

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS
CENTRE REGIONAL MIDI-PYRENEES

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

le **DIPLOME D'INGENIEUR C.N.A.M.**

en

ELECTRONIQUE

par

Béatrice ESPANA

Soutenu le 2004

Jury

Président:	M. Han VU THIEN	(C.N.A.M. PARIS)
Membres:	M. Henri GAY	(C.N.A.M. TOULOUSE)
	M. David DUBUC	directeur de stage (LAAS)
	Mme Katia GRENIER	membre invité (LAAS)
	M. Jean-Louis CAZAUX	membre invité (ALCATEL SPACE)
	M. Jacques ROUQUET	membre invité (ALCATEL SPACE)

Ce mémoire a été préparé au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes CNRS
7, avenue du Colonel Roche 31077 Toulouse cedex 4.

RESUME

Grâce à l'apparition des structures MEMS, l'accordabilité de filtres à faibles pertes dans le domaine millimétrique est désormais envisageable. Ce travail propose une topologie microstrip de filtres accordables à base de cellules résonantes séries à éléments semi-distribués (L-C), d'inverseurs d'impédances inductifs, de réseaux d'adaptation d'entrée/sortie. Le principe proposé est basé sur l'association d'inductances semi-distribuées en technologie Si/BCB microruban et de capacités variables de type MEMS, assurant le contrôle de la fréquence centrale et de la bande passante tout en maintenant des pertes d'insertion minimales sur la bande d'accord .

La synthèse du filtre a été effectuée, non seulement pour respecter les contraintes technologiques mais aussi afin que toutes les capacités variables MEMS aient le même rapport C_{on}/C_{off} , c'est-à-dire les mêmes dimensions verticales (hauteur du diélectrique et gap d'air). Des optimisations par simulations électromagnétiques du filtre pour des variations de la fréquence centrale de 40 GHz (MEMS à l'état bas) à 50 GHz (MEMS à l'état haut) ont été conduites sur le logiciel HFSS d'Ansoft.

MOTS CLES :

Filtres passe-bande - Structures MEMS - Filtres millimétriques – Accordables – Technologie SI/BCB - Capacités variables – Synthèse – Microruban – Rapport – Optimisation - HFSS – Analyse électromagnétique.

KEY WORDS :

Pass-band filters - Devices MEMS, , Millimeter wave filters – tunable -, SI/BCB technology - Tunable capacitors – Synthesis – Microstrip – Ratio – Optimization – HFSS – E_0M_0 analysis.

AVANT PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du groupe Composants et Intégration de Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications (CISHT) du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) CNRS de Toulouse.

Je tiens tout d'abord à remercier Olivier LLOPIS de m'avoir accueilli dans son groupe.

Je remercie plus particulièrement David DUBUC, responsable de mon stage, pour m'avoir offert l'opportunité d'effectuer ce travail et proposé un sujet aussi riche qu'intéressant.

Je remercie également Katia GRENIER, pour m'avoir apporté son aide et encadré avec disponibilité quand cela était nécessaire.

Merci à tous les doctorants du groupe, avec qui j'ai partagé tant de choses au quotidien et qui ont largement facilité mon intégration dans le groupe.

Les nouveaux thésards : Damien VENTURIN, Minh-Nhut DO, Geoffroy SOUBERCAZE, Stéphane THURIES, les nouveaux docteurs : Wah WONG, Christophe VIALON, Gilles CIBIEL et les thésards plus anciens pas encore docteurs: Gianandrea QUADRI, Benoît DUCAROUGE, Samuel MELLE, Jean-Pierre BUSQUERE, Fouad BOUCHIKRA, Abdelali RENNANE, et Mohamed AISSI

Je n'oublierai pas l'ensemble des permanents du groupe CISHT pour leur accueil. Je les remercie pour l'intérêt qu'ils ont pu manifester à mes travaux de recherches ; Jacques GRAFFEUIL, Robert PLANA, Jean-Guy TARTARIN, Laurent BARY, Anthony COUSTOU, Laurent ESCOTTE, Thierry PARRA et Eric TOURNIER.

Je tiens également à remercier Messieurs Jacques ROUQUET et Jean-Louis CAZAUX d'ALCATEL SPACE qui ont bien voulu accepter de juger ce travail malgré leur emploi du temps très chargé.

Enfin, je remercie Messieurs Han Vu THIEN, président du jury et responsable de la filière électronique du CNAM, ainsi qu'Henri GAY, membre du jury et responsable régional de la filière électronique du CNAM, pour la qualité de l'ensemble de la formation proposée.

SOMMAIRE

AVANT PROPOS.....	1
Introduction Générale.....	9
Chapitre I : Les filtres millimétriques	12
I. Introduction.....	12
I.1. Qu'est ce qu'un filtre ?.....	12
I.2. Rôle du filtre dans les systèmes	14
I.3. Critères de choix topologiques et technologique	16
II. Les technologies appliquées au filtrage	17
II.1. Les technologies volumiques	17
II.2. Les technologies intégrées	18
II.2.1. La technologie microruban	18
II.2.2. La technologie coplanaire	20
II.2.3. La filière multicouches / multi-technologies	22
II.3. La technologie SAW (Surface Acoustic wave).....	23
II.4. La technologie FBAR (Film bulk Acoustic Resonator).....	24
II.5. La filière technologiques HTS (High Temperature Superconducting)	25
III. Vers Les filtres accordables	25
III.1. Intérêt des filtres accordables.....	25
III.2. Exemples de structures filtrantes accordables.....	26
IV. Conclusion.....	32
Bibliographie chapitre I.....	34
Chapitre 2 : Les Technologies MEMS	37
I. Introduction.....	37

II.	Les technologies faibles pertes du LAAS	39
II.1.	Les structures sur membrane.....	39
II.2.	Les structures sur substrat massif.....	42
III.	Les technologies microsystèmes	44
III.1.	Le micro- usinage en surface	45
III.2.	Le micro- usinage en volume	46
III.2.1.2.	Le micro-usinage en volume face avant	48
III.2.1.3.	Le micro-usinage en volume face arrière.....	49
III.2.1.4.	Le micro-usinage en volume avec électrochimique.....	49
III.2.1.5.	Les technologies LIGA.....	50
IV.	Les micro- commutateurs MEMS	51
IV.1.	Introduction	51
IV.2.	Les systèmes d'actionnement.....	53
IV.3.	Domaines d'applications des micro- commutateurs MEMS.....	56
IV.4.	Exemples de micro- commutateurs MEMS	58
V.	Conclusion.....	64
	Bibliographie chapitre 2.....	66
	Chapitre 3 : Conception d'un filtre passe-bande accordable à base de MEMS	68
I.	Introduction	68
II.	La synthèse de filtre	68
II.1.	Gabarit de filtre	69
II.2.	Normalisation et transposition	69
II.3.	Les fonctions d'approximations en amplitude	71
II.3.1.	Approximation de Butterworth (ou maximally flat).....	71
II.3.2.	Approximation de Tchebycheff.....	71

II.4.	Le prototype passe-bas	74
II.5.	Les inverseurs d'impédances et d'admittances	80
II.6.	Les adaptateurs d'impédances.....	83
II.7.	Schéma final du filtre	87
III.	Réalisation des constituants du filtre.....	88
III.1.	Dimensionnement des inductances	88
III.1.1.	Approche théorique de la ligne microbande	89
III.1.2.	Calcul de l'impédance caractéristique.....	90
III.2.	Réalisation des inductances.....	91
III.3.	Réalisation des capacités accordables de type MEMS.....	92
III.3.1.	Capacités MEMS utilisées :	92
III.3.2.	Simulations électromagnétiques.....	96
III.3.3.	Modélisation des capacités MEMS (Schéma électrique équivalent)	97
III.3.3.1.	Configuration parallèle.....	97
III.3.3.2.	Configuration série	99
III.3.4.	Réalisation des capacités MEMS	94
IV.	Intégration du filtre.....	102
IV.1.	Dimensions des capacités MEMS	103
IV.1.1.	Choix des dimensions des capacités série et parallèles.....	103
IV.1.2.	Remplacement schéma équivalent global des capacités MEMS dans le filtre	
	104	
IV.1.3.	Validité des différentes simulations E_0M_0 des différentes capacités MEMS .	105
IV.2.	Réalisation des inductances :	105
IV.2.1.	Ligne ADS.....	105
IV.2.2.	Ligne HFSS	106

IV.3.	Présentation du filtre :	107
IV.3.1.	Présentation des performances	109
IV.3.2.	Réalisation technologique : le layout	109
V.	Conclusion.....	111
	Bibliographie chapitre 3	112
	Conclusion générale	113

Introduction Générale

La recherche d'une intégration de plus en plus poussée, et de performances accrues a permis de faire émerger une nouvelle génération de composants, utilisant le silicium non plus uniquement comme un simple substrat, mais aussi comme un matériau mécanique.

