables n'est pas un concept récent. Les diodes varactors, lorsque une différence de potentiel leur est appliquée, subissent une modification de l'épaisseur de leur région de déplétion modifiant ainsi la capacité qu'elles présentent. En 1982, Hunter et Rhodes [33] développent un filtre planaire à résonateurs interdigités connectés à des diodes varactors (figure I.29). Les diodes varactors utilisées présentent un facteur de qualité de 125 à 1GHz ce qui est très inférieur au facteur de qualité de leurs résonateurs (sur substrat suspendu). Elles apportent donc des pertes relativement importantes de 6dB à 3,2GHz. Ce filtre présente tout de même un accord relatif de 30% à 4,8GHz avec peu de dégradation de la réponse sur la bande d'accord. Une photographie de ce circuit ainsi que ses paramètres [S] pour des polarisations de 0, 4 et 30 Volts sont présentés sur la figure I.30.

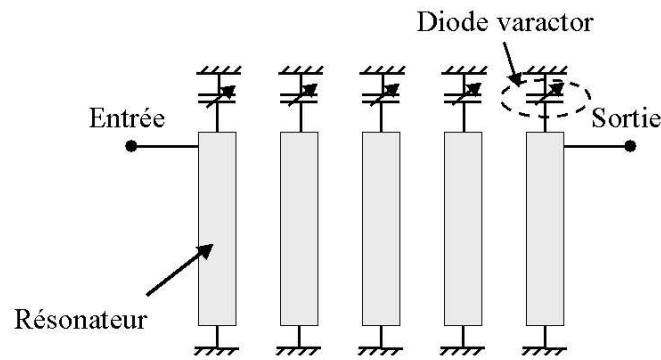


Figure I.29 : Filtre accordable à résonateurs interdigités

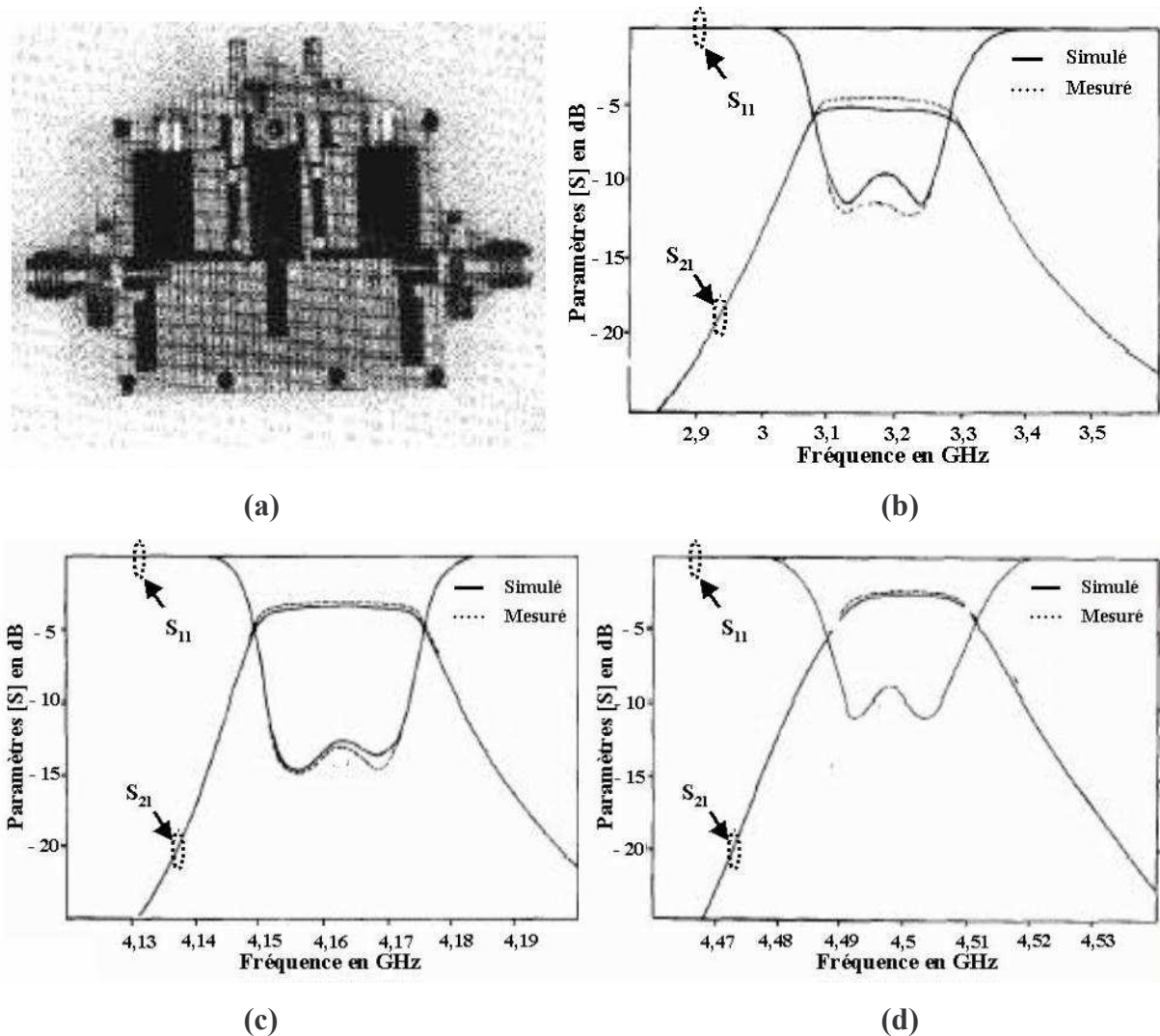


Figure I.30 : Photographie (a) et réponses en paramètres [S] pour des tensions de polarisation de 0 Volts(b), 4 Volts(c) et 30 Volts (d) du circuit présenté dans [33]

Récemment, Brown et Rebeiz [34] ont démontré, sur la même structure que celle présentée figure I.29, la possibilité de réaliser des filtres planaires accordables aux performances équivalentes à celles de filtres YIG (filtre volumique à ferrite). Ce filtre centré à

1,3GHz est accordable sur près de 60% de la bande mais ces performances sont fortement dégradées au delà de 30% (figure I.31). Néanmoins, jusqu'à 1GHz les pertes d'insertion restent inférieures à 3dB et l'adaptation supérieure à 15dB.

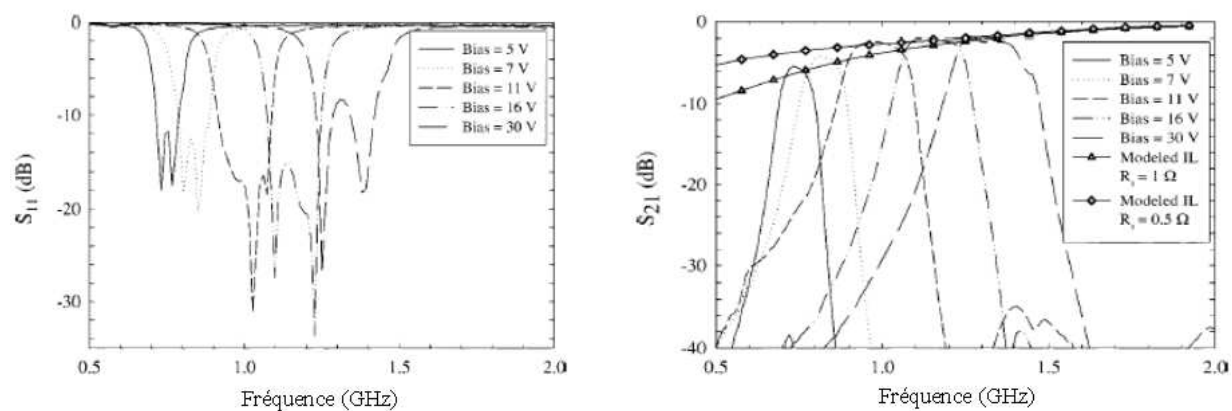


Figure I.31 : Résultats de mesures du filtre accordable par diodes varactors pour différentes tensions de polarisation [34]

Toujours à une fréquence autour de 2GHz, Byung-Wook et al [35] ont aussi développé leur version du filtre interdigité accordable par diodes varactors. Leur approche est extrêmement intéressante puisqu'ils ont essayé d'éviter la dégradation de la réponse du filtre sur sa bande d'accord en recherchant des structures de couplage inter résonateur variant inversement avec la fréquence d'accord et un couplage entrée/sortie variant proportionnellement avec la fréquence d'accord [36]. La figure I.32 présente leur structure et la réponse en fréquence obtenue.

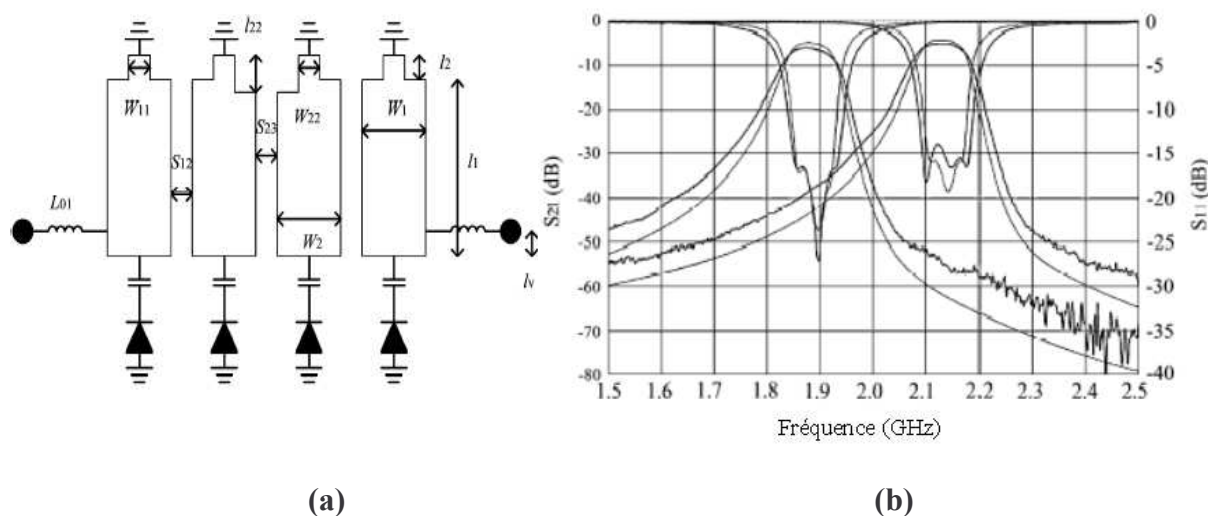


Figure I.32 : Topologie (a) et résultats de mesures (b) d'un filtre accordable à réponse constante sur la bande d'accord [35]

Leur méthode de synthèse est adaptée à la structure interdigitée qu'ils utilisent en jouant sur les longueurs électriques de chaque résonateur fonctionnant sur le mode pair ou impair. Les sauts d'impédance réalisés sur les résonateurs permettent d'obtenir les couplages inter résonateurs désirés et des inductances localisées apportent les couplages entrée/sortie variant proportionnellement à la fréquence permettant ainsi d'obtenir une bande passante ne variant que de 3,2% sur toute la plage d'accord..

D'autres circuits de ce type ont été conçus profitant de l'amélioration des technologies à l'état solide. Malgré tout, qu'ils soient constitués de résonateurs interdigités ou en anneau [37], ils souffrent tous des faibles facteurs de qualité des diodes varactors dès que l'on dépasse quelques GHz et sont donc conçus à des fréquences relativement basses (inférieures à 2GHz). La figure I.33 représente le circuit équivalent simplifié d'une diode. Le coefficient de qualité de ce circuit est donné par l'équation (8).

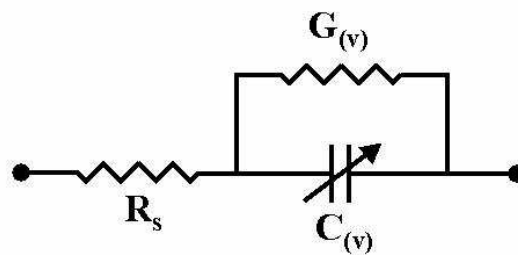


Figure I.33 : Circuit équivalent en éléments localisés d'une diode varactor

$$Q(\nu) = \frac{1}{2\pi f C(\nu) R} \quad (8)$$

où R représente la résistance parasite de la diode et est égal à $R_s + \frac{1}{G(\nu)}$.

Les facteurs de qualité très faibles (<50) des diodes varactors pour des fréquences supérieures à 10GHz ne permettent donc pas d'obtenir de bonnes performances pour des filtres et résonateurs accordables à plus hautes fréquences.

III.3.3. CIRCUITS ACCORDABLES PAR CAPACITES VARIABLES MICRO ELECTROMECHANIQUES

Depuis l'apparition des capacités variables micro électromécaniques, de très nombreux circuits ont pu être étudiés. La relative facilité d'intégrer ces structures aux guides de propagation planaires a ainsi permis de développer des déphaseurs [38], des circuits d'adaptation reconfigurables [39], des oscillateurs contrôlés en tension [40] ainsi que des filtres et résonateurs accordables. Ces derniers utilisent les deux types de varactors MEMS présentés plus tôt, les capacités variables continues et les capacités variables à accord discret.

Filtres accordables par capacités variables continues

L'objectif est ici d'utiliser la plage de variation continue des capacités variables présentées dans le chapitre II.5.1 afin de réaliser des circuits agiles à faibles pertes. L'intégration de ces capacités dans des circuits accordables peut se faire de nombreuses façons mais il est remarquable que les capacités de type « pont » (figure I.14) sont parfaitement adaptées à une implémentation dans des circuits coplanaires.

Abbaspour et al [41] ont réalisé un filtre passe-bande accordable à ondes lentes utilisant ces capacités de type « pont ». Il est constitué de trois résonateurs demi-ondes séparés par des inverseurs d'impédance. Ces inverseurs d'impédance assurent les couplages inter résonateurs et entrée/sortie. Six capacités variables chargent chacun des résonateurs en leurs milieux (figure I.34).

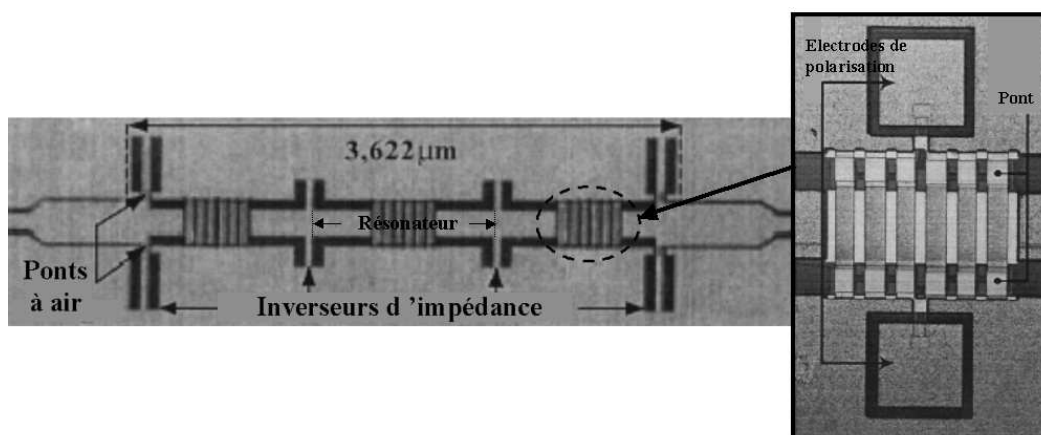


Figure I.34 : Filtre coplanaire trois pôles accordables à ondes lentes

Les résonateurs étant très fortement chargés par les capacités variables, leur longueur est beaucoup plus faible que celle d'un résonateur non chargé rendant l'ensemble extrêmement compact (3,7mm de long). Le fait qu'il ne possède pas de discontinuité de type circuit ouvert limite la création de modes parasites diminuant ainsi les pertes par rayonnement généralement importantes en technologie coplanaire. L'utilisation de varactors à fort coefficient de qualité ($Q_{\text{capacités}} = 400$) les rendent pratiquement transparentes face au facteur de qualité plus faible des résonateurs coplanaire ($Q_{\text{résonateurs}} = 62$) obtenant ainsi un facteur de qualité final de 58.

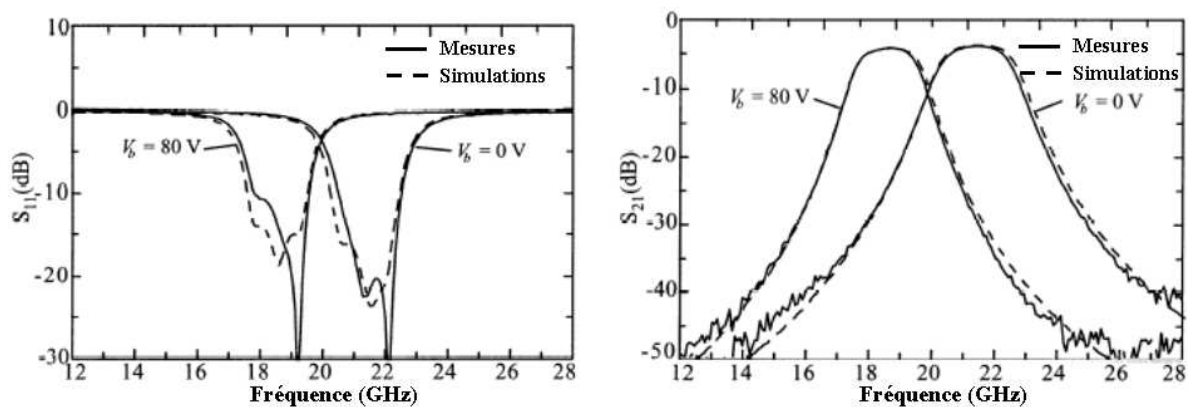


Figure I.35 : Résultats de simulation et de mesure du filtre trois pôles accordables

Les performances RF de ce filtre sont excellentes puisqu'il présente seulement 4dB de pertes d'insertion et 14% d'accord relatif pour une fréquence centrale de 20GHz et des tensions de polarisation variant de 0 à 80V. Ce filtre est un excellent exemple des performances que l'on peut atteindre sur une structure filtrante « classique » chargée par des varactors micro électromécaniques.

Sur une topologie proche, Mercier et al [42] ont développé des filtres deux et quatre pôles à résonateurs de Bragg entièrement accordables. Toutes les structures de couplage entrée/sortie et inter résonateurs ainsi que les résonateurs sont chargés par des varactors MEMS permettant de faire varier la charge capacitive de chacune des sections. Il est alors possible de contrôler entièrement la réponse du filtre et ainsi de la garder constante sur toute sa bande d'accord en fréquence. Ces filtres sont présentés sur la figure I.36. Ils sont constitués de sections de ligne coplanaire périodiquement chargées.

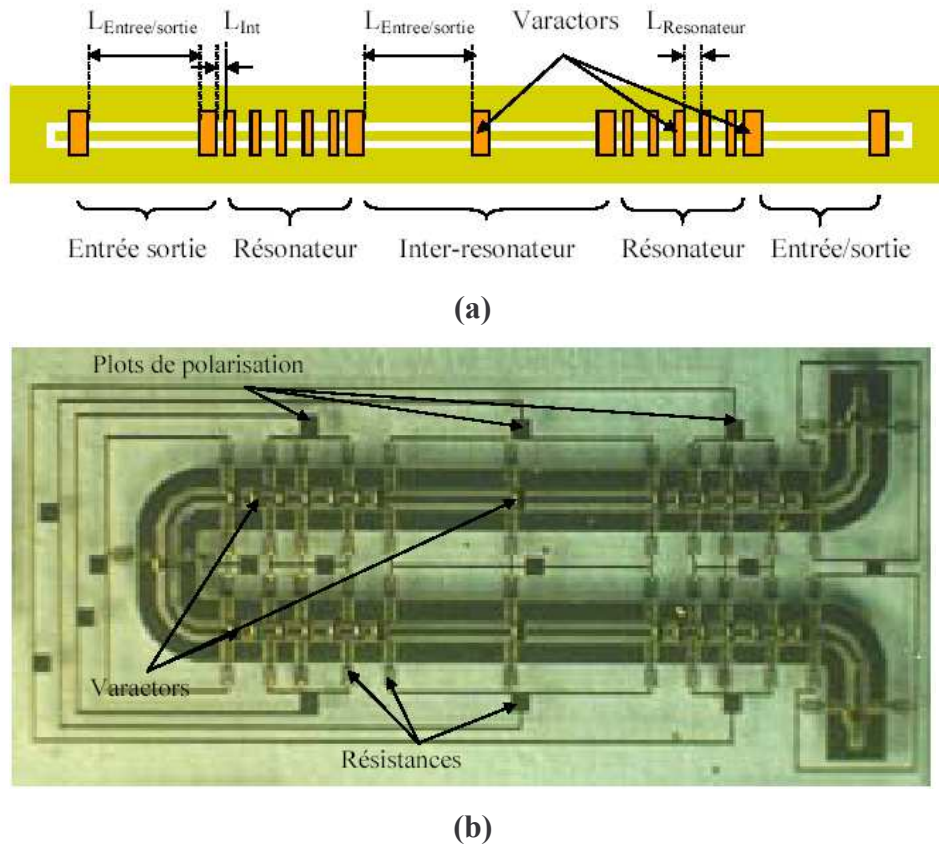


Figure I.36 : Dessin du filtre tout accordable à deux résonateurs (a) et photo du filtre à quatre résonateurs (b)

Ce filtre a été réalisé sur un substrat faibles pertes (silice fondue). Ces capacités variables sont constituées de ponts partiellement électrolysés fortement en tension afin d'améliorer leur bande d'accord. Le filtre deux pôles présente des pertes d'insertion de 3,2dB à 44GHz pour une bande passante de 6,4%. Sa bande d'accord relative est de 5,6% et la réponse est gardée entièrement constante par la modification des varactors des sections inter-résonateurs et entrée/sortie. Le filtre quatre pôles présente des pertes un peu plus importantes (6,5dB), les autres caractéristiques étant équivalentes. Les réponses mesurées de ces deux filtres à bande passante constante sont présentées sur les courbes suivantes (figure I.37).

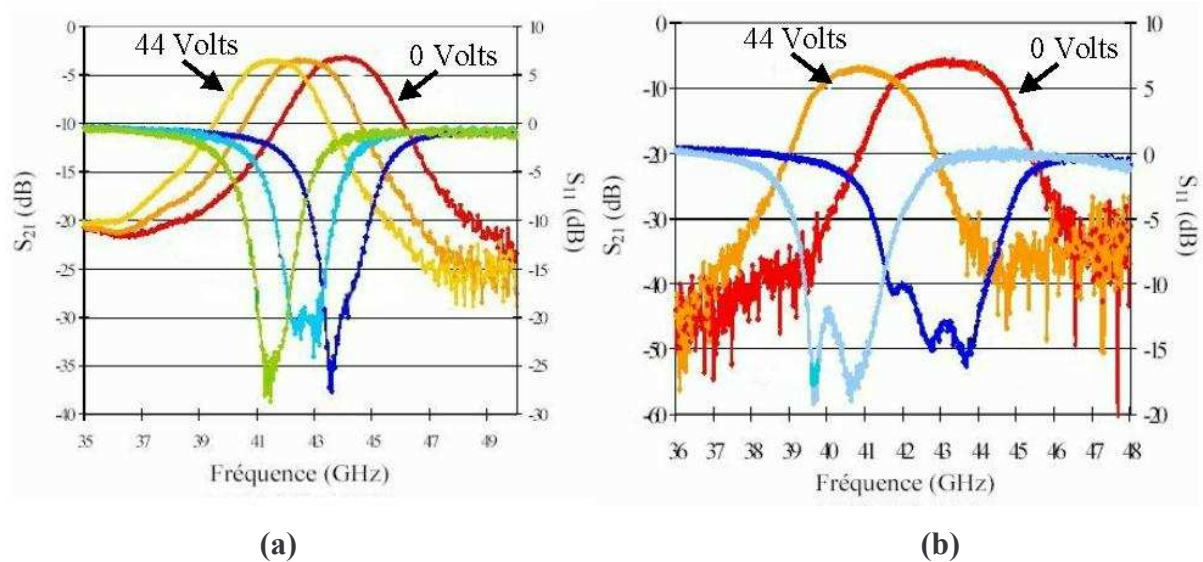


Figure I.37 : Mesures à bande passante constante du filtre deux pôles accordable (a) et du filtre quatre pôles accordable (b) présentés dans [42]

Filtres accordables par capacités variables à accord discret

L'utilisation de capacités variables à accord discret permet de rendre un filtre accordable par sauts de fréquence tout en conservant d'excellentes caractéristiques RF et une bonne stabilité grâce au fonctionnement en commutation.

Fourn et al [43] ont utilisé une structure deux pôles à résonateurs quart d'onde interdigités terminés par trois commutateurs MEMS capacitifs en cantilever (figure I.38(a)). Ces cantilevers permettent de commuter sur une section de ligne coplanaire permettant ainsi de pouvoir rallonger la longueur électrique des résonateurs.

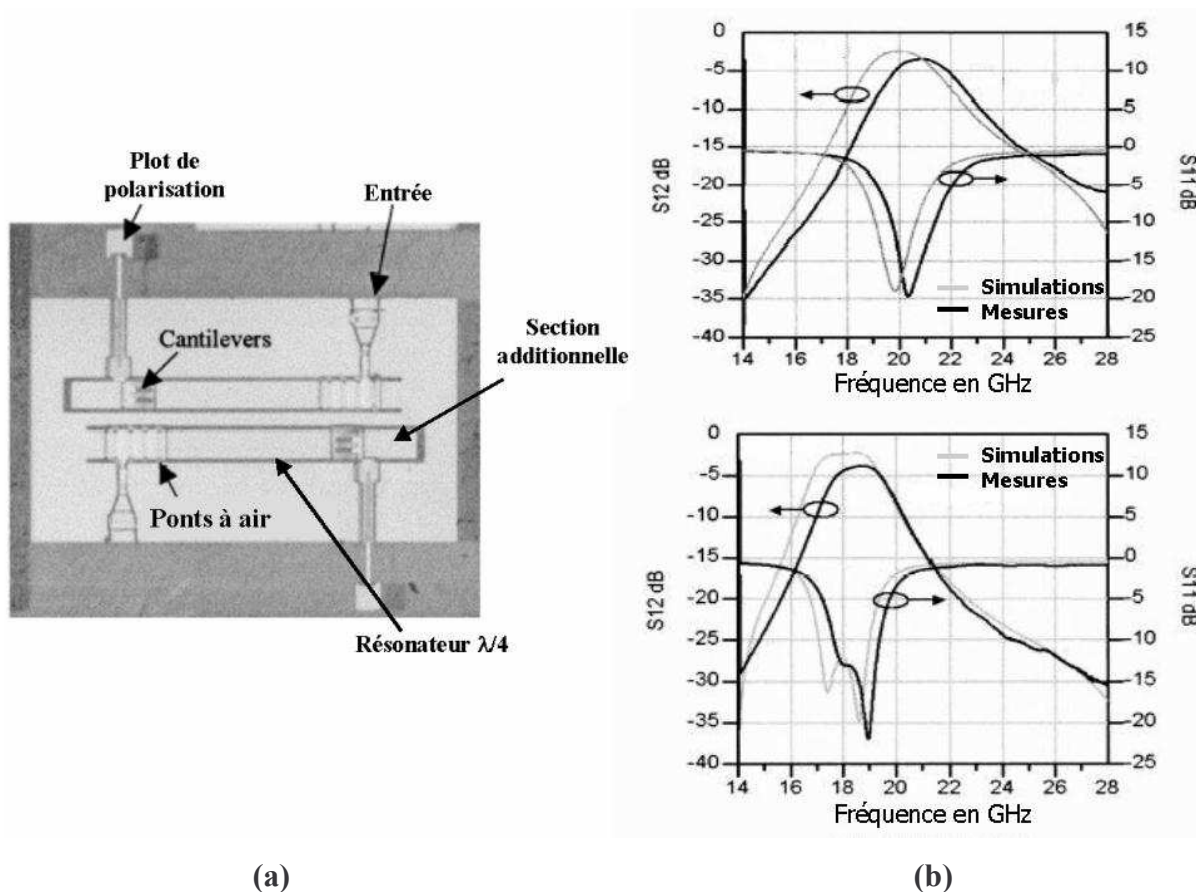


Figure I.38 : Filtre DBR bi bande : photographie du circuit réalisé (a) et résultats de simulations et de mesures (b)

Ce filtre possède donc deux fréquences de fonctionnement, lorsque les commutateurs sont à l'état haut et lorsque les commutateurs sont à l'état bas, passant ainsi de 21GHz à 18,5GHz. Les pertes d'insertion sont de 3,8dB à l'état bas, l'adaptation étant tout de même légèrement dégradée par le changement de fréquence. La comparaison des résultats de simulation et de mesure est présentée sur la figure I.38(b).

Sur le même concept mais avec une structure un peu plus complexe, Pothier et al [44] ont conçu un filtre deux pôles en technologie micro ruban. Ce filtre est constitué de deux résonateurs demi-onde connectés à des capacités à accord discret 2 bits permettant ainsi d'obtenir 4 fréquences de fonctionnement différentes (figure I.39). Ces capacités sont faites de deux patches métalliques (les capacités fixes) sur lesquelles viennent commuter des cantilevers ohmiques .

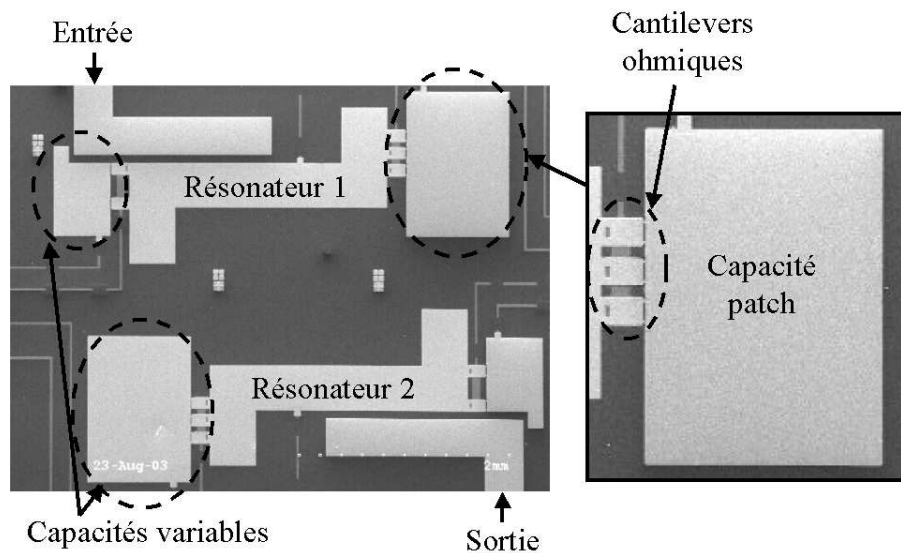


Figure I.39 : Filtre micro ruban accordable à 4 pas de fréquence

Ce filtre présente donc quatre fréquences de fonctionnement de 15GHz à 9,5Ghz pour un accord relatif global de 44% (figure I.40). La bande passante relative est conservée sur tout la bande d'accord et les pertes d'insertion varient de 2,6dB à 3,2dB en fonction de la configuration.

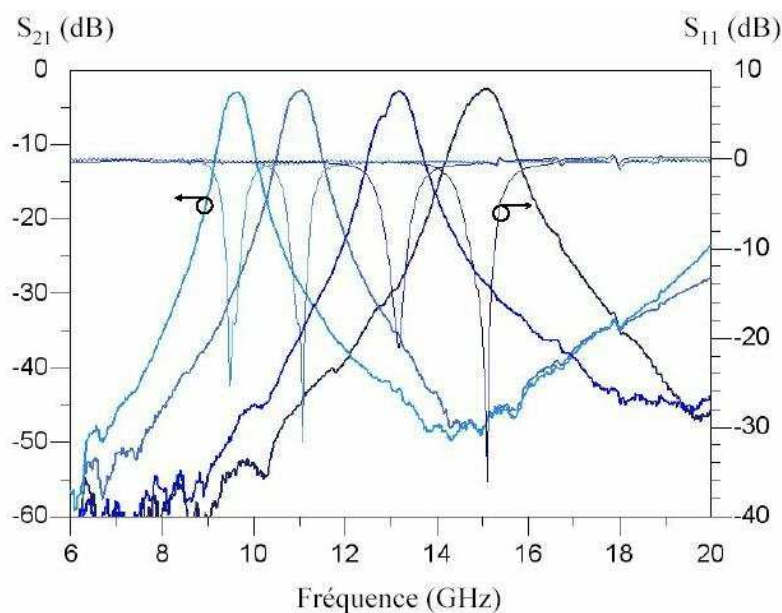


Figure I.40 : Mesures du filtre accordable à 4 pas de fréquence

Ces deux exemples montrent que les filtres accordables numériques pourraient être tout à fait appropriés pour des applications multibandes faible bruit et faible puissance grâce à la stabilité apportée par le fonctionnement en commutation et leur excellent comportement RF.

IV. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié les différents composants RF micro électromécaniques « de base » appliqués à des fonctions de commutation ou pour réaliser des capacités variables.

Ensuite, une étude générale sur les circuits et composants planaires accordables utilisant différents types de technologie, substrat ferroélectrique, diodes varactors et composants MEMS a été présentée afin de pouvoir les comparer et ainsi de prouver l'intérêt de l'utilisation des capacités variables micro électromécaniques à accord discret ou continu pour la réalisation de circuits agiles.

Leurs faibles pertes, faible consommation et forte linéarité ont montré qu'il était ainsi possible de concevoir et de fabriquer des filtres et résonateurs accordables à des fréquences très supérieures à 10GHz.

CHAPITRE II

*Présentation d'une tête de réception à circuit
de redondance par commutateurs micro
électromécaniques et filtre sur silicium micro
usiné*

I. INTRODUCTION

La montée en fréquence des dispositifs de télécommunication, l'augmentation du nombre d'utilisateurs de systèmes de communication haut débit impliquent la création de composants toujours plus performants, fiables et au coût réduit. Actuellement, les têtes de réception pour satellite sont réalisées à l'aide de guide d'onde et plus généralement de dispositifs volumiques. Ceux-ci sont performants mais malheureusement d'un encombrement important.

Le projet TREMICROMEDIA, mis en place par le Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT), réunit trois laboratoires publics, le LAAS et L'ENSEEIHTE à Toulouse et l'IRCOM à Limoges à deux partenaires industriels, ALCATEL Space et MEMSCAP. Il a pour objectif de montrer que ces dispositifs volumiques peuvent être remplacés par des circuits planaires nettement moins encombrants et au coût beaucoup plus réduit tout en gardant d'excellentes performances grâce à l'association des connaissances en réalisation de circuits intégrés aux qualités des circuits micro usinés sur silicium.

Nous étudierons donc les différents éléments qui composent ce circuit de réception et évaluerons les avantages de l'utilisation du substrat silicium micro usiné. Une attention particulière sera ensuite portée sur le filtre de réception développé pour le projet et d'une façon simple de le rendre accordable en utilisant des capacités variables micro électromécaniques.

II. PRESENTATION GENERALE DU SYSTEME DE RECEPTION

L'objectif du projet TREMICROMEDIA est donc la réalisation d'une tête de réception à circuit de redondance fonctionnant en bande Ka (26,5-40GHz) et en technologie coplanaire sur silicium micro usiné. Un schéma simplifié de ce circuit est présenté sur la figure II.1.

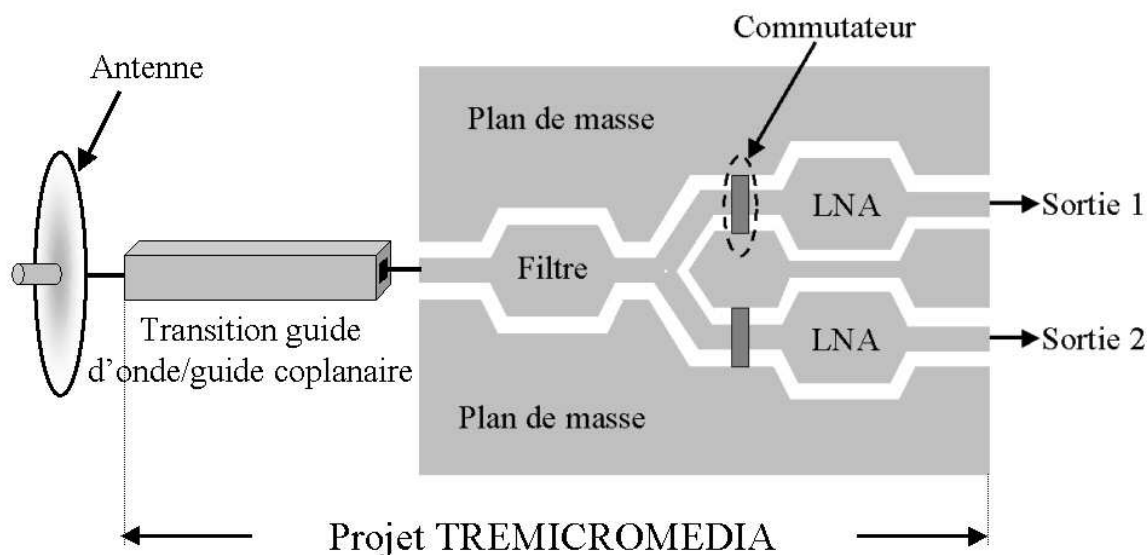


Figure II.1 : Schéma de principe d'un système de réception à circuit de redondance

Le circuit à réaliser est constitué d'une transition guide d'onde rectangulaire (WR28)/guide d'onde coplanaire, d'un filtre de réception qui doit assurer la sélection du signal utile, d'un système de redondance à commutateurs MEMS qui permettent de choisir une voie vers des amplificateurs faible bruit (LNA) qui réalisent une première amplification bas niveau du signal reçu. Les contraintes micro ondes à tenir fixées par ALCATEL Space sont des pertes d'insertion de 1dB sur toute la partie passive (transition, filtre, commutateurs) avec un coefficient de réflexion inférieure à -15dB dans la bande 27,5-30GHz ainsi qu'une isolation d'au moins 20dB entre la voie passante et la voie bloquée.

III. TRANSITION GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE – GUIDE COPLANAIRE

La transition guide d'onde rectangulaire/guide d'onde coplanaire est réalisée en trois parties : une section en guide nervurée qui assure l'adaptation d'impédance volumique planaire, une section de ligne micro ruban et une transition micro ruban/coplanaire. Le passage par un tronçon de ligne micro ruban permet de limiter des pertes d'insertion qui seraient plus fortes dans le cas d'une transition directe guide nervuré - guide coplanaire. Une vue de dessus et en coupe longitudinale de cette transition sont présentées sur la figure II.2.

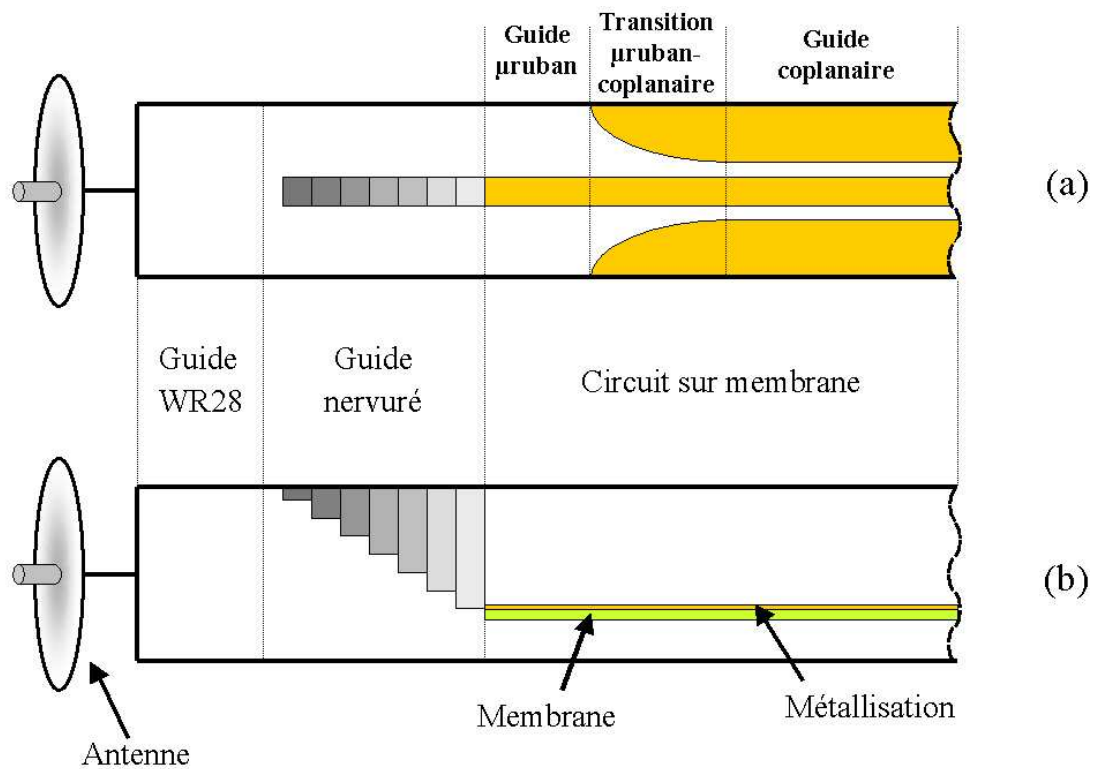


Figure II.2 : Représentation en vue de dessus (a) et en coupe longitudinale (b) de la transition

Cette transition a été conçue par l'ENSEEIH en utilisant un logiciel de simulation électromagnétique 3D par éléments finis. Après une optimisation globale de tous les paramètres, dimensions et nombre de nervures, longueur de la partie micro ruban et forme de la transition coplanaire/micro ruban, des pertes d'insertion autour de 0,45dB ont été simulées.

IV. FILTRE DE RECEPTION

Le filtre de réception a pour objectif la sélection du signal utile. Il doit être suffisamment faibles pertes pour ne pas apporter une trop grande quantité de bruit aux circuits amplificateurs de la chaîne de réception. C'est pour cette raison que dans la majorité des systèmes de communications par satellites actuels, des circuits à guides d'onde métalliques à très fort coefficient de qualité et donc à très faible pertes sont utilisés. L'apparition du micro usinage sur silicium [45]-[51] a permis d'envisager le remplacement de ces circuits volumiques par des circuits planaires aux excellentes performances RF, entièrement compatible avec les circuits actifs MMIC qui peuvent y être intégrés facilement.

Les spécifications requises pour le filtre sont répertoriées dans le tableau II.1.

Bande passante	Réjection de la bande Tx (18.0 – 21.2 GHz)	Réjection à 32 GHz	Pertes en entrée
27,5 – 30,0 GHz	-50 dB	-15 dB	1 dB à répartir

Tableau II.1 : Gabarit du filtre

Les pertes d'insertion ainsi que les réjections aux différentes fréquences doivent être présentées par l'ensemble filtre/transition/circuit de commutation ce qui donne une très forte contrainte sur les pertes d'insertion. La réjection de la bande Tx présentée par le filtre est par contre diminuée puisque la partie guide rectangulaire de la transition agit comme filtre passe-bas à ces fréquences et apportera donc une partie de la réjection nécessaire.

IV.1 LA TECHNOLOGIE COPLANAIRE MICRO USINEE

Les circuits aux fréquences micro ondes requièrent des lignes de transmission à très faibles pertes et à très faible dispersion. Les avantages des composants planaires à ces fréquences sont principalement leur faible coût de fabrication et leur large bande d'utilisation. Malheureusement, les guides d'onde micro rubans et coplanaires souffrent de nombreux problèmes aux longueurs d'onde millimétriques comme les pertes diélectriques, la dispersion, les modes de substrat et les pertes par rayonnement. Tous ces problèmes sont directement liés à la discontinuité air/diélectrique inhérente aux substrats qui supportent ces lignes de transmission.

L'utilisation du micro usinage représente une alternative intéressante pour la résolution de ces problèmes. Cette technologie repose sur la gravure sélective du silicium qui permet de ne laisser qu'une fine membrane de diélectrique sous les lignes de transmission qui reposent alors quasiment sur de l'air. Des schémas d'une ligne coplanaire sur substrat classique et sur substrat micro usiné sont présentés sur la figure II.3. On peut remarquer que les lignes de champ électrique s'établissent dans l'air qui présente une permittivité relative de 1 ainsi qu'une tangente de pertes diélectriques nulle faisant donc disparaître tout phénomène de pertes diélectriques ainsi que les problèmes liés à l'interface diélectrique/air.

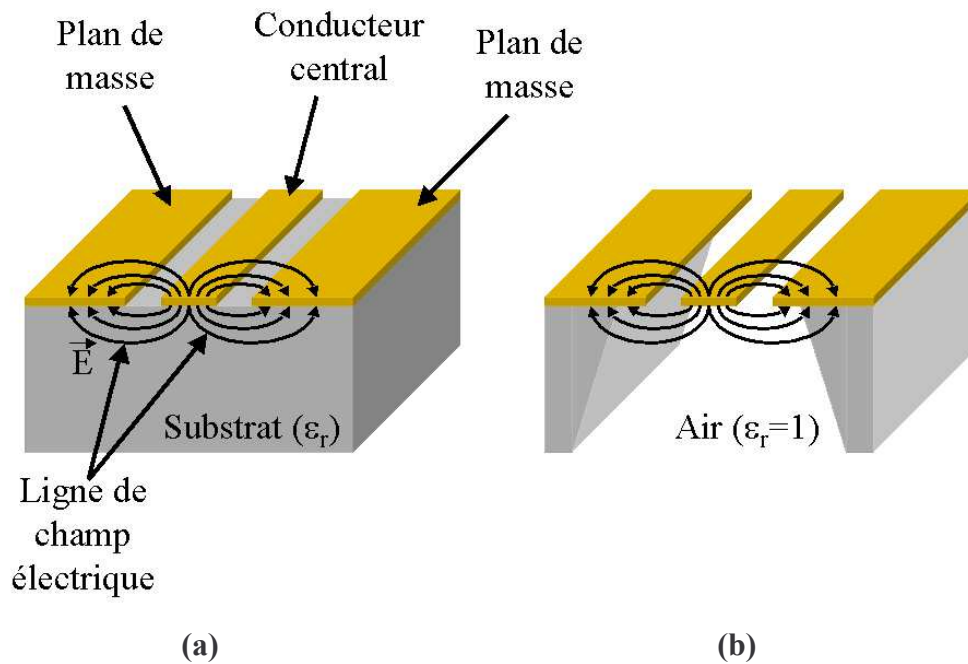


Figure II.3 : Représentations d'une ligne coplanaire sur substrat classique (a) et sur substrat micro usiné (b)

La guide d'onde coplanaire est de tous les moyens de transmission planaires ou semi planaires celui qui propose les plus grandes facilités d'intégration. En effet, le fait que la masse et le conducteur central se trouvent sur le même plan induit une très grande facilité à réaliser des circuits ouverts et surtout des court circuits qui ne sont réalisables en micro ruban qu'en utilisant une technologie assez lourdes (vias trous). L'intégration de commutateurs micro électromécaniques de type pont ainsi que des composants MMIC actifs en flip chip en est donc extrêmement facilité. C'est la raison pour laquelle ce moyen de transmission a été choisi pour la réalisation de la tête de réception du projet TREMICROMEDIA.

IV.2 GABARIT ET CIRCUIT EQUIVALENT

D'après les spécifications fixées par ALCATEL Space, nous avons choisi, dans l'objectif de limiter les pertes d'insertion au maximum, un filtre de Chebychev deux pôles centré à 28,75GHz, présentant environ 10% de bande relative et 0,1dB d'ondulation. Le circuit présenté sur la figure II.4.(a) représente un modèle équivalent en éléments localisés d'un filtre deux pôles dont les deux résonateurs sont couplés capacitivement. La réponse en fréquence de ce circuit est présentée figure II.4.(b). Les valeurs des différents éléments de ce

circuit pour obtenir une réponse répondant au gabarit requis sont répertoriées dans le tableau II.2.

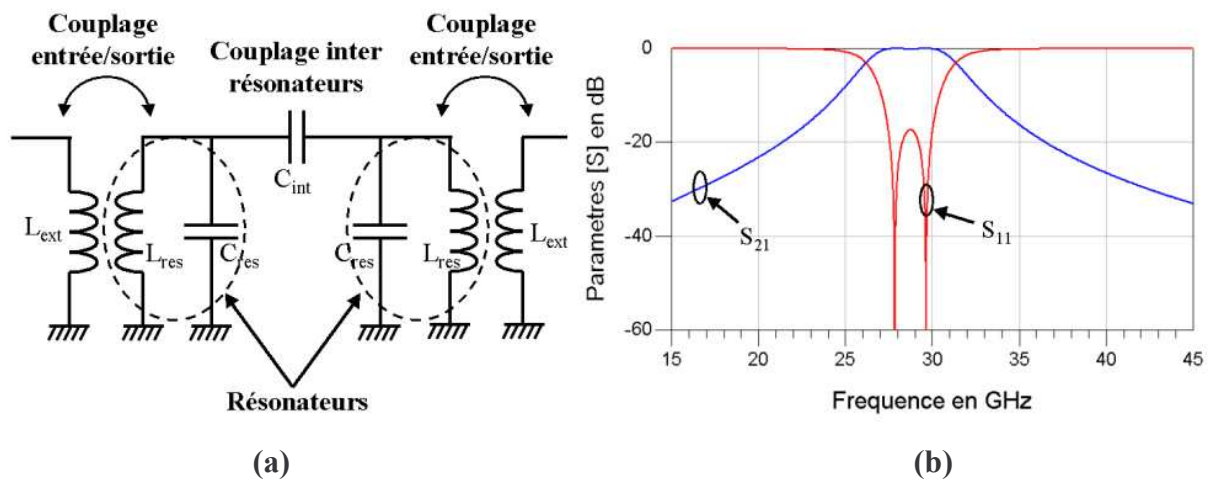


Figure II.4 : Schéma en éléments localisés d'un filtre deux pôles (a) et réponse en paramètres [S] (b)

L_{ext}	1nH
L_{res}	1nH
C_{res}	37,65fF
Couplage entrée/sortie (coefficient d'inductance mutuelle)	0,55
C_{int}	5,3fF

Tableau II.2 : Valeur des éléments du circuit en éléments localisés du filtre deux pôles

IV.3 EVOLUTION DU FACTEUR DE QUALITE ET CHOIX DU TYPE DE RESONATEUR

Afin de maximiser le facteur de qualité et ainsi diminuer les pertes intrinsèques du filtre, le facteur de qualité de différents résonateurs a été étudié. En technologie coplanaire, trois types de résonateurs de base sont très facilement réalisables : les résonateurs demi onde en circuit ouvert ou en court circuit et les résonateurs quart d'onde. La figure II.5 montre ces trois types de résonateurs et la façon dont s'y établit le champ électrique.

Dans le but de calculer les coefficients de qualité à vide de ses résonateurs, ceux-ci ont été simulés avec des zones d'excitation de très faibles dimensions. Lorsque la réponse en

transmission de ces structures reste inférieure à -20dB , on peut considérer que le résonateur est en oscillations libres et que le coefficient de surtension extrait de la largeur du pic à 3dB de la courbe en transmission correspond au facteur de qualité à vide du résonateur.

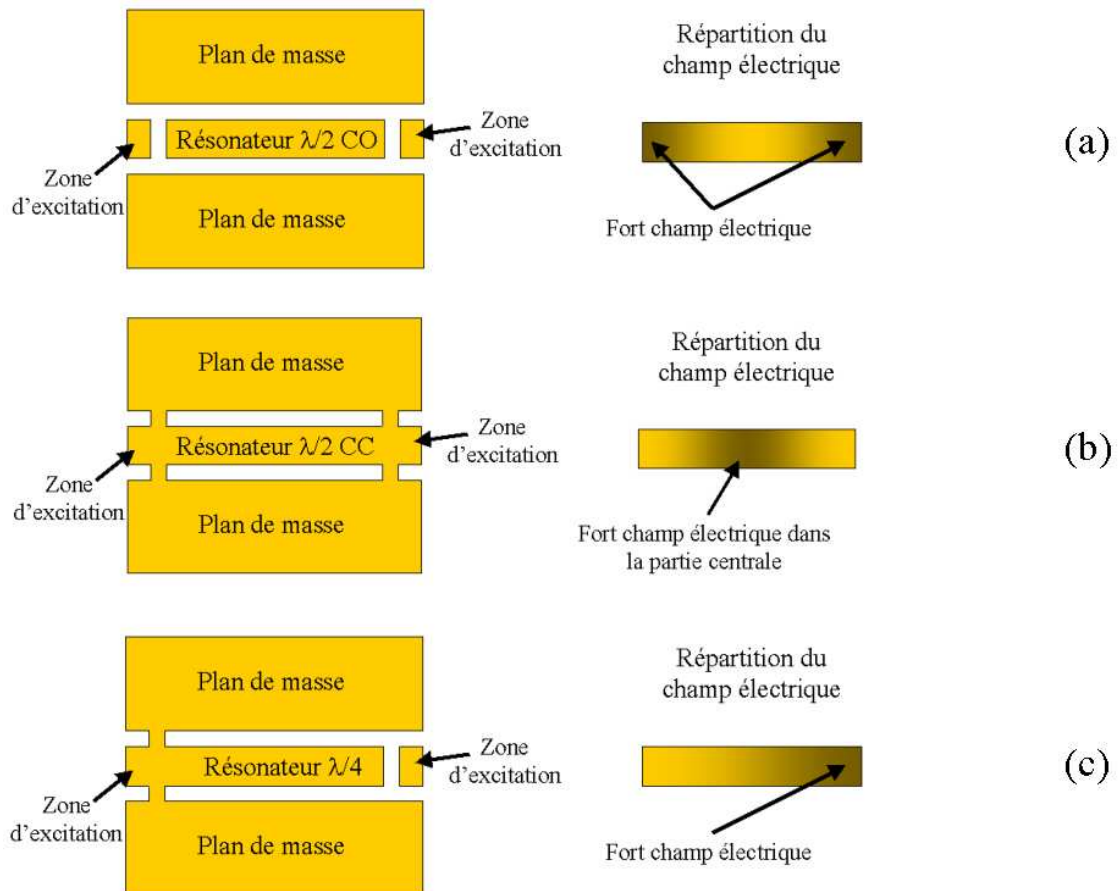
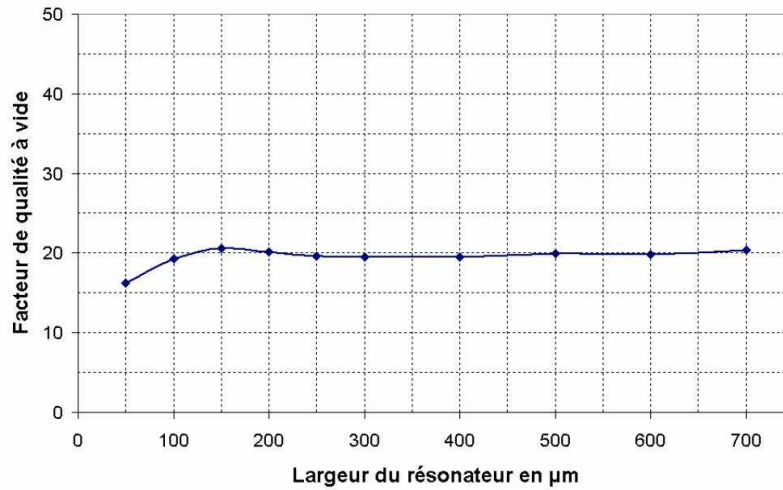
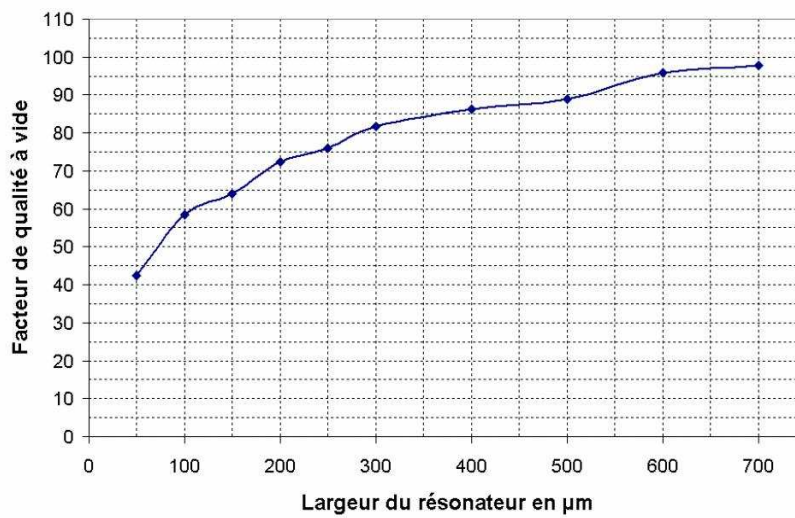


Figure II.5 : Schéma d'un résonateur demi onde en circuit ouvert (a), en court-circuit (b) et résonateur quart d'onde (c) et répartition des champs électriques

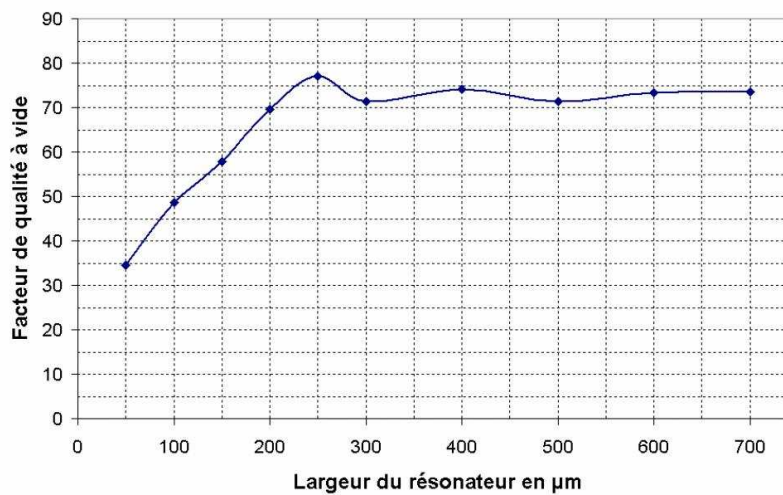
Le coefficient de qualité à vide de ces trois types de résonateurs a été étudié en fonction de la largeur du conducteur central dans chaque cas. L'objectif est d'obtenir le meilleur compromis en terme de pertes d'insertion, dimensions du circuit, facilité de réalisation et de conception. Ces résultats sont répertoriés et présentés sur les courbes figure II.6.



(a)



(b)



(c)

Figure II.6 : Facteur de qualité à vide en fonction de leur largeur d'un résonateur demi onde en circuit ouvert (a), en court circuit (b) et d'un résonateur quart d'onde (c)

Après étude de ces résultats, nous avons choisi d'utiliser des résonateurs quart d'onde de $400\mu\text{m}$ de largeur présentant donc un facteur de qualité proche de 80 et des dimensions longitudinales de moitié plus courtes ($\sim 2200\mu\text{m}$) que celles d'un résonateur demi onde à court circuit fonctionnant à la même fréquence pour un facteur de qualité équivalent ($4800\mu\text{m}$ de long pour $300\mu\text{m}$ de large).

IV.4 TOPOLOGIE

Le circuit est donc constitué de deux résonateurs quart d'onde disposés en vis à vis et qui seront couplés capacitivement entre eux. Une illustration de ce circuit sans son système d'excitation est présentée sur la figure II.7.

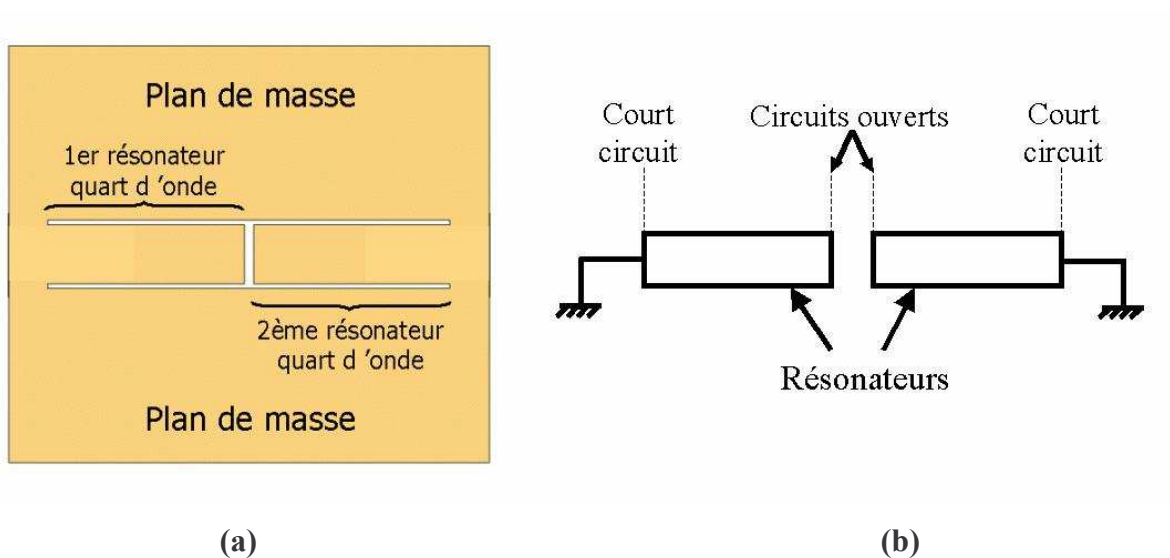


Figure II.7 : Circuit coplanaire à deux résonateurs quart d'onde (a) et représentation équivalente (b)

L'énergie est apportée aux résonateurs en y insérant des sections de lignes coplanaires de différentes largeurs. La figure II.8 est une représentation de la structure d'excitation utilisée.

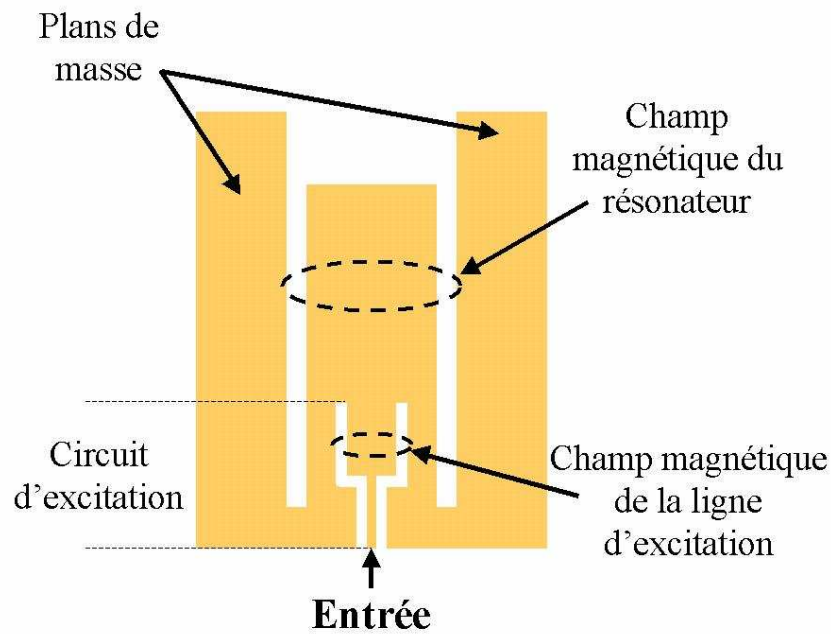


Figure II.8 : Représentation du circuit d'excitation

Dans les circuits coplanaires, le champ magnétique tourne autour du conducteur central. A proximité du court-circuit, on peut voir que les champs magnétiques de l'excitation et du résonateur sont très proches. Le couplage entrée/sortie se fait donc par couplage mutuel de ces deux champs magnétiques (couplage par mutuelle inductance). De plus on peut remarquer qu'en changeant la longueur ou la largeur du circuit d'excitation, on va aussi changer la forme de son champ magnétique permettant ainsi de contrôler la quantité d'énergie qui ira dans le résonateur.

Par conséquent, ces modifications des dimensions physiques du schéma d'excitation permettent de changer la valeur du coefficient de qualité extérieur et ainsi de pouvoir obtenir la valeur théorique calculée.

Le circuit est donc constitué de deux résonateurs quart d'onde en vis à vis dans lesquelles sont insérés ces circuits d'excitation. La forme finale du filtre coplanaire deux pôles étudié est présentée sur la figure II.9.

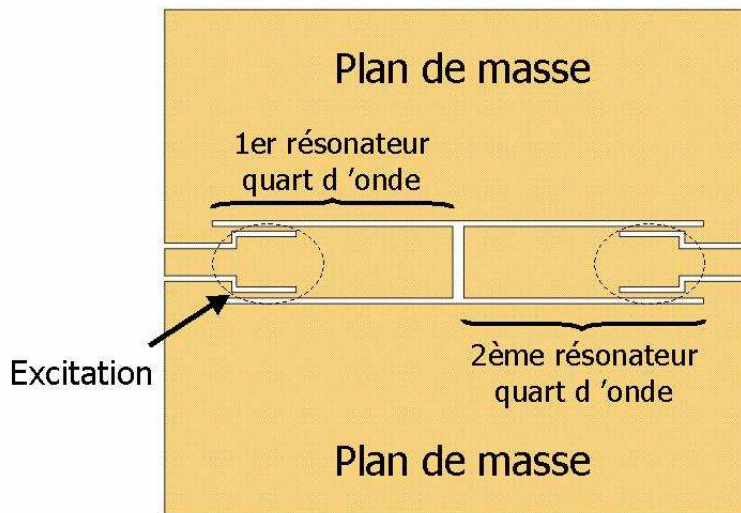


Figure II.9 : Filtre deux pôles coplanaires final à base de résonateurs quart d'onde

IV.5 SYNTHÈSE ELECTROMAGNETIQUE

IV.5.1. CALCUL DES PARAMÈTRES DU FILTRES

Après avoir choisi la topologie globale du filtre à concevoir, il faut maintenant étudier l'évolution des différents couplages du filtre (Q_{ext} et K_{12}) en fonction des paramètres physiques du circuit. Cette étude permettra de déterminer les différentes dimensions, longueurs des résonateurs, longueur et largeur de la ligne d'excitation et distance inter résonateurs, qui permettront d'obtenir la réponse en fréquence requise.

Compte tenu du gabarit du filtre choisi ($f_0 = 28,75\text{GHz}$, 10% de bande passante relative et 0,1 dB d'ondulation §IV.2), la méthode de synthèse de filtre développée par Matthaei, Young et Jones [36] nous donne les valeurs d'éléments suivantes :

$$g_0 = 1 \quad g_1 = 0,843 \quad g_2 = 0,622 \quad g_3 = 1,3554 \quad (1)$$

où les éléments g_i représentent les valeurs des éléments du filtre prototype passe-bas équivalent.

On peut alors déterminer les valeurs Q_{ext} , le coefficient de couplage extérieur, et K_{12} , le coefficient de couplage inter résonateur qui représentent respectivement la quantité d'énergie apportée par l'extérieur aux résonateurs et celle qu'ils échangent entre eux. Ces quantités sont définies par rapport aux coefficients g_i de la façon suivante :

$$Q_{ext} = f_0 \cdot g_0 \cdot g_1 / \Delta f = 16,86 \quad (2)$$

$$K_{12} = \Delta f / (f_0 \cdot \sqrt{g_1 \cdot g_2}) = 0,069 \quad (3)$$

où Δf représente la bande passante en GHz du filtre.

Il faut maintenant étudier l'évolution de ces deux valeurs en fonction des paramètres physiques du filtre.

IV.5.2. ETUDE DU COEFFICIENT DE QUALITE EXTERIEUR Q_{EXT}

Afin de définir l'évolution du coefficient de qualité extérieur en fonction des dimensions du système d'excitation, il faut étudier le circuit suivant (figure II.10) :

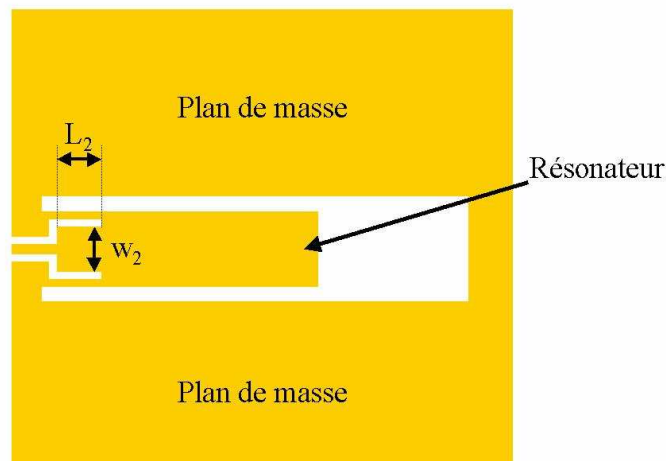


Figure II.10 : Circuit d'étude du coefficient de qualité extérieur

Ce circuit est constitué d'un seul résonateur quart d'onde centré à 28,75GHz dans lequel est inséré le circuit d'excitation. Ce circuit est étudié en réflexion. A partir de sa réponse en paramètres [S] (S_{11}), on peut obtenir la valeur du coefficient de qualité extérieur. Celui-ci évolue selon l'équation suivante :

$$Q_{ext} = f_0 / (f_{<f_0-90^\circ} - f_{<f_0+90^\circ}) \quad (4)$$

où f_0 représente la fréquence de résonance du résonateur, $f_{<f_0-90^\circ}$ la fréquence où la phase est inférieure de 90° à la phase à la résonance et $f_{<f_0+90^\circ}$ la fréquence où la phase est supérieure de 90° à la phase à la résonance.

Lorsque l'on modifie les paramètres L_2 et w_2 du circuit d'excitation, on fait varier la valeur du coefficient de qualité extérieur. Cette variation a été étudiée pour plusieurs couples de valeurs (L_2, w_2) permettant ainsi de tracer le réseau de courbes présenté sur la figure II.11.

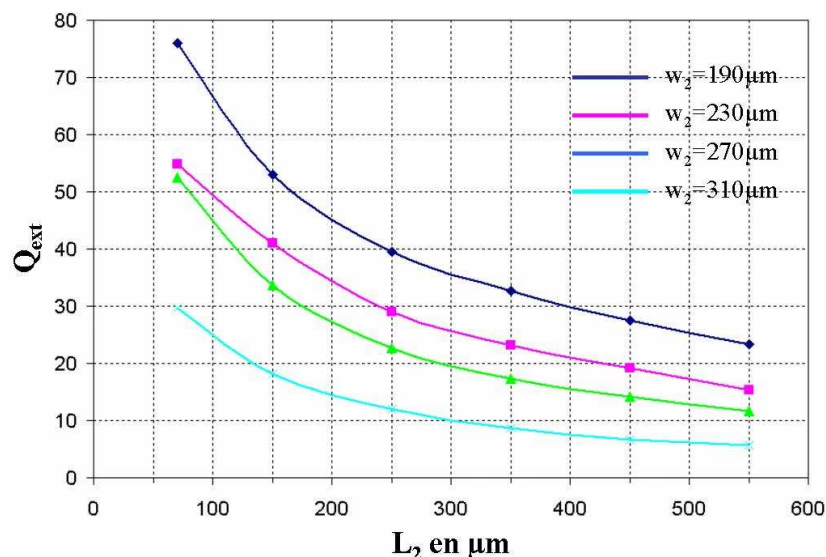


Figure II.11 : Courbe d'évolution du coefficient de qualité extérieur Q_{ext} en fonction des dimensions du circuit d'excitation L_2 et w_2

On voit donc grâce à ces résultats que la valeur théorique calculée de 16,86 peut être obtenue par plusieurs couples de valeurs (L_2, w_2) . Il est aussi remarquable que cette configuration de l'excitation permet d'atteindre une large gamme de valeurs de coefficients de qualité extérieurs. Ces résultats prouvent qu'elle peut être utilisée aussi bien dans les applications large bande (Q_{ext} fort) que bande étroite (Q_{ext} faible).

IV.5.3. ETUDE DU COEFFICIENT DE COUPLAGE INTER RESONATEURS K_{12}

De la même façon que pour l'étude du coefficient de qualité extérieur, l'étude du coefficient de couplage inter résonateurs K_{12} nécessitent l'étude d'un circuit alternatif. Ce nouveau circuit est présenté sur la figure II.12. Il est constitué de deux résonateurs quart d'onde fonctionnant à 28,75GHz très faiblement couplés avec l'extérieur ce qui explique les dimensions très réduites du circuit d'excitation. L'étude de K_{12} doit en effet se faire avec un

faible couplage entrée/sortie. Il faut donc appliquer les mêmes contraintes que pour le calcul des facteurs de qualité à vide des résonateurs (paragraphe IV.3).

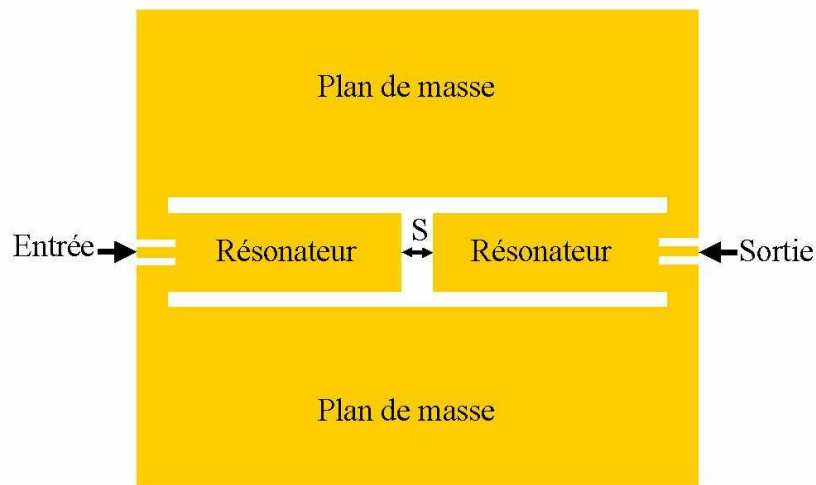


Figure II.12 : Circuit d'étude du coefficient de couplage inter résonateurs K_{12}

La réponse électromagnétique de ce circuit est constitué de deux pics : un pour le mode pair et un pour le mode impair (figure II.13.(a)). A partir de l'équation (5), on peut ainsi établir l'évolution du facteur K_{12} en fonction du gap inter résonateurs S . Cette évolution est représentée sur la courbe figure II.13.(b).

$$K_{12} = (f_{oe}^2 - f_{oo}^2) / (f_{oe}^2 + f_{oo}^2) \quad (5)$$

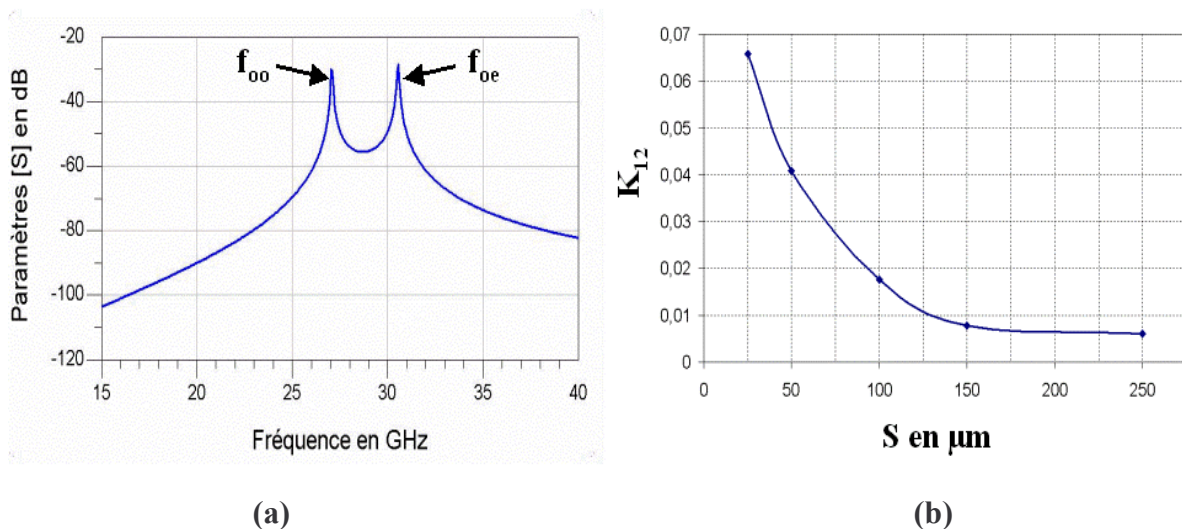


Figure II.13 : Réponse en transmission du circuit figure II.12 (a) et évolution du coefficient de couplage inter résonateurs en fonction de la distance S (b)

IV.6 CONCEPTION DU FILTRE FINAL ET RESULTATS DE SIMULATION

Une fois la synthèse effectuée, il faut maintenant associer toutes les données recueillies afin de concevoir le filtre dans son intégralité. Les dimensions obtenues par la synthèse ne seront pas les dimensions définitives mais elles permettent d'obtenir une première réponse suffisamment précise à partir de laquelle les réglages finaux pourront être obtenus. La figure II.14 représente le filtre final avec toutes ses dimensions répertoriées dans le tableau II.3. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure II.15. Ils ont été obtenus par simulation par la méthode des moments sans pertes métalliques.

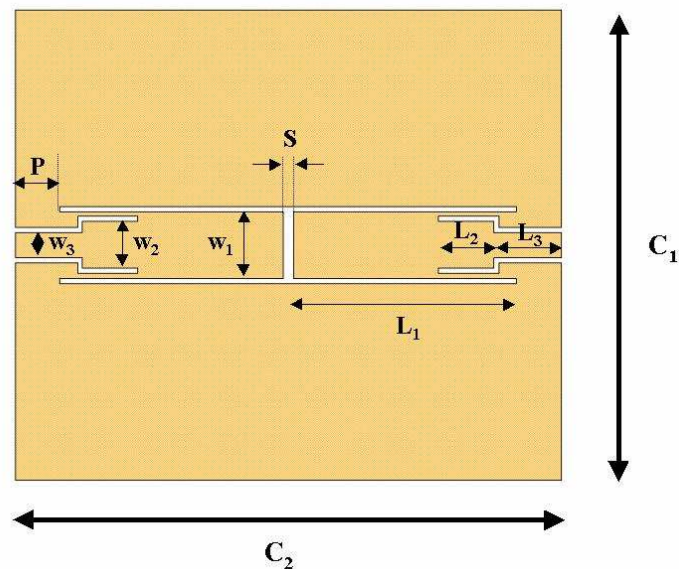


Figure II.14 : Dimensions du circuit final

L_1	L_2	L_3	w_1	w_2	w_3	S	P	C_1	C_2	Gap
2250 μm	890 μm	300 μm	400 μm	280 μm	150 μm	30 μm	145 μm	3000 μm	4820 μm	30 μm

Tableau II.3 : Valeurs des dimensions du circuit

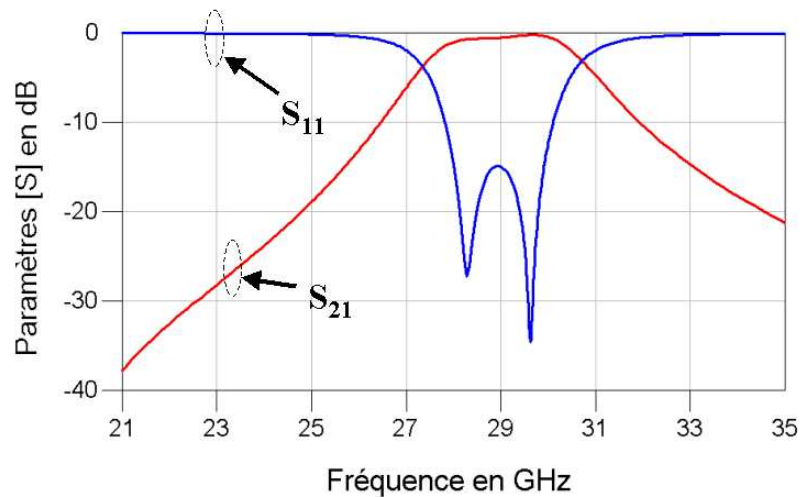


Figure II.15 : Réponse simulée du filtre deux pôles coplanaires

Ces résultats présentent une bonne adaptation (supérieure à 15dB) dans la bande d'utilisation. La réjection de la bande 18-21,2 GHz est supérieure à 35dB et celle de la fréquence 32GHz est d'environ 10dB. La légère dégradation de la réponse dans la bande passante est due à la création de modes parasites (mode de plaques parallèles et mode de patch) [52]-[61] qu'il est très difficile d'éviter dans les structures coplanaires. Une partie de l'énergie est donc rayonnée ce qui explique l'augmentation des pertes d'insertion sur le premier pôle.

IV.7 REALISATION INTERMEDIAIRE : FILTRE COPLANAIRES DEUX POLES SUR QUARTZ

Afin de valider facilement cette topologie de filtre, celui-ci a été conçu et réalisé sur un substrat en quartz ($\epsilon_r = 3,8$) qui est un substrat faibles pertes et qui permet une réalisation beaucoup plus rapide et aisée que sur silicium micro usiné. La méthode de synthèse et de conception est identique à celle décrite précédemment. Une photo de ce circuit est présentée sur la figure II.16.(a) et les résultats de simulation et de mesure sur la figure II.16.(b).

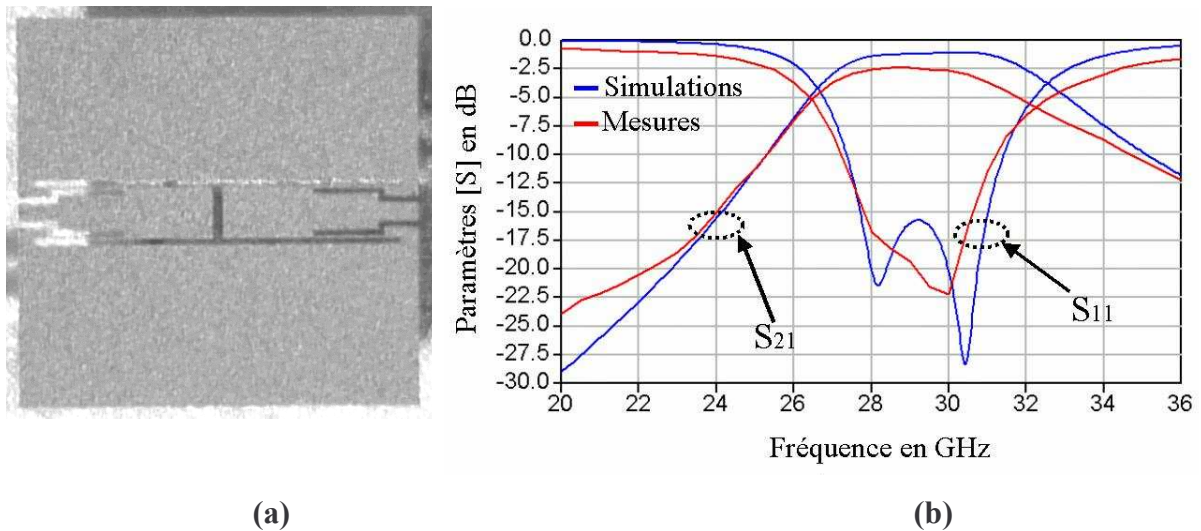


Figure II.16 : Photographie (a), résultats de simulation et de mesures (b) du filtre deux pôles coplanaires réalisé sur substrat en quartz.

On peut noter un bon accord entre les simulations et les mesures validant ainsi la topologie de filtre utilisée. Les pertes d'insertion mesurées sont d'environ 2,5dB et le coefficient de réflexion est inférieure à -17dB.

IV.8 REALISATION SUR SILICIUM MICRO USINE

IV.8.1. TECHNOLOGIE

Le procédé de fabrication utilisé pour la réalisation a été développé par le LAAS. Il est constitué des étapes suivantes (figure II.17):

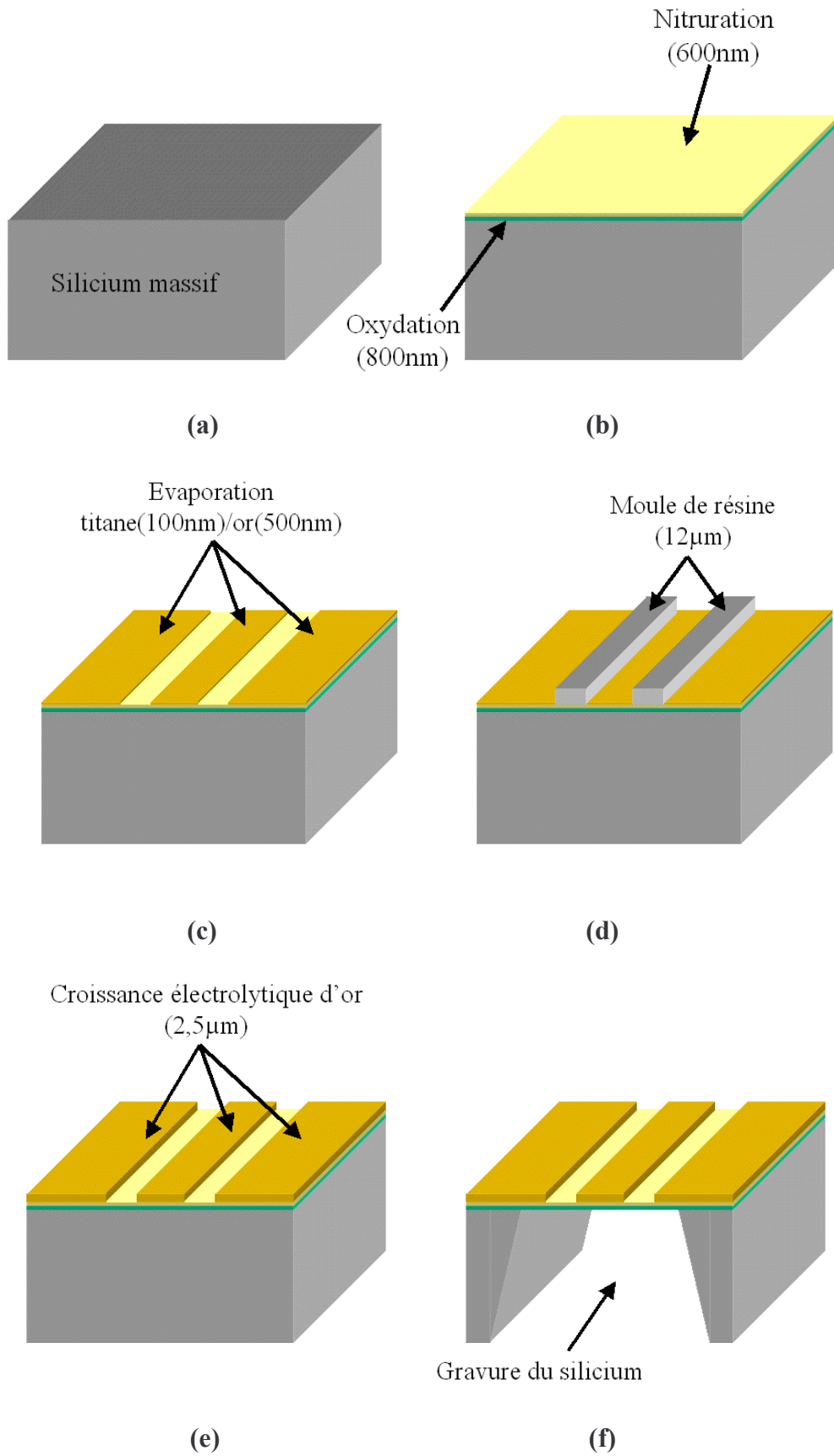


Figure II.17 : Résumé des différentes étapes de réalisation d'un circuit coplanaire sur substrat silicium micro usiné

Sur un substrat de silicium (a), on vient déposer une couche d'oxyde et de nitrure de respectivement 800 et 600nm d'épaisseur (b). Une bicouche de titane/or est ensuite rajoutée par évaporation. Le titane permet l'adhérence de l'or sur le nitrure et cet or évaporé servira lui-même de couche d'accrochage pour la future croissance d'or électrolytique. Cette bicouche est ensuite gravée donnant ainsi une première représentation du futur circuit (c). On vient ensuite rajouter dans toutes les parties non métallisées un moule de résine de 12 μ m d'épaisseur (d). Cette résine empêchera l'or de croître dans les parties qu'elle protège. Le circuit est ensuite déposé dans un bain d'électrolyse afin de faire épaisser les métallisations jusqu'à environ 3 μ m (500nm d'évaporation plus 2,5 μ m d'électrolyse)(e). La dernière étape consiste à venir graver le silicium par un bain d'oxyde de potassium (KOH) jusqu'à ce que le circuit ne repose plus que sur une membrane de nitrure/oxyde (f).