La technologie MEMS (pour « Micro Electro Mechanical Systems » : systèmes micro-électro-mécaniques) a permis de mettre à profit l'expérience acquise en microélectronique, pour réaliser des microsystèmes déformables dont le comportement mécanique module le comportement électrique.

Cette technologie, tout d'abord développé pour réaliser des micro-capteurs, a très rapidement suscité l'intérêt d'une communauté scientifique dans le domaine des hyperfréquences.

Très largement dominé par des composants semi-conducteurs, les systèmes microondes actuels souffrent d'une forte consommation de puissance, de performances parfois limitées et d'un comportement souvent non linéaire (liés à l'utilisation de ces composants semi-conducteurs). Les composants MEMS peuvent apporter une alternative, mais les semi-conducteurs sont solidement implantés dans ce domaine et difficiles à « détrôner ».

Aujourd'hui la filière MEMS doit encore démontrer le fort potentiel de ces composants, par le développement de nouveaux systèmes reconfigurables, plus performants et plus attractifs que ceux réalisés à base de semi-conducteurs. Cependant, ce développement doit rester compatible avec les procédés technologiques de fabrication MMIC, afin de favoriser une

intégration monolithique des dispositifs MEMS (plus faible coût) à des circuits réalisés dans une autre technologie.

Le développement important des systèmes de télécommunications multistandards ou multinormes conduit à la conception de nouveaux systèmes à caractéristiques commutables. Ce caractère agile se traduit par la nécessité de concevoir, entre autres, des filtres sélectifs à fréquence centrale commutable qui présentent des performances hyperfréquences améliorées tant ils sont critiques pour la qualité globale du système dans lequel ils sont insérés.

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans ce contexte. Notre objectif, a été de proposer une nouvelle topologie de filtre sélectif de fréquence centrale accordable de 40 GHz à 50 GHz (futurs fréquences d'émission et de réception des applications satellitaires) mettant à profit le potentiel de la technologie MEMS sur silicium.

L'originalité de ce travail se situe dans l'attention portée à la méthodologie de conception d'un filtre passe-bande accordable basée sur l'interaction entre l'approche de type circuit et de type électromagnétique, afin de réaliser chaque constituant du filtre et permettre leur intégration en technologie faible perte sur Silicium.

Ce manuscrit est construit de la manière suivante :

Dans un premier chapitre, nous faisons un rapide état de l'art du filtrage planaire microonde.

Dans cette partie, nous décrivons les topologies de filtres planaires, les axes de développement et d'intégration de la technologie MEMS pour obtenir des topologies de filtres accordables. Nous décrivons aussi les différentes technologies classiques mises en œuvre point de départ de solutions accordables.

Le second chapitre sera consacré à la description des technologies faibles pertes mise en œuvre au sein du LAAS.

Nous aborderons dans un premier temps la technologie coplanaire micro-usinée faible perte et faible coût et nous présenterons ensuite une technologie 3D innovante qui allie à la fois les micro-usinages de surface et de volume du silicium.

Enfin nous ferons une description de la technologie MEMS et un tour d'horizon des micro-commutateurs à membrane réalisés dans cette technologie.

Dans un troisième et dernier chapitre, nous présenterons la méthodologie de synthèse mise en œuvre pour réaliser un filtre passe-bande accordable intégrant des capacités MEMS.

Nous avons développé une méthode de synthèse permettant d'apporter à des dispositifs planaires un accord discret important, tout en conservant de très bonnes performances en terme de pertes d'insertion et d'adaptation de la bande passante quelque soit la fréquence d'utilisation du filtre.

Enfin, nous effectuerons une synthèse des bénéfices et des problèmes rencontrés au cours de ce travail et nous développerons les perspectives qui en découlent dans la conclusion générale

Chapitre I : Les filtres millimétriques

I. Introduction

1.1. Qu'est ce qu'un filtre ?

Un filtre idéal est un système qui transmet sans déformation tout signal dont le spectre utile se trouve dans l'intervalle de pulsations (ω_1 et ω_2) et élimine totalement tout signal dont le spectre est situé en dehors de l'intervalle (ω_1 et ω_2).

Suivant les valeurs de ω_1 et ω_2 , on peut déterminer quatre catégories de filtres. La Figure 1 représente les variations du module $|H(j\omega)|$ de la transmittance du filtre idéal correspondant à chaque catégorie.

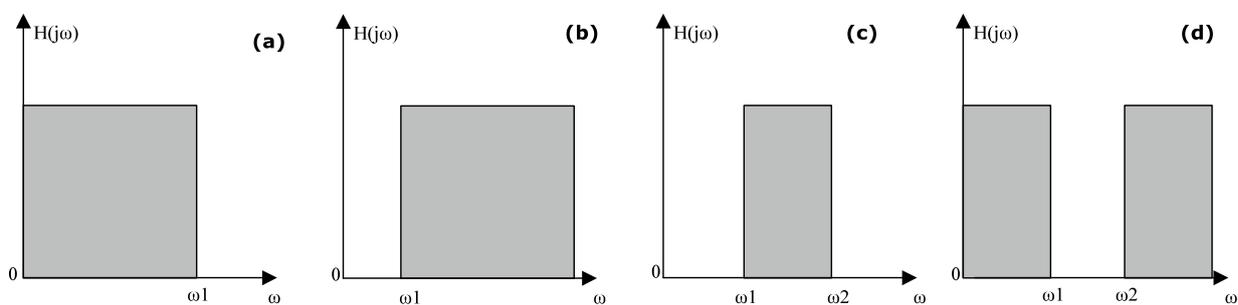


Figure 1 : Gabarit en transmission des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe-bande (c) et coupe-bande (d)

On définit alors pour le filtre :

- ✓ La bande passante : bande pour laquelle $|H(j\omega)|$ n'est pas nul ;
- ✓ La bande coupée : bande pour laquelle $|H(j\omega)|$ est nul.

En pratique la synthèse de filtre idéal est impossible ; on peut montrer qu'elle conduit à une réalisation non causale. Les filtres réalisés auront donc une transmittance $|H(j\omega)|$ différente de la transmittance idéale.

L'ensemble des contraintes concernant la transmittance $|H(j\omega)|$ conduit à définir un gabarit en amplitude et en phase.

Suivant les contraintes imposées, on peut distinguer plusieurs types de filtres :

- ✓ **Les filtres d'affaiblissements** : pour ce type de filtre, la contrainte prioritaire concerne la réponse en amplitude, le gabarit en temps de propagation de groupe n'étant en général pas spécifié ;
- ✓ **Les filtres à temps de propagation de groupe** où en plus des contraintes d'affaiblissement (gabarit en amplitude), sont imposées des contraintes de phase (gabarit en temps de propagation de groupe) ;
- ✓ **Les filtres correcteurs de phase (ou déphaseurs)** dont la réponse en amplitude est constante quelle que soit la pulsation ω (systèmes passe-tout) et dont la phase respecte les contraintes imposées.

Nous verrons plus tard (chapitre 3,&II) que par un procédé de transformation des fréquences, la réalisation de tout filtre peut être déduite de celle d'un filtre passe-bas appelé filtre prototype passe-bas. Le gabarit le plus simple du filtre prototype est le suivant :

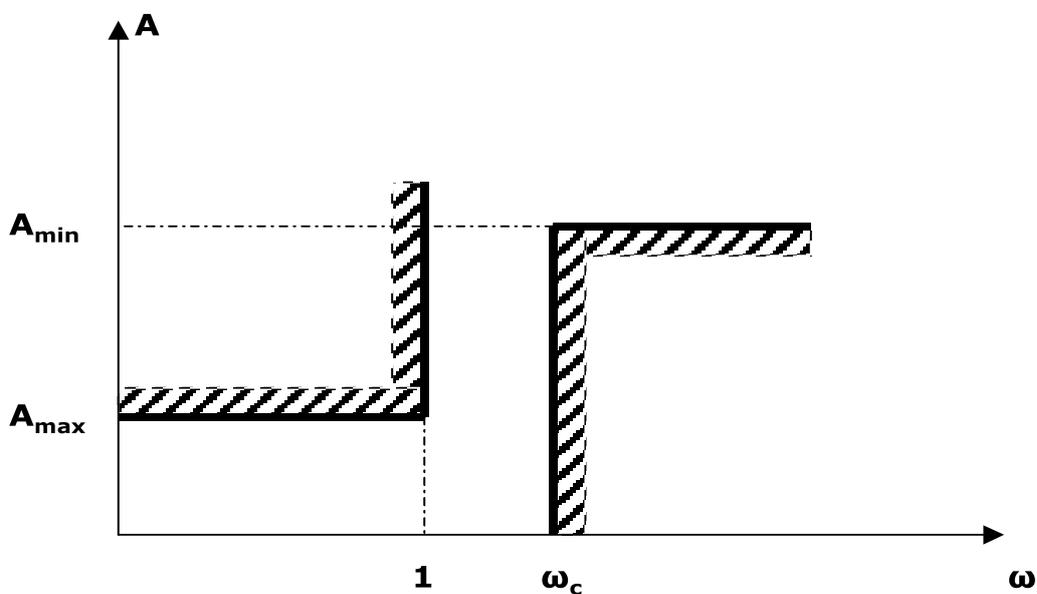


Figure 2: Gabarit d'un filtre prototype passe-bas

La bande passante s'étend du continu à la pulsation $\omega=1$, qui est la pulsation de coupure du filtre (dans toute la littérature relative aux filtres, cette pulsation de coupure est normalisée par rapport à l'unité). Le gabarit précise donc que du continu à la pulsation $\omega=1$, l'atténuation relative du filtre doit rester inférieure à la valeur A_{\max} .

La pulsation ω_c caractérise le début de la bande coupée ou atténuée (l'écart entre la pulsation de coupure et ω_c constituant la bande neutre).

Le gabarit indique qu'au-delà de la pulsation ω_c l'atténuation relative du filtre doit être supérieure à A_{\min} .

Les filtres sont donc des dispositifs qui sélectionnent, éliminent ou séparent des signaux dans des bandes de fréquences prédéfinies. Ils constituent donc des éléments fondamentaux dans de nombreux systèmes de transmission en radiofréquence et en hyperfréquence (radio-mobiles, satellites, radars...).

1.2. Rôle du filtre dans les systèmes

Le rôle du filtre dans les systèmes est fondamental puisqu'il s'agit de débarrasser d'un signal utile toutes les composantes parasites, qui peuvent provenir de sources diverses. Elles peuvent être externe, c'est-à-dire apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même.

Selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème. Les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres, et de ce fait, une bonne séparation de ces signaux est nécessaire. Dans ces cas, on fait appel à des techniques de filtrage.

A la vue du synoptique Figure 3, le rôle du filtre paraît essentiel. En effet nous pouvons le retrouver à plusieurs niveaux.

Dans le duplexeur tout d'abord où des fonctions passe-bande permettent d'assurer l'isolation entre les voies d'émission et de réception.

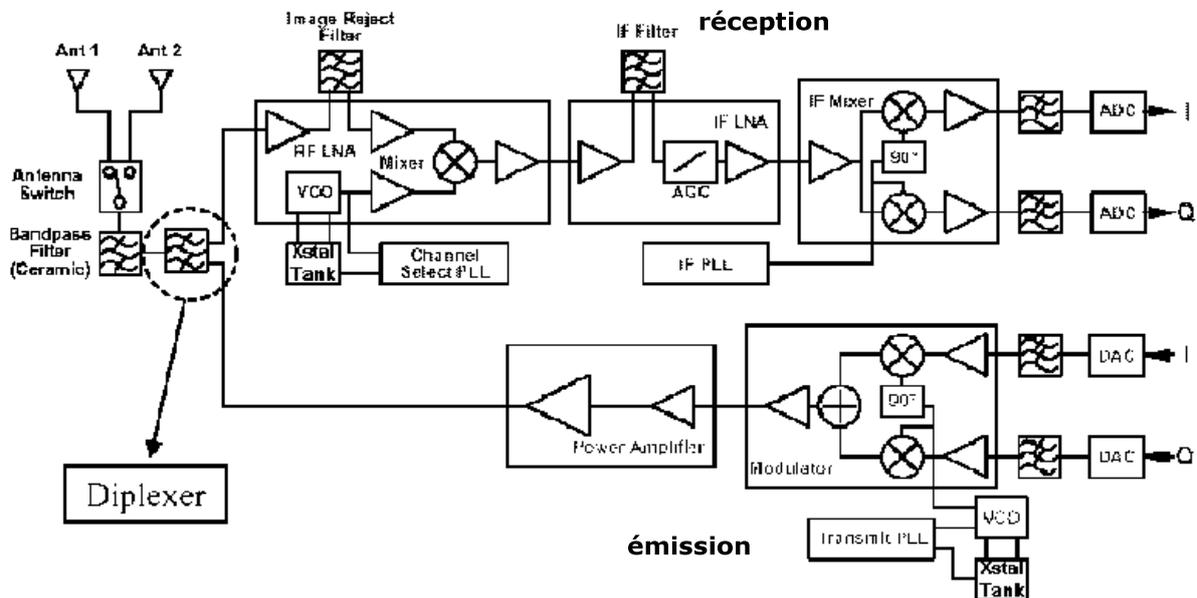


Figure 3: Synoptique d'un module émission / réception

Au niveau de la chaîne de réception, le filtre de réception du duplexeur permet de sélectionner le signal désiré tout en atténuant les fréquences parasites qui lui sont adjacentes.

Le filtre Rx est chargé quant à lui d'éliminer la fréquence image avant la transposition en fréquence intermédiaire.

A cela il faut ajouter l'utilisation des filtres dans les systèmes de multiplexage. En effet, pour des antennes recevant plusieurs signaux, les systèmes de multiplexage fréquentiels permettent de séparer les différentes voies reçues par l'intermédiaire de filtre passe-bande.

1.3. Critères de choix topologiques et technologique

Le choix de la topologie et de la technologie du filtre à réaliser se fait selon un certain nombre de critères. Ces critères sont d'ordre :

- Electriques :
 - ✓ Largeur de bande passante
 - ✓ Fréquence centrale
 - ✓ Ondulation dans la bande
 - ✓ Atténuation hors bande
 - ✓ Pertes dans la bande passante
 - ✓ Réjection
- Physiques :
 - ✓ Encombrement
 - ✓ Poids
 - ✓ Tenue en puissance
 - ✓ Stabilité mécanique
 - ✓ Sensibilité en température
- Economique
 - ✓ Coût de conception
 - ✓ Coût de production
 - ✓ Coût de réglage
 - ✓ Possibilité d'adaptation à plusieurs standards

Par exemple, si nous reprenons le cas du module d'émission réception présenté précédemment, le filtre de transmission du duplexeur doit répondre à plusieurs contraintes. Il doit être suffisamment sélectif pour permettre de rejeter les fréquences adjacentes afin de

perturber le moins possible la chaîne de réception tout en ayant des pertes d'insertion les plus faible possible pour ne pas dégrader le facteur de bruit de la chaîne de réception. De plus, il doit éliminer les fréquences harmoniques voisines générées par le mélangeur afin de ne pas brouiller les systèmes de réception voisins et ainsi répondre aux normes en vigueur.