IV.8.2. MESURES ET RETRO SIMULATIONS

La topologie du filtre simulé et réalisé sur substrat en quartz a donc été utilisée sur substrat suspendu avec les dimensions présentée dans le tableau II.3. Les mesures de ce circuit sont présentées sur la figure II.18. On peut noter un écart de la réponse par rapport aux résultats de simulation. Ceci est dû à la non prise en compte de la membrane diélectrique qui supporte le circuit lors de la conception ce qui entraîne un écart en fréquence centrale et en bande passante. Des rétro simulations ont été établies en tenant compte de l'existence de la membrane diélectrique et des dimensions réelles du circuit réalisé. Ces rétro simulations sont aussi présentée sur les courbes de la figure II.18 et ne présentent plus que de très légères différences par rapport aux mesures effectuées.

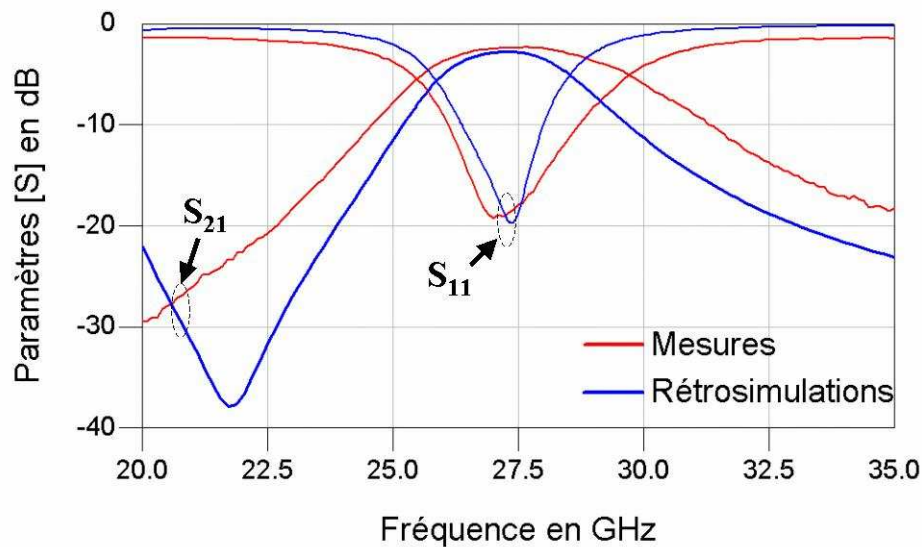


Figure II.18 : Mesures et rétro simulations du circuit réalisé sur membrane

Le filtre réalisé présente donc des pertes de 2,5dB dans la bande avec une adaptation supérieure à 15dB. La différence de bande passante existant entre rétro simulations et mesures vient probablement du fait que les mesures ont été faites avec une calibration SOLT donc sans de-embedding. Le circuit réalisé nécessite en réalité de reposer sur une base de silicium massif principalement au niveau des accès afin de pouvoir déposer les pointes de mesures et d'éviter d'endommager la membrane. Le simulateur 2D et demi quant à lui, ne permet pas de simuler un circuit avec un substrat inhomogène dans le plan horizontal empêchant donc de simuler la présence de silicium massif à certains endroits du circuit. Cette différence est résumée sur la figure II.19.

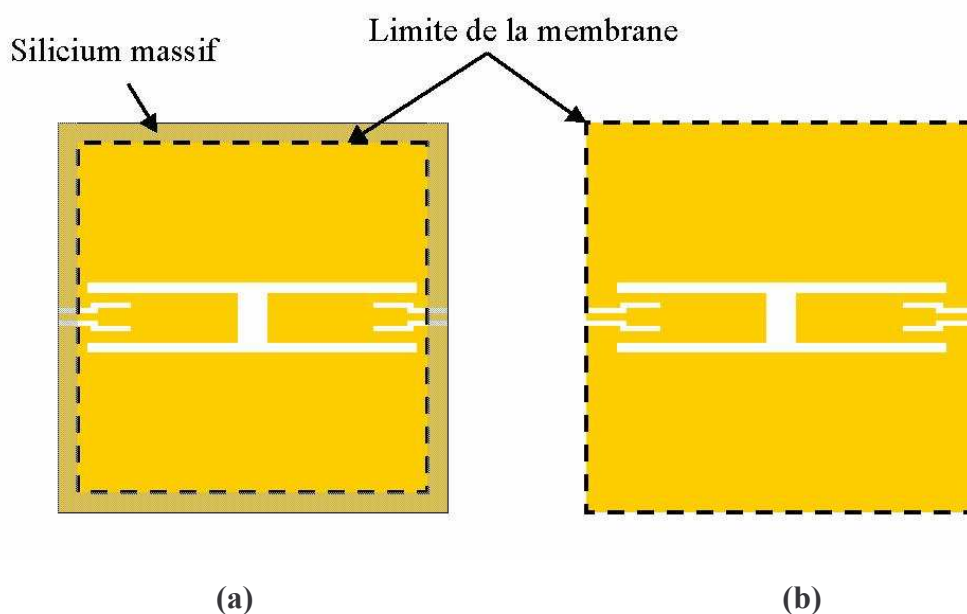


Figure II.19 : Représentation du circuit réalisé (a) et du circuit simulé (b)

Des lignes de transmission micro usinées nous ont permis d'évaluer les pertes directes apportées par ces transitions silicium massif/silicium micro usiné. Elles ont été mesurées à 0,7dB et peuvent donc être déduites des pertes d'insertion du filtre les ramenant ainsi à 1,8 dB. Il est par contre plus difficile d'évaluer l'influence de ces transitions sur l'énergie réelle qui est apportée au filtre et donc la valeur du coefficient de couplage extérieur du filtre réalisé.

A partir du modèle en élément localisé, on peut remonter aux valeurs du coefficient de qualité extérieur et du coefficient de couplage inter résonateurs du filtre réalisé et du filtre rétro simulé en faisant coïncider leurs réponses respectives.

Les résultats sont les suivants (tableau II.4) :

Coefficients de couplage	Circuit réalisé	Circuit rétro simulé
Q_{ext}	9	14
K_{12}	0,09	0,07

Tableau II.4 : Valeurs réelles des coefficients de couplage du filtre réalisé et rétro simulé

On peut s'apercevoir que si le coefficient de couplage inter résonateur ne subit pas trop de dispersion entre rétro simulations et réalisation, dispersion qui peut être mise sur le compte des erreurs de mesures, le coefficient de qualité extérieur subit une très forte variation qui ne laisse pas de doute sur l'influence de la transition silicium massif/silicium micro usiné. Néanmoins, cette transition proche du filtre n'apparaîtra pas dans le circuit final. Le filtre devrait donc présenter des performances non dégradées dans l'ensemble global.

V. PERSPECTIVES : UN EXEMPLE DE CIRCUIT ACCORDABLE PAR CANTILEVERS MEMS

Afin de démontrer les facultés des capacités variables MEMS à rendre un circuit coplanaire accordable, nous avons implémenté quatre varactors cantilevers sur le filtre deux pôles coplanaire sur quartz présenté dans le paragraphe IV.7. Les capacités variables MEMS s'intégrant très aisément sur ce type de structure, il est remarquable que la topologie générale du filtre n'est que très légèrement modifiée.

La méthode de conception de ce filtre sera donc présentée en portant une attention particulière au moyen utilisé pour la polarisation des capacités variables MEMS. Deux circuits de polarisation différents seront ainsi étudiés.

V.1 CIRCUIT EQUIVALENT

Nous avons vu dans le paragraphe IV.2. qu'un filtre deux pôles pouvait être modélisé par un circuit équivalent en éléments localisés comme celui présenté figure II.20.(a). Afin de rendre ce circuit accordable, il faut changer la fréquence de résonance des deux résonateurs. Ceci peut-être réalisé en modifiant la capacité C_{res} en ajoutant des capacités variables en parallèle comme sur le circuit présenté sur la figure II.20.(b).

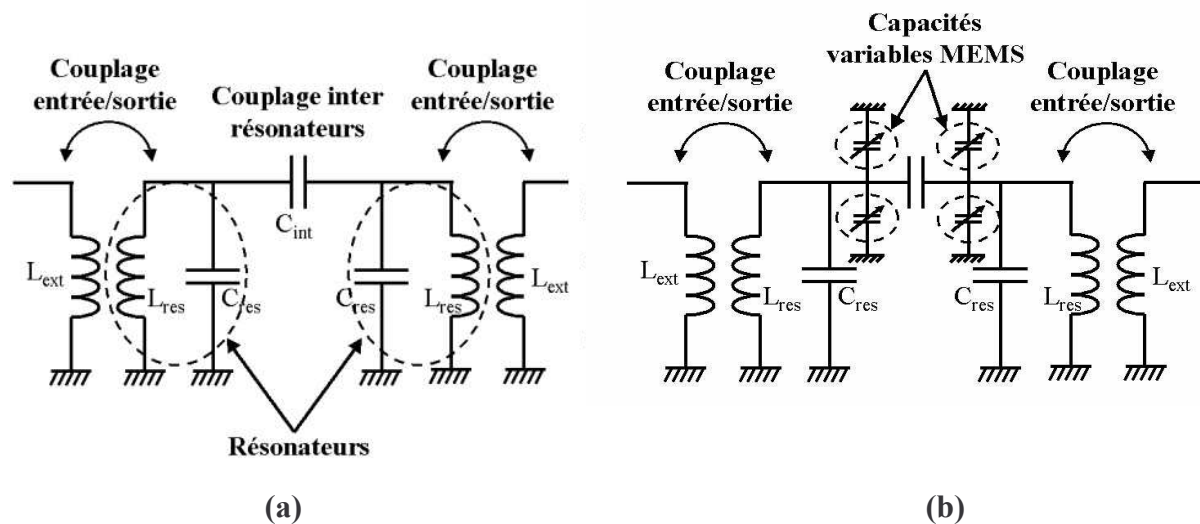


Figure II.20 : Circuit équivalent en éléments localisés d'un filtre deux pôles à fréquence fixe (a) et à fréquence accordable par capacités variables (b)

Les différentes valeurs des composants utilisés ont été obtenues par la combinaison de simulations électromagnétiques (calcul de L_{res} et C_{MEMS}) et de simulations circuits. Elles sont répertoriées dans le tableau II.6.

L_{ext}	145pH
L_{res}	170pH
C_{res}	65fF
Couplage entrée/sortie (coefficient d'inductance mutuelle)	0,4
C_{int}	12fF
C_{MEMS} (état haut)	27fF

Tableau II.6 : Valeur des différents éléments du circuit

Ce filtre a été simulé avec un logiciel circuit afin d'obtenir une fréquence de résonance de 34 GHz et une bande passante relative de 10%. Pour ces simulations une résistance a été placé en parallèle sur chaque résonateur afin de modéliser les pertes d'insertion. Les capacités variables MEMS sont utilisées pour obtenir une variation continue ce qui est obtenu en les faisant se déplacer sur le premier tiers de leur hauteur. Cette variation implique une modification théorique de la valeur de capacité de 50% mais il est connu que celle-ci est inférieure en pratique et est plus proche de 30%. Les résultats de simulation circuit sont présentés sur la figure II.21. Pour une variation de 30% des capacités variables, un accord de 5,8% est obtenu.

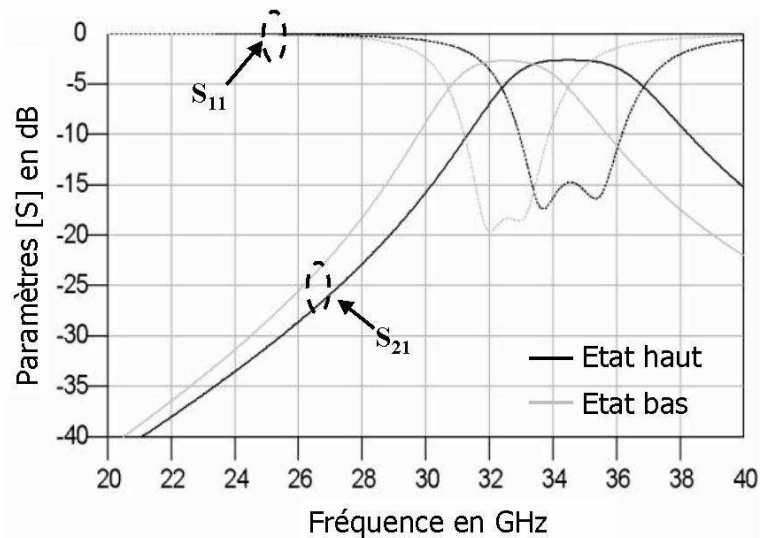


Figure II.21 : Résultats de simulation du circuit équivalent en éléments localisés du filtre deux pôles accordable

V.2 TOPOLOGIE

Un schéma du filtre est disponible sur la figure II.22 et ses dimensions sont répertoriées dans le tableau II.7. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, quatre capacités variables ont été rajoutées au filtre à fréquence fixe présentée dans le chapitre IV.7. Ces capacités variables sont des cantilevers MEMS dont les dimensions sont aussi données dans le tableau 7.

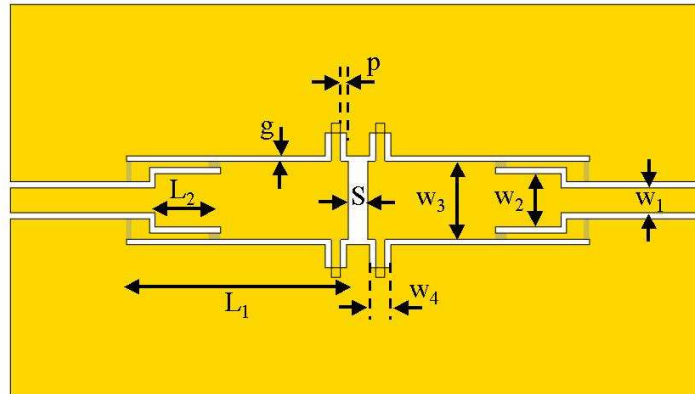


Figure II.22 : Dessin et dimensions du filtre deux pôles accordables

L_1	L_2	W_1	W_2	W_3	W_4	S	p	Longueur MEMS	Largeur MEMS	g (gaps)
1170 μm	390 μm	300 μm	400 μm	110 μm	120 μm	150 μm	60 μm	200 μm	50 μm	30 μm

Tableau II.7 : Valeurs des dimensions du filtre deux pôles accordables

Quatre cantilevers MEMS sont ancrés dans le conducteur central. Leurs électrodes supérieures sont situées à 2 μm au dessus du plan de masse et les surfaces de capacité en regard sont de 50 μm sur 50 μm . En appliquant une tension de polarisation, les électrodes supérieures s'abaissent modifiant la capacité qu'elles présentent avec le plan de masse, changeant ainsi la fréquence de résonance de chaque résonateur. La position des cantilevers sur les résonateurs doit être choisie avec attention. En effet, les capacités variables doivent modifier le comportement de chaque résonateur et pour cette raison, il faut les positionner là où le champ électrique est maximum (à l'extrémité des résonateurs). Malheureusement, à cette position elles influencent également fortement le couplage inter résonateur. Afin de ne pas dérégler le filtre, une étude empirique a donc été menée pour trouver le meilleur compromis entre l'accord en fréquence et la qualité de la réponse.

V.3 IMPLEMENTATION

Dans les circuits à composants micro électromécanique, le moyen de polarisation est souvent un point critique car sa présence ne doit pas perturber le bon comportement des circuits. Nous avons étudié deux implémentations différentes avec deux moyens de polarisation différents.

V.3.1. POLARISATION PAR DES CAPACITES MIM (METAL INSULATOR METAL)

La polarisation est ici appliquée directement entre le conducteur central et le plan de masse coplanaire à travers une série de capacités de découplage complètement intégrées au filtre comme on peut le remarquer sur la photographie du circuit présentée figure II.23.

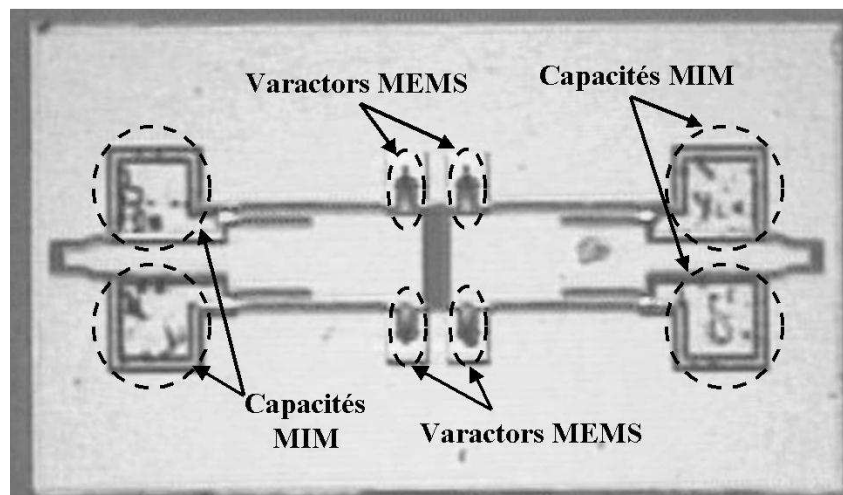


Figure II.23 : Photographie du filtre coplanaire deux pôles accordables par varactors MEMS polarisées par des capacités MIM

Ces capacités sont nécessaires afin d'empêcher la polarisation continue d'atteindre les plans de masse ce qui interdirait toute activation des capacités variables. Leur valeur doit être suffisamment grande pour présenter une impédance très faible à 34GHz. Elles sont réalisées en insérant une fine couche de diélectrique ($0,3\mu\text{m}$ d'alumine) entre deux niveaux de métal dans lesquels des gaps sont gravés (figure II.24). Nous pouvons alors remarquer que, comme il n'y a pas de continuité métallique, cette structure bloque les tensions continues tout en laissant passer les signaux RF en fonction de la valeur de capacité qu'elle présente.

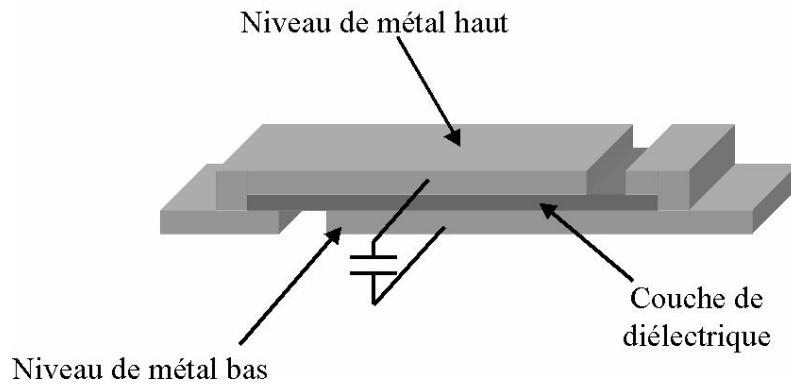


Figure II.24 : Représentation d'une capacité MIM

Ce filtre a donc été réalisé et mesuré à l'aide d'une station sous pointes et d'un analyseur de réseau HP 8510C. Il a été polarisé par les pointes de mesure en appliquant une différence de potentiel entre la pointe centrale et les pointes de masse. Une calibration SOLT (Short Open Load Thru) a été utilisée. La réponse de ce filtre est présentée sur la figure suivante (figure II.25).

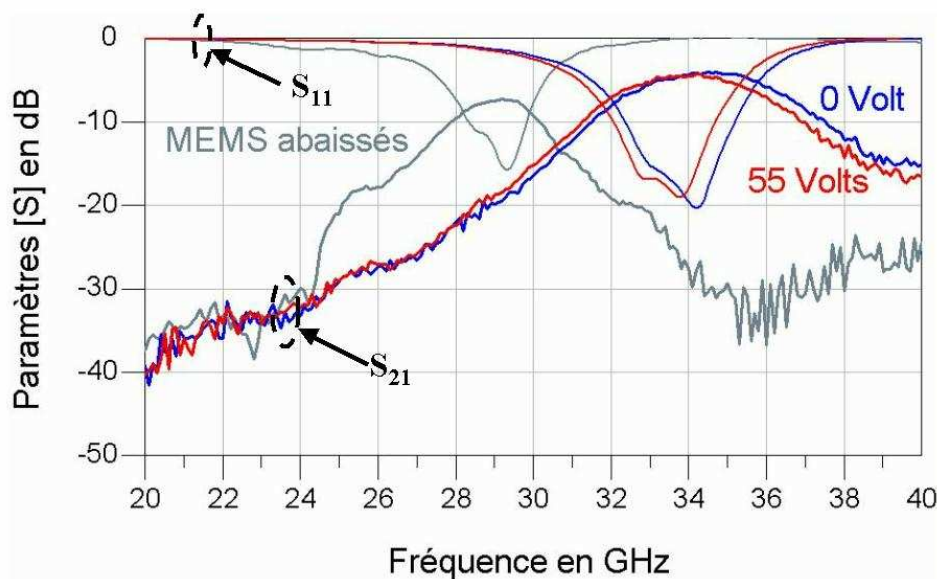


Figure II.25 : Mesures du filtre accordable à capacités MIM

La réponse présente une bande passante relative de 10%, des pertes d'insertion de 4dB et une adaptation supérieure à 16dB. La fréquence centrale peut être modifiée de 1GHz autour de 34GHz tout en gardant des pertes d'insertion de 4dB et une adaptation supérieure à 15dB.

La tension de basculement des capacités variables est d'environ 58 Volts. La réponse du filtre est aussi présentée dans ce cas là. Nous pouvons voir que les pertes sont augmentées de 3dB mais l'adaptation reste correcte et la bande d'accord relative atteint 15%. L'augmentation des pertes est liée à la réduction de la bande passante des 10% initiaux à seulement 5%.

V.3.2. POLARISATION PAR UN RESEAU RESISTIF

Un deuxième système de polarisation a aussi été étudié. La tension continue nécessaire à l'activation des varactors est maintenant apportée par un réseau résistif dont les lignes de transmission se situent sous le conducteur central et les plans de masse coplanaires. Les résistances de ce réseau sont réalisées par déposition de carbone dopée au nickel et présente une résistance autour de 100k Ω . Le premier niveau de métallisation de ce circuit est présenté sur la figure II.26.

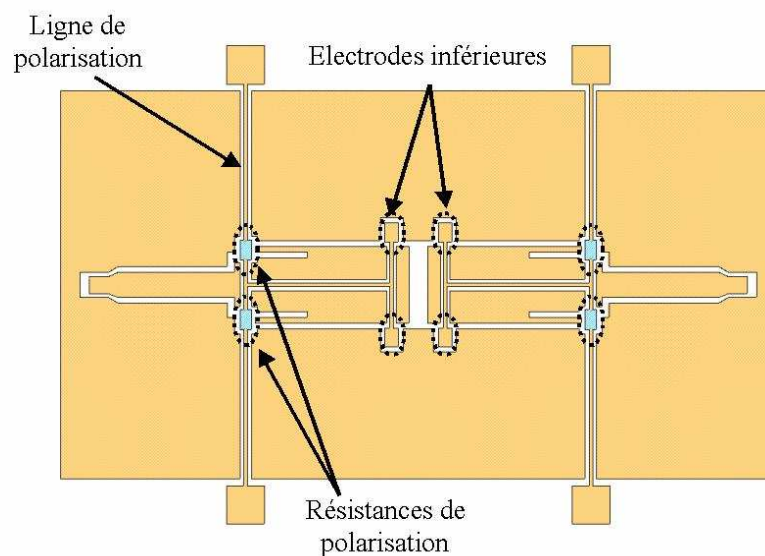


Figure II.26 : Premier niveau de métallisation de filtre deux pôles accordable à réseau de polarisation résistif

Durant la deuxième étape de métallisation, les lignes de polarisation sont protégées par la même couche de résine sacrificielle nécessaire à la réalisation des capacités variables MEMS. Ce deuxième niveau de métal constitue des ponts au dessus des résistances et des lignes de polarisation et relie ainsi les différentes parties du circuit. Une photographie du circuit fabriqué est disponible sur la figure II.27.

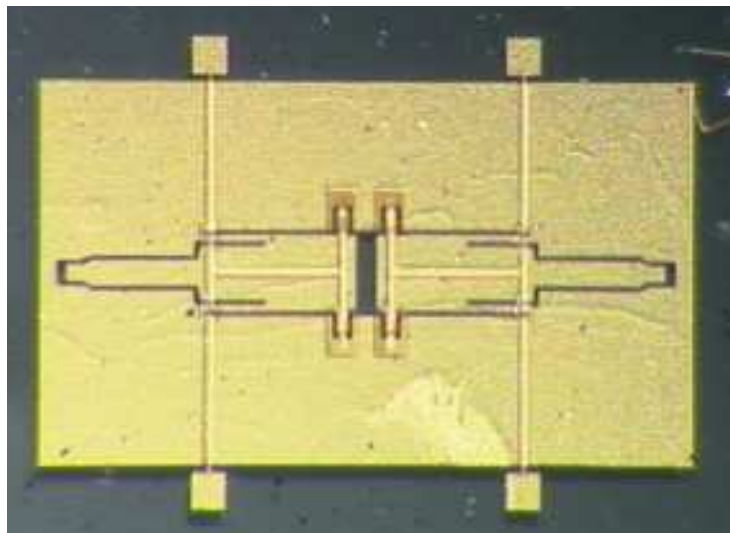


Figure II.27 : Photographie du filtre deux pôles accordable à réseau de polarisation résistif

Les résultats de simulation et de mesure sont présentés sur les courbes suivantes (figure II.28). Les réponses simulées à l'état « haut » et à l'état « bas » des capacités variables ont été obtenues en modifiant l'épaisseur d'une des couches du substrat avec un rapport de 1,3 afin de modéliser les 30% de variation des varactors MEMS. La fréquence centrale est de 34 GHz avec une bande passante relative de 10%. L'accord relatif obtenu en simulation est légèrement supérieur à 12%.

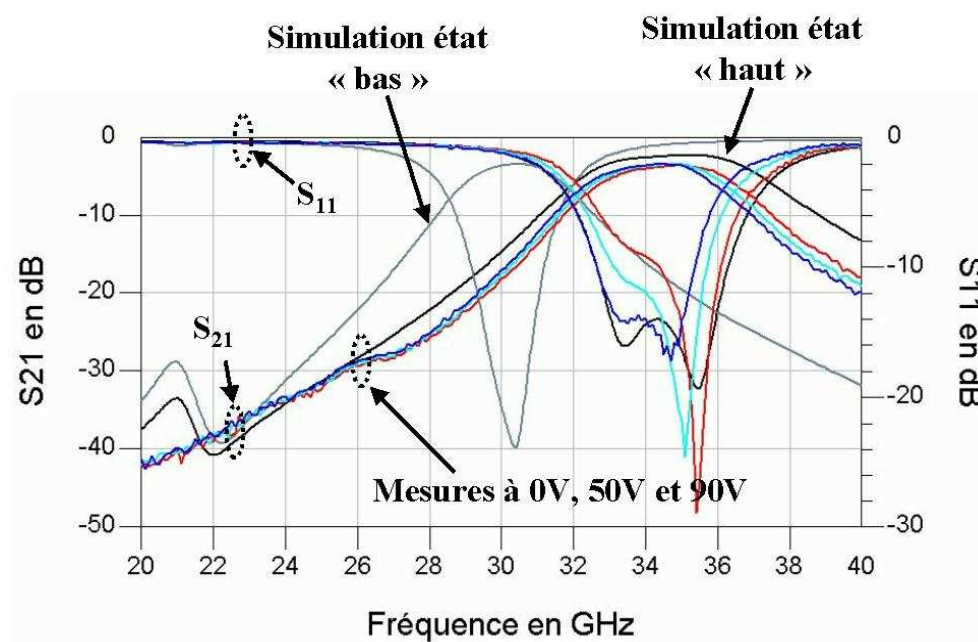


Figure II.28 : Résultats de simulation et mesures du filtre deux pôles accordable à réseau de polarisation résistif

Les mesures ont été réalisées avec le même type de calibration que précédemment pour des tensions de polarisation variant de 0 à 90Volts. Les pertes mesurées sont de 3,5dB et la bande passante est légèrement diminuée. L'accord mesurée est de 0,7GHz à 34,5GHz ce qui présente un accord relatif de 2% et qui est très inférieur à ce qui était attendu. Cette faible valeur de l'accord est due à une trop forte contrainte résiduelle dans les cantilevers réalisés. La figure suivante (figure II.29) est une représentation de ce que peut provoquer une trop forte contrainte résiduelle dans une structure de type cantilever.

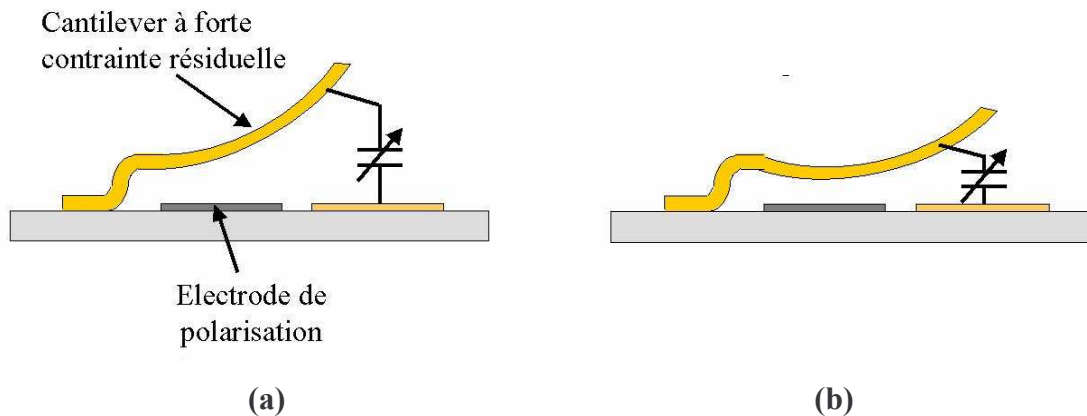


Figure II.29 : Cantilever à forte contrainte résiduelle à l'état haut (a) et abaissé (b)

On peut remarquer que lorsque l'on utilise une électrode de polarisation déportée comme dans le cas ci-dessus, une forte contrainte peut très grandement diminuer les valeurs de capacités à l'état haut et à l'état bas entraînant naturellement une diminution de l'accord d'un circuit agile en fréquence. En effet, même sur ce dessin simplifié, on peut remarquer qu'à cause de cette contrainte résiduelle, la tension de basculement sera augmentée et la capacité, même à l'état le plus bas, n'aura pas une valeur suffisamment forte pour modifier les caractéristiques électriques du circuit sur lequel le cantilever sera intégré.

V.3.3. MODELISATION NON LINEAIRE

Il a été démontré [62], [63], que des signaux RF de forte puissance pouvaient provoquer un comportement non linéaire des capacités variables et commutateurs MEMS. Cet effet est lié à leurs caractéristiques mécaniques et peut aussi induire une distorsion de la réponse du filtre accordable.

Afin d'étudier ce phénomène, nous avons simulé le circuit en éléments localisés présenté figure II.20.(b) en remplaçant les capacités variables MEMS par le modèle

électromécanique développé dans [62]. La figure II.30 montre la réponse du filtre pour différentes puissances d'entrée. La valeur critique au delà de laquelle les capacités variables micro électromécaniques sont sujettes à l'auto actionnement est de 36dBm. Cet auto actionnement est provoqué par la valeur de tension RMS du signal RF qui devient supérieure à la tension de basculement de la capacité variable MEMS.

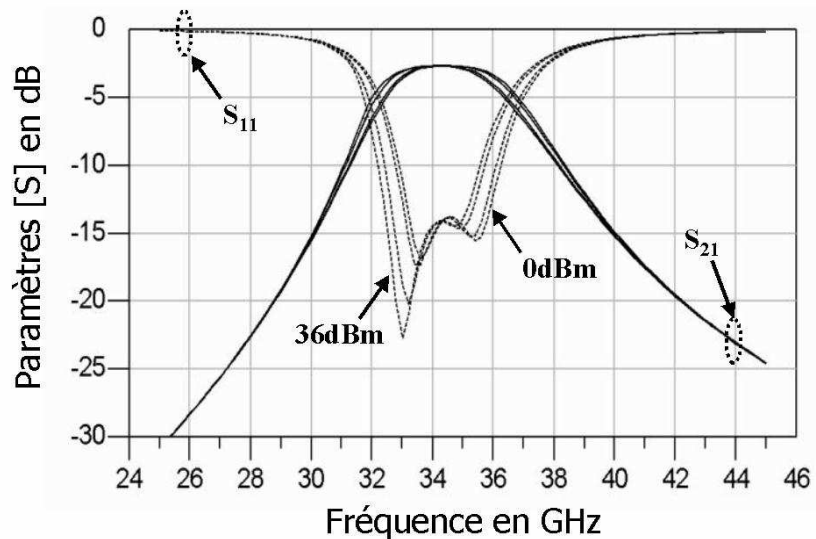


Figure II.30: Réponse fort signal du filtre deux pôles accordable

Si le signal d'entrée du filtre est constitué de deux fréquences de valeurs proches, une variation de capacité peut-être induite par la fréquence de battement. Cette fréquence de battement est constituée par la différence de fréquence entre les deux signaux d'entrée. La variation de capacité créée peut générer de l'intermodulation [63]. Le diagramme d'interception du troisième ordre pour plusieurs valeurs de la fréquence de battement est disponible sur la figure II.31. Le point de compression d'intermodulation d'ordre 3 atteint sa plus forte valeur à la fréquence de résonance des cantilevers MEMS. Celle-ci se trouve autour de 20kHz mais le point de compression reste inférieur à 50dBm à 20kHz et inférieur à 55dBm à 100kHz.

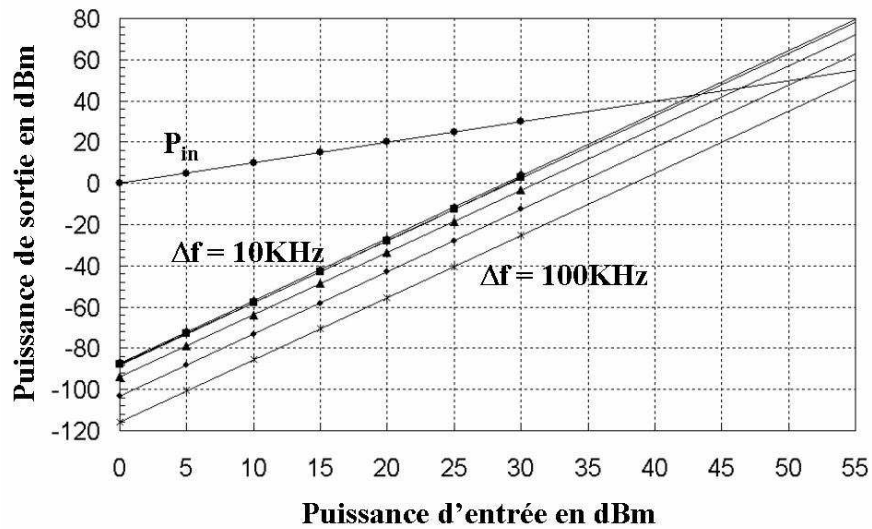


Figure II.31: Diagramme d'interception d'intermodulation du troisième ordre

VI. CONCLUSION

Nous avons donc étudié dans ce chapitre une tête de réception multimédia, de l'antenne aux premiers amplificateurs faible bruit, utilisant un substrat micro usiné en volume afin de profiter des excellentes caractéristiques électriques apportées par le micro usinage.

Le fonctionnement du filtre de réception choisi a été analysé en détail, choix du type de résonateur, analyse des coefficients de couplage et une structure d'excitation large bande a été présentée. Des mesures de ce circuit sur deux types de substrat ont montré une bonne corrélation avec les simulations ainsi que de bonnes caractéristiques RF.

Enfin, afin de démontrer la facilité d'intégration de capacités variables MEMS simples sur des circuits coplanaires, une version accordable de ce filtre a été présentée ainsi que les deux méthodes utilisées pour réaliser le circuit de polarisation. Plusieurs circuits ont été réalisés mais la trop forte contrainte résiduelle dans les capacités variables a empêché de confirmer l'accord possible avec ce circuit. Néanmoins, les mesures à l'état haut sont en accord avec les résultats de simulation.

CHAPITRE III

Les circuits de commutation du projet

TREMICROMEDIA

I. INTRODUCTION

D'une manière générale, des chaînes de redondance sont utilisées de façon à pouvoir passer d'un système défaillant à un système fonctionnel. Les commutateurs utilisés aujourd'hui dans les têtes de réception pour satellite sont des commutateurs à guide d'onde (encombrants) ou à base de diode (présentant des pertes importantes). Les interrupteurs à MEMS sont très petits et à très faibles pertes. Par contre, leur niveau de fiabilité en cycle de fonctionnement (leur nombre de commutations avant rupture) est un point très critique qui fait l'objet de nombreuses études. Ils sont donc tout à fait aptes à être utilisés en tant que commutateur de redondance puisqu'ils ne subiront qu'un seul changement d'état et leurs faibles pertes et leur faible encombrement apporteront une réelle amélioration aux systèmes déjà existants.

II. COMMUTATEURS MICRO ELECTROMECHANIQUES : GENERALITES

II.1 ETUDE DE L'INSTABILITE MECANIQUE DUE A L'ACTIONNEMENT ELECTROSTATIQUE

La plaque supérieure d'une capacité MEMS est généralement assimilée à un système masse-ressort comme sur la figure III.1. Le coefficient de raideur k correspond à la « flexibilité » de la plaque supérieure que l'on considère équivalente à une poutre lorsque l'on veut traiter le problème des contraintes mécaniques qu'elle subit.

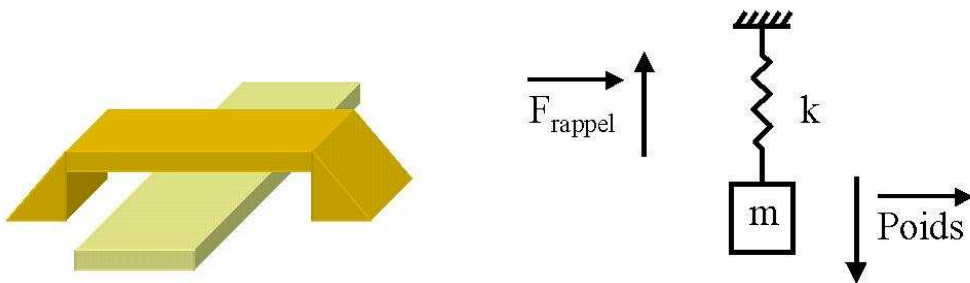


Figure III.1 : Exemple de pont MEMS et équivalence à un système masse ressort

Lorsque aucune différence de potentiel n'est appliquée entre les deux plaques, le système est au repos. La plaque supérieure est dans une position d'équilibre stable établie par

l'égalité entre son poids et la force de rappel du ressort. C'est à dire qu'en appliquant le principe fondamental de la dynamique, on obtient:

$$\sum \vec{F}_{ext} = m \cdot \vec{\gamma} \quad (1)$$

comme il n'y a pas de déplacement $\vec{\gamma} = \vec{0}$ et donc :

$$\vec{P} - \vec{F}_{rappel} = \vec{0} \quad (2)$$

d'où

$$m \cdot g = k \cdot x_0 \quad (3)$$

On note x_0 l'allongement du ressort au repos.

Lorsqu'une polarisation est appliquée entre les deux plaques, il s'y crée un champ électrostatique:

$$E = V/d \quad (4)$$

où d représente la distance entre les deux plaques.

L'équilibre s'établit maintenant entre la force électrostatique ajoutée au poids et la force de rappel du ressort [64]:

$$F_{\text{électrostatique}} = -\frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{A}{x^2} \cdot V^2 \quad (5)$$

A représente la surface des plaques en vis à vis.