La tendance des concepteurs de systèmes électroniques est d'aller vers le tout intégré. Ceci implique pour les systèmes télécoms que les filtres et résonateurs qui constituent la partie RF soient intégrés dans la même puce que la partie traitement de l'information

De nombreuses technologies sont disponibles pour la réalisation de fonction de filtrage. Dans le paragraphe suivant nous allons présenter les différentes technologies appliquées au filtrage.

II. Les technologies appliquées au filtrage

Ces technologies peuvent être classées selon trois grandes catégories : les technologies volumiques, intégrées, et d'autres technologies innovantes comme SAW (Surface Acoustic Wave),FBAR, supraconductrices .

Chacune de ses catégories trouvant leur intérêt en fonction des besoins réels des systèmes dans lesquels les fonctions seront implantées.

II.1. Les technologies volumiques

Les technologies volumiques sont basées sur l'utilisation de guides d'ondes rectangulaires ou circulaires, de résonateurs diélectriques ou de cavités métalliques. Ces technologies sont les plus adaptées au filtrage à bande étroite pour les signaux de forte puissance. De plus les pertes associées à ce type de structures sont faibles car ils utilisent l'air dont les propriétés isolantes

sont remarquables. D'autre part leur section est relativement grande, ainsi les pertes par effet joule sont faibles.

En contre partie, le principal inconvénient des technologies volumiques réside dans leur encombrement et leur poids importants. De plus, les filtres volumiques sont complexes à mettre en œuvre, ils requièrent un traitement mécanique spécial et un réglage après réalisation. Cette procédure de réglage contribue fortement à une augmentation des coûts de production.

Dans la mesure où le transport de puissance n'est pas un paramètre essentiel du dispositif à réaliser, l'utilisation des technologies planaires constitue une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement liés aux technologies volumiques.

II.2. Les technologies intégrées

Parmi ces technologies, nous pouvons distinguer les technologies microruban, coplanaires, multicouche / multitechnologies, chacune d'entre elles ayant ses spécificités propres tant au point de vue géométrique que physique.

II.2.1. La technologie microruban

La structure microruban est couramment utilisée pour la réalisation de circuits hyperfréquences. Elle est composée d'un conducteur chaud situé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, le plan de masse étant situé sur la face inférieure.

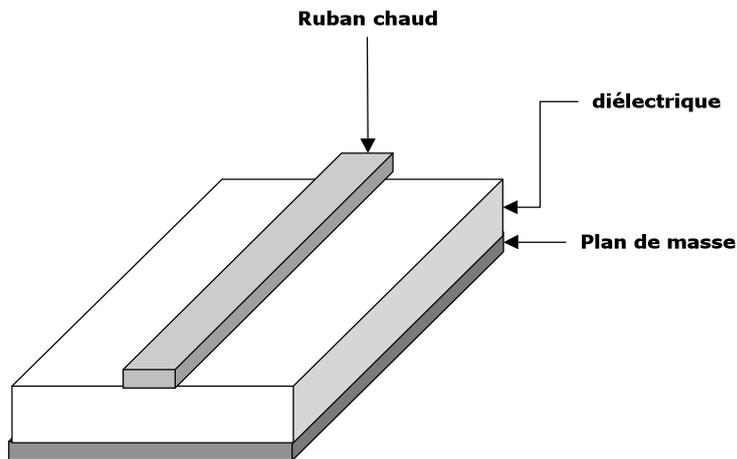


Figure 4: Ligne microruban

Le procédé technologique mis en œuvre pour la réalisation des motifs est relativement simple, toutefois il comporte un certain nombre d'inconvénients. En effet, si la connexion des composants en série reste simple, il n'en est pas de même pour leur implantation en parallèle compte tenu de la présence du plan de masse en face arrière.

La réalisation de court-circuits par retour de masse se fait à l'aide de trous métallisés. L'influence de tels trous métallisés sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable compte tenu des effets parasites qu'ils génèrent.

Du point de vue du comportement électrique, les lignes microruban sont relativement dispersives. Enfin, une fois les caractéristiques du substrat choisies, la plage d'impédances caractéristiques réalisables est relativement restreinte, compte tenu des largeurs importantes pour les impédances capacitives (lignes larges avec apparition de modes supérieurs et d'effets parasites), et de la résolution des procédés de gravure pour les impédances inductives (lignes fines).

II.2.2. La technologie coplanaire

La technologie coplanaire repose sur des structures où le plan de masse et le ruban chaud sont situés sur la même face du substrat (cf Figure 5).

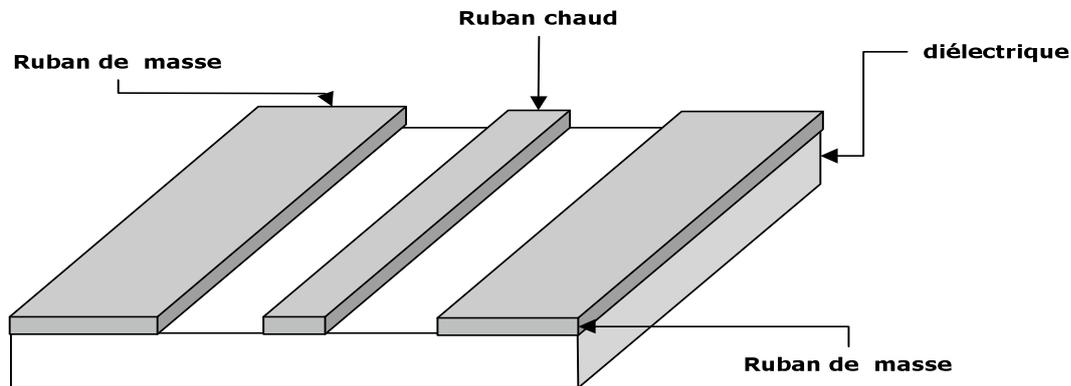


Figure 5: Ligne coplanaire

La technologie coplanaire est généralement utilisée pour la réalisation de dispositifs dans le domaine millimétrique.

Le mode pair de la ligne coplanaire est un mode quasi-TE dispersif et le mode impair est un mode quasi-TEM peu dispersif. Même si l'utilisation conjointe des deux modes n'est pas à négliger, c'est en général le mode impair qui est utilisé du fait de sa faible dispersion.

Avec l'hypothèse souvent vérifiée d'une propagation de type TEM ou quasi-TEM, les tensions présentes en un point le long des lignes sont soit de même polarité, engendrant un mode pair, soit de polarité opposée engendrant un mode impair. La vitesse de propagation des modes est identique si le diélectrique constitutif du substrat des lignes microruban est uniforme.

Mais les distributions des champs électrique et magnétique (cf Figure 6) sont différentes selon les modes pair (symétriques) ou impair (antisymétriques), et sont caractérisées par une impédance proche à chaque mode :

- ✓ Z_{0e} impédance caractéristique d'une ligne par rapport à la masse, les deux lignes étant polarisée de façon identique (l'indice e communément utilisé faisant référence à *even*) ;
- ✓ Z_{0o} impédance caractéristique d'une ligne par rapport à la masse, les deux lignes étant polarisée en opposition (l'indice o faisant ici référence à *odd*).



Figure 6: Répartition du champ électrique

Afin de filtrer le mode pair il est nécessaire de forcer le potentiel entre les deux plans de masse à la même valeur. L'utilisation de ponts comme filtre de mode est l'un des principaux inconvénients d'une telle technologie, puisqu'elle requiert un processus technologique supplémentaire. Cet aspect est pénalisant d'un point de vue technologique car il faut pouvoir assurer une bonne continuité de masse sur l'ensemble de la structure.

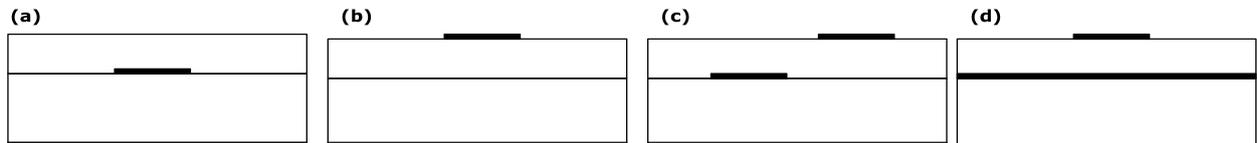
Malgré ces inconvénients, la technologie coplanaire possède de réels avantages :

- ✓ Les lignes coplanaires sont moins dispersives que les lignes microruban, ce qui est un atout indéniable pour une utilisation aux fréquences millimétriques.
- ✓ La facilité de report de composants (actifs ou passifs) en parallèle ou en série.
- ✓ L'élimination des trous métallisés et par conséquent des effets parasites associés.
- ✓ La possibilité d'assurer un fort découplage entre les lignes compte tenu de la présence du plan de masse sur la même face du substrat.
- ✓ La souplesse de conception liée à la possibilité de réaliser une même impédance caractéristique avec différents dimensionnements de lignes.

II.2.3. La filière multicouches / multi-technologies

Les technologies multicouche / multi-technologie sont composées de différents niveaux de conducteurs et de diélectriques superposés et peuvent être utilisées soit en technologie microruban soit en technologie coplanaire.

Lignes microruban multicouches



Lignes coplanaires multicouches

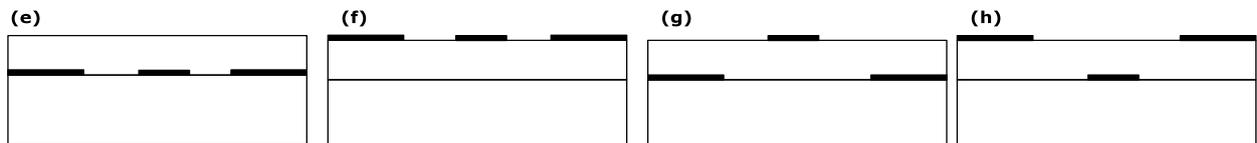


Figure 7 : Supports de transmission réalisables en technologies multicouches microruban (a-b), lignes couplées à fort coefficient de couplage (c), TFMS (Thick Film Microstrip) (d), coplanaire enterrée (e), coplanaire (f) et coplanaire multi-niveaux (g-h)

L'utilisation de la troisième dimension pour la réalisation de dispositifs offre de réels avantages et permet de s'acquitter des différentes limitations intrinsèques aux filières planaires classiques.

Outre la possibilité d'utiliser les différentes couches comme support des différents éléments composant la chaîne radio fréquence, augmentant ainsi la compacité des systèmes et de leur efficacité, la filière multicouche permet d'optimiser les dispositifs, qu'ils soient à stubs ou à lignes couplées. En effet les niveaux de couplage réalisables et les différences de phase entre les modes pairs et impairs constituent les facteurs limitant des technologies classiques.

L'utilisation de la troisième dimension permet au contraire de repousser ces limites. Ainsi il est possible de réaliser des lignes partiellement couplées sur deux niveaux de métallisation différents et d'atteindre des niveaux de couplage importants.

II.3. La technologie SAW (Surface Acoustic wave)

Le principe de la technologie SAW repose sur la génération par un couple d'électrodes interdigitées (TID) d'un train d'onde se propageant à la surface d'un matériau piézoélectrique. Ces ondes acoustiques excitent une cavité demi-onde formée entre les électrodes et le résonateur. L'énergie est alors couplée à une autre cavité demi-onde et convertie en onde électrique via un couple d'électrodes de sorties.

Le couplage entre les cavités acoustiques d'entrée et de sortie peut s'effectuer selon trois méthodes. Une méthode consiste en la génération d'un champ évanescent entre les deux cavités. Cette méthode est qualifiée de couplage par guide ou couplage de proximité. Ces couplages peuvent aussi se faire par l'intermédiaire de coupleurs directionnels à résonateurs multiples ou de cavités colinéaires à l'onde de surface.

Un schéma de principe est représenté en Figure 8:

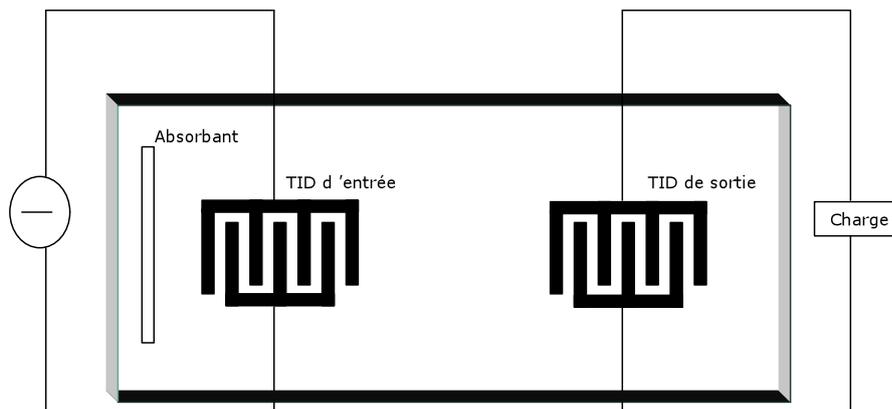


Figure 8: Schéma de principe des dispositifs en technologie SAW

Plusieurs substrats sont envisageables pour la réalisation de technologies SAW, mais le quartz est de loin le plus utilisé compte tenu de ses performances en température. De même le métal utilisé est généralement l'aluminium pur ou en alliage avec du cuivre.

L'optimisation des caractéristiques électriques des dispositifs s'effectue en minimisant les réflexions de l'onde acoustique internes aux électrodes d'entrée et de sortie et en augmentant le couplage entre les électrodes et l'onde acoustique.

Les SAW, dispositifs actuellement utilisés comme filtres RF, IF et comme résonateurs, présentent beaucoup d'avantages mais leur intégration dans le silicium pose des problèmes majeurs.

Bien qu'efficaces, ces techniques sont soumises à certaines limitations pratiques. Parmi ces limitations, nous pouvons citer la limitation en fréquences ($f < 3\text{GHz}$), le coût élevé de réalisation, et la complexité des dispositifs à réaliser. De plus, il est souvent nécessaire d'utiliser un réseau d'adaptation entre le dispositif en technologie SAW et les autres éléments du circuit.

Outre les technologies présentées précédemment, il existe d'autres technologies disponibles pour la réalisation de fonctions de filtrage. Parmi celles-ci, citons la filière FBAR (Film bulk Acoustic Resonator) ou supraconducteur.

II.4. La technologie FBAR (Film bulk Acoustic Resonator)

Les dispositifs FBAR représentent la nouvelle génération capable de se substituer aux SAW et d'être intégrés dans le silicium. Le principe de fonctionnement est le même que celui du résonateur à quartz (substrat piézoélectrique pris en sandwich entre deux électrodes métalliques) mais ils présentent l'avantage d'utiliser comme matériau piézoélectrique des films minces (épaisseur $< 1\ \mu\text{m}$) ce qui permet d'atteindre des fréquences de l'ordre de 10 GHz.

Les caractéristiques de ces filtres dépendent de leurs utilisations dans différentes architectures d'émetteurs ou de récepteurs. L'agilité est envisageable par différentes techniques qui devront

être astucieusement étudiées et choisies en fonctions des tensions de commande ou d'actuation tolérable en fonction de la plage d'accord recherchée.

II.5. La filière technologiques HTS (High Temperature Superconducting)

La filière supraconducteur est basée sur l'utilisation d'encre supraconductive pour la réalisation des motifs des circuits. Elle permet l'amélioration du coefficient de qualité des résonateurs du point de vue de l'amélioration des pertes conductrices.

En effet, les encres utilisées en remplacement des métallisations classiques permettent de compenser les pertes conductrices sous certaines conditions de températures. Ces conditions thermiques ne peuvent être atteintes qu'en présence d'enceintes cryogéniques. Ce dernier point constitue l'inconvénient majeur de ces technologies pour des raisons d'encombrement important.

Une des propriétés importante des supraconducteurs, outre leurs faibles, est l'apparition d'un effet non linéaire lorsque le densité de courant augmente dans le conducteur. Un tel effet entraîne une diminution de la conductivité avec l'augmentation de la densité de courant, ce qui a pour effet de diminuer le coefficient de qualité du résonateur. Cet aspect limite donc l'utilisation des supraconducteurs à des puissances faibles de l'ordre du milliwatt.