On obtient donc finalement:

$$P = mg = kx_0 \quad (6)$$

$$F_{rappel} = kx \quad (7)$$

et lorsque l'on applique le principe fondamental de la dynamique:

$$\vec{F}_{\text{électrostatique}} + \vec{P} - \vec{F}_{\text{rappel}} = \vec{0} \quad (8)$$

$$\frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{A}{x^2} \cdot V^2 = k \cdot (x_0 - x) \quad (9)$$

Grâce à cette équation d'équilibre, on peut obtenir les courbes de variations de la hauteur du gap d'air entre les deux plaques de la capacité en fonction de la différence de potentiel appliquée:

$$V = x \cdot \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 \epsilon_r A} \cdot (x_0 - x)} \quad (10)$$

On peut tracer cette courbe en fonction des valeurs suivantes :

$$A = 40000 \mu\text{m}^2$$

$$k = 10 \text{ N.m}^{-1}$$

$$x_0 = 3 \mu\text{m}$$

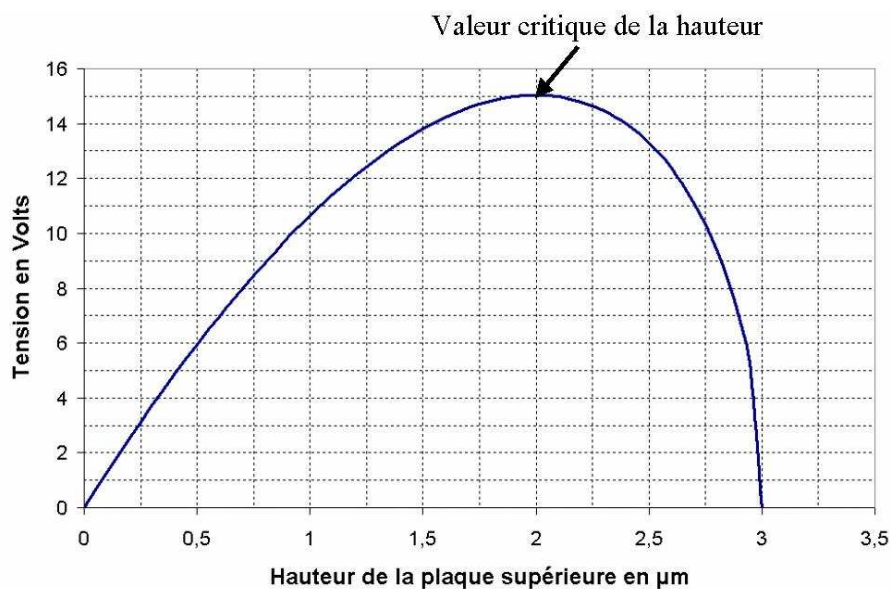


Figure III.2 : Exemple d'évolution de la hauteur de la plaque supérieure d'un pont MEMS en fonction de la polarisation appliquée

On remarque d'après la courbe de la figure III.2 qu'à chaque point de tension correspondent deux valeurs possibles de hauteur de pont. C'est une conséquence de l'instabilité du pont à 2/3 de sa hauteur. Cette instabilité est due à une réaction en boucle lors de l'application du champ électrostatique. Si on considère la force électrostatique \vec{F} exercée par le champ tel que $\vec{F} = q\vec{E}$ où q est la quantité de charges sur la capacité et \vec{E} le champ électrique créé par la polarisation, on voit que lorsque l'on augmente cette polarisation, \vec{F} augmente aussi par cet apport de charges électriques et donc diminue la hauteur du pont augmentant ainsi la valeur de capacité. Comme $q = CV$, l'augmentation de la capacité augmente le nombre de charges ainsi que le champ électrique et donc la force électrostatique, recommençant à nouveau le cycle.

En fait, à 2/3 de la hauteur, l'augmentation de la force électrostatique qui varie en $1/x^2$ est trop importante pour la force de rappel qui elle, varie linéairement par rapport à la hauteur, impliquant la chute de la plaque supérieure sur la plaque inférieure.

III. CIRCUIT DE COMMUTATION POUR LE PROJET TREMICROMEDIA

III.1 SPECIFICATIONS TECHNIQUES DU CIRCUIT DE REDONDANCE

Les spécifications en pertes d'insertion et d'isolation entre les voies ont été définies par Alcatel Space. Elles sont résumées dans le tableau suivant (tableau III.1) :

Isolation entre voies	Tension d'alimentation	Pertes en entrée
20dB	26V	0,3 dB

Tableau III.1 : Spécifications techniques du circuit de redondance et des commutateurs

III.2 MICRO COMMUTATEUR CAPACITIF DE TYPE PONT

Le micro commutateur de base choisi pour le système de redondance du projet TREMICROMEDIA est de type pont capacitif. La figure III.3 présente une photographie d'un commutateur de ce type développé et réalisé par le LAAS.

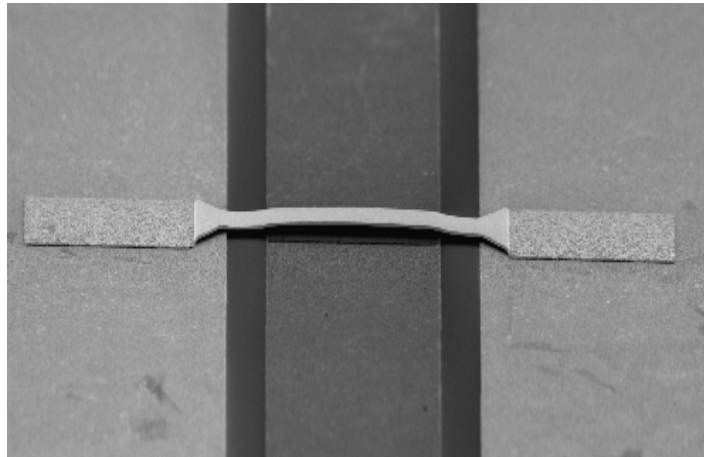


Figure III.3 : Micro commutateur capacitif de type pont développé au LAAS

C'est donc grâce à ce type de composant que l'on pourra commuter d'une voie vers l'autre du circuit de redondance. C'est le choix technologique qui a été établi dans le cadre du projet.

III.3 CIRCUIT DE REDONDANCE

Un circuit de redondance doit être capable de faire passer le signal d'entrée d'un système défaillant vers un système fonctionnel. Il ne doit pas lui même être sujet à une défaillance lors d'une panne. Prenons le cas d'un circuit à une voie d'entrée et deux voies de sortie dont les commutateurs sont identiques. Un défaut de fonctionnement de leur alimentation les rendrait soit tous les deux passants, soit tous les deux bloqués ce qui provoquerait une défaillance générale du système. Dans l'objectif d'éviter qu'une seule panne provoque l'arrêt complet du circuit, il a donc fallu développer des commutateurs à base de pont possédant des fonctionnements logiques différents : un commutateur normalement

passant (passant lorsque non alimenté) et un commutateur normalement bloqué (bloqué lorsque non alimenté) (figure III.4).

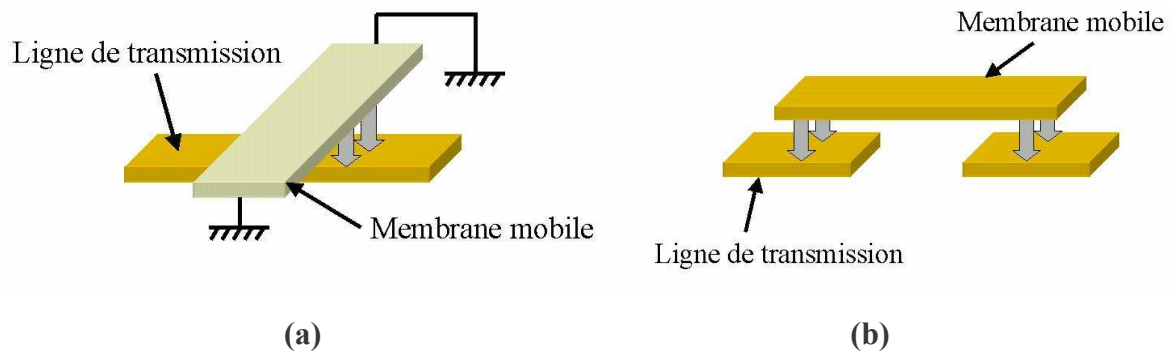


Figure III.4 : Exemple de commutateur normalement passant (fonctionnement parallèle) (a) et normalement bloqué (fonctionnement série) (b)

III.3.1. MICRO COMMUTATEUR PARALLELE

Le commutateur le plus simple à développer et intégrer sur un circuit coplanaire est le commutateur de type pont à fonctionnement parallèle dont le fonctionnement logique est identique au circuit présenté figure III.4.(a). Ce type de commutateur présente une capacité très faible à l'état haut et une capacité forte à l'état bas. L'objectif de ce travail est de réussir à trouver les dimensions qui permettront d'obtenir le meilleur compromis entre les pertes d'insertion à l'état haut et l'isolation à l'état bas. Ces types de composants ne se comportent pas comme une simple capacité mais plutôt comme un circuit résonnant. Le schéma équivalent qui permet de représenter le comportement radio fréquence de ces circuits est présenté sur la figure III.5.

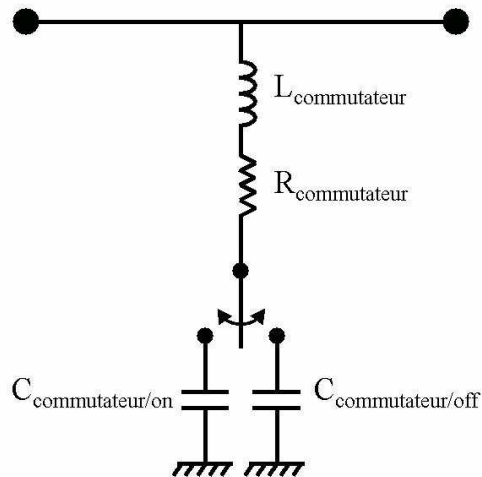


Figure III.5 : Circuit équivalent d'un commutateur parallèle

$L_{\text{commutateur}}$ et $R_{\text{commutateur}}$ sont les inductances et résistances présentées par la longueur de ligne qui constitue le pont. Ce sont des valeurs fixes. L'interrupteur et les capacités représentent la position de la membrane supérieure du pont.

On peut remarquer que la fréquence de résonance de ce dispositif est déterminée par les valeurs $C_{\text{commutateur}}$, mais aussi par la valeur de l'inductance $L_{\text{commutateur}}$ [65]. La figure III.6 montre de quelle façon cette valeur d'inductance peut être modifiée tout en gardant les mêmes caractéristiques physiques (longueur et largeur) du pont mobile. Cette technique permet d'obtenir un paramètre supplémentaire de réglage lors de la conception de commutateurs micro électromécaniques.

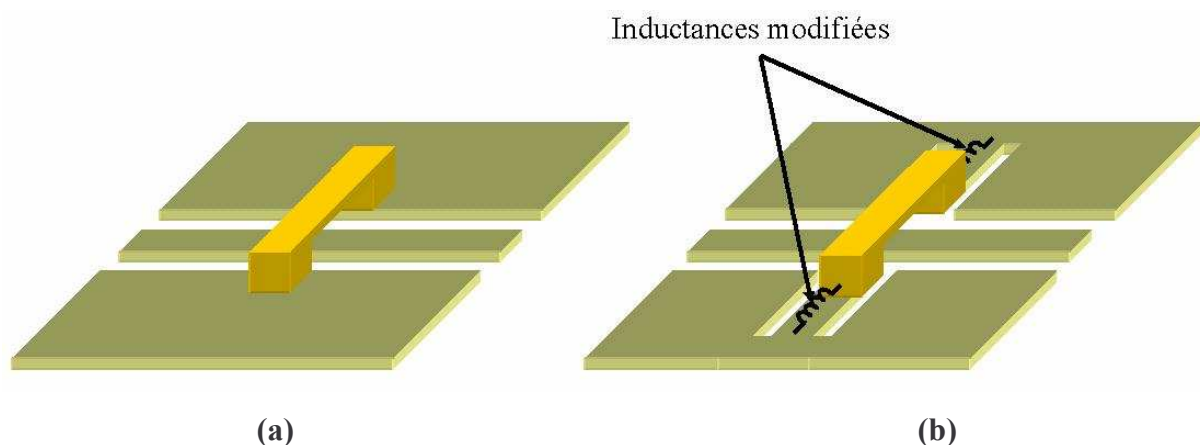


Figure III.6 : Pont simple (a) et pont à inductance augmentée (b)

Le circuit développé est présenté sur la figure III.7.(a) avec ses dimensions. La partie mobile du commutateur MEMS est située à $3\mu\text{m}$ au dessus de la ligne coplanaire. Il a été

conçu pour obtenir le meilleur compromis entre pertes d'insertion à l'état passant et isolation à l'état bloqué. Les résultats de simulation pour différentes valeurs de C_{on}/C_{off} (chapitre I, paragraphe II.4) sont présentés sur la figure III.7.(b).

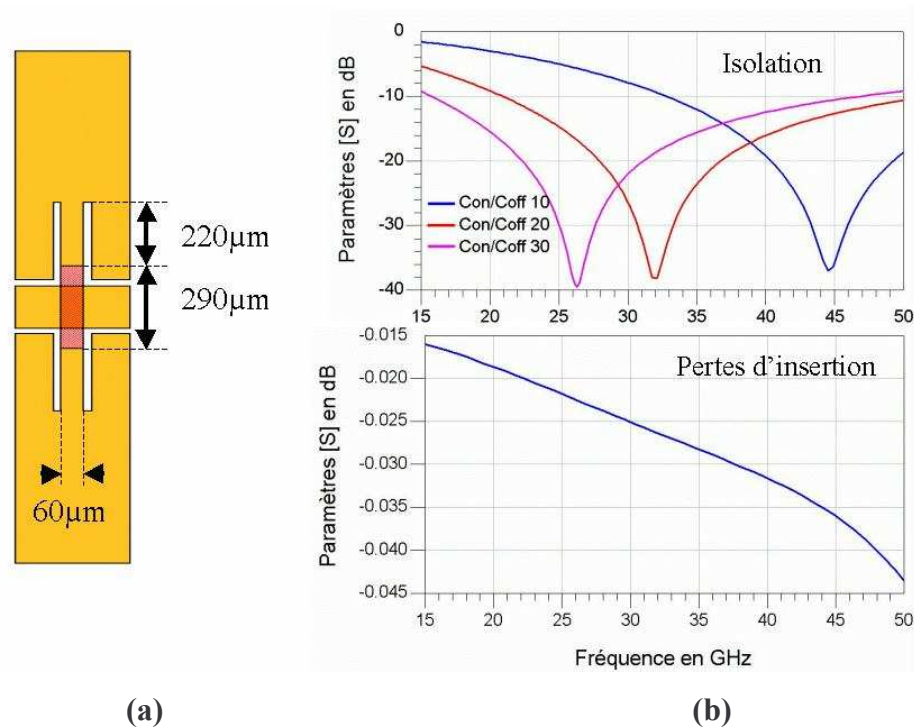


Figure III.7. : Commutateur parallèle simple (a) et résultats de simulation en isolation et pertes d'insertion (b)

Une première version de ce commutateur non optimisé a été réalisée et mesurée dans les deux états. Cette première version a permis de caractériser les niveaux d'isolation, de pertes et surtout de C_{on}/C_{off} et de tension de polarisation que l'on pouvait obtenir avec ce type de structure. Les résultats de mesures dans les états passant et bloqué sont disponibles sur la figure III.8.

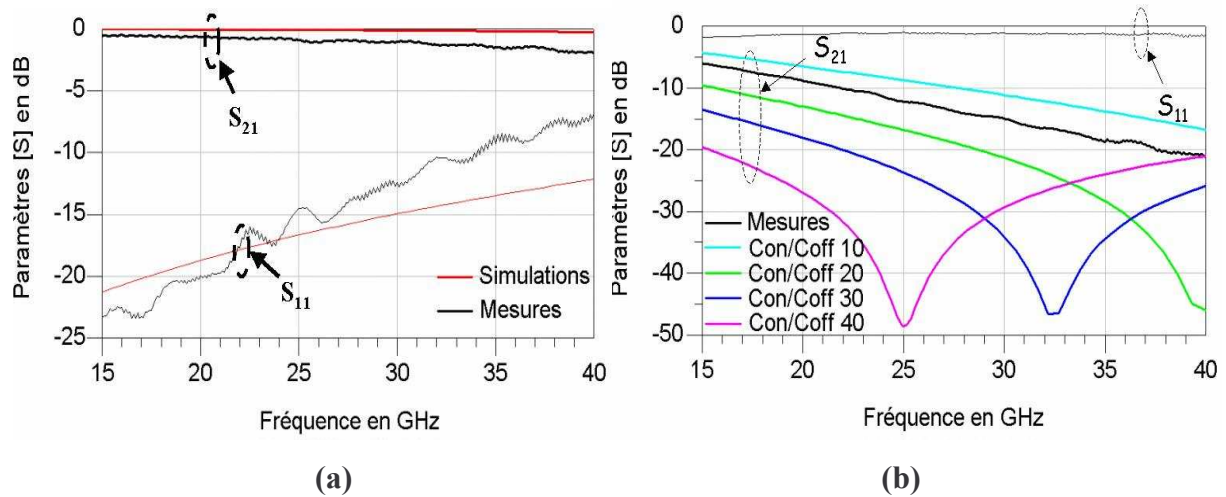


Figure III.8 : Résultats de mesure et de simulation de la première version du commutateur parallèle, à l'état passant (a) et bloqué (b)

Cette première réalisation présente des pertes de 1dB à 30GHz (moins les 0,7dB de la transition silicium Massif /Silicium micro usiné discutée dans le chapitre II) et une valeur de C_{on}/C_{off} proche de 15 pour une tension de polarisation appliquée de 60 Volts.

III.3.2. MICRO COMMUTATEUR SERIE SIMPLE

Généralement, les commutateurs micro électromécaniques à fonctionnement série sont réalisés avec des dispositifs à cantilever. Le commutateur série développé pour TREMICROMEDIA doit être conçu à partir d'une structure de type pont. Le circuit suivant (figure III.9.(a)) est donc constitué d'un pont métallique qui vient appuyer ou non sur une ligne de transmission. La membrane supérieure a une longueur de 300 μ m et une largeur de 30 μ m. La ligne de transmission est de 30 μ m de large sous la membrane et sa longueur et sa largeur sont étudiées afin que la combinaison de l'inductance présentée par la ligne et de la capacité présentée par le commutateur MEMS présente un comportement optimal à 28,75GHz. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure III.9.(b). Dans le cas d'un fonctionnement série, la grandeur C_{on}/C_{off} intervient sur le niveau de pertes à l'état passant.

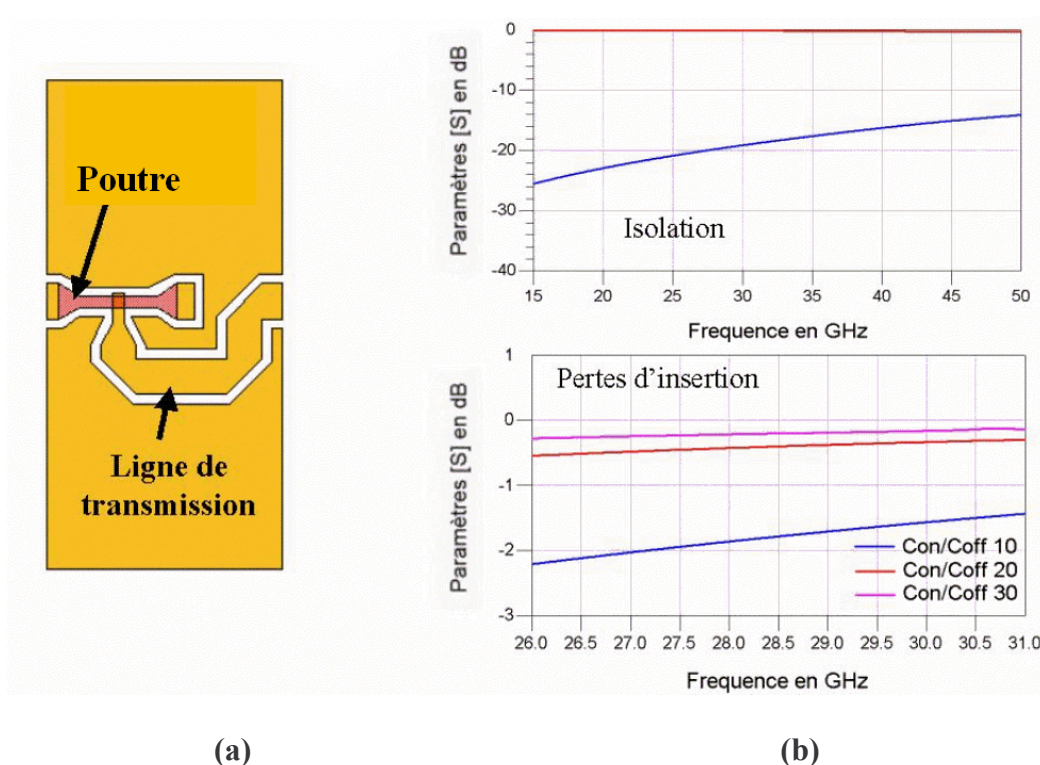


Figure III.9 : Commutateur série simple, circuit simulé (a) et résultats de simulation à l'état passant pour différents C_{on}/C_{off} et à l'état bloqué (b)

Pour les mêmes raisons que pour le commutateur parallèle, une première version non optimisée de ce circuit a été réalisée. Vu la très faible valeur des surfaces en regard, il n'a pas été possible de le faire commuter (tension d'activation supérieure à 120 Volts). Les seules mesures disponibles sont donc celles de l'isolation (figure III.10).

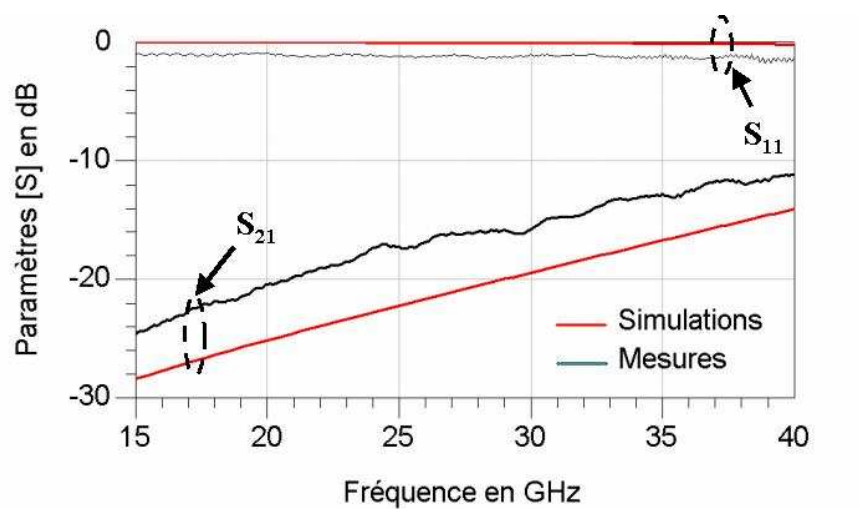


Figure III.10 : Résultats de mesures en isolation de la première version du commutateur série

L'isolation mesurée est légèrement inférieure à ce qui était attendu mais elle reste tout de même élevée et supérieure à 16dB à 30GHz.

III.3.3. MICRO COMMUTATEUR SERIE A INVERSEURS D'IMPEDANCE

Une version différente du commutateur à fonctionnement série a aussi été développée. Celle-ci utilise la caractéristique des structures quart d'onde qui présente à leur entrée l'inverse de l'impédance de leur extrémité. Pour simplifier, un stub quart d'onde chargé par un court-circuit présente un circuit ouvert à son entrée. Si il est chargé par un circuit ouvert, il présentera un court-circuit (figure III.11).

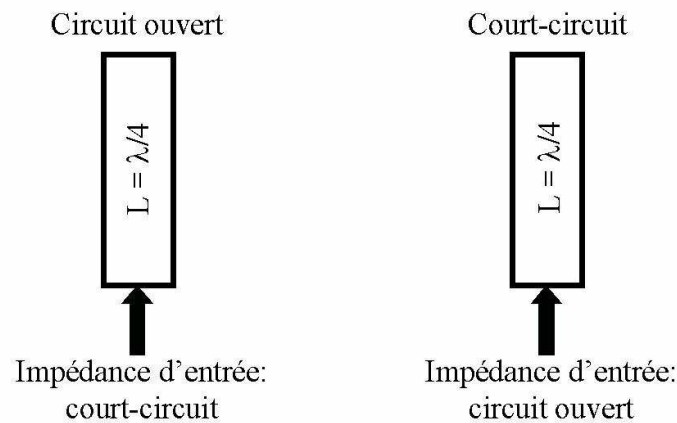


Figure III.11 : Impédance d'entrée de stubs quart d'onde en fonction de leur impédance de charge

En chargeant un stub par un commutateur MEMS classique (paragraphe III.2), il devient ainsi possible de réaliser un interrupteur à fonctionnement série. Ce circuit est donc constitué de deux stubs quart d'onde chargés à leurs extrémités par des interrupteurs MEMS de type pont. Il est représenté sur la figure III.12 avec ses résultats de simulation à l'état bloqué et passant. Des ponts à air relient les plans de masse et égalisent le potentiel qu'ils présentent. Ceci permet d'éviter la propagation du mode de fente parasite.

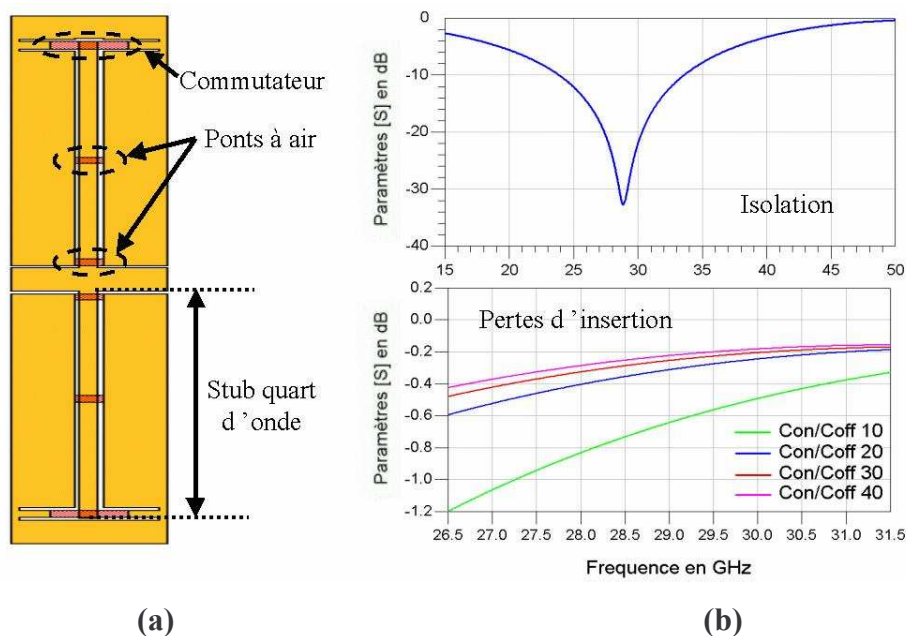


Figure III.12 : Commutateur série à stubs, circuit simulé (a) et résultats de simulation à l'état passant pour différents C_{on}/C_{off} et à l'état bloqué (b)

La première version réalisée de ce circuit n'a pas permis l'activation des commutateurs. Il n'y a donc pas de mesures à l'état passant. La mesure à l'état bloqué est disponible sur la figure III.13. L'écart en fréquence entre les deux pics de résonance est probablement due à la hauteur des ponts à air et des ponts MEMS réalisée qui est légèrement plus basse que la hauteur simulée.

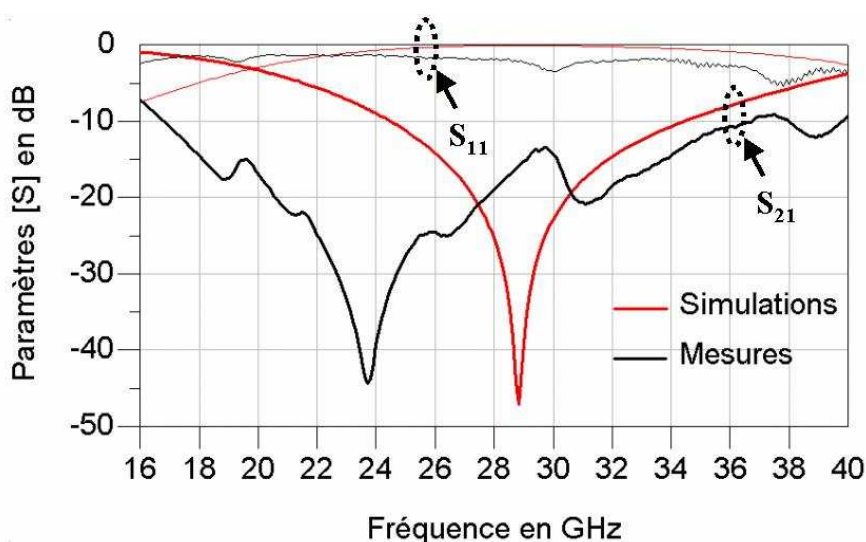


Figure III.13 : Résultats de mesures en isolation du commutateur série à inverseurs d'impédance

III.3.4. UN EXEMPLE DE COMMULATEUR A UNE ENTREE ET DEUX SORTIES

Les commutateurs développés ont donc été utilisés pour la conception d'un commutateur SPDT (Single Pole Double Throw), circuit présentant une entrée et deux sorties. Des commutateurs permettent de faire passer le signal de l'entrée vers la sortie 1 ou la sortie 2. La figure III.14 représente un schéma simplifié du circuit avec un commutateur au fonctionnement parallèle sur une voie et un commutateur au fonctionnement série sur l'autre lorsqu'il ne sont pas activés. On remarque facilement sur ce schéma que même dans le cas d'une panne de l'alimentation des micro commutateurs (qui est la même pour les deux), ce circuit permet de diriger le signal vers une des deux voies.

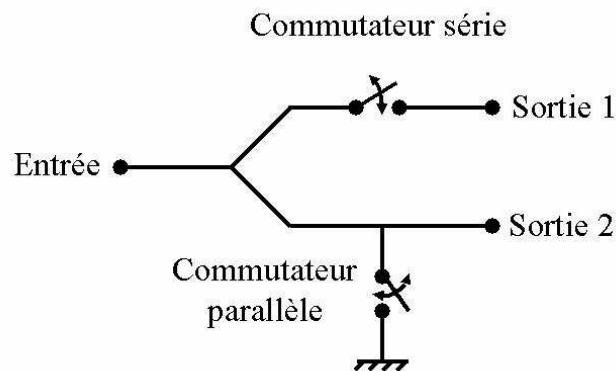


Figure III.14 : Schéma simplifié du circuit de redondance

Le commutateur parallèle présente un court-circuit lorsqu'il est à l'état bloqué, c'est à dire une impédance de très faible valeur. Le signal aurait donc tendance à se diriger vers le court-circuit plutôt que vers le commutateur série à l'état passant lorsque les deux ponts sont à l'état bas. Ce comportement empêcherait ainsi le bon fonctionnement de ce circuit. Afin de résoudre ce problème, il faut rajouter une longueur de ligne quart d'onde devant le commutateur parallèle. Ce tronçon de ligne permet d'inverser l'impédance présentée par le commutateur parallèle ramenant un circuit ouvert au niveau de la jonction. Dans cette configuration, le signal voit donc un circuit ouvert ou une voie d'impédance plus faible et se dirige donc naturellement vers la voie de faible impédance. Le commutateur série doit être placé au plus près de la jonction et le commutateur parallèle à une distance $\lambda/4$.

Le commutateur SPDT est représenté sur la figure III.15. Des ponts à air ont été rajoutés au niveau de la jonction en T afin d'égaliser les potentiels des plans de masse coplanaire et d'éviter la propagation du mode impair. Comme présenté dans le paragraphe

III.3.1, l'inductance du commutateur parallèle a été augmentée afin de modifier sa fréquence de résonance et de présenter une isolation maximum dans la bande 27,5-30GHz. L'augmentation de cette inductance permet de réduire la longueur de ligne nécessaire pour ramener un circuit ouvert au niveau de la jonction et ainsi de diminuer la taille du dispositif global.

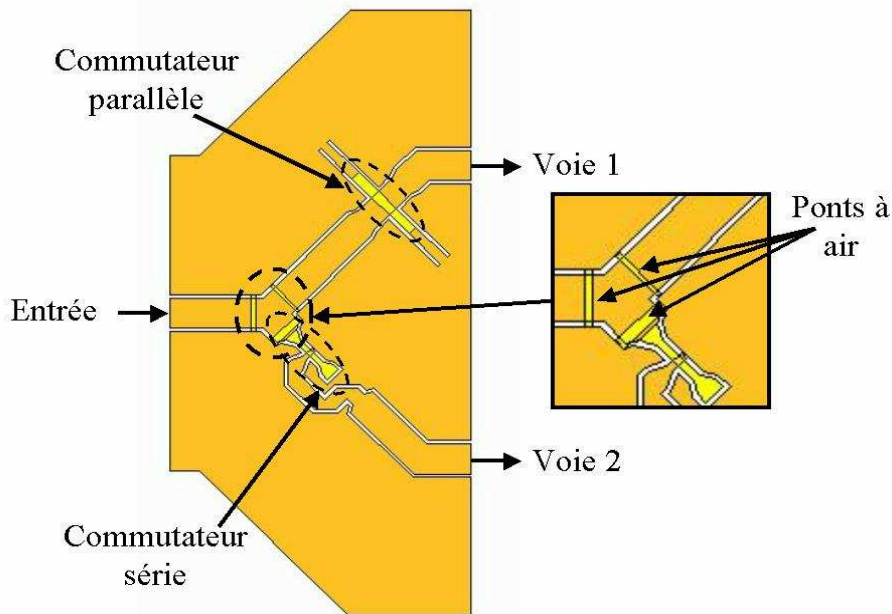


Figure III.15 : Dessin du commutateur SPDT

Les résultats de simulation de ce circuit sont présentés sur les courbes de la figure III.16 lorsque ce circuit est passant vers la voie 1 (a) et vers la voie 2 (b). Dans les deux cas, l'adaptation est supérieure à 15dB et l'isolation a été améliorée par rapport aux commutateurs seuls et est supérieure à 22,5dB ce qui répond aux spécifications requises. A l'état passant, la voie 1 présente des pertes d'insertion de 0,41dB à 30GHz alors que la voie 2 présente des pertes de 0,5dB à 27,5GHz (le pire cas). Ce commutateur SPDT a été optimisé pour des commutateurs présentant des valeurs de C_{on}/C_{off} de 10.

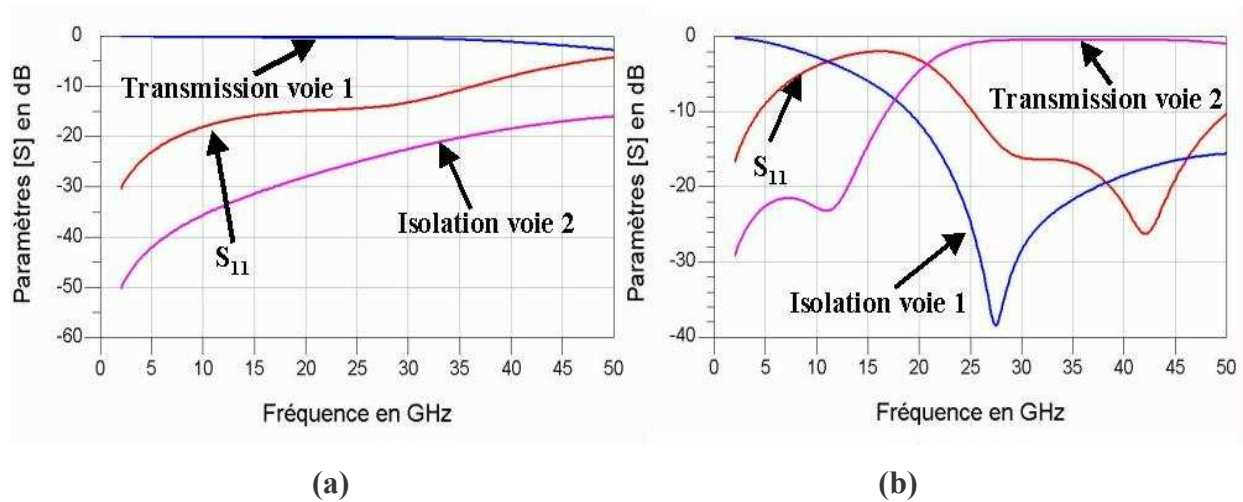


Figure III.16 : Résultats de simulation du commutateur SPDT lorsque les deux commutateurs sont à l'état haut (a) et lorsque les deux commutateurs sont à l'état bas (b)

IV. CONCLUSION

Ce chapitre présente plusieurs commutateurs micro électromécaniques développés sur silicium micro usiné pour le projet TREMICROMEDIA. Ces composants doivent permettre de choisir une voie de la tête de réception en fonction de l'état de fonctionnement des amplificateurs faible bruit.

Un commutateur parallèle et deux commutateurs séries ont ainsi été développés et optimisés afin d'apporter une isolation supérieure à 20dB et les pertes les plus faibles possibles afin de réduire les contraintes sur les composants amonts (filtre et transition) présentés dans le chapitre II.

Un commutateur SPDT utilisant deux des commutateurs développés a ensuite été présenté. Il utilise un commutateur à fonctionnement parallèle et un commutateur à fonctionnement série ce qui permet d'améliorer les performances en isolation de ces circuits seuls et d'éviter une panne complète du système due à une défaillance de l'alimentation.

CHAPITRE IV

*Conception de commutateurs micro
électromécaniques de puissance*

I. INTRODUCTION

Nous avons vu dans les chapitres I et III que les commutateurs micro électromécaniques étaient une alternative intéressante aux commutateurs à l'état solide (transistors à effet de champ, diodes PIN...) lorsque des temps de commutation de l'ordre de la micro seconde sont suffisants. Parmi les différentes familles des composants MEMS, les commutateurs capacitifs proposent d'excellentes performances RF jusqu'à 40GHz et des durées de vie supérieures à un milliard de cycles ont déjà été démontrées.

Les applications de détections actuelles peuvent nécessiter de forts niveaux de puissance, particulièrement dans le domaine des radars. La solution volumique (circulateur à ferrite), utilisée actuellement, propose d'excellentes performances mais son encombrement et son poids impose certaines contraintes pour les systèmes embarqués et les composants à l'état solide sont peu exploitables sous de fortes puissances à cause de leur non linéarité.

Le projet DGA PAMIR, regroupant trois laboratoires publics (IEMN, LAAS et IRCOM) à deux partenaires industriels (MBDA et MEMSCAP), propose de concevoir un commutateurs MEMS sur silicium haute résistivité pour une application radar afin de profiter du fort potentiel d'intégration, du faible niveau de consommation ainsi que des excellentes performances RF des commutateurs micro électromécaniques capacitifs.

La solution planaire reste une voie peu exploitée pour des applications de forte puissance. Ainsi, l'application de très forts courants dans de très faibles épaisseurs de métallisation peut engendrer des phénomènes de panne qui seront détaillés dans ce chapitre.

Une étude préliminaire sur les niveaux des courants en fonction des différents paramètres physiques d'une ligne de transmission, substrat, largeur et épaisseur a donc été menée afin de limiter le phénomène d'électromigration sous les puissances demandées. Les deux autres phénomènes majeurs de panne des composants micro électromécaniques, auto actionnement et auto maintien, seront ensuite évalués. Enfin, des composants tenant compte de ces premières études ont été conçus afin de répondre aux spécifications RF requises pour cette application.

II. ETUDE DU PHENOMENE D'ELECTROMIGRATION DANS UNE LIGNE DE TRANSMISSION

II.1 PRESENTATION

L'électromigration est le terme appliqué au phénomène de transport de matière dans un conducteur lorsque celui-ci subit de fortes densités de courant. Ces effets sont connus depuis de nombreuses années [66][67][68] et il a été prouvé qu'ils pouvaient entraîner des dysfonctionnements dans des circuits constitués de lignes métalliques de faibles épaisseurs. En effet, un cristal métallique à une température donnée possède un certain nombre de défauts caractérisés par la présence d'ions repartis également dans la matière en absence de courant. En présence d'un fort courant, ces ions subissent une forte contrainte qui tend à les faire déplacer provoquant ainsi un mouvement de matière. Ce mouvement de matière peut entraîner plusieurs types de pannes dont les deux plus évidents sont la création d'un circuit ouvert dans une ligne de transmission lorsque tout le métal à un point donné de la ligne s'est déplacé (figure IV.1.(a)) ou au contraire, la création de court circuit lorsqu'une accumulation d'ions à un endroit donné d'une ligne de transmission crée une connexion entre celle-ci et une ligne adjacente ou un plan de masse (en technologie coplanaire par exemple) (figure IV.1.(b)).

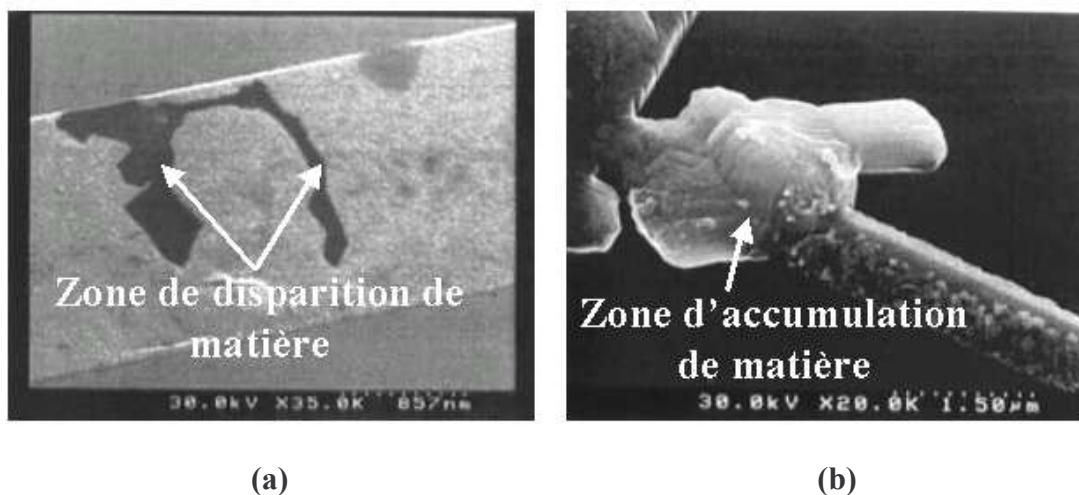


Figure IV.1 : Création de circuit ouvert (a) et accumulation de matière (b) par électromigration [69]

Ce phénomène a été étudié pour la plus grande part sur des lignes de transmission de

très faibles largeurs (quelques μm) et épaisseurs (quelques centaines de nm) utilisées pour des transistors de puissance. Ces dimensions sont beaucoup plus petites que les dimensions mises en oeuvre pour notre application [70] [71]. Une étude a donc été menée afin de voir la répartition ainsi que la valeur des courants dans des lignes de transmission classiquement utilisés dans les dispositifs passifs sur silicium (quelques centaines de μm de largeur et quelques μm d'épaisseur).

II.2 ETUDE DES DENSITES DE COURANT DANS UN CONDUCTEUR PAR SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DEUX DIMENSIONS

Cette étude préliminaire a été menée en utilisant la méthode des éléments finis développée par M. Aubourg [72], dans le but d'évaluer le niveau de courant sur un conducteur pour une puissance donnée. En effet, dans les moyens de transmission planaire, le courant n'est pas réparti également sur la section du conducteur « chaud » et il est intéressant de voir où se situent les éventuels points critiques. Des lignes de transmission coplanaires et micro rubans ont donc été analysées afin de comparer leurs performances respectives sachant que ces deux solutions pouvaient être choisies pour la conception des micro commutateurs de puissance.

II.2.1. LIGNE MICRO RUBAN : STRUCTURE ET MODELISATION DEUX DIMENSIONS

Une représentation des structures réelles et simulées sont présentées sur la figure IV.2. La ligne de transmission micro ruban repose sur un substrat de silicium ($\epsilon_r=11,6$) de $550\mu\text{m}$ d'épaisseur surmonté d'une couche de $10\mu\text{m}$ de BCB ($\epsilon_r=2,3$). La structure modélisée pour la simulation deux dimensions par éléments finis représente une coupe transversale du circuit précédent.