III. Vers Les filtres accordables

III.1. Intérêt des filtres accordables

Le développement important des systèmes de télécommunications multistandards ou multinormes conduit à la conception de nouveaux systèmes à caractéristiques commutables. Ce caractère agile se traduit par la nécessité de concevoir, entre autres, des filtres sélectifs à

fréquence centrale commutable qui présentent des performances hyperfréquences améliorées tant ils sont critiques pour la qualité globale du système dans lequel ils sont insérés.

La réalisation de nouvelles architectures avec des filtres bandes étroites accordables en fréquence permettraient alors le relâchement de contraintes fortes sur les performances des circuits constituant les émetteurs/récepteurs.

En réception, un filtre d'antenne agile permettra de filtrer des signaux bloquants dans la bande de réception dès l'antenne, diminuant ainsi les contraintes de réalisation de convertisseurs analogique / numérique en fréquence intermédiaire.

En émission, un filtre accordable peut résoudre les problèmes liés au bruit des mélangeurs dans les structures FI et FI₀, bruit que l'on retrouve à l'antenne en terme d'émission parasite.

III.2. Exemples de structures filtrantes accordables

Les premières structures accordables sont basées sur des topologies classiques de filtres à lignes couplées ou à stubs quart d'onde selon les largeurs de bandes requises.

Les capacités micro-usinées sont intégrées dans les résonateurs pour démontrer l'accordabilité en fréquence du dispositif. L'accord sera obtenu en modifiant la longueur électrique du résonateur comme le montre la Figure 9 b).

Il est possible aussi d'associer plusieurs composants reconfigurables (discrets ou distribués) pour former un élément résonant accordable (cf Figure 9a).

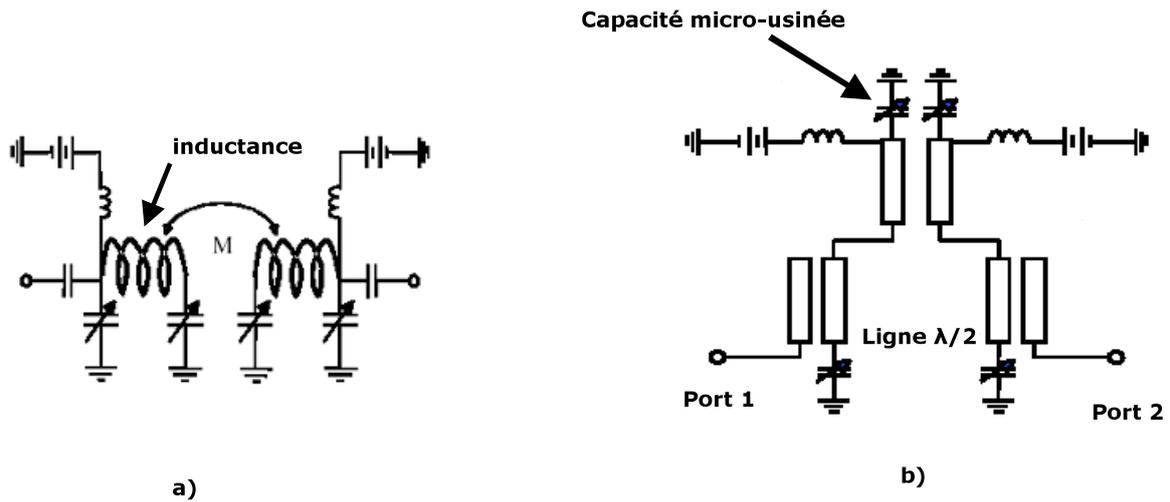


Figure 9: Topologies de filtres accordables 2 pôles: a) à élément localisé ; b) à résonateur

Une topologie de filtre en technologie coplanaire a été rendu accordable en ajoutant quatre capacités variables micromécaniques (cf. Figure 10). Leur présence doit modifier la fréquence de résonance des résonateurs sans changer de façon trop importante le couplage inter résonateurs qui dérèglerait le filtre.

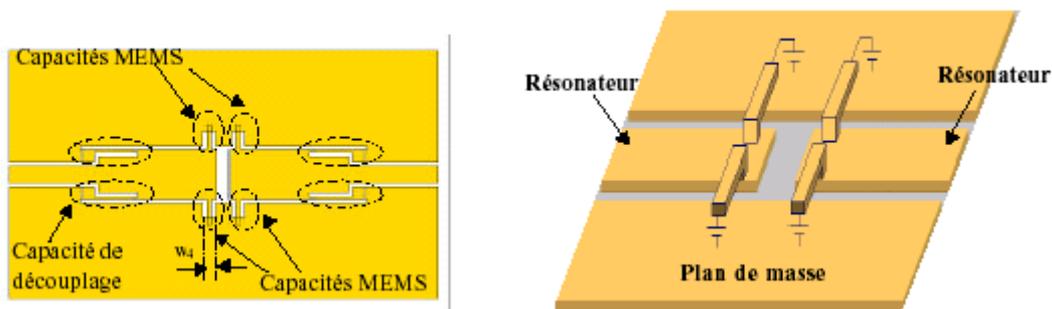


Figure 10 : Schéma du filtre accordable ; Figure 12: Système d'accord par cantilever MEMS

Les quatre cantilevers MEMS sont ancrés dans le conducteur central. Les électrodes supérieures sont au-dessus des plans de masse (cf. figure 10). Grâce à l'application d'une tension de polarisation entre le conducteur central et le plan de masse, les électrodes supérieures se déplacent vers le bas modifiant légèrement la valeur de capacité présente entre

elles et le plan de masse. Cette différence de capacité change la fréquence de résonance des résonateurs les rendant accordables.

La fréquence centrale mesurée est de 28.9 GHz et la bande passante relative est de 9%. Les pertes d'insertion sont de 2.5 dB et l'adaptation supérieure à 17 dB.

Une bande d'accord maximum de 9 % a été obtenue.

Une autre topologie à lignes couplées à accès latéral accordable à base de MEMS présente un accord discret de la fréquence centrale [1].

Sur les filtres à lignes couplées, la fréquence centrale est principalement liée à la longueur des résonateurs. En modifiant cette longueur par l'ajout d'un bout de ligne supplémentaire, on fait donc varier sa fréquence centrale de manière discrète.

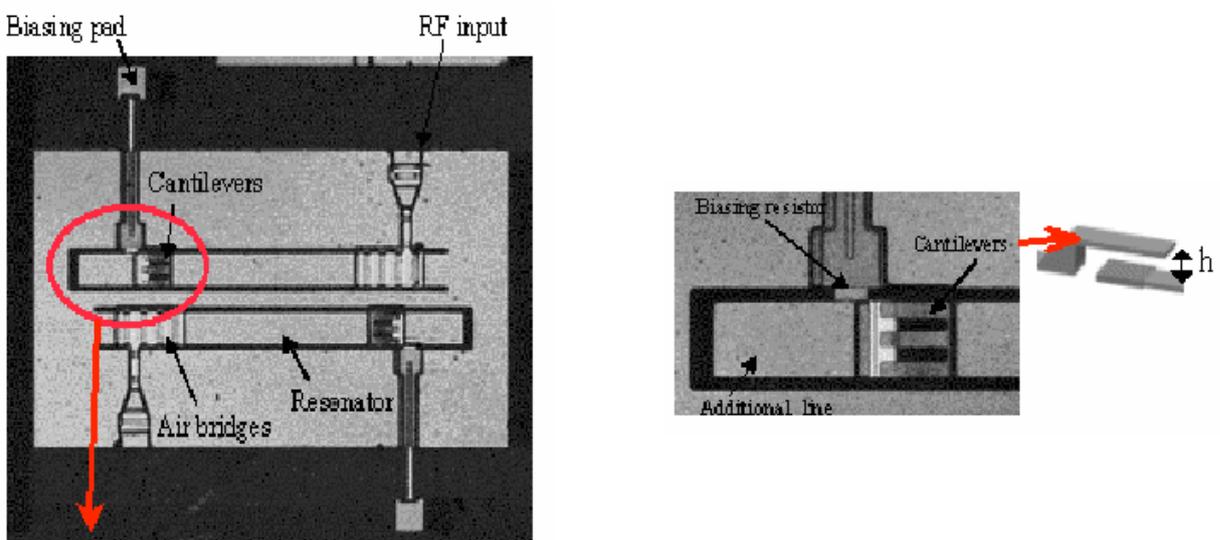


Figure 13: Filtre interdigité accordable et description de l'élément accordable[2].