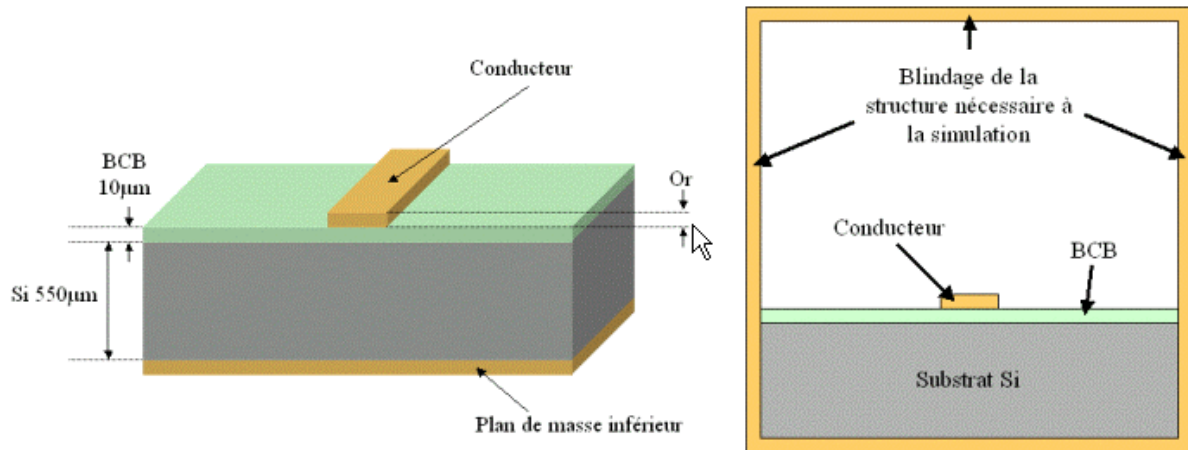


Figure IV.2 : Structure réelle simulée et modélisation deux dimensions d'une ligne micro ruban sur substrat silicium

La simulation électromagnétique 2D nécessite l'encapsulation totale du circuit. La face inférieure est nécessaire à l'établissement du mode micro ruban mais les parois latérales et supérieure peuvent influencer la propagation. Afin d'éviter ce problème, elles ont été placées à une grande distance du conducteur central (plusieurs millimètres).

II.2.2. LIGNE COPLANAIRE : STRUCTURE ET MODELISATION DEUX DIMENSIONS

De la même façon que pour la structure micro ruban, une ligne coplanaire sur substrat silicium/BCB a été modélisée en deux dimensions. Les structures réelles et simulées sont présentées sur la figure IV.3.

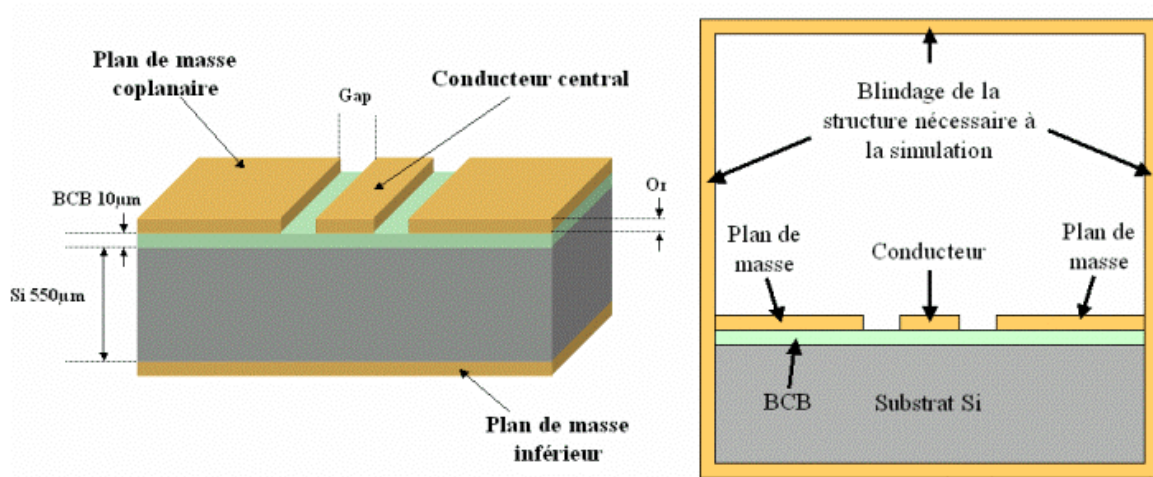


Figure IV.3 : Structure réelle simulée et modélisation deux dimensions d'une ligne coplanaire sur substrat silicium

Comme pour le cas micro ruban et afin d'éviter une éventuelle influence des plans métalliques sur la propagation, les parois supérieures et latérales ont été disposées à plusieurs millimètres du conducteur central.

II.2.3. RESULTATS DE SIMULATION SUR LES DENSITES DE COURANT EN FONCTION DES PARAMETRES PHYSIQUES DES LIGNES DE TRANSMISSION

Méthode de calcul de la densité de courant et définition des paramètres variables

Les résultats de simulation ne permettant pas d'obtenir directement des valeurs de courant mais des valeurs du module des champs électriques et magnétiques. Pour obtenir des densités de courant, nous avons donc utilisé la répartition du champ magnétique et repéré sa valeur la plus importante.

La figure IV.4 présente les isovaleurs du champ H à proximité du conducteur d'une ligne micro ruban.

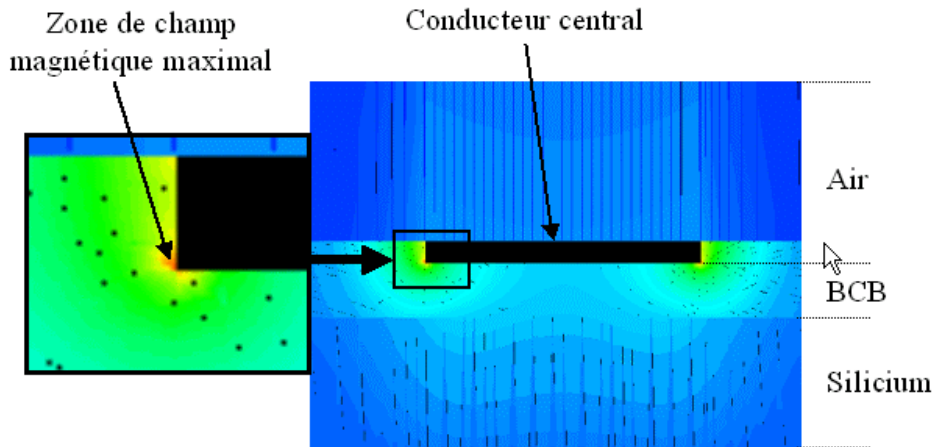


Figure IV.4 : Isovaleurs du champ H autour du conducteur central d'une ligne micro ruban.

Le champ H est maximal sur les arêtes du conducteur se trouvant sur la face du substrat. Le phénomène est identique sur le mode coplanaire. Cette valeur maximale est relevée et nous permet de remonter aux valeurs maximales des densités de courant induites sur le conducteur.

Cette étude a donc été menée dans les deux cas en faisant varier leurs paramètres caractéristiques : largeur et épaisseur de ligne pour le micro ruban, largeur, épaisseur de ligne et largeur du gap pour le coplanaire. Ces dimensions sont représentées sur les schémas de la figure IV.5.

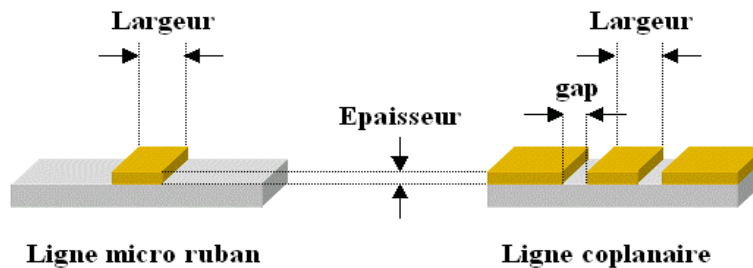
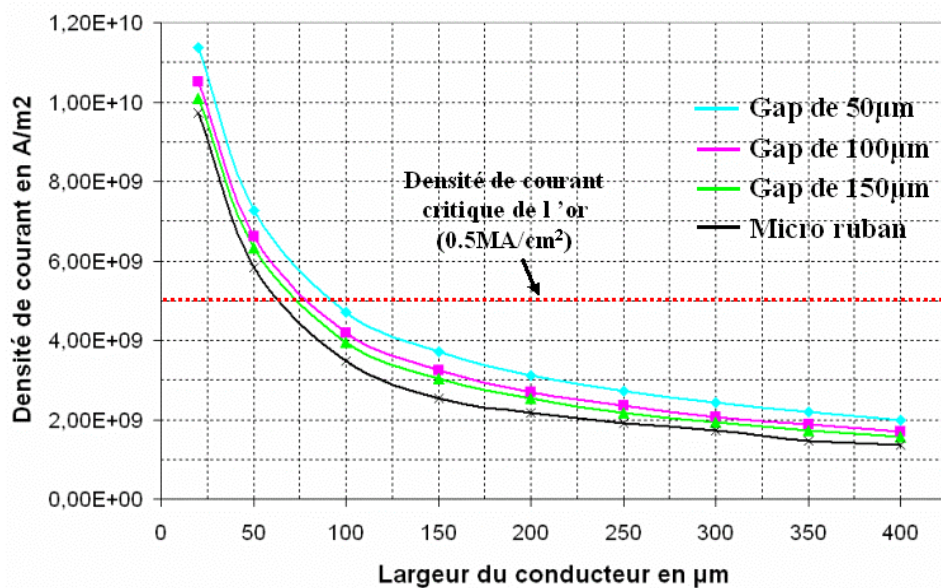


Figure IV.5 : Représentation des paramètres variables de l'étude.

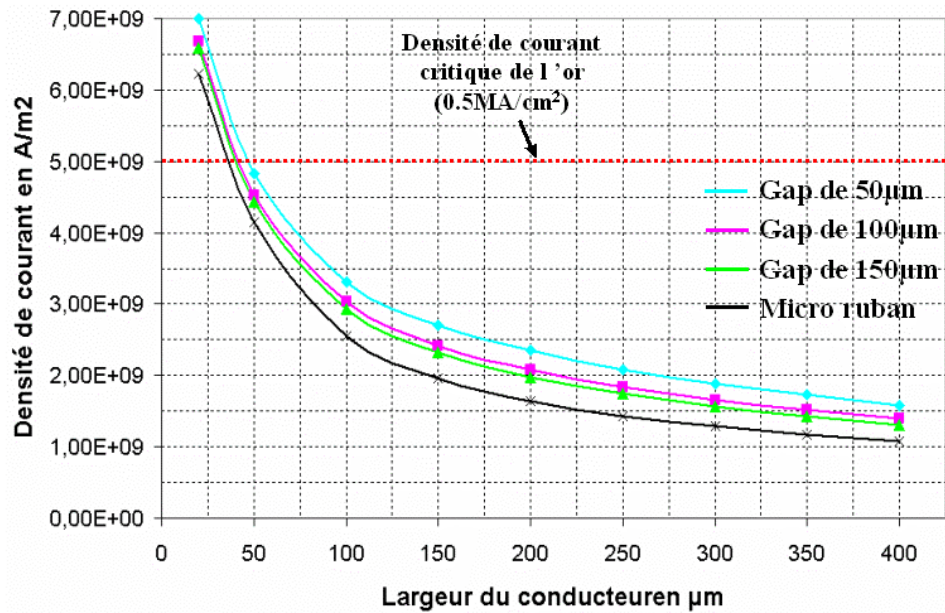
Résultats de simulation

Ces simulations ont été effectuées à 10GHz, fréquence centrale des circuits à développer. A cette fréquence, l'épaisseur de peau dans l'or est de 786nm ($\sigma = 4,1.10^7 \text{ S.m}^{-1}$). Les valeurs sont obtenues pour une puissance normalisée à 1 Watt. Il est difficile de donner une valeur exacte de densité de courant critique au delà de laquelle le circuit deviendra défaillant. Les valeurs disponibles dans la littérature [70][73] sont de l'ordre du MA/cm² et sont très souvent couplées à une température élevée, généralement plusieurs centaines de degrés Celsius. Nous avons donc comparé les valeurs obtenues en simulation au pire cas publié soit 0,5MA/cm² [74].

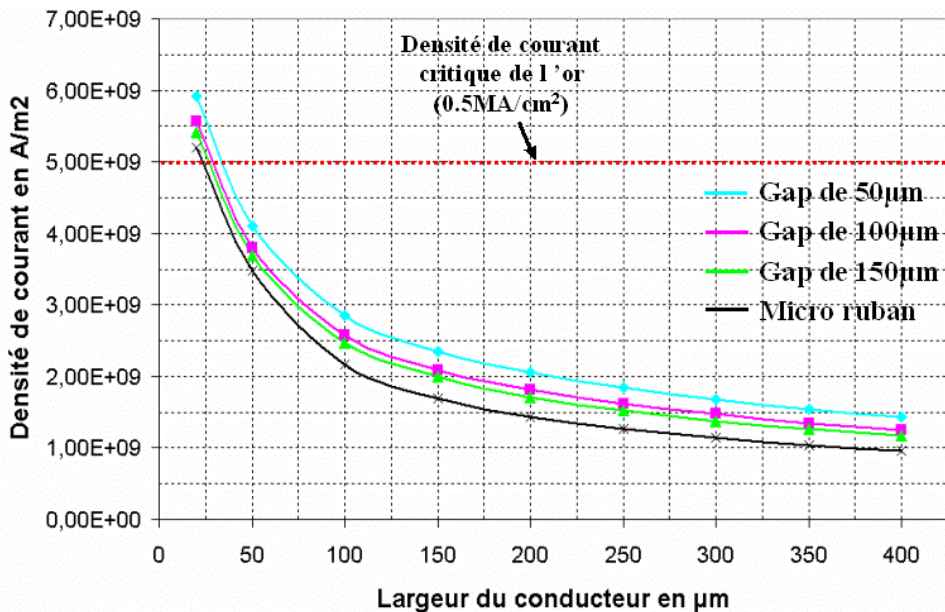
Les circuits présentés figure IV.3 et figure IV.4 ont été simulés pour trois épaisseurs de métallisation différentes, 2 μm , 5 μm et 10 μm . Les réponses pour des largeurs de conducteurs variant de 20 μm à 400 μm et des gaps pour les lignes coplanaires de 50, 100 et 150 μm sont présentées sur la figure IV.6.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.6 : Densités de courant critique des structures présentées pour des épaisseurs de métallisation de 2µm (a), 5µm (b) et 10µm (c) et pour une puissance de 1 Watt.

Ces courbes nous montrent que les niveaux de courant sont plus faibles dans les structures plus épaisses, plus larges et avec de plus grands gaps. Il est intéressant de noter qu'à largeur et épaisseurs égales, les densités de courant maximales sont toujours plus faibles en technologie micro ruban qu'en technologie coplanaire même pour des structures à grands gaps. Enfin, même si la comparaison par rapport à une valeur absolue de densité de courant critique dans un matériau reste délicate, nous pouvons remarquer que pour des largeurs

supérieures à $100\mu\text{m}$, les valeurs obtenues ne dépassent pas la valeur critique de $0,5\text{MA}/\text{cm}^2$ pour une puissance de 1 Watt. De plus, la densité de courant évoluant comme la racine carré de la puissance incidente, une puissance de 10 Watts sur une ligne micro ruban de $5\mu\text{m}$ d'épaisseur et de $300\mu\text{m}$ de large induirait une densité de courant de $0,39\text{MA}/\text{cm}^2$.

III. LE COMMUTATEUR MICRO ELECTROMECHANIQUE DE PUISSANCE

III.1 PRESENTATION DU PHENOMENE D'AUTO ACTIONNEMENT

L'électromigration n'est pas le seul phénomène pouvant engendrer des pannes dans les circuits à composants micro électromécaniques. Un commutateur MEMS peut aussi devenir défaillant par auto actionnement. En effet, un commutateur MEMS pouvant être actionné à la fois par des tensions positives ou négatives, un signal sinusoïdal RF produit une force électrostatique redressée appliquée au commutateur (figure IV.7).

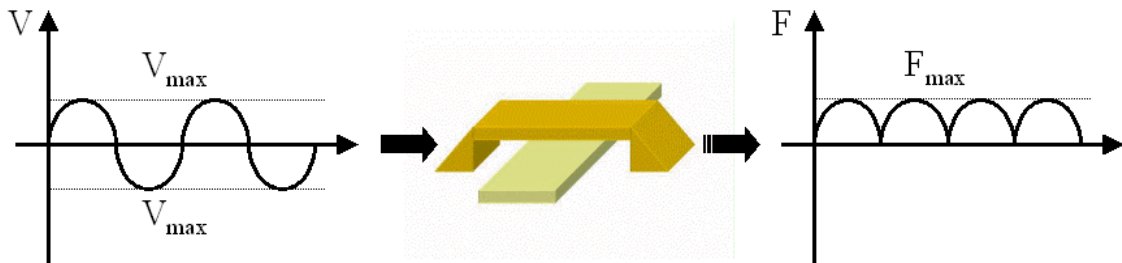


Figure IV.7 : Effet d'un signal sinusoïdal sur la force électrostatique exercée sur un commutateur MEMS

Si la fréquence du signal entrant est supérieure à la fréquence de résonance mécanique du pont mobile (ce qui est le cas pour les signaux RF), le pont subit une force électrostatique égale à la valeur moyenne du signal redressé soit :

$$F_{moyen} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} F_{max} \cdot \sin(\alpha t) dt = \frac{2F_{max}}{\pi} \quad (1)$$

La tension V_{\max} peut aussi être exprimée en fonction de la puissance du signal incident :

$$P = \frac{V_{\text{eff}}^2}{Z} = \frac{V_{\max}^2}{2Z} \quad \text{donc} \quad V_{\max} = \sqrt{2Z \cdot P} \quad (2)$$

où T et ω sont respectivement la période et la pulsation du signal entrant.

Comme la force F_{\max} est proportionnelle à V_{\max}^2/h^2 où h représente la hauteur de pont. Si la tension crête V_{\max} du signal entrant est importante (i.e.: puissance forte), la force F_{moyen} induite pourra être suffisante pour faire commuter le pont.

Il existe plusieurs solutions pour éviter ce problème dont la plus évidente est la réalisation de ponts plus rigides afin d'augmenter la tension de commutation et donc la puissance maximum qui peut être envoyée sans provoquer d'auto actionnement. Cette solution n'est malheureusement pas adaptable pour des applications où des faibles niveaux de tension de commutation sont nécessaires.

L'auto maintien est une autre conséquence du même phénomène : lorsque le commutateur est activé (à l'état bas), la puissance RF maintient le composant à l'état bas même en l'absence de polarisation.

III.2 COMMUTATEUR A CONTRE ELECTRODES

La solution proposée dans le cadre du projet DGA PAMIR est la réalisation de commutateur à contre électrodes. Des électrodes constituées de ponts fixes passant au-dessus du pont mobile permettent de maintenir le pont mobile à l'état haut même en présence d'un signal de forte puissance (figure IV.8).

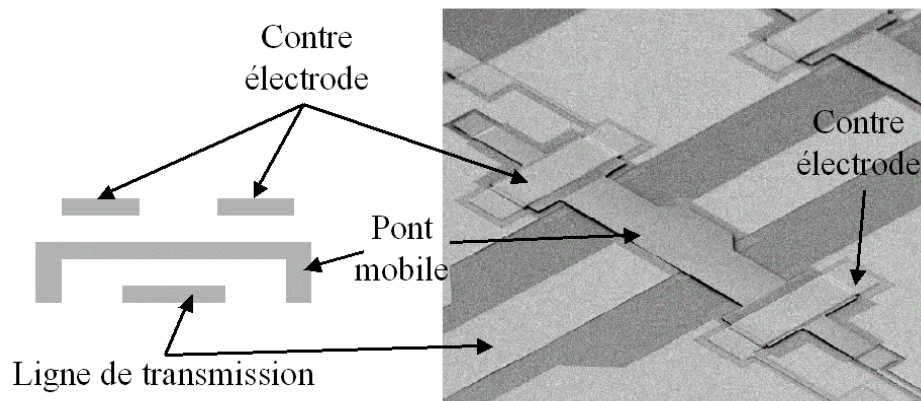


Figure IV.8 : Schéma de principe (a) et photographie (b) d'un commutateur micro électromécanique à contre électrodes réalisé au LAAS

Pour positionner ce commutateur à l'état haut, on applique une différence de potentiel entre les contre électrodes et le pont mobile. Celui-ci se retrouve alors « collé » aux contre électrodes. La puissance RF nécessaire au phénomène d'auto actionnement est alors fortement augmentée. En effet, en analyse statique, la structure à contre électrode peut-être modélisée de la façon présentés figure IV.9 [75].

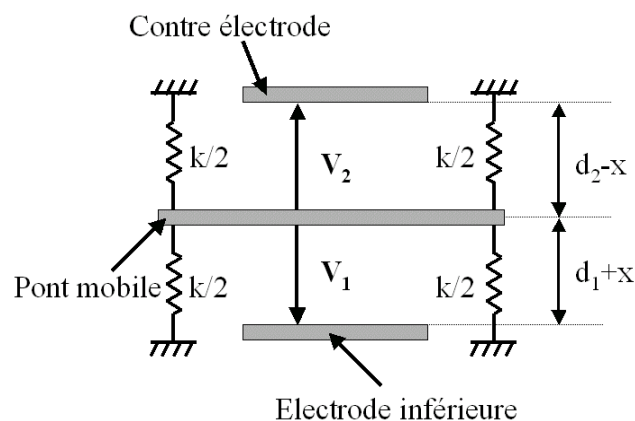


Figure IV.9 : Représentation mécanique statique du commutateur à contre électrodes

L'équation des forces appliquées à l'équilibre est ensuite donnée par la relation suivante :

$$\vec{F}_{rappel} = \vec{F}_{électrostatiqueV2} - \vec{F}_{électrostatiqueV1} \quad (3)$$

ce qui donne

$$k \cdot x = \frac{1}{2} \epsilon A \frac{V_2^2}{(d_2 - x)^2} - \frac{1}{2} \epsilon A \frac{V_1^2}{(d_1 + x)^2} \quad (4)$$

où x représente la position de la membrane mobile, k la constante de rappel, V_1 et d_1 la différence de potentiel et la distance entre l'électrode inférieure et le pont, V_2 et d_2 la différence de potentiel et la distance entre la contre électrode et le pont et A la surface en regard entre le pont mobile et l'électrode inférieure et entre le pont mobile et la contre électrode (supposée égale dans les deux cas).

A l'aide de cette équation, il est possible de tracer les différentes forces appliquées à la plaque mobile en fonction de sa position, pour plusieurs valeurs de tension V_1 et V_2 . V_1 est reliée par l'équation (2) à la puissance incidente et est aussi fonction de la position x de la plaque mobile. L'évolution des forces F_{e1} due à la puissance incidente et F_{e2} due au potentiel de la contre électrode et à la force de rappel sont ainsi représentées sur la figure IV.10 pour des tensions de contre électrodes de 20V, 40V, 60V et 80V et des puissance incidentes de 1W, 5W et 10W.

Ces courbes ont été obtenues pour une valeur de coefficient de raideur k de 10 N.m^{-1} , et une surface en regard A de $200 \times 180 \mu\text{m}^2$ (tension de commutation de 13,5 Volts). Sur l'axe des abscisses, $x = 0 \mu\text{m}$ représente la position de la plaque inférieure et $x = 6 \mu\text{m}$ la position de la contre électrode.

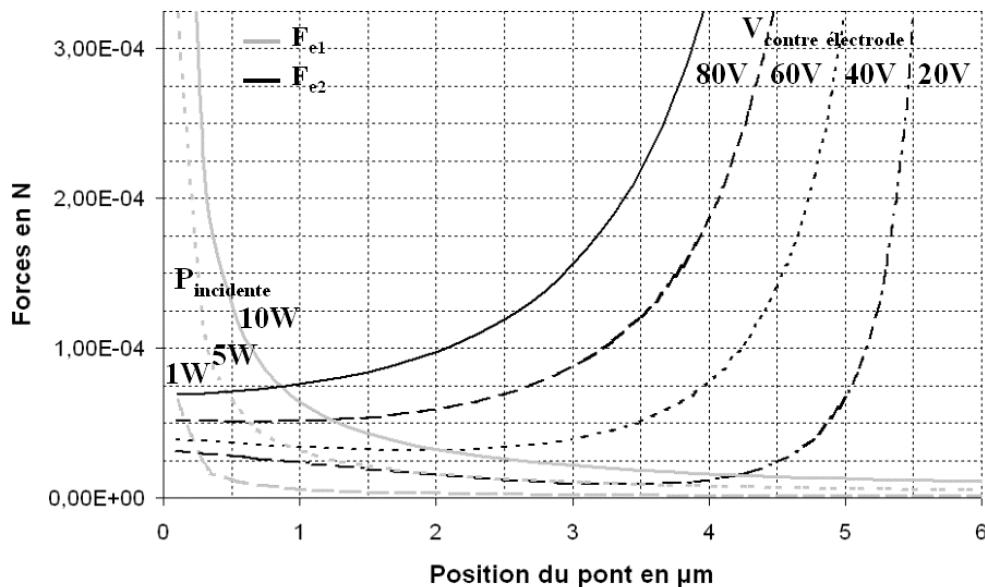


Figure IV.10 : Evolution de F_{e1} et F_{e2} en fonction de la position de la plaque mobile pour plusieurs valeurs de puissance incidente et de tension sur la contre électrode

On peut remarquer que lorsque la position de la plaque mobile est proche des contre électrodes (x près de $6\mu\text{m}$), l'action de la force électrostatique due à la tension V_2 est largement suffisante pour empêcher l'auto actionnement quelque soit la puissance d'entrée. En effet, la force F_{e2} , malgré l'effet opposé de la force de rappel, est très supérieure à la force F_{e1} dès que l'on dépasse la position $x = 5\mu\text{m}$. Par contre, dès que la plaque mobile est à une position inférieure à $0,5\mu\text{m}$ et ce quelque soit la tension appliquée sur les contre électrodes, ce type de structure reste sujet au phénomène d'auto maintien pour des puissances supérieures à 5 Watts.

Une solution réside probablement dans l'utilisation de structures plus rigides. Des calculs menés avec des coefficients de raideur de 30N.m^{-1} montrent une très forte augmentation du niveau de puissance incidente sans provoquer d'auto maintien (point critique à 5Watts et $0,3\mu\text{m}$). Ceci s'établit par contre au détriment de la tension de commutation théorique qui passe de 13,5 Volts à 24 Volts.

La conception mécanique réalisée à l'IEMN afin d'optimiser les tensions de commutation et le comportement mécanique général de la structure mobile ainsi que des caractérisations sur des composants réalisés avec plusieurs types d'ancrage (LAAS), ont permis de définir une topologie finale. Celle-ci est présentée sur la figure IV.11. Elle comporte quatre plots d'ancrage ce qui permet de limiter les effets de la température, les zones d'actionnement électrostatique sont déportées et des trous sont réalisés dans la partie centrale afin de faciliter l'évacuation de la résine sacrificielle. Cette structure a servi de brique de base dans la conception des circuits de commutation. Ses dimensions sont répertoriées dans le tableau IV.1. Les dimensions de la partie centrale du pont (W_c , L_c) sont à optimiser en fonction des performances RF désirées.

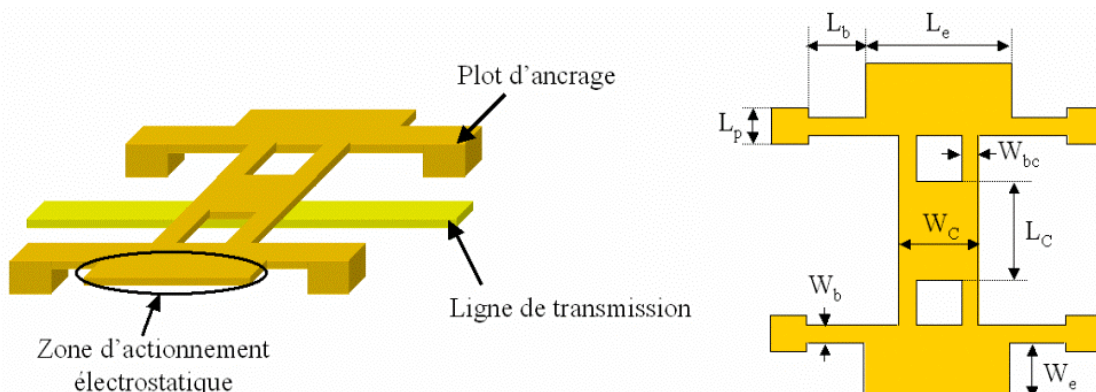


Figure IV.11 : Représentation de la structure mobile choisies pour la réalisation des fonctions de commutation

L_P	L_B	L_E	L_C	W_B	W_C	W_E	W_{BC}
$100\mu m$	$50\mu m$	$400\mu m$	A <i>optimiser</i>	$80\mu m$	A <i>optimiser</i>	$75\mu m$	$50\mu m$

Tableau IV.1 : Valeurs des dimensions de la structure mobile

IV. LES CIRCUITS DE COMMUTATION

IV.1 SPECIFICATIONS RF DU PROJET PAMIR

Comme il a été mentionné dans l'introduction de ce chapitre, le projet DGA PAMIR a pour objectif de remplacer un circulateur volumique par un circuit planaire réalisant une fonction équivalente à l'aide de commutateurs micro électromécaniques pour une application radar. Une représentation de ces circuits est présentée sur la figure IV.12.

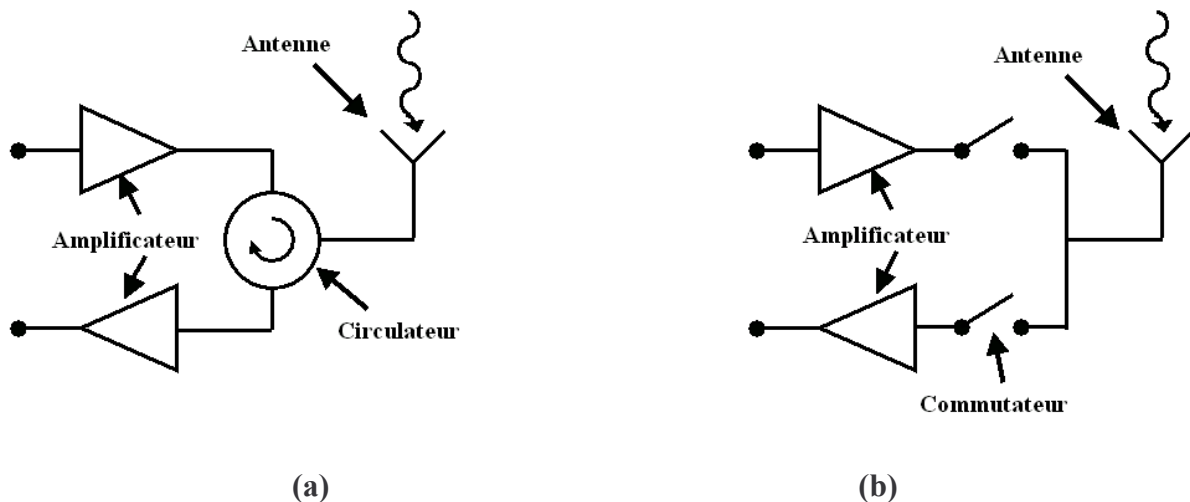


Figure IV.12 : Représentation simplifiée d'un multiplexeur temporel composé d'un circulateur (a) et d'un circuit à une entrée et deux sorties (SPDT) à commutateurs (b)

Ces SPDT doivent être développés pour une application bande étroite (9-11GHz) et une application large bande (6-18GHz). Les spécifications radio fréquences pour ces deux applications sont résumées dans le tableau IV.2.

	Commutateurs bande étroite	Commutateurs large bande
Pertes d'insertion	0,5dB	1dB
Isolation	40dB	40dB

Tableau IV.2 : Spécifications RF pour les commutateurs du projet DGA PAMIR

Les valeurs d'isolation requises sont extrêmement élevées. Deux commutateurs élémentaires, l'un à fonctionnement série et l'autre à fonctionnement parallèle, ont donc été conçus en utilisant la structure développée par le LAAS présentée dans le paragraphe III.2 afin d'évaluer les niveaux d'isolation obtenus. Ces circuits ont été développés en technologie micro ruban afin de limiter les niveaux des courants dans les conducteurs (paragraphe II.2.3).

IV.2 COMMUTATEUR SERIE ELEMENTAIRE

IV.2.1. GENERALITES

Un commutateur série à l'état passant présente une impédance très faible. Il peut être modélisé par le circuit présenté sur la figure IV.13.

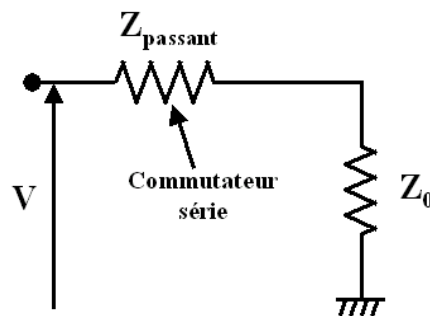


Figure IV.13 : Schéma équivalent simplifié d'un commutateur à fonctionnement série à l'état passant

Si l'on considère que l'impédance du commutateur à l'état passant est très faible, le courant qu'il voit dans cette configuration, c'est à dire dans le cas le plus défavorable, est

donc égale à V/Z_0 . Les commutateurs à fonctionnement série seront donc contraints par peu de courant.

IV.2.2. COMMUTATEUR MICRO RUBAN SERIE

Réalisation préliminaire : commutateur série faible niveau de puissance

Afin de valider le fonctionnement de ce circuit et de caractériser des niveaux de tenue en puissance, des tensions de commutation, temps de montée et valeur de C_{on}/C_{off} , un commutateur série en technologie micro ruban sans contre électrode a été réalisé. Ce circuit est présenté sur la figure IV.14. Son fonctionnement est identique au commutateur série présenté dans le chapitre III.

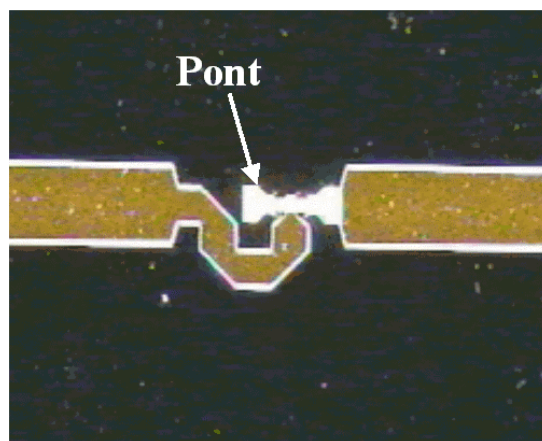


Figure IV.14 : Photographie du commutateur série faible niveau

Ce circuit a été mesuré en utilisant une cellule Wiltron et une calibration de type SOLT. Les résultats sont présentés sur la figure IV.15.

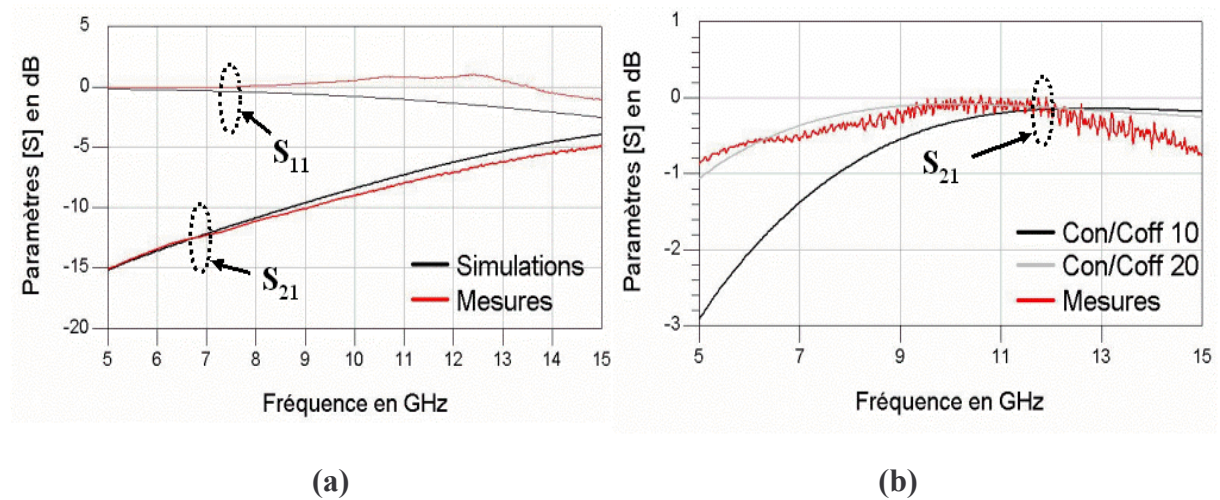


Figure IV.15 : Résultats de simulation et de mesure du commutateur série faible niveau à l'état bloqué (a) et à l'état passant (b)

Les mesures sont très proches des valeurs simulées et présentent une isolation de 7dB à 11GHz. Les pertes d'insertion à l'état passant permettent d'évaluer la valeur de C_{on}/C_{off} qui peut-être atteinte avec ce type de structure. La comparaison avec les simulations nous indique une valeur de 20. Cette valeur sera utilisée pour la conception des composants optimisés pour la tenue en puissance.

Sous une puissance de 200mW et en commutation chaude (hot switching), ce commutateur s'est montré défaillant mais il est difficile d'évaluer si cette défaillance est due à la polarisation ou bien à la puissance incidente. Une structure commutée par contre, a tenu jusqu'à 4W sans montrer de signe de panne. Cette valeur de puissance n'a pas été dépassée afin d'éviter de détériorer la cellule Wiltron.

Les temps de fermeture et de remontée ont été respectivement mesurés à 30 et 110 μ s et les tensions de commutation étaient proches de 80Volts.

Commutateur série de puissance

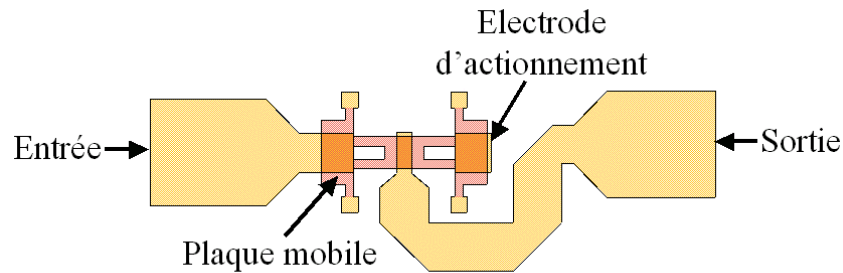


Figure IV.16 : Schéma du commutateur série

Ce circuit (figure IV.16) utilise la partie mobile optimisée présentée dans le paragraphe III.2. Ici, la polarisation est appliquée entre la ligne de transmission et la plaque mobile. Un plot d'actionnement a été rajouté sous la partie droite de la plaque mobile. Ce circuit a été simulé pour une valeur de C_{on}/C_{off} de 20. Les surfaces en regard et l'inductance présentée par la ligne de transmission ont été optimisées afin d'obtenir le meilleur compromis entre pertes à l'état passant et isolation pour la bande 9-11GHz. Après une étude préliminaire, il s'est avéré que les contre électrodes n'avaient aucune influence sur le comportement électromagnétique du circuit. Afin d'optimiser les temps de calculs, celles-ci n'ont donc pas été prises en compte lors des simulations. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure IV.17.

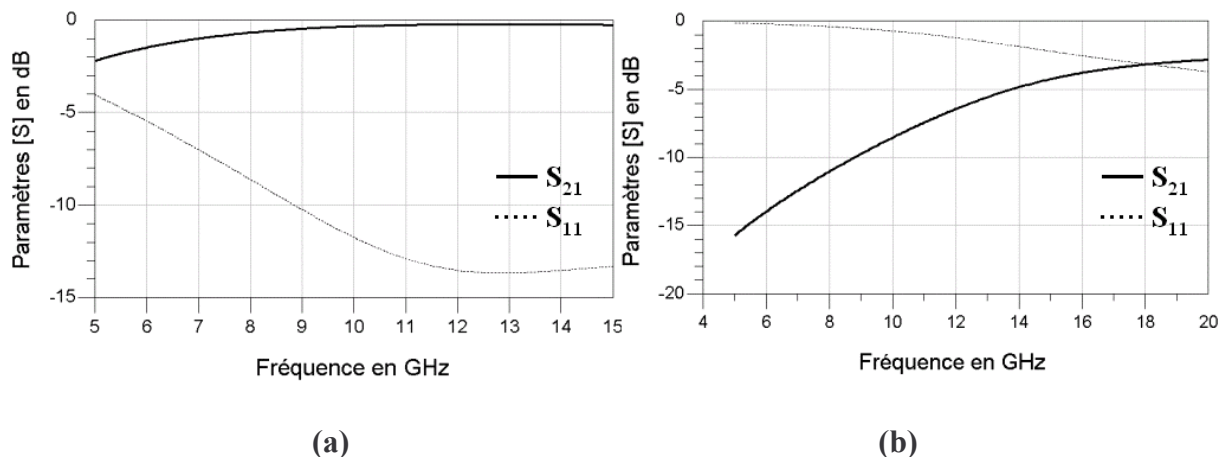


Figure IV.17 : Réponse à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b) du commutateur série simple

L'isolation est minimum à 11GHz et supérieure à 7,4dB et les pertes d'insertion sont inférieures à 0,5dB à partir de 9GHz.

IV.3 COMMUTATEUR PARALLELE ELEMENTAIRE

IV.3.1. GENERALITES

Un commutateur parallèle à l'état bloqué et présentant une impédance Z très faible (proche d'un court circuit) peut être modélisé par le circuit présenté sur la figure IV.18.

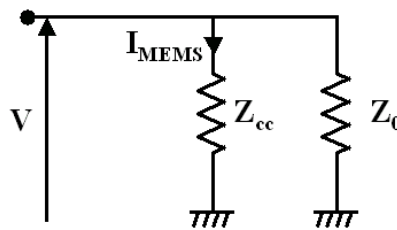


Figure IV.18 : Schéma équivalent simplifié d'un commutateur à fonctionnement parallèle à l'état bloqué

Le courant vu par le commutateur dans cette configuration est donc égal à V/Z_{cc} . Ce type de circuit sera donc soumis à de forts courants s'il est utilisé dans cette simple configuration.

IV.3.2. COMMUTATEUR MICRO RUBAN PARALLELE A STUBS

Un commutateur parallèle de type pont doit court-circuiter le signal incident vers la masse lorsqu'il est à l'état bloqué. En guide d'onde micro ruban, cette masse n'est pas disponible sans l'utilisation de vias traversant le substrat. Cette technologie est relativement lourde et n'a donc pas été retenue pour la réalisation de ce projet.

Afin de résoudre ce problème, nous avons relié les ponts mobiles à des stubs quart d'onde dont l'autre extrémité est en circuit ouvert. A la fréquence de résonance de ces stubs, ceux-ci se comportent comme des inverseurs d'impédance et imposent donc un court-circuit

sur la membrane mobile. La figure IV.19 présente le commutateur parallèle simple dans sa version finale. Les stubs sont repliés afin d'améliorer la compacité.