La connexion entre les résonateurs et les tronçons de ligne peut être réalisée par l'intermédiaire d'interrupteurs. La technologie MEMS permet de réaliser des pseudos interrupteurs présentant peu de pertes. L'utilisation d'éléments de type diode PIN dégrade les performances globales du filtre en augmentant considérablement les pertes d'insertion car ils présentent une résistance série importante.

Ce type de filtre montre une variation de la fréquence centrale de 12.8% autour de 19.77 GHz et des niveaux de pertes corrects (3.8 dB à l'état bas et 3.5 dB à l'état haut).

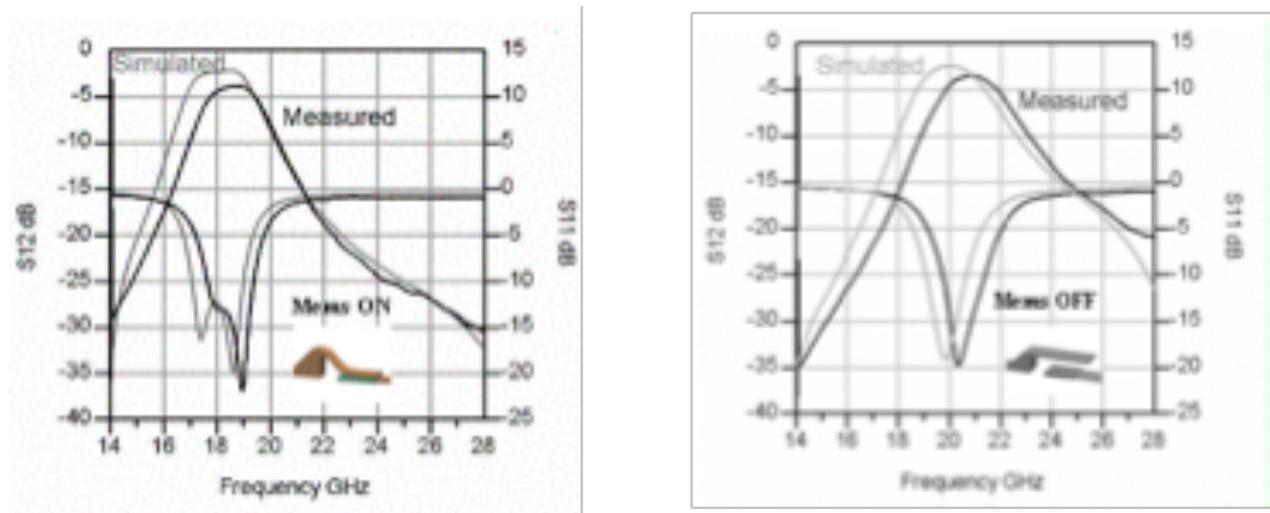


Figure 14: Caractéristiques électriques du filtre présenté

Toutefois cette structure présente l'inconvénient suivant : les variations en fréquence centrale s'accompagne d'une variation non maîtrisée de la bande passante.

Pour ce type de topologies, la difficulté vient du fait que si la fréquence est parfaitement contrôlée par les longueurs de lignes, la bande passante ne peut être modifiée qu'en maîtrisant les niveaux de couplage ou d'impédance.

Le LEST en collaboration avec L'IRCOM a conçu un filtre DBR (Dual Behavior Resonator) d'ordre 2 à caractéristiques variables en technologie coplanaire [3]. L'accord, tant en fréquence centrale qu'en bande passante, est obtenu en utilisant des MEMS séries, encore appelés cantilevers, à l'extrémité des stubs pour réaliser des capacités variables. Ces MEMS sont ici utilisés uniquement dans leur région stable afin d'obtenir des variations continues de leur capacitance équivalente.

La figure 14 est une photographie du filtre DBR accordable d'ordre 2.

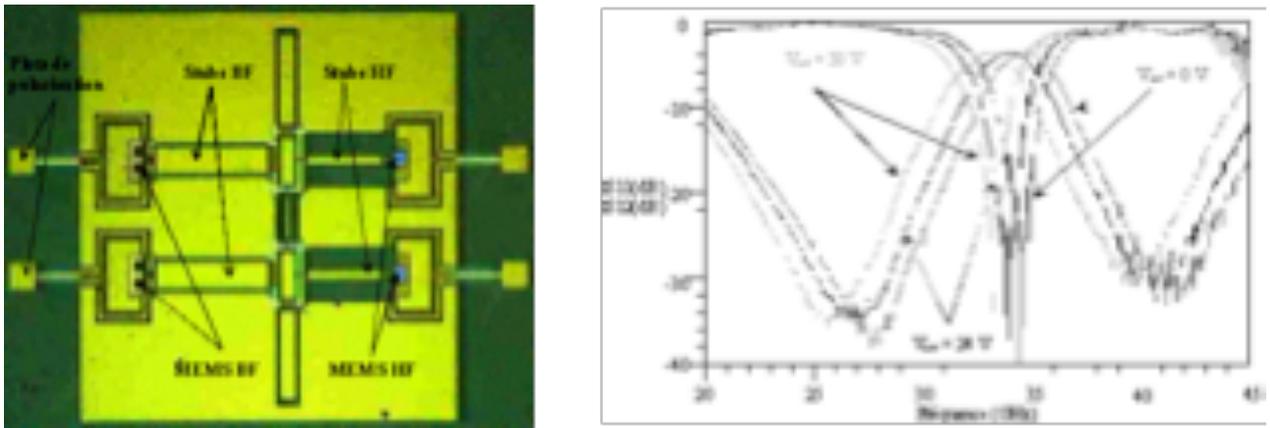


Figure 15: Photographie d'un filtre DBR 2 pôle accordable (LEST -IRCOM)

Cette topologie de filtres à caractéristiques variables permet un contrôle indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante du filtre. Les premières mesures montrent une variation continue de l'ordre de 5 % de la fréquence centrale avec un niveau d'adaptation supérieur à 20 dB et des pertes d'insertions constantes sur toute la plage de variation en fréquence centrale autour de 3.6 dB.

Un exemple de filtre LC à élément localisé accordable relativement simple, ultra compact et très large bande est illustré Figure 16.

Il met en évidence les potentialités des commutateurs MEMS à la réalisation de composants passifs variables de type inductances et capacités et leur intégration dans des filtres compact et reconfigurables [5].

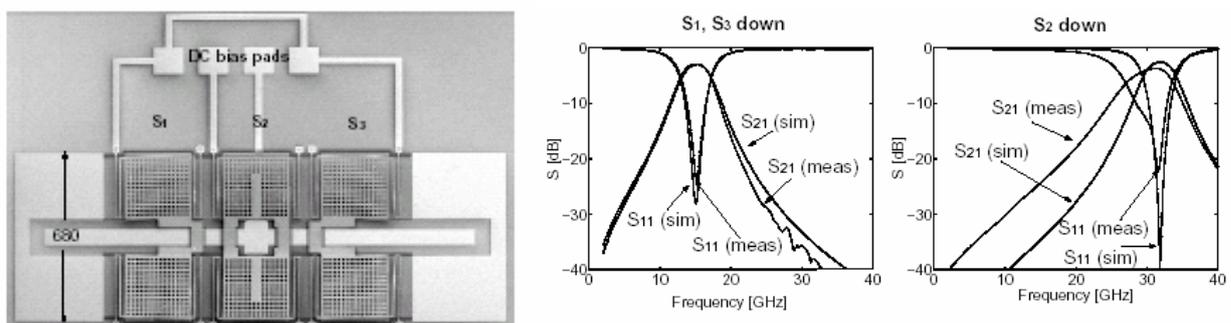


Figure 16: Filtre LC passe-bande et ses caractéristiques électriques

A la différence d'un système de commutation à forte isolation, où tous les relais sont activés en même temps, les filtres accordables de ce type ne comportent qu'un certain nombre de relais activés [6]. Ainsi seulement les pôles correspondant aux relais actifs apparaîtront dans la réponse du système. En changeant les relais actifs, les pôles se déplacent, déplaçant par conséquent la réponse du système. Ainsi, il est possible de déplacer la fréquence de résonance d'environ 50 % sans affecter la bande absolue du filtre.