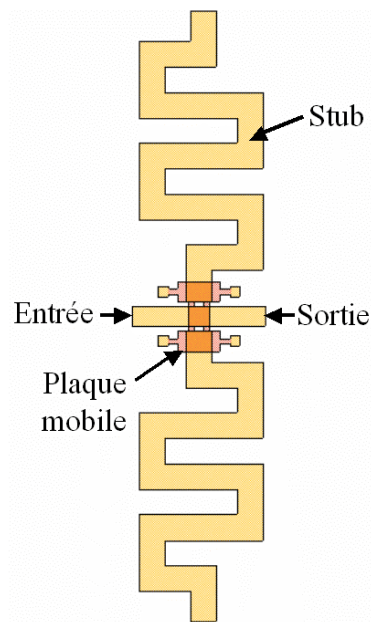


Figure IV.19 : Schéma du commutateur parallèle simple à stubs

Une structure de ce type a donc été conçue afin d'obtenir une isolation maximale centrée à 10GHz (fréquence centrale du circuit bande étroite) pour une valeur de C_{on}/C_{off} de 20. La plaque mobile est déplacée en imposant une différence de potentiel entre elle et les stubs. Les résultats de simulation à l'état passant et bloqué sont présentés sur la figure IV.20.

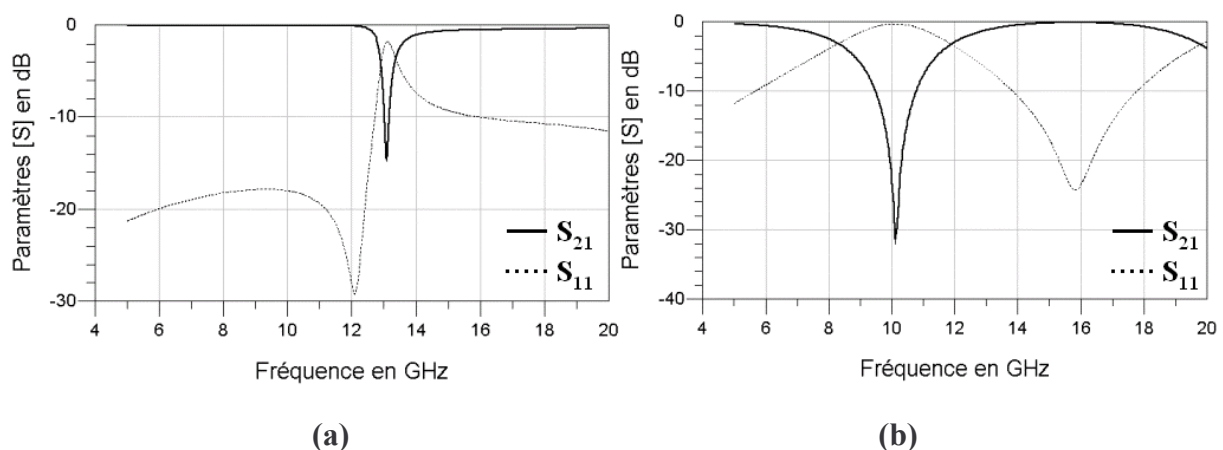


Figure IV.20 : Réponse à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b) du commutateur parallèle simple à stubs

Les stubs sont des composants à fonctionnement bande étroite, ils n'apportent une masse virtuelle que sur une bande de fréquence réduite. L'isolation de ce commutateur à l'état bloqué n'est donc que de 10dB entre 9,5GHz et 10,75GHz et 20dB entre 9,94GHz et 10,31GHz. Les pertes à l'état passant sont de 0,1dB dans la bande 9-11GHz.

IV.4 CIRCUITS BANDE ETROITE

A la vue des résultats précédents, il apparaît comme évident que les niveaux d'isolation demandés ne peuvent pas être atteints en n'utilisant qu'un seul commutateur. Des circuits faits de la combinaison de plusieurs des fonctions précédentes ont donc été étudiés afin de voir quelles étaient les meilleures configurations à utiliser. Deux circuits répondant aux spécifications bande étroite ont donc été conçus. L'un est constitué de quatre commutateurs séries et l'autre de trois commutateurs parallèles à stubs.

IV.4.1. CIRCUIT A QUATRE COMMUTATEURS SERIE

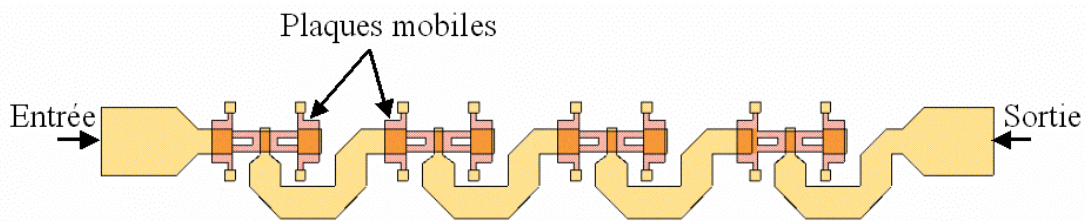


Figure IV.21 : Schéma du commutateur bande étroite à quatre commutateurs séries

Ce circuit (figure IV.21) est composé de quatre commutateurs à fonctionnement série. La mise en série de quatre composants élémentaires a permis d'obtenir une isolation très supérieure aux 40dB requis. Nous avons donc pu redimensionner les différentes surfaces en regard afin de limiter les pertes et ainsi optimiser le compromis isolation/pertes d'insertion.

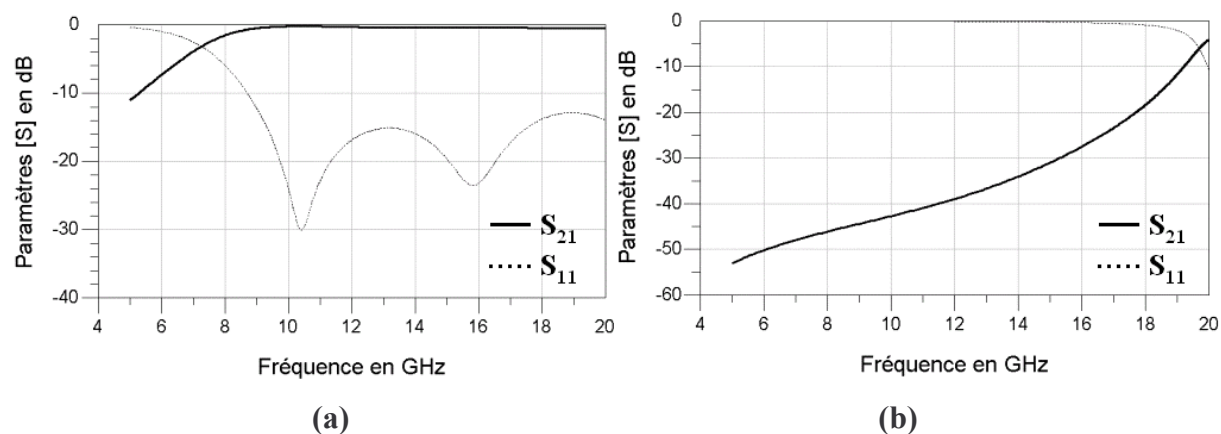


Figure IV.22 : Résultats de simulation du commutateur bande étroite à quatre commutateurs séries à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b)

Les pertes d'insertion sont de 0,5dB à 9GHz et l'isolation est supérieure à 40dB dans la bande 9-11GHz. Ces résultats de simulation ont été obtenus pour une valeur de C_{on}/C_{off} de 20 et répondent aux spécifications requises. Une version à trois commutateurs a aussi été étudiée mais les contraintes sur la valeur de C_{on}/C_{off} étaient trop importantes pour obtenir le couple isolation/pertes d'insertion nécessaire à cette application.

IV.4.2. CIRCUIT A TROIS COMMUTATEURS PARALLELES

De la même façon, une étude a été menée sur le niveau d'isolation possible en combinant plusieurs commutateurs parallèles. Les 40dB d'isolation requis n'ont pu être atteints qu'à partir de trois circuits élémentaires à fonctionnement parallèle.

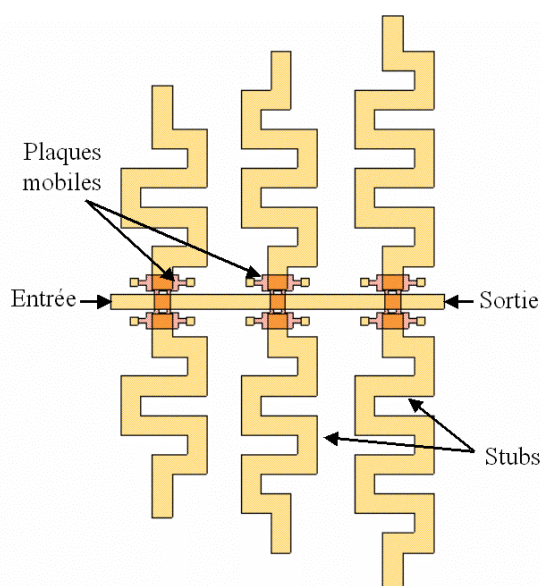


Figure IV.23 : Schéma du commutateur bande étroite à trois commutateurs parallèles

Le circuit présenté figure IV.23 est donc composé de trois commutateurs parallèles à stubs de trois longueurs différentes. Chacun des stubs apporte donc son pic d'isolation à une fréquence donnée. Leurs longueurs respectives ont été optimisées afin que la combinaison de leurs contributions lorsque les ponts sont à l'état bas permette d'obtenir la plus forte isolation possible. Lorsque tous les stubs ont été correctement dimensionnés, nous avons obtenu la réponse présentée sur la figure IV.24.

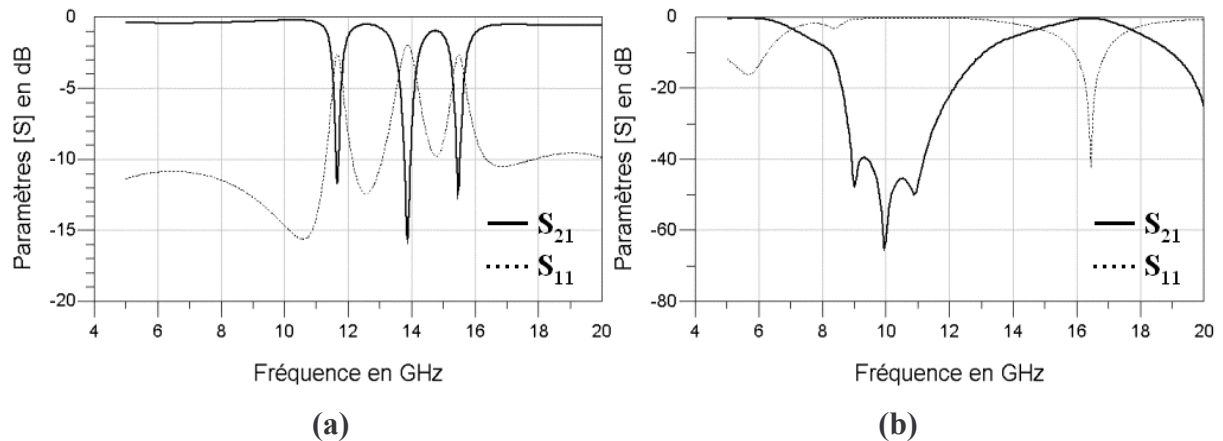


Figure IV.24 : Résultats de simulation du commutateur bande étroite à trois commutateurs parallèles à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b)

Les pertes d'insertion sont inférieures à 0,4dB et l'isolation supérieures à 40dB dans la bande d'utilisation 9-11GHz. Il est à noter que ce circuit est beaucoup plus sensible à la valeur de C_{on}/C_{off} que le circuit à quatre commutateurs séries. En effet, un ensemble stub-plaque mobile résonne à une fréquence qui est due à la combinaison de la longueur du stub et à la valeur de la capacité du pont à l'état bas (i.e. valeur du C_{off}). Si cette valeur de capacité est trop différente de ce qui a été simulé, la réponse en isolation sera suffisamment modifiée pour ne plus respecter les spécifications d'isolation requises.

IV.5 LE CIRCUIT LARGE BANDE

IV.5.1. CIRCUIT DEVELOPPE A PARTIR DES COMPOSANTS ELEMENTAIRES

Nous avons vu dans les chapitres précédents qu'il était nécessaire de chaîner plusieurs commutateurs élémentaires afin d'atteindre les spécifications en isolation requises sur le circuit bande étroite. Le circuit large bande nécessite une isolation à l'état bloqué de 40dB sur

une bande allant de 6 à 18GHz. Le circuit à quatre commutateurs séries apporte une très forte isolation aux fréquences les plus basses et il est possible de régler la longueur des stubs des commutateurs à fonctionnement parallèle pour que ceux-ci apportent une isolation aux fréquences du haut de la bande utile. L'objectif a donc été d'associer plusieurs commutateurs séries pour apporter l'isolation du bas de la bande à des commutateurs parallèles pour l'isolation du haut de bande. Un circuit comprenant trois commutateurs parallèles et quatre commutateurs séries a donc été étudié. Les stubs n'ont pas été repliés afin de limiter les temps de calculs. Ce circuit est présenté sur la figure IV.25 et les résultats de simulation sur la figure IV.26.

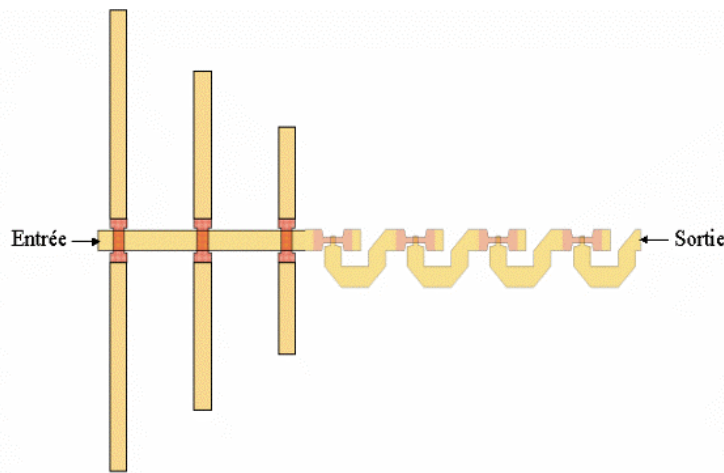


Figure IV.25 : Représentation du commutateur large bande

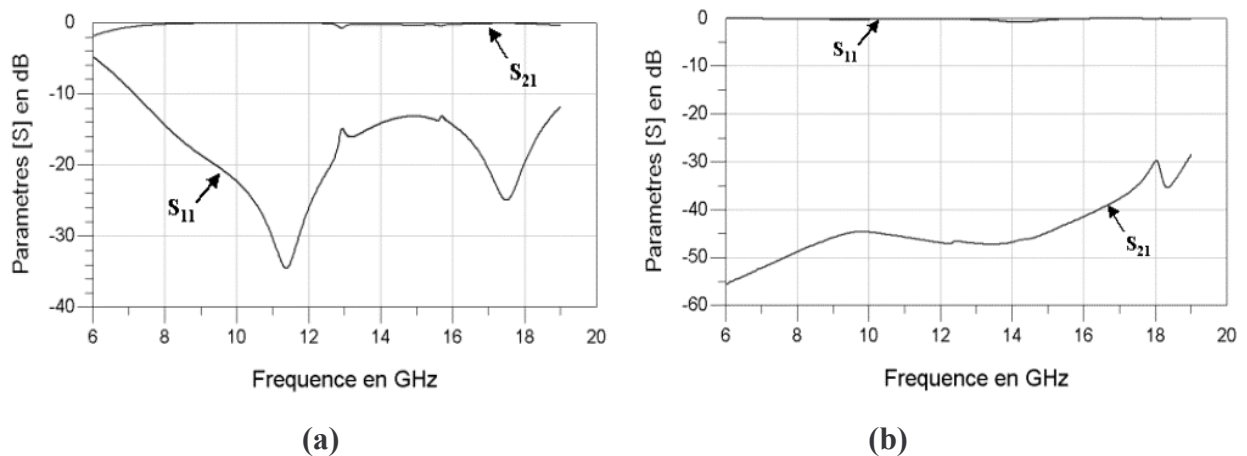


Figure IV.26 : Résultats de simulation à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b) du commutateur large bande

Les résultats présentés sont les meilleurs obtenus avec cette structure. L'isolation reste supérieure à 40dB jusqu'à 16,4GHz et supérieure à 30dB jusqu'à 18,85GHz. Les pertes à

l'état passant sont très sensibles à la valeur de C_{on}/C_{off} mais sont inférieures à 2dB de 6 à 7GHz et inférieures à 1dB au delà de 7GHz malgré la présence d'un pic parasite à 13GHz.

La contribution des stubs est délicate à observer car les recombinaisons ne sont pas aussi nettement visibles que sur la réponse du commutateur bande étroite ce qui fait que cette structure est extrêmement difficile à régler. L'isolation requise n'est donc pas atteinte. Ceci est due à l'utilisation de structures bande étroites (commutateurs à stubs) qui pénalisent la réponse à haute fréquence.

IV.5.2. PERSPECTIVES : UTILISATION DE COMMUTATEURS PARALLELES A VIAS

Afin de voir si la réponse large bande est malgré tout possible à obtenir, un circuit comprenant des commutateurs parallèles directement connectés à la masse par des vias a été étudié. L'isolation est apportée sur une bande nettement plus large que pour les commutateurs à stubs pour des pertes d'insertion équivalente. La figure IV.27 présente un commutateur à fonctionnement parallèle relié à la masse micro ruban par des vias traversant entièrement le substrat.

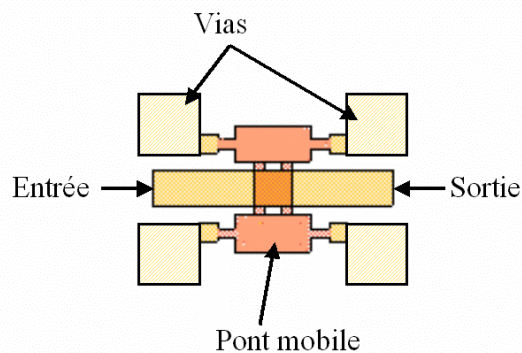


Figure IV.27 : Commutateur à fonctionnement parallèle à vias

Les résultats de simulation de ce composant simple sont présentés sur la figure IV.28. Il présente des pertes inférieures à 0,7dB à 18GHz et surtout l'isolation apportée est bien plus importante que pour la version à stubs. La fréquence du pic d'isolation obtenu à 9GHz pour le circuit présenté peut être déplacée en modifiant la largeur du pont permettant ainsi d'obtenir une isolation maximale à la fréquence désirée.

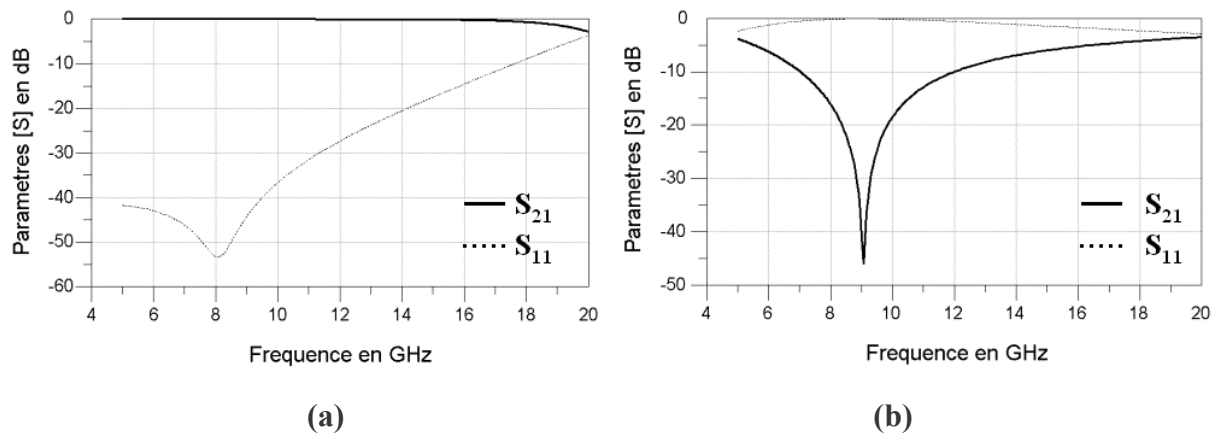


Figure IV.28 : Résultats de simulation à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b) du commutateur à fonctionnement parallèle à vias pour un C_{on}/C_{off} de 20

Ce circuit a été utilisé pour la conception du circuit large bande. Deux commutateurs parallèles à vias sont associés à deux commutateurs séries identiques à ceux présentés dans les chapitres précédents (figure IV.29). Les résultats de simulation présentés sur la figure IV.28 montrent une réelle amélioration par rapport à la version précédente utilisant les commutateurs parallèles à stubs.

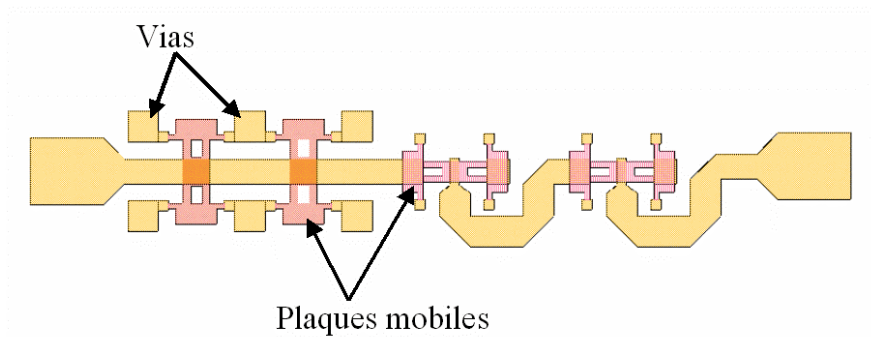


Figure IV.29 : Circuit large bande à commutateurs parallèles à vias

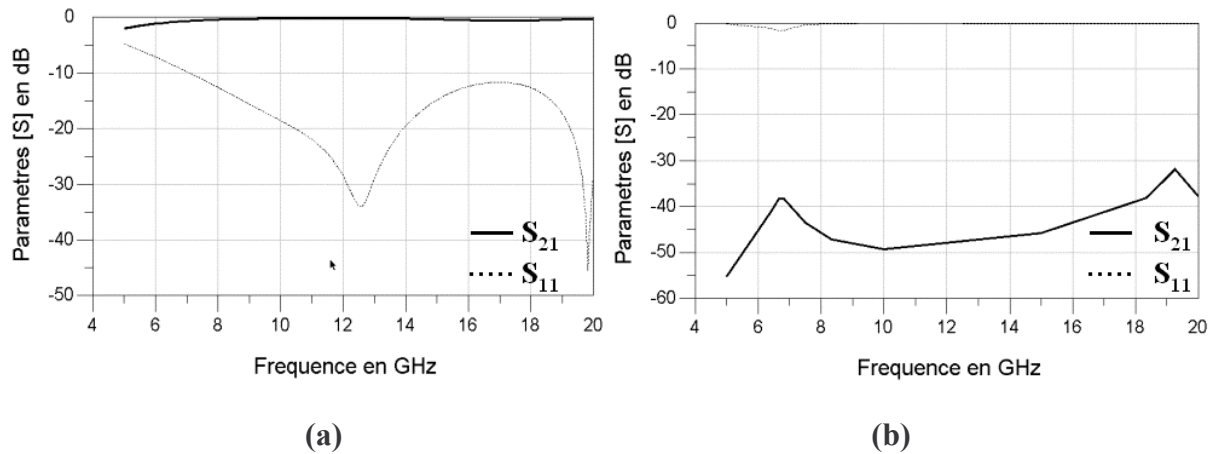


Figure IV.30 : Résultats de simulation à l'état passant (a) et à l'état bloqué (b) du commutateur large bande à vias

Ce circuit présente des pertes d'insertion inférieures à 1,15dB et son isolation à l'état bloqué reste supérieure à 39dB sur toute la bande de fréquence utile. Cette technologie paraît donc intéressante à développer pour la réalisation de la fonction large bande désirée à l'aide de circuit micro ruban.

V. CONCLUSION

Ce chapitre présente donc quatre commutateurs à forte isolation développés à partir de composants simples à fonctionnement série et parallèle. Une structure complexe à quatre plots d'ancrage et à contre électrode a été présentée.

Afin d'évaluer le potentiel de tenue en puissance des dispositifs micro électromécaniques, l'électromigration a été abordée et une étude des niveaux de courant dans des conducteurs de type coplanaire et micro ruban a été effectuée afin de limiter les problèmes liés à ce phénomène. Des calculs des forces électrostatiques ont été réalisés dans le but d'évaluer quels niveaux de puissance provoquaient l'auto actionnement et l'auto maintien.

Enfin, un commutateur série et deux commutateurs parallèles simples ont été développés et utilisés dans des circuits plus complexes afin de répondre aux spécifications des commutateurs bande étroite et large bande.

CHAPITRE V

*Résonateur et filtre accordable à fort
coefficient de qualité*

I. INTRODUCTION

Nous avons vu dans les chapitres I et II que les filtres et résonateurs accordables planaires réalisés présentaient des facteurs de qualité relativement faibles. Ceci est dû soit aux très fortes pertes apportées par les diodes varactors pour les dispositifs à semi conducteurs, soit à l'utilisation du guide d'onde coplanaire pour les circuits accordables par composants micro électromécaniques. En effet, ce moyen de transmission est très souvent choisi pour sa capacité d'intégration lorsque des circuits accordables par composants MEMS sont réalisés. Malheureusement, même sur substrat micro usiné (chapitre II), les résonateurs coplanaires présentent des facteurs de qualité rarement supérieurs à 100 lorsque l'on dépasse 10GHz.

L'utilisation des commutateurs et capacités variables MEMS sur des circuits micro rubans est moins évidente mais elle a déjà été démontrée avec succès [76]-[79] présentant ainsi des dispositifs à très faibles pertes. De plus, le guide d'onde micro ruban est en terme de coefficient de qualité largement supérieur au guide d'onde coplanaire et des valeurs de plusieurs centaines ont ainsi été démontrées dans les meilleurs cas.

Ce chapitre propose donc l'étude de deux circuits à fort Q accordables par capacités variables micro électromécaniques. Ces circuits, un résonateur et un filtre deux pôles, sont tous les deux réalisés en technologie micro ruban et ont été conçus afin d'obtenir le meilleur compromis entre facteur de qualité et bande d'accord en fréquence.

II. RESONATEUR ACCORDABLE A FORT COEFFICIENT DE QUALITE

II.1 PRESENTATION

Les oscillateurs contrôlés en tension (O.C.T.) sont des dispositifs qui nécessitent un faible bruit de phase des composants qui les constituent. Une solution à ce problème est d'utiliser un résonateur accordable à très faibles pertes grâce à l'utilisation de capacités variables MEMS à fort Q. Ce travail a été réalisé dans le cadre d'un projet financé par le CNES et a pour objectif de réaliser un O.C.T. très faible bruit.

Le résonateur fonctionnera en réflexion comme cela a déjà été démontré dans [80], [81] et [82]. Le circuit final suivra donc le schéma simplifié de la figure III.1.

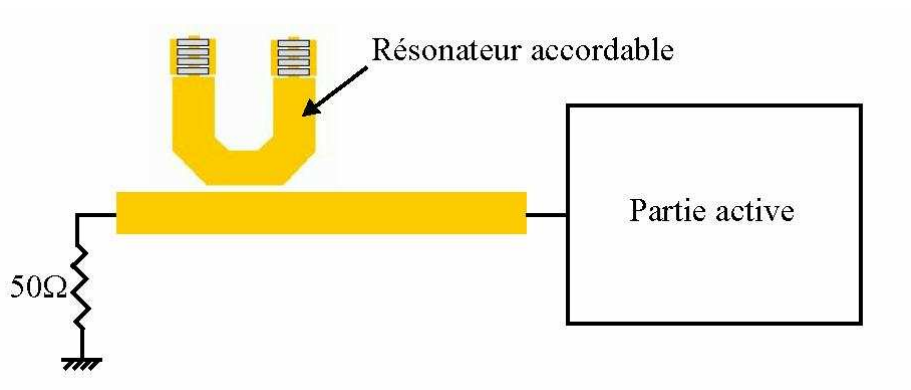


Figure V.1 : Schéma simplifié de l'oscillateur contrôlé en tension à résonateur accordable par varactors MEMS

II.2 GENERALITES

En technologie coplanaire, nous avons vu dans le chapitre I que les capacités variables et commutateurs MEMS de type pont relient les plans de masse en passant au dessus du conducteur central (figure V.2.(a)). Ce type de structure présente une forte valeur capacitive car le pont métallique est directement relié à la masse (figure V.2.(b)). Cette valeur de capacité est de l'ordre de grandeur de la capacité parasite présentée par la ligne de transmission. Une variation de la capacité du pont métallique provoque donc une modification des caractéristiques électriques du circuit coplanaire.

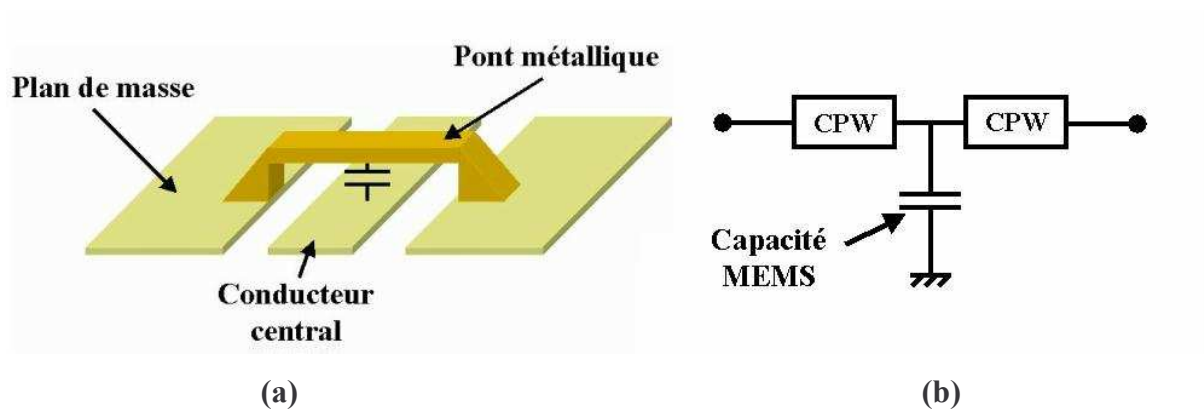


Figure V.2 : Pont métalliques implantés sur une ligne coplanaire (a) et circuit équivalent simplifié (b)

Sur des structures micro rubans, le plan de masse se trouve sous le substrat. Un pont métallique au-dessus d'une ligne micro ruban est à un potentiel flottant et ne présente donc

pas une valeur de capacité suffisante pour pouvoir modifier les caractéristiques électriques d'un circuit. En réalité, un pont métallique au-dessus d'une ligne micro ruban est relié à la masse par une capacité de très faible valeur montée en série (figure V.3).

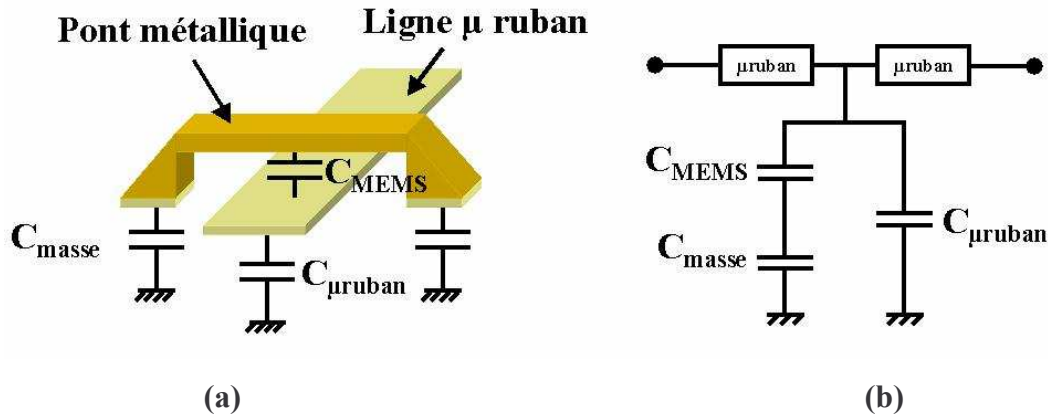


Figure V.3 : Pont métallique sur une ligne micro ruban (a) et circuit équivalent (b)

Pour avoir une influence sur le fonctionnement du circuit, la capacité variable C_{MEMS} en série avec C_{masse} doit être de l'ordre de grandeur de $C_{\mu ruban}$. On remarque que si la capacité C_{masse} est trop faible, la capacité équivalente $C_{masse} + C_{MEMS}$ est elle aussi beaucoup plus petite que $C_{\mu ruban}$ quelque soit la valeur de C_{MEMS} . Toute variation de C_{MEMS} est alors « invisible » et ne permet donc pas de modifier les caractéristiques électriques du circuit sur lequel elle est intégrée.

Une solution à ce problème est l'utilisation de via holes qui connectent directement le plan de masse inférieur au pont métallique mais cela implique des complications technologiques. Nous avons donc décidé de connecter des capacités fixes de très fortes valeurs afin d'augmenter la capacité équivalente $C_{masse} + C_{MEMS}$ sans augmenter le nombre d'étapes de fabrication (figure V.4).

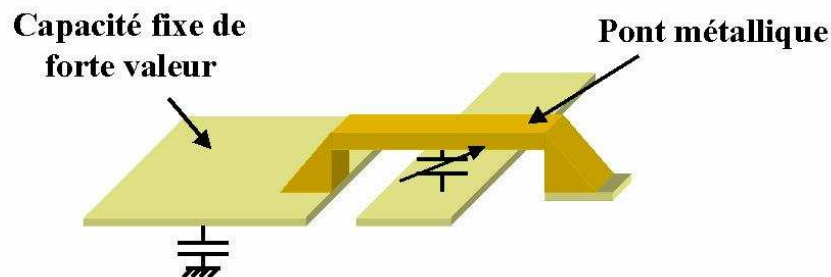


Figure V.4 : Capacité variable micro électromécanique connectée à une capacité fixe de forte valeur et intégrée sur une ligne micro ruban

Si la capacité fixe est correctement dimensionnée, elle présentera avec la capacité MEMS une valeur suffisamment forte pour que les variations de C_{MEMS} modifient le comportement du circuit micro ruban.

II.3 LES CAPACITES VARIABLES MICRO ELECTROMECHANIQUES UTILISEES

Les capacités variables micro électromécaniques utilisées pour la réalisation de ce circuit ont été développées à l'IRCOM par Denis Mercier [83] et sont présentées sur la figure V.5. Elles sont constituées d'un pont métallique passant au dessus de la ligne de transmission micro ruban. Ce pont est actionné électrostatiquement par des électrodes déportées se situant de part et d'autre de la ligne de transmission et il est épaissi localement (électrolyse partielle) afin de lui assurer un meilleur comportement mécanique et de diminuer les contraintes résiduelles. L_a représente la largeur des électrodes d'actionnement, W la largeur du résonateur sous les varactors et g_0 la hauteur initiale du pont. Leurs valeurs sont respectivement de $75\mu\text{m}$, $110\mu\text{m}$ et $2\mu\text{m}$.

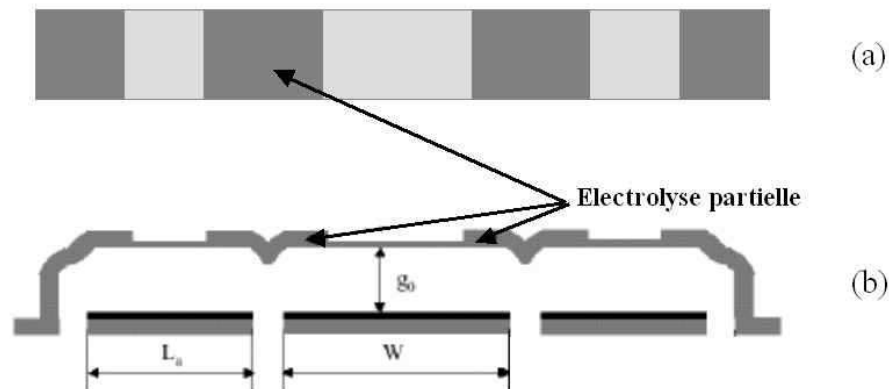


Figure V.5 : Schéma d'un varactor MEMS utilisée, vue de dessus (a), vue en coupe (b)

Des composants de ce type ont été implémentés sur des lignes de transmission coplanaire afin d'évaluer leur plage de variation en fonction de la polarisation appliquée. Les résultats de simulation et de mesure pour deux capacités variables de valeurs initiales différentes sont présentés sur la figure V.6.

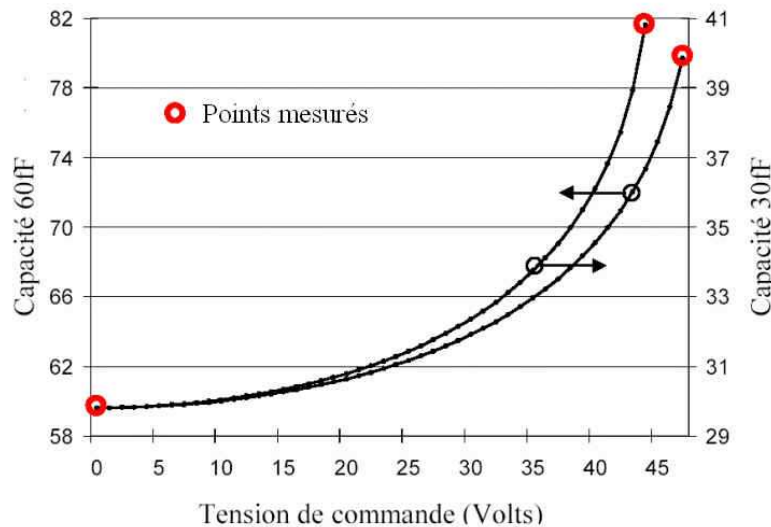


Figure V.6 : Simulations et mesures des variations de capacité pour des varactors de valeurs initiales 60fF et 30fF

Les valeurs de capacité atteintes sont de 41fF pour les varactors de 30fF et de 80fF pour celles de 60fF. Les tensions maximums qui peuvent être appliquées avant que les ponts ne s'abaissent sont respectivement de 45V et 48V.

II.4 CHOIX DU TYPE DE RESONATEUR ET IMPLANTATION

En technologie micro ruban, si l'on veut atteindre de forts facteurs de surtension, les circuits doivent être entièrement blindés afin d'éviter les pertes par rayonnement. Notre choix s'est donc porté sur la conception d'un résonateur micro ruban en U afin de gagner en compacité, encapsulé dans un blindage à semelle métallique. La figure V.7 est une représentation simplifiée de la structure finale. Elle est constituée du résonateur en U chargé par des capacités variables MEMS et entièrement blindée. Comme le résonateur doit fonctionner en réflexion, il ne comportera qu'un seul accès. Un connecteur a donc été rajouté sur cette représentation.

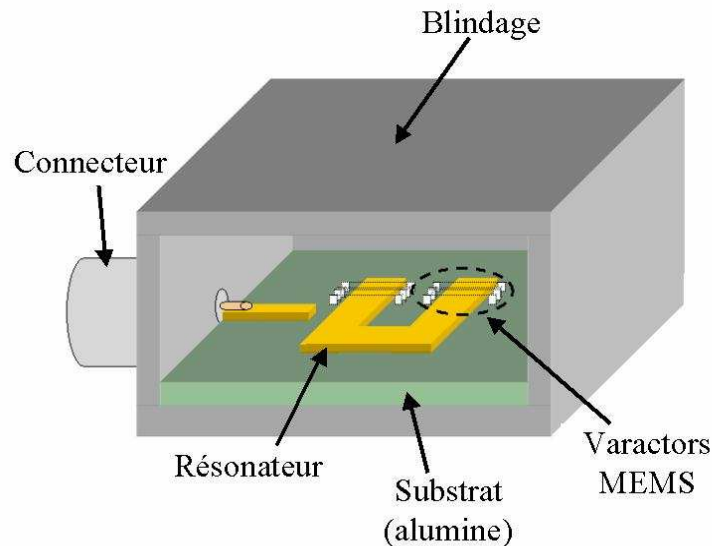


Figure V.7 : Représentation simplifiée du circuit final encapsulé

II.5 ETUDE DU COEFFICIENT DE QUALITE A VIDE

Afin d'obtenir le meilleur compromis entre l'accordabilité qui sera donnée par le nombre de varactors MEMS, la taille des capacités fixes et le facteur de qualité, l'évolution de ce dernier a été étudié en fonction des paramètres suivants : largeur du résonateur et épaisseur du substrat, nombre de capacités variables micro électromécaniques et taille des capacités fixes.

II.5.1. EN FONCTION DE LA LARGEUR DU RESONATEUR ET DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT

Cette étude préliminaire est menée de façon assez systématique lors de chaque conception de filtre et de résonateur planaire et consiste à étudier l'évolution du facteur de qualité en fonction de la largeur des résonateurs et de l'épaisseur du substrat. Le résonateur que nous avons à concevoir doit être réalisé sur un substrat d'alumine dans la perspective d'intégrer sur la même puce la partie active et la partie passive qui constitueront l'oscillateur contrôlé en tension. Nous avons donc calculé le coefficient de qualité à vide de ce résonateur pour des largeurs variant de $100\mu\text{m}$ à 1mm et pour deux épaisseurs standard d'alumine, $256\mu\text{m}$ et $635\mu\text{m}$. Les résultats de cette étude sont présentés sur les courbes de la figure V.8.

Ils montrent que le facteur de surtension est bien meilleur avec le substrat le plus épais et qu'il augmente avec la largeur du résonateur.

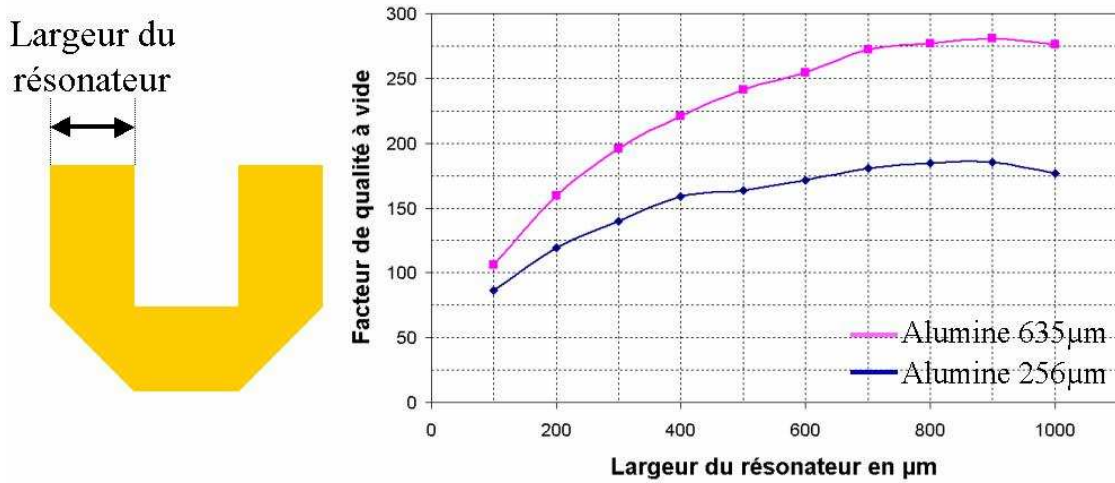


Figure V.8 : Evolution du coefficient de surtension en fonction de la largeur du résonateur et de l'épaisseur du substrat

Après ces calculs et afin d'obtenir un circuit final compact, nous avons choisi d'utiliser un résonateur de 700µm de large sur un substrat d'alumine de 635µm pour un facteur de qualité à vide de 275.

II.5.2. EN FONCTION DU NOMBRE DE CAPACITES VARIABLES MICRO ELECTROMECHANIQUES

Les varactors MEMS influencent de deux manières le facteur de qualité à vide du résonateur. Tout d'abord, elles interviennent directement par les pertes qu'elles apportent au dispositif global. De plus, la longueur des ponts métalliques qui les constituent est d'une valeur inférieure à la largeur des résonateurs. Leur intégration nécessite donc une réduction de la largeur du résonateur à ses extrémités qui peut provoquer une modification du facteur de qualité. L'ajout des capacités variables MEMS implique donc deux études sur le facteur de surtension à vide du circuit : son évolution par rapport à la longueur de résonateur sur laquelle il faudra diminuer sa largeur afin d'intégrer ces capacités variables et son évolution en fonction de leur nombre.

La première courbe (figure V.9) représente l'évolution du facteur de qualité à vide par rapport à la réduction de largeur du résonateur. La distance sur laquelle la largeur du résonateur est diminuée est fonction du nombre de capacités variables à intégrer.

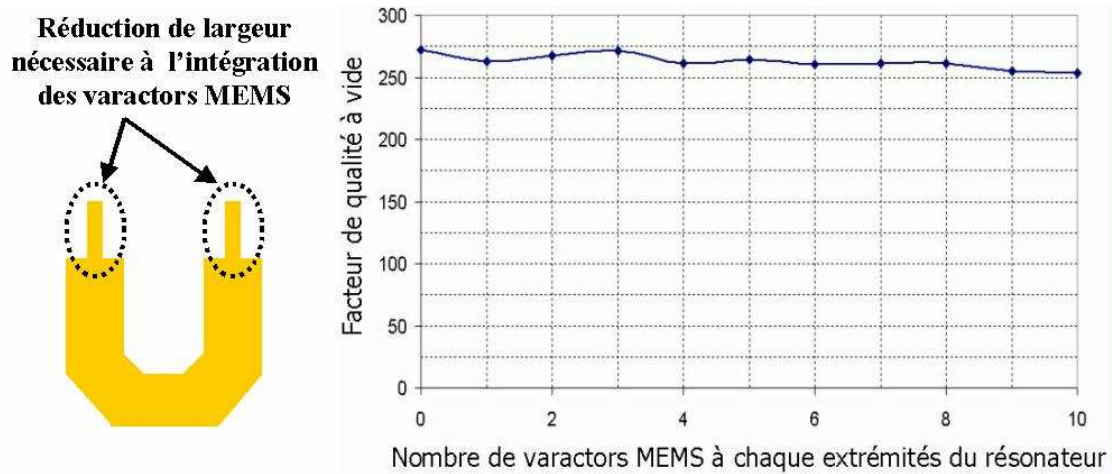


Figure V.9 : Variation du coefficient de surtension à vide en fonction de la réduction de largeur du résonateur

Il est notable que cette réduction de largeur entraîne une diminution relative de 5% à 10% dans le pire cas.

La deuxième étape consiste maintenant à étudier l'évolution directe du facteur de qualité en fonction du nombre de ponts MEMS ajoutés, en tenant compte de cette réduction de largeur. La figure V.10 nous montre cette évolution.

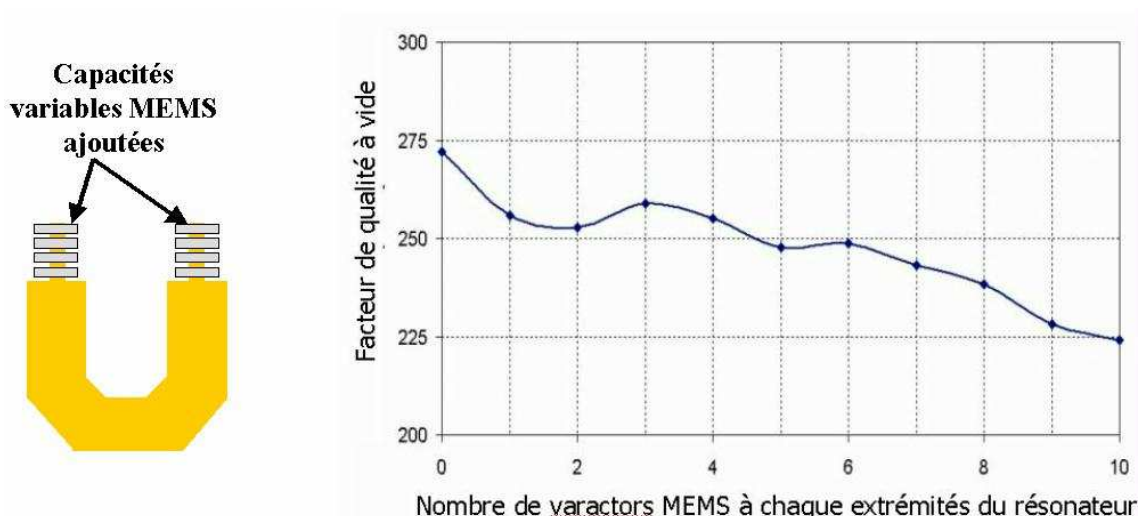


Figure V.10 : Evolution du facteur de qualité à vide en fonction du nombre de varactors MEMS

On peut remarquer que le facteur de qualité ne baisse que très légèrement avec le nombre de capacités variables, ce qui confirme le fait que les structures de type pont, qui ne sont constituées que de simples lignes métalliques et d'air, sont des dispositifs à fort Q.

Dans le même temps, l'accord relatif à vide a aussi été calculé en fonction du nombre de capacités variables MEMS. Son évolution est disponible sur les courbes de la figure V.11. On peut remarquer que l'accord augmente linéairement en fonction du nombre de varactors MEMS rajoutées, les légers écarts étant dus aux incertitudes lors des simulations et calculs numériques.

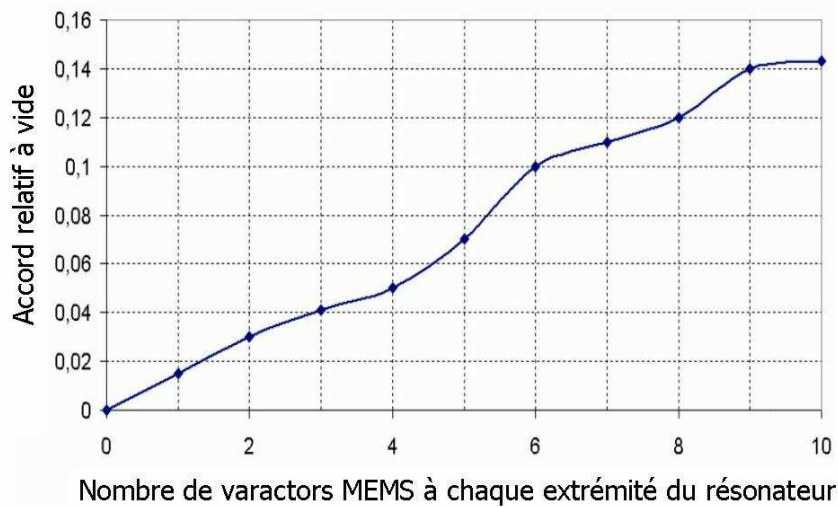


Figure V.11 : Evolution de l'accord relatif à vide en fonction du nombre de varactors MEMS

Après analyse de ces résultats et dans le but d'obtenir le meilleur compromis entre facteur de qualité et bande d'accord, notre choix s'est porté sur l'utilisation de cinq capacités variables micro électromécaniques à chaque extrémité du résonateur donnant un coefficient de qualité de 250 pour un accord relatif à vide de 7%.

II.5.3. EN FONCTION DE LA TAILLE DES CAPACITES FIXES

La dernière chose à étudier est l'influence des capacités fixes sur le facteur de qualité. Leur nécessité a été expliquée dans le chapitre III.2.2 et si l'on calcule la capacité équivalente d'une capacité fixe en série avec une capacité variable, plus la capacité fixe sera forte et plus la variation relative sur la capacité équivalente sera importante. Cette étape porte donc sur l'évolution du coefficient de qualité à vide en fonction de la surface des capacités fixes

sachant que l'accord y sera proportionnel. La courbe de la figure V.12 montre donc cette évolution.

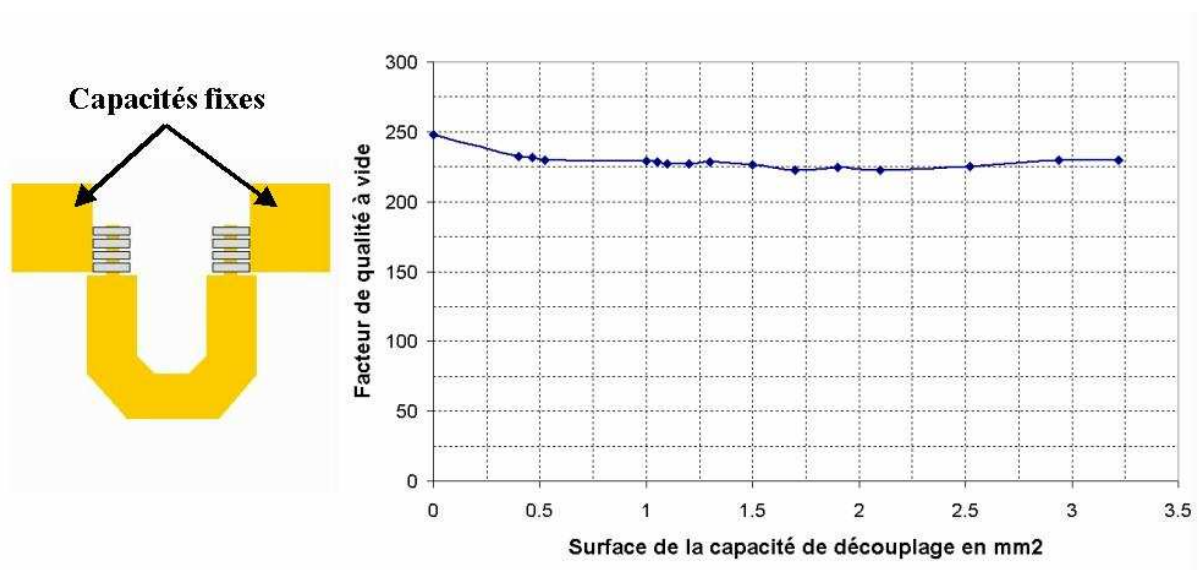


Figure V.12 : Evolution du facteur de qualité à vide en fonction de la surface des capacités fixes

Nous pouvons remarquer sur cette courbe que, quelque soit la surface utilisée, ces capacités fixes ne dégradent que très peu le facteur de qualité (d'environ 10%). Elles n'exerceront donc pas de contrainte sur la conception et pourront être dimensionnées afin de répondre aux spécifications sur l'accord sans pénaliser le facteur de qualité.

II.5.4. TOPOLOGIE FINALE

Le résonateur final ainsi que le réseau de polarisation des capacités variables est présenté sur la figure V.13. La polarisation s'établit par un réseau résistif de la même façon que pour le circuit du chapitre II, paragraphe (V.3.2).

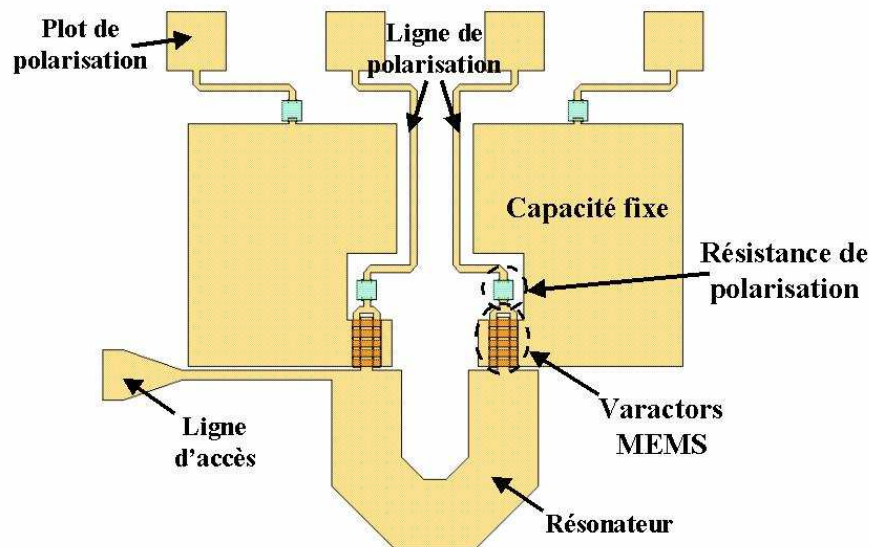


Figure V.13 : Résonateur final avec son réseau de polarisation

Pour réaliser un oscillateur, la partie passive sélective en fréquence doit être très fortement couplée à la partie active. Les capacités variables MEMS prenant place à l'endroit du résonateur où le champ électrique est le plus fort, des couplages importants n'ont pas pu être obtenus en utilisant des structures d'excitation classique par couplage électrique. C'est pour cette raison et afin d'obtenir un couplage fort que la ligne d'accès est directement connectée au résonateur.

Le réseau de polarisation, même si il induit peu de pertes, dégrade légèrement le coefficient de surtension. Ce dernier a été calculé sur le circuit final et est de 170 pour une hauteur de capot supérieur de 2,5mm. Cette valeur est largement supérieure à ce qui a été démontré avec des structures coplanaires ou avec des dispositifs à semi conducteurs à la même fréquence de fonctionnement. La surface occupée par ce circuit est de 31mm^2 .

Afin de répondre aux conditions d'oscillations, les parties actives et passives d'un oscillateur doivent présenter des admittances qui sont le conjugué l'une de l'autre. Comme l'admittance de la partie active est délicate à évaluer, nous avons conçus plusieurs résonateurs présentant des coefficients de couplage extérieur différents tout en gardant un couplage fort . Le tableau III.1 répertorie les différentes dimensions des structures d'excitation utilisées et les valeurs de coefficient de qualité extérieur obtenues.

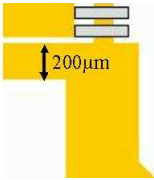
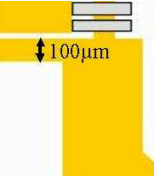
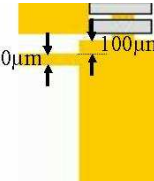
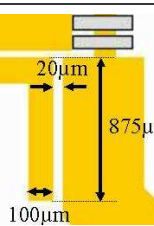
Structure de couplage et dimensions	Q_{ext}
	5
	10
	15
	20

Table III.1 : Structures de couplage, dimensions et coefficients de qualité extérieurs associés

Ce circuit a été simulé avec ces quatre structures de couplages différentes. Celles-ci n'ont que peu d'influence sur la réponse du filtre mais devrait permettre de fournir la charge la plus adaptée à la partie active de l'oscillateur. Les résultats de simulation de ce circuit pour un Q_{ext} de 20 sont présentés sur la figure V.14. Un accord relatif continu de 5,4% est obtenu pour une variation de capacité de 35%.

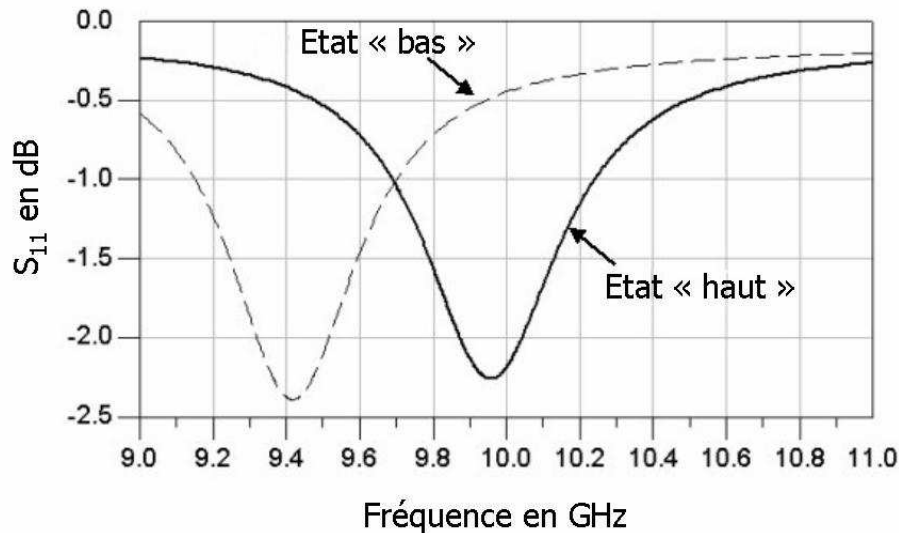


Figure V.14 : Résultats de simulation du résonateur accordable par varactors MEMS pour un facteur de qualité extérieur de 20

II.6 REALISATION ET MESURES

Ce circuit a donc été réalisé sur un substrat d'alumine de $635\mu\text{m}$ surmonté d'une couche d'environ $1\mu\text{m}$ de BCB pour la planarisation afin d'améliorer l'accroche des couches de métal. Les résistances sont réalisées par évaporation de 5nm de SiCr et constituées de carrés de $100\mu\text{m}$ de côté. Elles présentent des valeurs de résistances autour de $5\text{k}\Omega$. Le premier niveau de métallisation est constitué d'un niveau de titane (300\AA) qui constitue une plage d'accrochage pour 5000\AA d'or tous les deux réalisés par évaporation. La couche de diélectrique qui va empêcher le contact métal/métal entre les ponts mobiles et le niveau de métal inférieur est alors déposée par PLD (Ablation Laser) et constituée de 200nm d'alumine. Les capacités variables sont alors réalisées par dépôt d'une épaisseur de $2\mu\text{m}$ de résine sacrificielle puis par évaporation de Titane/Or/Titane (50\AA / 5000\AA / 50\AA). Le circuit est ensuite électrolysé afin d'augmenter l'épaisseur des ponts localement et diminuer les pertes métalliques. L'épaisseur de métallisation finale après électrolyse est de $2\mu\text{m}$. Cette seconde couche de métal est ensuite gravée et la résine sacrificielle est enlevée pour libérer les ponts. Le circuit est ensuite séché au CO_2 au sécheur à point critique.

Des photographies du résonateur, réalisées au microscope électronique à balayage, sont présentées sur la figure V.15. Elles représentent une photographie d'ensemble du

résonateur proposant un coefficient de qualité extérieur de 10. Des versions fixes (sans capacités variables) et à deux accès afin de pouvoir mesurer le coefficient de qualité à vide ont aussi été réalisées.

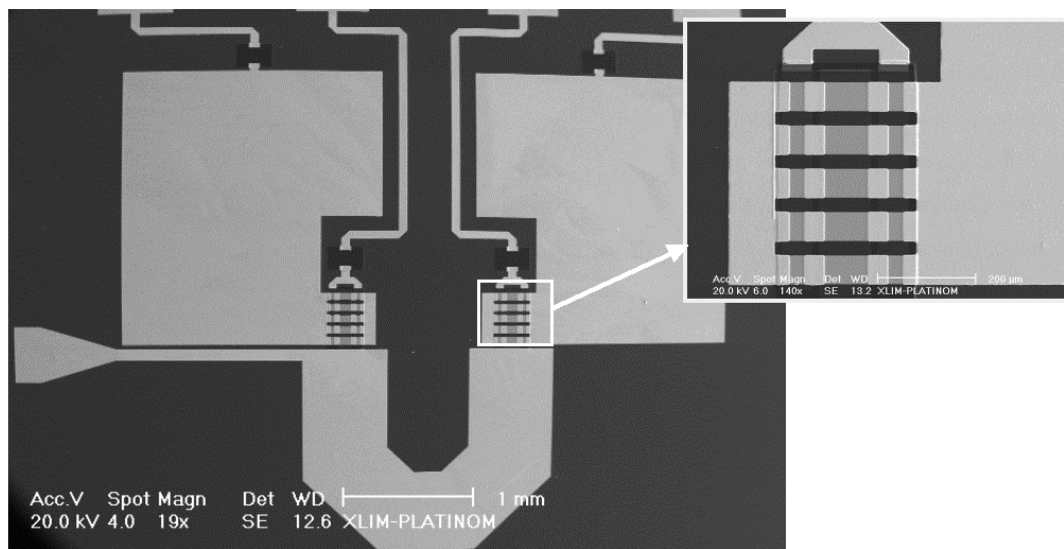


Figure V.15 : Photographie du résonateur accordable à fort coefficient de qualité

Ces circuits ont ensuite été collés sur des semelles métalliques et mis en boîtier. Un connecteur SMA est ensuite posé sur chaque ligne d'accès.

La figure V.16 est une photographie du résonateur à deux accès réalisé pour la mesure du facteur de qualité à vide. Les deux accès sont éloignés du résonateur afin que celui-ci soit très faiblement couplé avec l'extérieur. Le coefficient de qualité en charge mesuré est alors très proche du facteur de qualité à vide.

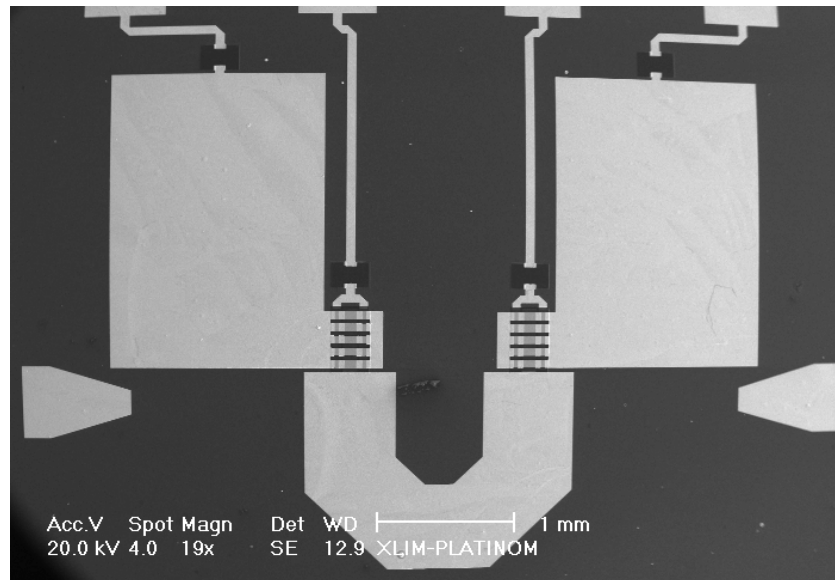


Figure V.16 : Photographie du résonateur accordable en transmission

Des mesures ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels et d'une calibration SOLT. Elles sont présentées et comparées aux simulations sur les courbes de la figure V.17.

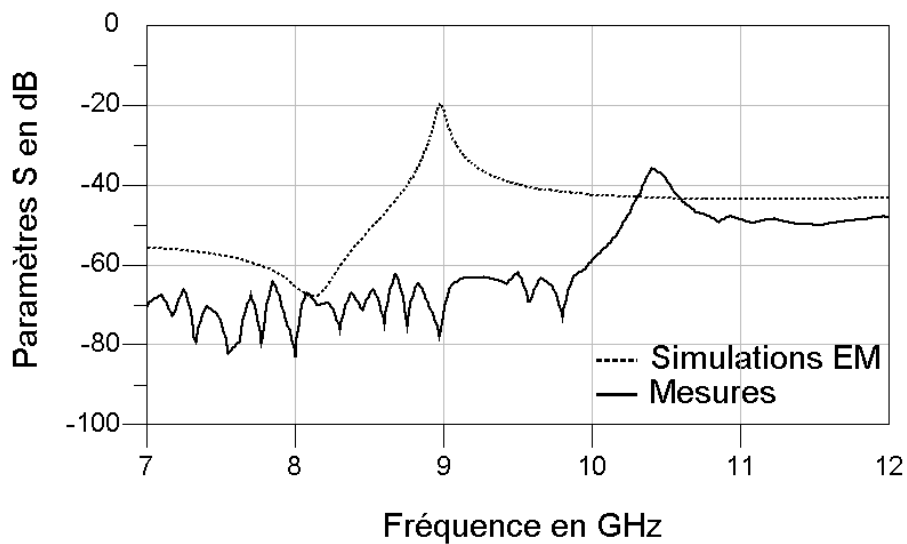


Figure V.17 : Résultats de mesures et de simulations du résonateur en transmission

On peut noter un écart de 1,4GHz sur la fréquence centrale mais la différence la plus importante est sur la valeur du coefficient de qualité. En effet, alors que les simulations donnent une valeur de 170, le facteur de qualité mesuré est seulement de 80. Cet écart peut s'expliquer par la nature du boîtier simulé qui n'est constitué que d'un seul bloc et donc par

définition « parfait » alors que le boîtier réalisé est constitué de six pièces métalliques (une par face) qui ne sont pas parfaitement jointes les unes aux autres. Les pertes apportées par ces fuites par rayonnement peuvent expliquer ce fort écart sur le coefficient de qualité.

Nous avons de plus essayé d'accorder ce filtre en fréquence mais les résistances constituées de silicium et de chrome présentaient toutes un circuit ouvert et ne laissaient donc pas passer la polarisation continue souhaitée. Les résistances des réseaux de polarisation sont généralement réalisées par le laboratoire du SPCTS, voisin de l'IRCOM et spécialisé dans les céramiques et les traitements de surface, par dépôt par ablation laser de carbone dopé. Ces résistances présentent des valeurs comprises entre $10\text{k}\Omega$ et $1\text{M}\Omega$ et sont totalement compatibles avec le procédé de fabrication utilisé à l'IRCOM. Malheureusement, en raison de difficultés techniques, nous n'avons pas pu utiliser ce procédé pour la réalisation de ces circuits et avons été obligés de développer une nouvelle méthode de fabrication de résistances pour la réalisation de ces circuits qui ne s'est pas révélée aussi fiable que la précédente. Des réalisations sont en cours pour résoudre ce problème.

III. FILTRE DEUX POLES ACCORDABLE A FORT COEFFICIENT DE QUALITE

III.1 INTRODUCTION

Afin de valider la possibilité de réaliser des circuits accordables à fort Q à l'aide de capacités variables micro électromécaniques, nous avons développé un circuit plus complexe sur un substrat faibles pertes dans le but d'obtenir un coefficient de qualité supérieur à 200. Ce circuit, un filtre deux pôles en technologie micro ruban, est constitué de deux résonateurs en U et a été conçu à l'aide d'une analyse électromagnétique. La technique d'augmentation de la charge apportée par les varactors MEMS est différente de celle utilisée pour le résonateur présenté dans le chapitre précédent mais la méthode d'encapsulation est identique.

III.2 PRESENTATION DE LA STRUCTURE

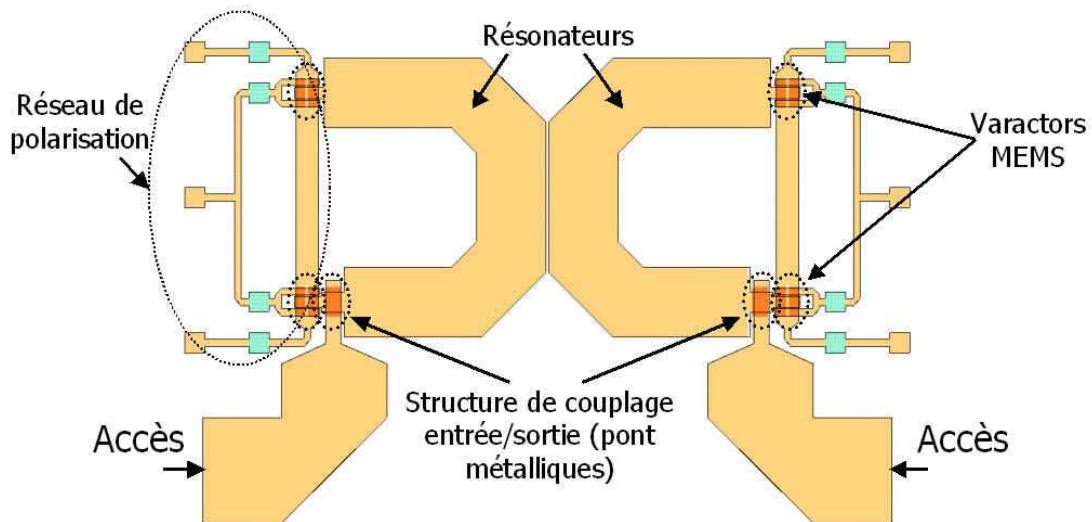


Figure V.18 : Représentation du filtre deux pôles accordable

Ce circuit est donc constitué de deux résonateurs en U en technologie micro ruban sur un substrat de silice fondue (figure V.18). Leur largeur est de $700\mu\text{m}$ et permet d'obtenir un facteur de qualité à vide simulé de 250 sur un seul résonateur découplé. Chaque résonateur est chargé à ses deux extrémités par deux varactors MEMS identiques à celles présentées dans le paragraphe III.2.3. La zone des résonateurs où le champ électrique est le plus fort étant déjà occupée par les varactors, il n'est pas possible d'obtenir des couplages extérieurs forts avec des structures classiques d'excitation par proximité. Des ponts ont donc été implémentés et passent au dessus des résonateurs pour réaliser le couplage entrée/sortie.

III.3 COUPLAGE ENTREE/SORTIE

La figure V.19 présente un schéma plus précis de la structure de couplage utilisée. Celle-ci est donc constituée d'un pont mobile passant au-dessus des résonateurs. La largeur de ces ponts a été optimisée afin que la capacité qu'ils présentent avec les résonateurs permette d'apporter les valeurs de couplage désirées.

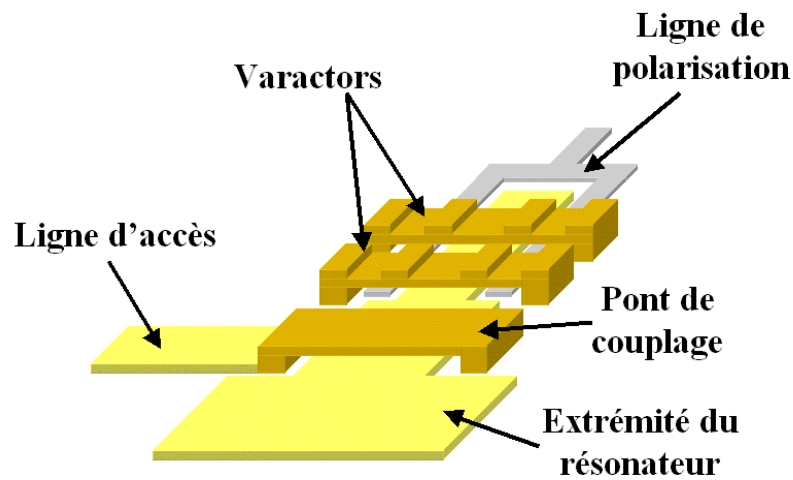


Figure V.19 : Structure de couplage entrée/sortie du filtre deux pôles accordable.

Ces ponts étant aussi des structures mobiles, ils vont permettre de réajuster la valeur du coefficient de qualité extérieur lors du décalage en fréquence. La gamme de valeurs de Q_{ext} qui pouvaient être obtenue a donc été simulée en fonction de la hauteur des ponts de couplage. Elles sont répertoriées dans le tableau V.2.

Hauteur du pont	2 μm	1,9 μm	1,8 μm	1,7 μm	1,6 μm	1,5 μm
Q_{ext}	23,72	21,97	21	19,54	18,69	17,81

Tableau V.2 : Valeurs de coefficient de qualité extérieur en fonction de la hauteur des ponts des structures d'excitation

III.4 COUPLAGE INTER RESONATEUR

Les deux résonateurs en U sont couplés par leur « milieu », zone où le champ électrique est pratiquement nul. Cette zone est représentée sur la figure V.20.

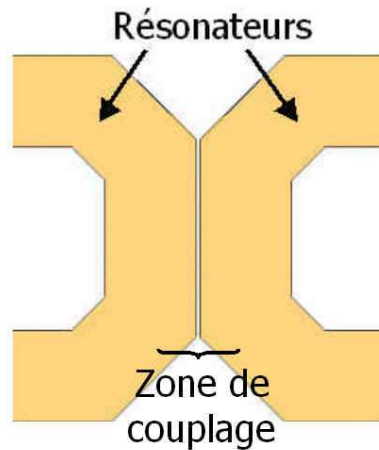


Figure V.20 : Zone de couplage inter résonateur

Le transfert d'énergie d'un résonateur à l'autre se fait donc par couplage magnétique. Dans ce type de configuration le couplage est très faible et ne permet pas d'obtenir des valeurs de coefficient de couplage inter résonateur (k_{12}) supérieure à 0,06 même en augmentant au maximum les zones des résonateurs en regard sans perturber l'implantation des capacités MEMS. Cette valeur relativement faible de k ne permettra donc pas de concevoir des filtres large bande. En effet, un filtre Chebychev deux pôles avec 0,1dB d'ondulation et une adaptation supérieure à 15dB dans la bande, doit avoir un coefficient de couplage inter résonateur supérieur à 0,1 [36] pour obtenir une bande passante relative d'au moins 10%.

III.5 CIRCUIT D'ACCORD

Nous avons vu dans le paragraphe II.2 qu'en technologie micro ruban, il était nécessaire d'augmenter la charge connectée aux capacités variables micro électromécaniques pour que leurs variations permettent de modifier le comportement électrique du circuit sur lequel elles étaient implantées. La méthode utilisée pour le filtre est différente de celle utilisée pour le résonateur. Ici, nous avons relié les capacités variables entre elles par une ligne de transmission. La figure V.21 représente ce circuit.

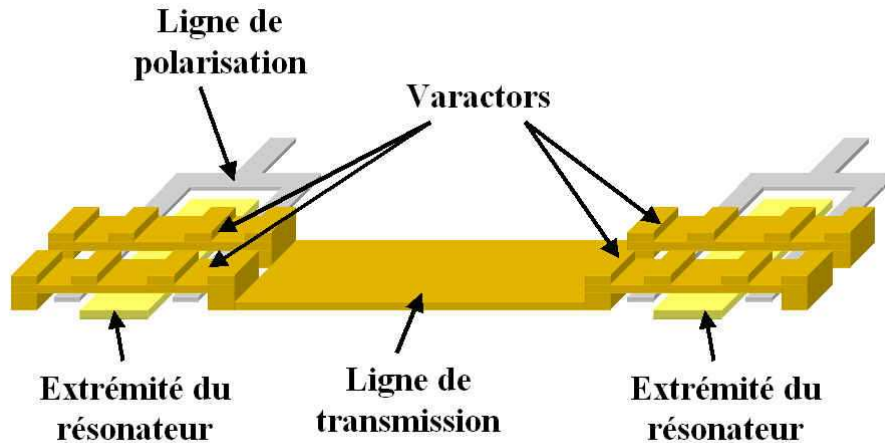


Figure V.21 : Capacités variables et circuit d'accord

Cette ligne de transmission, par le fait qu'elle relie les capacités variables entre elles et grâce à l'inductance et la capacité à la masse qu'elle présente, va permettre d'augmenter la charge présentée aux résonateurs par chaque varactor MEMS. Ce phénomène peut-être modélisé par le circuit présenté sur la figure V.22.

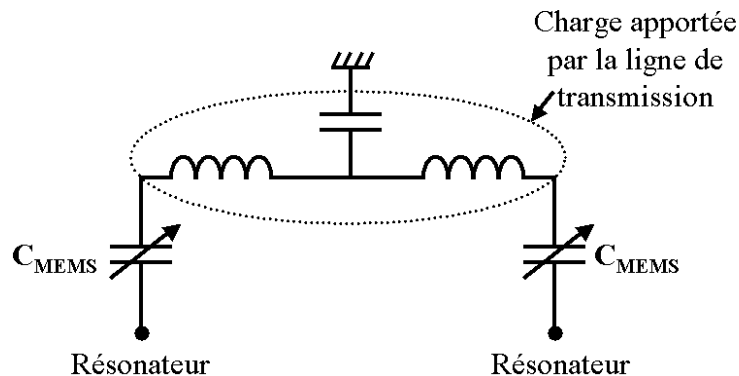


Figure V.22 : Circuit en éléments localisés représentant les capacités MEMS et le circuit d'accord

III.6 RESULTATS DE SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE

Le circuit de la figure V.18 a donc été simulé entièrement blindé et pour des hauteurs de pont des capacités MEMS variant de 2 à 1,5 μm . Cette valeur correspond à la variation de 35% mesurée et présentée paragraphe II.3. La réponse électromagnétique en paramètres [S]

pour les deux valeurs extrêmes de hauteurs de pont des capacités variables est présentée sur la figure V.23.

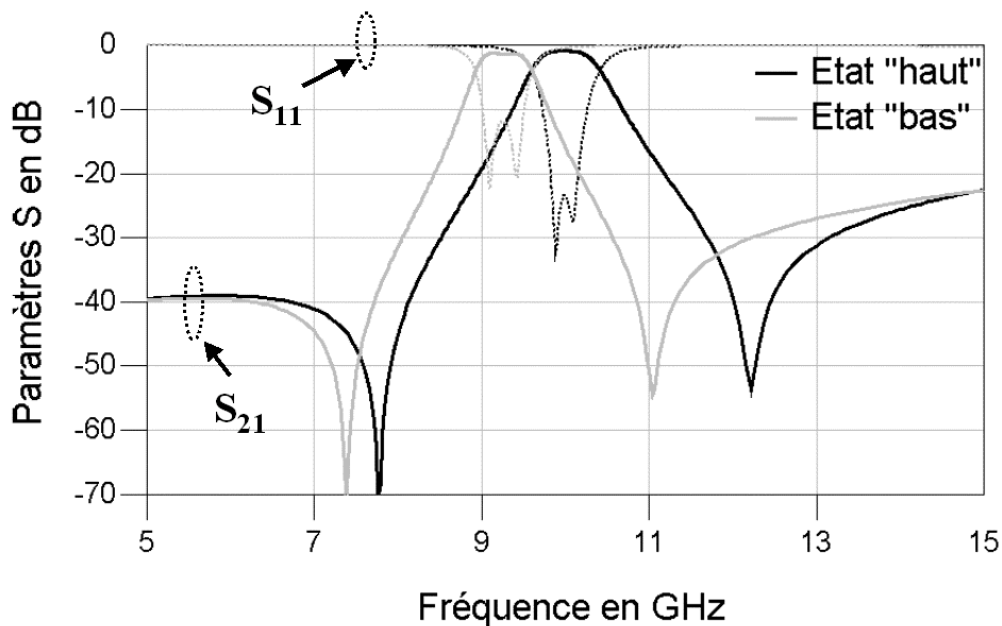


Figure V.23 : Résultats de simulation du filtre deux pôles accordables à fort Q

Un accord relatif de 7,3% est obtenu pour une variation de fréquence centrale de 9,99 à 9,25GHz. Les pertes d'insertion sont de 0,91dB à l'état haut et 1,2dB à l'état bas. On peut remarquer une légère dégradation du coefficient de réflexion sur la réponse à l'état bas. Ce phénomène est dû à la variation des coefficients de couplage avec la fréquence et sera discuté dans le paragraphe III.8

III.7 MODELE EN ELEMENTS LOCALISES ET SIMULATION CIRCUIT

Ce filtre peut être modélisé par un circuit équivalent en éléments localisés. Les couplages d'entrée/sortie sont réalisés par des capacités et le couplage inter résonateurs par une mutuelle inductance M_{12} . Les deux zéros de transmission sont obtenus par un couplage parasite capacitif reliant l'entrée à la sortie. Ce circuit est présenté sur la figure V.24.

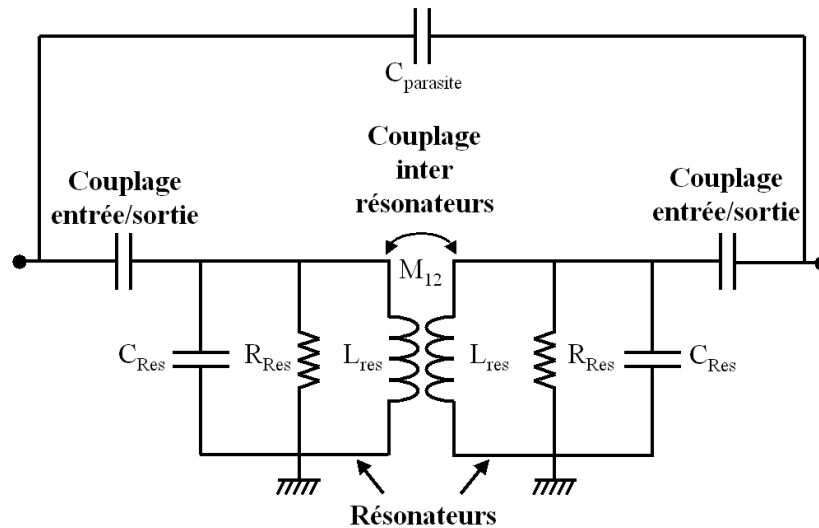


Figure V.24 : Circuit équivalent en éléments localisés du filtre deux pôles accordables

Ce circuit a été simulé pour des valeurs d'inductances de chaque résonateur normalisées à 1nH. Les valeurs des différents éléments du circuits sont répertoriées dans le tableau V.3. La réponse de ce circuit dans les deux états est présentée sur la figure V.25 et comparée aux simulations électromagnétiques.

Éléments du circuit	$C_{\text{entrée/sortie}}$	C_{Res} « haut »	C_{Res} « bas »	R_{Res}	L_{Res}	M_{12}	C_{parasite}
Valeurs	65fF	190,5fF	232fF	13,1k Ω	1nH	55pH	4,6fF

Tableau V.3 : Valeurs des éléments du circuit

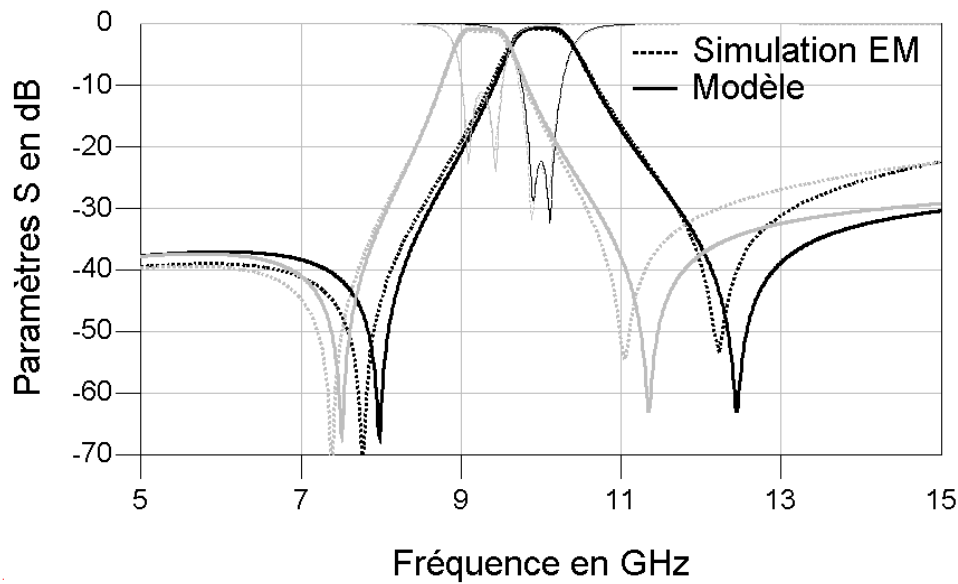


Figure V.25 : Résultats de simulation du filtre en éléments localisés

La valeur de résistance obtenue nous permet de retrouver la valeur du coefficient de qualité à vide de ce circuit qui est évaluée à 200.

III.8 ETUDE DES VARIATIONS DES COEFFICIENTS DE COUPLAGE EN FONCTION DES MODIFICATIONS DE LA FREQUENCE CENTRALE

Nous pouvons remarquer aussi bien sur les résultats de simulation électromagnétique que sur les résultats de simulation circuit que la réponse du filtre est légèrement dégradée lorsque sa fréquence centrale est modifiée. Cette modification influence principalement la largeur de la bande passante. Une étude a donc été menée afin d'évaluer les variations des coefficients Q_{ext} et K_{12} en fonction de la fréquence centrale du filtre.

III.8.1. VARIATIONS DU COEFFICIENT DE COUPLAGE EXTERIEUR Q_{EXT}

Le circuit simulé est constitué d'un seul résonateur et de la structure de couplage utilisée pour le filtre (figure V.26).

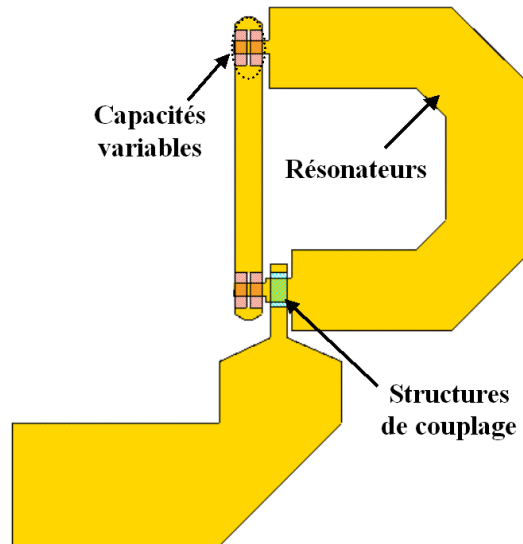


Figure V.26 : Circuit d'étude du coefficient de couplage extérieur

Ce circuit est donc étudié en réflexion. A partir de sa réponse en paramètres [S] (S_{11}), on peut obtenir la valeur du coefficient de qualité extérieur. Celui-ci évolue selon l'équation suivante :

$$Q_{ext} = f_0 / (f_{<f_0-90^\circ} - f_{<f_0+90^\circ}) \quad (1)$$

où f_0 représente la fréquence de résonance du résonateur, $f_{<f_0-90^\circ}$ la fréquence où la phase est inférieure de 90° à la phase à la résonance et $f_{<f_0+90^\circ}$ la fréquence où la phase est supérieure de 90° à la phase à la résonance. Lorsque l'on fait varier la fréquence de résonance du résonateur en diminuant la hauteur des ponts des capacités variables, la valeur de Q_{ext} est modifiée. Son évolution est représentée sur la figure V.27.

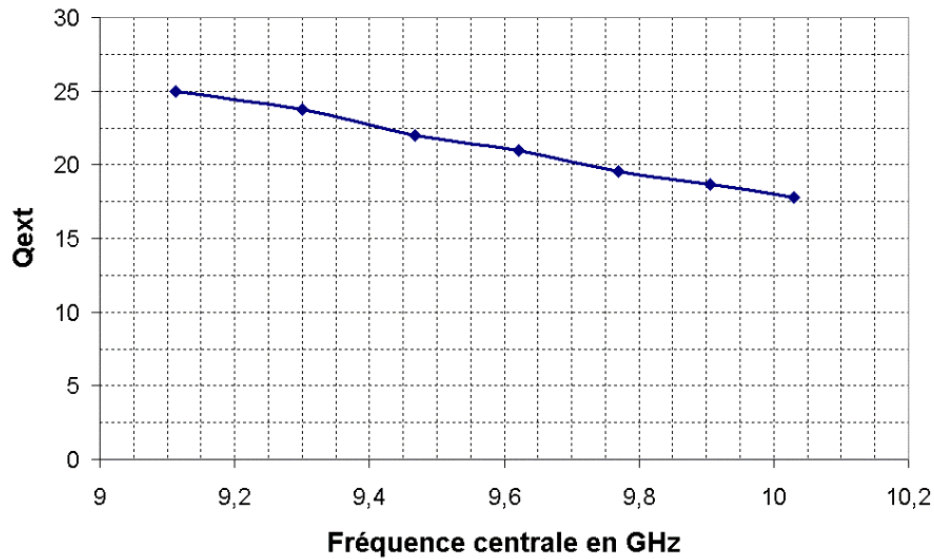


Figure V.27 : Evolution du coefficient de qualité extérieur en fonction de la fréquence de résonance du résonateur

Ces résultats prouvent que le coefficient de qualité extérieur n'est pas constant en fonction de la fréquence puisque sa variation relative est proche de 50% sur la bande d'utilisation du filtre.

III.8.2. VARIATIONS DU COEFFICIENT DE COUPLAGE INTER RESONATEURS K_{12}

L'étude du coefficient de couplage inter résonateur doit se faire avec un très faible couplage entrée/sortie. Le circuit simulé pour le calcul des variations de K_{12} en fonction de la fréquence de résonance est donc constitué de deux résonateurs excités par des lignes suffisamment éloignées pour que la réponse en transmission soit inférieure à 20dB. Ce circuit est présenté sur la figure V.28.

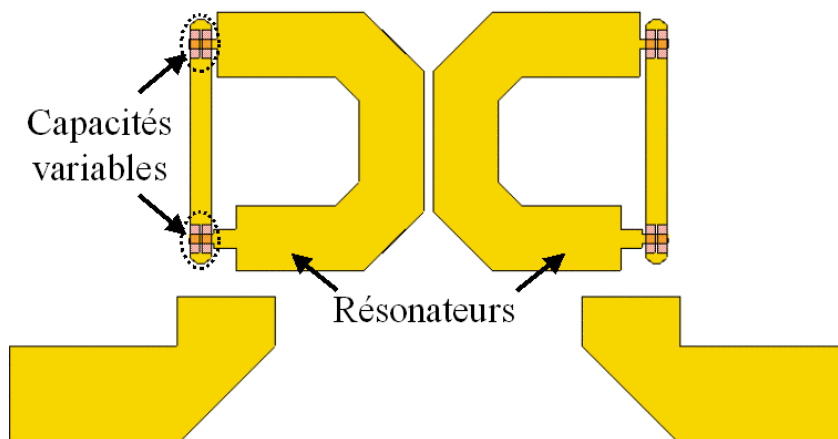


Figure V.28 : Circuit d'étude du coefficient de couplage inter résonateurs

Lorsque l'on change la hauteur des ponts des capacités variables, la fréquence de résonance de chaque résonateur est modifiée. Grâce à l'équation (2), on peut ainsi calculer l'évolution du coefficient de couplage inter résonateurs en fonction de la fréquence (chapitre II, paragraphe IV.5.3). Cette évolution est disponible sur la figure V.29.

$$K_{12} = (f_{oe}^2 - f_{oo}^2) / (f_{oe}^2 + f_{oo}^2) \quad (2)$$

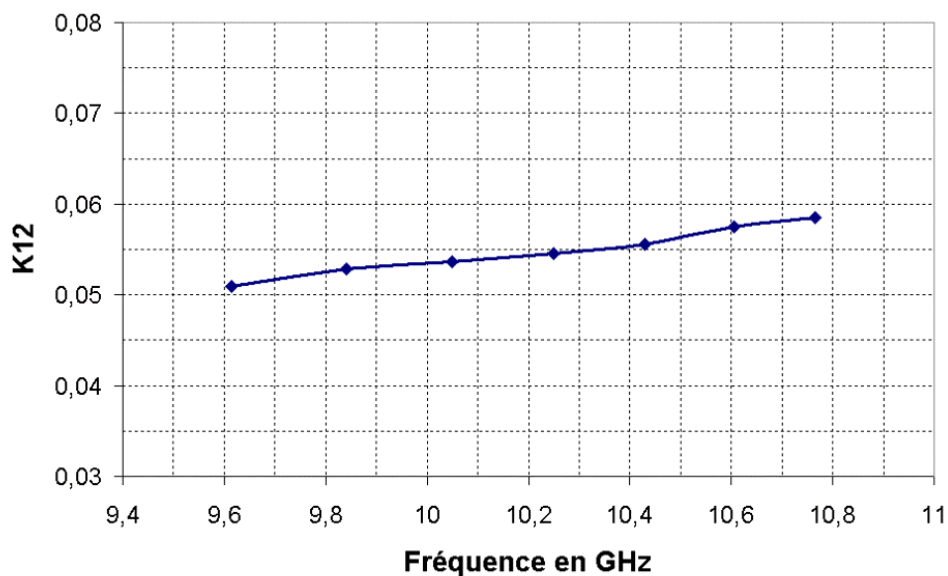


Figure V.29 : Evolution du coefficient de couplage inter résonateurs en fonction de la fréquence de résonance

La valeur de K_{12} varie peu en fonction de la fréquence. Le couplage inter résonateur a donc peu d'influence sur la dégradation de la réponse du filtre lorsque l'on fait varier sa fréquence centrale.

III.9 COMPENSATION PAR L'AUGMENTATION DU COUPLAGE ENTREE/SORTIE

Nous avons vu dans le paragraphe II.3 que la structure d'excitation utilisée permettait de faire varier le couplage entrée/sortie en diminuant la valeur de Q_{ext} ce qui permet de compenser la dégradation de la réponse basse fréquence. La figure V.30 nous montre l'évolution de cette réponse pour différentes hauteurs du pont d'excitation ($2\mu\text{m}$, $1,8\mu\text{m}$ et $1,6\mu\text{m}$) et donc plusieurs valeurs de Q_{ext} (tableau V.2).

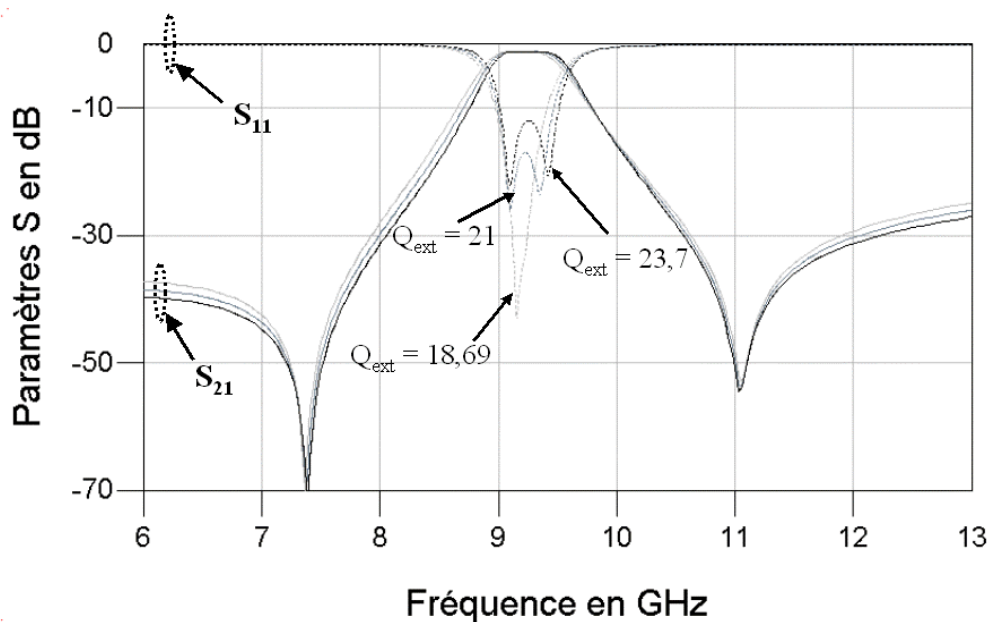


Figure V.30 : Réponse basse fréquence pour différentes hauteurs du pont d'excitation

Cette possibilité de faire varier la valeur du couplage entrée/sortie nous permet de régler la bande passante du filtre ainsi que son adaptation. La bande passante équiondulation à 0,1dB peut être ainsi modifiée de 0,35GHz à 0,22GHz pour des pertes d'insertion passant de 1,2dB à 1,1dB et des coefficients de réflexion variant de -12dB à moins de -25dB.

III.10 REALISATION ET MESURES

Le procédé de fabrication utilisé pour le filtre est identique à celui du résonateur. La seule différence réside dans la nature du substrat, qui est ici de la silice fondue, et qui ne nécessite donc pas l'étape de planarisation réalisée avec du BCB sur l'alumine du résonateur. Des photographies au microscope électronique à balayage sont présentées sur la figure V.31.

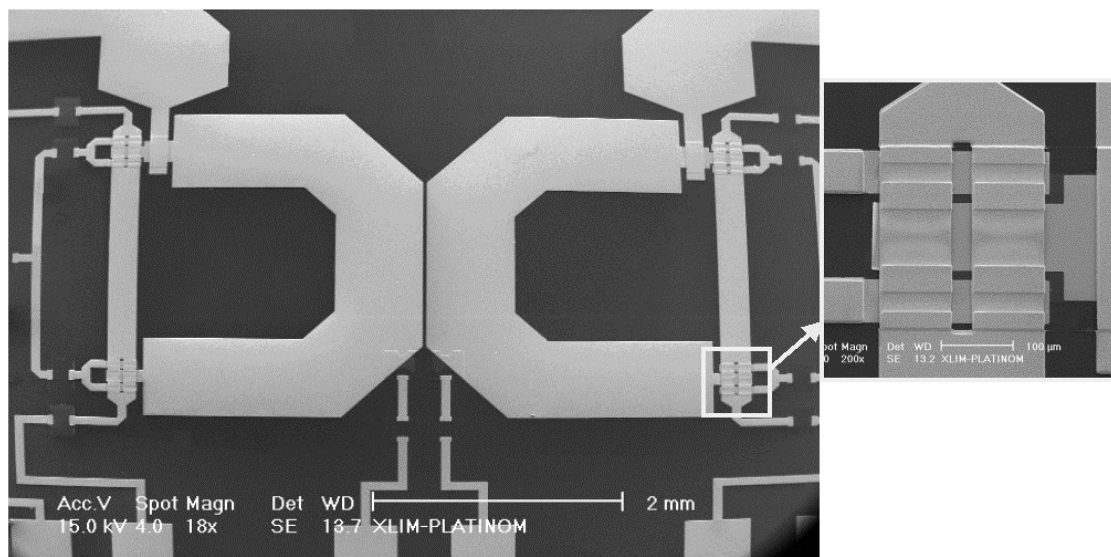


Figure V.31 : Photographie du filtre accordable à fort Q

Ce circuit a été collé sur une semelle métallique et complètement encapsulé dans un boîtier moins sujet aux fuites par rayonnement que celui du résonateur. Les résultats de mesures sont présentés sur la figure V.32.

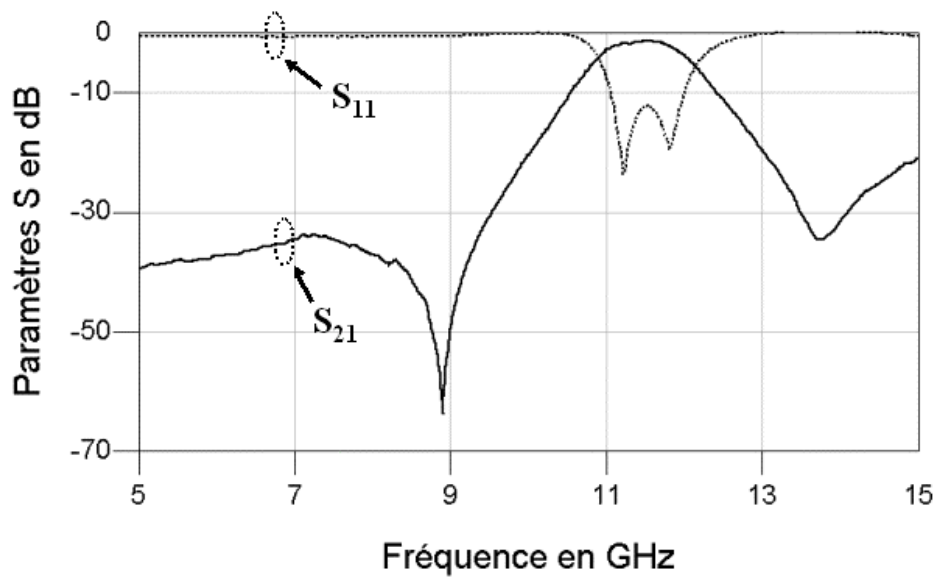


Figure V.32 : Résultats de mesures du filtre deux pôles accordables à fort Q

Comme pour le résonateur, on note un écart en fréquence centrale d'environ 1,4GHz ainsi qu'un faible élargissement sur la bande passante dérégulant légèrement le filtre et diminuant ainsi l'adaptation dans la bande. Les pertes d'insertion sont faibles et inférieures à 1,36dB. On note aussi la présence des deux zéros de transmission. Pour des raisons identiques à celles évoquées pour le résonateur, ce filtre n'a pas pu être polarisé afin de vérifier sa plage d'accord. Des rétro-simulations ont été effectuées à partir du modèle en éléments localisés présenté précédemment afin de pouvoir remonter à la valeur de coefficient de qualité de ce filtre. Malgré les difficultés de connectique inhérentes à son encapsulation, ce filtre présente un coefficient de qualité à vide d'environ 150. Ces résultats sont très encourageants et l'on peut envisager dans le cadre d'une encapsulation intégrée, de retrouver des valeurs de facteurs de qualité très proches de ce qui a été calculé en simulation.

III.11 CONCLUSION

Dans ce chapitre, l'objectif était de concevoir et de réaliser des circuits accordables à fort coefficient de qualité. Comme nous l'avons vu au cours des chapitres précédents, les capacités variables micro électromécaniques de type pont sont des composants très faibles pertes. Il paraissait donc intéressant de les intégrer dans une technologie à fort facteur de qualité. Deux circuits, un résonateur et un filtre deux pôles ont donc été conçus en technologie micro ruban totalement blindée afin de limiter au maximum les pertes.

L'accordabilité n'étant pas obtenue aussi simplement qu'en technologie coplanaire, deux méthodes d'augmentation de la charge capacitive sans utilisation de vias trous ont été présentées.

Enfin, ces deux circuits ont été réalisés et, même si les résultats obtenus ne sont pas aussi intéressants que ce qui était attendu, les très faibles pertes et le facteur de qualité élevé que présentent les mesures du filtre accordable sont très encourageants.

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont porté sur la conception et la réalisation de circuits de commutation et de circuits agiles en fréquence utilisant des composants micro électromécaniques. Ces composants, dont l'utilisation dans le domaine des hyperfréquences est très récente, ont montré qu'il pouvait remplacer avantageusement des composants déjà existants utilisant d'autres technologies et même de permettre de développer de nouvelles fonctions grâce à leurs faibles pertes, forte linéarité et grande capacité d'intégration.

Le premier chapitre a été consacré au fonctionnement des différentes « briques de base » des composants MEMS pour des applications radiofréquences. De nombreux commutateurs et capacités variables utilisant un mouvement mécanique pour réaliser leur fonction ont ainsi été présentés. Nous avons également étudié une partie des différentes méthodes utilisées pour la réalisation de circuits planaires accordables en fréquence. Des circuits à substrat ferroélectrique ou utilisant des composants à l'état solide ont ainsi été présentés et comparés aux circuits rendus accordables grâce à des capacités variables MEMS.

Les deuxième et troisième chapitres présentent une tête de réception multimédia à chaîne de redondance réalisée dans le cadre du projet TREMICROMEDIA. Tout d'abord, les différents modules de ce circuit ont été présentés en portant une attention particulière sur le filtre de réception. Nous avons donc étudié les différentes étapes de sa conception et une version accordable de ce filtre a aussi été présentée afin de montrer la facilité d'intégration des composants micro électromécaniques en technologie coplanaire.

Ensuite, différents commutateurs capacitifs de type pont ont été étudiés. Plusieurs structures de base ont donc été conçues afin d'utiliser le meilleur compromis pour la réalisation du circuit de commutation à une entrée et deux sorties qui doit assurer la fonction de redondance.

Dans la quatrième partie, nous avons étudié le potentiel des commutateurs MEMS à fonctionner sous de fortes puissances. Ces travaux ont été effectués dans le cadre du projet DGA PAMIR qui a pour objectif de réaliser une fonction SPDT grâce à des micro commutateurs MEMS en technologie planaire. Après une étude des différents phénomènes physiques qui pouvaient provoquer le dysfonctionnement sous de fortes puissances de structures mécaniquement mobiles, plusieurs circuits assurant des fonctions de commutation

complexes ont été présentés. Ainsi, deux circuits assurant les fonctions de commutation bande étroite désirée et un circuit répondant aux spécifications large bande ont été développés.

La dernière partie de ce manuscrit est liée aux très faibles pertes des capacités variables MEMS et à la possibilité de réaliser ainsi des circuits agiles en fréquence à fort coefficient de qualité. L'étude bibliographique de la première partie a montré que les circuits accordables utilisant des diodes varactors ou la technologie coplanaire présentaient des facteurs de qualité relativement faible (<100). L'objectif était donc de prouver qu'en combinant la technologie micro ruban à des capacités variables MEMS à fort Q, il était possible de concevoir des circuits accordables en fréquence et de proposer des coefficients de qualité élevés. Deux circuits, un résonateur et un filtre deux pôles ont donc été conçus et réalisés. Le filtre présente ainsi un facteur de qualité de 150 à 11,4GHz ce qui est très encourageant dans le cadre d'une encapsulation intégrée.

La suite de ce travail devient naturellement la nécessité de ne pas perdre les qualités intrinsèques de ces circuits par des éléments de blindage ou de connectique. La mise en boîtier des structures mobiles s'est jusqu'à présent réalisée au niveau composant principalement pour des objectifs d'amélioration de la fiabilité. La mise en boîtier de ces circuits améliorerait non seulement la durée de vie des composants mobiles mais aussi les performances radiofréquences.

Nous avons aussi vu que la limite sur le facteur de qualité était apportée par le filtre et non par les capacités variables. On pourrait envisager d'utiliser des structures à micro usinage de volume puisque celles-ci ont démontré qu'elles pouvaient permettre d'atteindre des coefficients de qualité de 700 en technologie micro ruban. Le facteur de qualité serait alors limité par les capacités variables ce qui permettrait de gagner un facteur deux sur la valeur que nous avons obtenue dans ces travaux et pratiquement un ordre de grandeur sur des structures coplanaires ou à diodes varactors.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **ADAM J.D., DAVIS L.E., DIONNE G.F., SCHLOEMANN E.F., STITZER S.N.**
“Ferrite devices and materials”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 50, Issue : 3, March 2002 Pages : 721-737
- [2] **HERCZFELD, P.R., DARYOUSH, A.S., CONTARINO, V.M. ROSEN, A., Turski, Z., KHANA, A.P.S.**
“Optically Controlled Microwave Devices and Circuits”
Microwave Symposium Digest, MTT-S International, Volume : 85, Issue : 1, Jun 1985 Pages : 211-214
- [3] **LUNG-HWA HSIEH, KAI CHANG**
“High-efficiency piezoelectric-transducer-tuned feedback microstrip ring-resonator oscillators operating at high resonant frequencies”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 51, Issue : 4, April 2003, Pages : 1141 - 1145
- [4] **GOLDSMITH C., TSEN-HWANG LIN, POWERS B., WEN-RONG WU, NORVELL B.**
“Micromechanical membrane switches for microwave applications”
Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International, 16-20 May 1995 Pages : 91 - 94 vol.1
- [5] **MAJUMDER S., LAMPEN J., MORRISON R., MACIEL J.**
“A packaged, high-lifetime ohmic MEMS RF switch”
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 8-13 June 2003, Pages:1935 - 1938 vol.3
- [6] **MIHAILOVICH R.E., KIM M., HACKER J.B., SOVERO E.A., STUDER J., HIGGINS J.A., DENATALE J.F.**
“MEM relay for reconfigurable RF circuits”
-

-
- Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], Volume : 11, Issue : 2, Feb 2001 Pages : 53-55*
- [7] **DUFFY S., BOZLER C., RABE S., KNECHT J., TRAVIS L., WYATT P., KEAST C., GOUKER M.**
“MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry”
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], Volume : 11, Issue : 3, March 2001 Pages : 106-108
- [8] **MULDAVIN, J.B., REBEIZ, G.M.**
“All-metal high-isolation series and series/shunt MEMS switches”
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], Volume : 11, Issue : 9, Sept. 2001 Pages : 373-375
- [9] **PACHECO, S.P., PEROULIS, D., KATEHI, L.P.B.**
“MEMS single-pole double-throw (SPDT) X and K-band switching circuits”
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International , Volume : 1 , 20-25 May 2001 Pages : 321-324 vol.1
- [10] **GUAN-LENG TAN, MIHAILOVICH R.E., HACKER J.B., DENATALE J.F., REBEIZ G.M.**
”Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 51, Issue : 1, Jan. 2003 Pages : 297-304
- [11] **GUAN-LENG TAN, MIHAILOVICH, R.E., HACKER, J.B., DENATALE, J.F., REBEIZ, G.M.**
”A 2-bit miniature X-band MEMS phase shifter”
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters] , Volume : 13, Issue : 4, April 2003 Pages : 146-148
- [12] **POTHIER A., BLONDY P., CROS D., VERDEYME S., GUILLON P., ORLIANGES J.C., CHAMPEAUX C., CATHERINOT A.**
“High Q switchable planar resonator loaded with a MEMS digital capacitance”
Microwave Conference, 2003. 33rd European , Volume: 2 , 7-9 Oct. 2003 Pages : 679-682 vol.2
-

-
- [13] **PILLANS B., ESHELMAN S., MALCZEWSKI A., EHMKE J., GOLDSMITH C.**
“Ka-band RF MEMS phase shifters”
Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters], Volume : 9, Issue : 12, Dec. 1999 Pages : 520-522
- [14] **EHMKE J., BRANK J., MALCZEWSKI A., PILLANS B., ESHELMAN S., YAO J., GOLDSMITH C.**
“RF MEMS devices: a brave new world for RF technology”
Emerging Technologies Symposium : Broadband, Wireless Internet Access, 2000 IEEE, 10-11 April 2000 Pages : 4 pp.
- [15] **PAPAPOLYMEROU J., LANGE K.L., GOLDSMITH C.L., MALCZEWSKI A., KLEBER J.**
”Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 51, Issue : 1, Jan.2003 Pages : 271-278
- [16] **PARK J.Y., KIM G.H., CHUNG K.W., BU J.U.**
“Fully integrated micromachined capacitive switches for RF applications”
Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International, Volume : 1, 11-16 June 2000 Pages : 283-286 vol.1
- [17] **MARSO M., WOLTER M., JAVORKA P., FOX A., KORDOS P.**
“AlGaIn/GaN varactor diode for integration in HEMT circuits”
Electronics Letters, Volume : 37, Issue : 24, 22 Nov. 2001 Pages : 1476-1478
- [18] **BARKER, S., REBEIZ, G.M.**
“Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 46, Issue : 11, Nov. 1998 Pages : 1881-1890
- [19] **JUN ZOU, CHANG LIU, SCHUTT-AINE J., JINGHONG CHEN, SUNG-MO KANG**
“Development of a wide tuning range MEMS tunable capacitor for wireless communication systems”
-

-
- Electron Devices Meeting, 2000. IEDM Technical Digest. International, 10-13 Dec. 2000 Pages : 403-406*
- [20] **DUSSOPT, L., REBEIZ, G.M.**
“High-Q millimeter-wave MEMS varactors: extended tuning range and discrete-position designs”
Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, Volume : 2, 2-7 June 2002 Pages : 1205-1208
- [21] **SANGHWA JUNG, KYUNGTEH KANG, JAE-HYOUNG PARK, KI-WOONG CHUNG, YONG-KWEON KIM, YOUNGWOON KWON**
“Micromachined frequency-variable impedance tuners using resonant unit cells”
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, Volume : 1, 20-25 May 2001 Pages : 333-336 vol.1
- [22] **E. S. HUNG AND S. D. SENTURIA**
“Tunable capacitors with programmable capacitance-voltage characteristic”
Solid-State Sensors and Actuators Workshop, June 1998, pp 292-295.
- [23] **KETTERL T., WELLER T., FRIES D.**
“A micromachined tunable CPW resonator”
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, Volume: 1, 20-25 May 2001 Pages : 345-348 vol.1
- [24] **DEC A., SUYAMA K.**
“Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RFIC's”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 46, Issue : 12, Dec. 1998 Pages : 2587-2596
- [25] **PEROULIS D., KATEHI L.P.B.**
“Electrostatically-tunable analog RF MEMS varactors with measured capacitance range of 300%”
-

-
- Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, Volume : 3, 8-13 June 2003 Pages : 1793-1796 vol.3*
- [26] **BORWICK R.L., STUPAR P.A., DENATALE J., ANDERSON R., CHIALUN TSAI, GARRETT K.**
“A high Q, large tuning range, tunable capacitor for RF applications”
Micro Electro Mechanical Systems, 2002. The Fifteenth IEEE International Conference on, 20-24 Jan. 2002 Pages : 669-672
- [27] **J. BRANK, J. YAO, M. EBERLY, A. MALCZEWSKI, K. VARIAN AND C.L. GOLDSMITH**
“RF MEMS-based tunable filters”
Int. J. Microwave CAE, Vol. 11, pp 276-284, September 2001
- [28] **A POTHIER, A AMMACCAPANE, D MERCIER, R SORRENTINO, J C ORLIANGES, C CHAMPEAUX, A CATHERINOT AND P BLONDY**
“High Q 3-Bit Linear Digital MEMS Capacitors”
Microwave Conference, 2004. 34th European Volume 3, 11-15 Oct. 2004
Page(s) : 1293-1295
- [29] **MATTHAEI G.L.**
“Design Theory of Up-Converters for Use as Electronically-Tunable Filters (Sep. 1961 [T-MTT])”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume : 9 , Issue: 5, Sep 1961 Pages : 425-435
- [30] **YOUNG L.**
“Microwave Filters—1965 “
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 13, Issue : 5, Sep 1965 Pages : 489-508
- [31] **MIRANDA F.A., SUBRAMANYAM G., VAN KEULS F.W., ROMANOFKY R.R., WARNER J.D., MUELLER C.H.**
“Design and development of ferroelectric tunable microwave components for Ku and K-band satellite communication systems”
-

- Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 48, Issue : 7, July 2000 Pages:1181-1189*
- [32] **TOMBAK A., MARIA J.-P., AYGUAVIVES F.T., ZHANG JIN, STAUF G.T., KINGON A.I., MORTAZAWI, A.**
“Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 51, Issue : 2, Feb. 2003 Pages : 462-467
- [33] **HUNTER I.C., RHODES J.D.**
“Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 82, Issue : 9, Sep 1982 Pages : 1354-1360
- [34] **BROWN A.R., REBEIZ G.M.**
“A varactor-tuned RF filter”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 48, Issue: 7, July 2000 Pages:1157-1160
- [35] **BYUNG-WOOK KIM, SANG-WON YUN**
“Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 52, Issue : 4, April 2004 Pages : 1279-1283
- [36] **G. MATTHAEI, L. YOUNG AND E. JONES**
“*Microwave filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*”
Norwood, MA: Artech House, 1980
- [37] **NAVARRO, J.A., CHANG, K.**
“Varactor-tunable uniplanar ring resonators”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 41, Issue : 5, May 1993 Pages : 760-766
- [38] **BARKER, N.S., REBEIZ, G.M.**
-

- “Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters-U-band and W-band designs”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 48, Issue : 11, Nov. 2000 Pages : 1957-1966
- [39] **HONG-TEUK KIM, SANGHWA JUNG, KYUNGTEH KANG, JAE-HYOUNG PARK, YONG-KWEON KIM, YOUNGWOON KWON**
“Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 49, Issue : 12, Dec. 2001 Pages : 2394-2400
- [40] **DEC A., SUYAMA K.**
“Microwave MEMS-based voltage-controlled oscillators”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 48 , Issue: 11 , Nov. 2000 Pages : 1943-1949
- [41] **ABBASPOUR-TAMIJANI A., DUSSOPT L., REBEIZ G.M.**
“Miniature and tunable filters using MEMS capacitors”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 51 , Issue : 7, July 2003 Pages : 1878-1885
- [42] **MERCIER D., ORLIANGES J.-C., DELAGE T., CHAMPEAUX C., CATHERINOT A., CROS D., BLONDY P.**
“Millimeter-wave tune-all bandpass filters”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 52 , Issue : 4, April 2004 Pages : 1175-1181
- [43] **FOUR, E., POTHIER A., CHAMPEAUX C., TRISTANT P., CATHERINOT A., BLONDY P., TANNE G., RIUS E., PERSON C., HURET F.**
“MEMS switchable interdigital coplanar filter”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 51 , Issue: 1 , Jan. 2003 Pages : 320 – 324
- [44] **POTHIER A., ORLIANGES J.-C., GUIZHEN ZHENG, CHAMPEAUX C., CATHERINOT A., CROS D., BLONDY P., PAPAPOLYMEROU J.**
-

- “Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using MEMS DC contact switches”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 53, Issue 1, Jan. 2005 Page(s) : 354-360
- [45] **DRAYTON R.F., KATEHI, L.P.B.**
“Development of miniature microwave circuit components using micromachining techniques”
Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International 23-27 May 1994
Page(s) : 225 - 228 vol.1
- [46] **ROBERTSON S.V., KATEHI L.P.B., REBEIZ G.M.**
“Micromachined self-packaged W-band bandpass filters”
Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International 16-20 May 1995
Page(s) : 1543-1546 vol.3
- [47] **ROBERTSON S.V., KATEHI L.P.B., REBEIZ G.M.**
“Micromachined W-band filters”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 44, Issue 4, April 1996 Page(s) : 598 - 606
- [48] **RUBY R.**
“Micromachined cellular filters”
Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International Volume 2, 17-21 June 1996 Page(s) : 1149 - 1152 vol.2
- [49] **BROWN A.R., REBEIZ G.M.**
“Micromachined micropackaged filter banks and tunable bandpass filters”
Wireless Communications Conference, 1997., Proceedings 11-13 Aug. 1997
Page(s) : 193-197
- [50] **BLONDY P., BROWN A.R., CROS D., REBEIZ G.M.**
“Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 46, Issue 12, Part 2, Dec. 1998 Page(s) : 2283-2288
-

-
- [51] **HERRICK K.J., SCHWARZ T.A., KATEHI L.P.B.**
"Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits"
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 46, Issue 6, June 1998 Page(s) : 762-768
- [52] **SOBOL H., SARNOFF D.**
"Radiation conductance of open-circuit microstrip"
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, November 1971
Page(s):885 - 887
- [53] **SCHROEDER W., WOLFF I.**
"Full wave analysis of the influence of conductor shape and structure details on losses in coplanar waveguide"
Microwave Symposium Digest, 1995 IEEE MTT-S International, 1995
Page(s):1273 – 1276
- [54] **HUANG J.F., KUO C.W.**
"More investigations of leakage and nonleakage conductor-backed coplanar waveguide"
Electromagnetic compatibility, IEEE Transactions on, Volume 40, Issue 3, August 1998 Page(s):257 – 261
- [55] **TSUJI M., SHIGESAWA H., OLINER A.A.**
"New interesting leakage behavior on coplanar waveguides of finite and infinite widths"
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 39, Issue 12, December 1991 Page(s):2130 - 2137
- [56] **DAS N.K.**
"Methods of suppression or avoidance of parallel-plate power leakage from conductor-backed transmission lines"
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 44, Issue 2, February 1996 Page(s):169 – 181
- [57] **MENZEL W., SCHWAB W., STRAUSS G.**
-

- “Investigation of coupling structure for coplanar bandpass filter”
Microwave Symposium Digest, 1995 IEEE MTT-S International, 1995
Page(s):1407 – 1410
- [58] **HAYDL W.H.**
“Resonance phenomena and power loss in conductor backed coplanar structures”
Microwave and Guided Wave Letters, IEEE Volume 20, Issue 12, December 2000
Page(s):514 - 516
- [59] **ZHU L.**
“Realistic equivalent circuit model of coplanar waveguide open circuit: lossy shunt resonator network”
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 12, Issue 5, May 2002
Page(s):175 - 177
- [60] **ZHU L., WU K.**
“Field extracted lumped element models of coplanar stripline circuits and discontinuities for accurate radio-frequency design and optimization”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 50, Issue 4, April 2002
Page(s):1207 – 1215
- [61] **KULKE R., WOLFF I.**
“Design passive coplanar filters in V band”
Microwave Symposium Digest, 1996 IEEE MTT-S International, Page(s):1647 – 1650
- [62] **MERCIER D., BLONDY P., CROS D., GUILLON P.**
“An electromechanical model for MEMS switches”
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International Volume 3, 20-25 May 2001
Page(s):2123 - 2126 vol.3
- [63] **DUSSOPT L., REBEIZ G.M.**
“Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors, and tunable filters”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 51, Issue 4, Part 1, April 2003
Page(s):1247 - 1256
-

-
- [64] **BARKER N.S.**
“Distributed MEMS transmission line”
Ph. D. dissertation, University of Michigan, Ann Arbor, USA, 1999
- [65] **MULDAVIN J.B., REBEIZ G.M.**
“High-isolation inductively-tuned X-band MEMS shunt switches”
Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International Volume 1, 11-16 June 2000 Page(s):169 - 172 vol.1
- [66] **GHATE P.B.**
“Some observations on the electromigration in Aluminium films”
Applied Physics Letters, Volume 11, Number 1, 1 July 1967 Page(s):14-16
- [67] **SCHNABLE G.L., KEEN R.S.**
“Failure mechanisms in large-scale integrated circuits”
IEEE Transactions on electron devices, Volume 16, Number 4, April 1969 Page(s):322-330
- [68] **BLACK J.R.**
“Electromigration – A brief survey and some recent results”
IEEE Transactions on electron devices, Volume 16, Number 4, April 1969 Page(s):338-347
- [69] <http://www.nd.edu/~micro/fig20.html>
- [70] **HARTMAN T.E., BLAIR J.C.**
“Electromigration in thin gold films”
IEEE Transactions on electron devices, Volume 16, Number 4, April 1969 Page(s):338-347
- [71] **BAI S., ROENKER K.P.**
“Early stage electromigration in gold thin films”
Journal of Applied Physics, Volume 84, Number 8, 15 October 1998 Page(s):4248-4254
-

- [72] **AUBOURG M.**
“Méthode des éléments finis appliquée à des problèmes de propagation d’ondes électromagnétiques guidées”
Thèse de Doctorat d’Etat, Université de Limoges, 1985
- [73] **HUANG J. S., SHOFNER T.L., ZHAO J.**
“Direct observation of void morphology in step-like electromigration resistance behaviour and its correlation to critical current density”
Journal of Applied Physics, Volume 89, Number 4, 15 February 2001 Page(s):2130-2133
- [74] **REBEIZ G.M.**
“RF MEMS Theory, design and technology”
John Wiley & Sons, 2003
- [75] **DEC A., SUYAMA K.**
“Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RFIC's”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume : 46, Issue : 12, Dec. 1998 Pages : 2587-2596
- [76] **REBEIZ G.M., GUAN-LENG TAN, HAYDE, J.S.**
“RF MEMS phase shifters: design and applications”
Microwave Magazine, IEEE Volume 3, Issue 2, June 2002 Page(s): 72 - 81
- [77] **HAYDEN J.S., MALCZEWSKI A., KLEBER J., GOLDSMITH C.L., REBEIZ G.M.**
”2 and 4-bit DC-18 GHz microstrip MEMS distributed phase shifters”
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International Volume 1, 20-25 May 2001 Page(s):219 - 222 vol.1
- [78] **GUAN-LENG TAN, MIHAILOVICH R.E., HACKER J.B., DeNATALE J.F., REBEIZ G.M.**
”A 2-bit miniature X-band MEMS phase shifter”
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], Volume 13, Issue 4, April 2003 Page(s):146 – 148
-

-
- [79] **RIZK J.B., REBEIZ G.A.**
“W-band microstrip RF-MEMS switches and phase shifters”
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International Volume 3, 8-13 June 2003 Page(s):1485 - 1488 vol.3
- [80] **BROWN A.R., REBEIZ G.M.**
“A Ka-band micromachined low-phase-noise oscillator”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 47, Issue 8, Aug. 1999 Page(s):1504 – 1508
- [81] **BROWN A.R., REBEIZ G.M.**
“Micromachined high-Q resonators, low-loss diplexers, and low phase-noise oscillators for a 28 GHz front-end”
Radio and Wireless Conference, 1999. RAWCON 99. 1999 IEEE 1-4 Aug. 1999 Page(s):247-253
- [82] **DUSSOPT L., REBEIZ G.M.**
“A low phase noise silicon 18-GHz push-push VCO”
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters] Volume 13, Issue 1, Jan 2003 Page(s): 4 – 6
- [83] **MERCIER D.**
“Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF ”
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, Décembre 2003
-

BIBLIOGRAPHIE
PERSONNELLE

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE**Conférences internationales**

PAILLOT T., BLONDY P., CROS D., GUILLON P.

“A novel compact coplanar filter”

Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International Volume 3, 2-7 June 2002

Page(s):1793 - 1796 vol.3

**PAILLOT T., BLONDY P., CROS D., GUILLON P., ORLIANGES J.C., CHAMPEAUX C.,
CATHERINOT A.**

“Implementation of a tunable coplanar filter”

Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International Volume 3, 8-13 June 2003

Page(s):1755 - 1758 vol.3

**PAILLOT T., BLONDY P., CROS D., GUILLON P., TRISTANT P., CHAMPEAUX C.,
CATHERINOT A.**

“A compact tunable coplanar filter”

Microwave Conference, 2002. 32rd European, Milan

POTHIER A., PALEGO C., MERCIER D., PAILLOT T., AVRILLON S., BLONDY P.

“Design and technology for RF tunable components”

*International Conférence on Electromagnetics in Advanced Applications, Turin, September
2005*

Conférences nationales

PAILLOT T., BLONDY P., CROS D., GUILLON P., PONS P., PLANA R., SAADAoui A., BARY L.

“Filtre coplanaire micro usiné sur silicium”

13 ème Journées Nationales Micro ondes 2003, Lille, Mai 2003

PAILLOT T., BLONDY P., CROS D., GUILLON P., CHAMPEAUX C., CATHERINOT A.

“Conception et réalisation d’un filtre deux pôles accordable en technologie coplanaire”

13 ème Journées Nationales Micro ondes 2003, Lille, Mai 2003

**DUBUC D., MELLÉ S., DUCAROUGE B., PAILLOT T., RABBIA L., GRENIER K., PONS P.
BLONDY P., BARY L., CALMON P., PLANA R., CAYROU J.C.**

“Conception d’un Single Pole Double Throw à base de commutateurs MEMS”

13 ème Journées Nationales Micro ondes 2003, Lille, Mai 2003

Workshop internationaux

**PAILLOT T., BLONDY P., POTHIER A., CROS D., GUILLON P., ORLIANGES J.C.,
CHAMPEAUX C., CATHERINOT A., LAPORTE C., LAPIERRE L.**

“High Q MEMS tunable 10GHz resonator and filter”

Esa-CNES International Workshop on Microwave Filters, Septembre 2004