En fonction de la configuration des relais, on obtient une fréquence centrale à 15 GHz et 30 GHz.

Une autre topologie présente un filtre accordable qui associe des inductances fixes en spirale, obtenues par micro usinage de volume, et des capacités variables MEMS [13].

Un premier filtre développé pour une fréquence centrale de 50 Gigahertz, montre une fréquence centrale de 51.7 GHz avec des pertes d'insertion de 2.65 dB.

Un deuxième filtre développé sur le même principe présente une fréquence centrale de 65.5 GHz avec des pertes d'insertion de 3.1 dB.

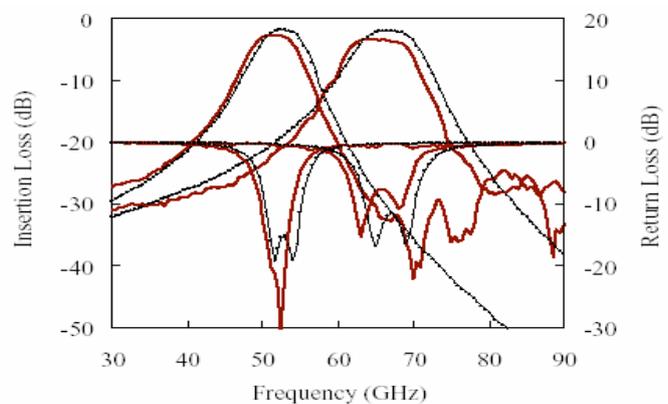
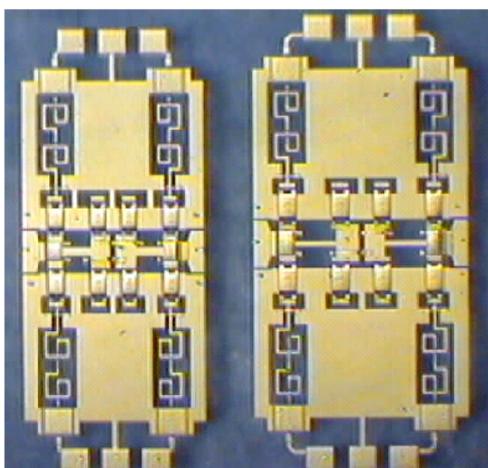


Figure 17: Photographies des deux filtres et performances électriques

La fréquence de résonance est généralement contrôlée par les capacités MEMS.

Le bilan des performances des différentes structures filtrantes accordables présentées ci-dessus est résumé dans le tableau suivant :

Pertes d'insertion	Adaptation	f_c (GHz)	B_p (Ghz)	Bande d'accord
De -2.5 à -3.8 dB	$S_{11} < 15$ dB	De 19.5 à 65.5	variable	De 9% à 50 %

Tableau 1 : Bilan des performances observées

Si l'on regarde les performances en terme de pertes d'insertion, de pertes de réflexion (adaptation) ou de bande passante, chaque structure se révèle attirante.

Les fonctions d'accord sur les filtres pourraient être perfectionnées en implémentant des couplages reconfigurables, afin de réaliser un accord en fréquence et/ou un accord en bande passante ou tout du moins de permettre un accord en bande passante plus important.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué un rapide état de l'art des topologies de filtres hyperfréquence pouvant être rendu accordables grâce à la technologie MEMS.

En parallèle nous avons décrit les solutions technologiques les plus courantes à l'intégration de structures MEMS. Les structures MEMS sont de nouvelles structures accordables au moyen de membranes flexibles obtenues par les technologies de micro usinage.

Depuis quelques années, leurs potentialités intéressent de nombreux domaines notamment ceux de l'électronique et des micro ondes.

Le domaine spatial est un des domaines où les microsystèmes ont potentiellement beaucoup d'applications.

La technologie MEMS sur silicium confère aux circuits les propriétés suivantes :

- Agilité des fonctions due à la présence des capacités MEMS accordables électrostatiquement.
- Hautes performances hyperfréquences par rapport aux solutions à base de diodes et de transistors
- Fort degré d'intégration (diminution du poids et de l'encombrement) par rapport aux solutions à guide d'onde.

On constate tout l'intérêt d'utiliser la technologie MEMS pour la conception de filtres accordables dans le domaine micro-onde et millimétrique.

Bibliographie chapitre I

- [1] G.PRIGENT, “Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétriques et millimétriques”, Thèse 2002.
- [2] E. FOURN, A. POTHIER et al., “MEMS switchable interdigital coplanar filter”, IEEE MTT Trans. Special Issue on Microelectromechanical Devices for RF Systems : Their Construction, Reliability and Applications, Vol. 51, n°1, pp 320-324, Janvier 2003.
- [3] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON, " Narrow Bandpass Filters Using Dual Behavior resonators (DBRs)",IEEE MTT Trans., Mars 2003.
- [4] P BLONDY , D MERCIER , D CROS , P GUILLON , P REY , P CHARVET ,B DIEM , C ZANCHI , L.LAPIERRE , J SOMBRIN, “ Packaged Millimeter Wave Thermal MEMS Switches,” IEEE MTT-S Int. Microwave Symp WorkshopDig, June 2002 Seattle, Washington.
- [5] D. PEROULIS, S. PACHECO, K. SARABANDI, and L. P. B. KATEHI, “Tunable Lumped Components with Applications to reconfigurable MEMS Filters,” IEEE MTT-S Digest , pp. 341-344. May2001.
- [6] M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON, O. VENDIER, C. DREVON, J.L. CAZAUX, “Design of a micromachined bandpass filter with insertion of the coplanar accesses in the resonator”, Eumc conf proceeding, Sept. 2001.
- [7] H-T. KIM, J-H. PARK, Y. K. KIM, Y. KWON, “Compact Low-loss Monolithic CPW Filters using Air-Gap Overlay Structures”, IEEE MTT-S, vol. 11, pp. 328-330, Aug. 2001

- [8] T. TSUJIGUCHI, H. MATSUMOTO, T. NISHIKAWA, “A Miniaturized Double-Surface CPW Bandpass Filter Improved Spurious Responses”, IEEE MTT-S, vol. 49, pp. 879-885, May. 2001.
- [9] Y-K. KUO, C-H. W, C. H. CHEN, “Novel reduced-size Coplanar-Waveguide Bandpass Filters”, IEEE MTT-S, vol. 11, pp. 65-67, Feb. 2001.
- [10] D. PEROULIS, S. PACHECO, K. SARABANDI, L.P.B. KATEHI, “MEMS devices for High Isolation Switching and Tunable Filtering”, IEEE International Microwave Symposium Digest, Vol.2, June 2000, pp. 1217-1220.
- [11] A. R. BROWN, G. M. REBEIZ, “A varactor tuned RF filter”, IEEE MTT Trans., vol. 48, n°7, pp 1157-1160, Juillet 2000.
- [12] H. T. KIM, J. H. PARK, Y. K. KIM, and Y. KWON, “Millimeter-wave Micromachined Tunable Filters,” IEEE MTT-S Digest, pp. 1235-1238. Jun. 1999.
- [13] G. MATTHAEI, L. YOUNG and E. JONES, Microwave filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures. Norwood, MA: Artech House, 1980

Chapitre 2 : Les Technologies MEMS

I. Introduction

Dans la perspective d'intégrer monolithiquement sur une même structure des circuits numériques, analogiques et hyperfréquences, l'utilisation du silicium paraît être l'option la plus attrayante.

Il existe trois types de pertes essentiels : les pertes ohmiques dans les conducteurs métalliques, les pertes diélectriques dans le substrat qui supporte les conducteurs et enfin les pertes radiatives.

Les pertes d'origine ohmique dans les conducteurs dépendent de trois paramètres issus de l'équation suivante :

$$R\alpha \frac{\rho_c}{S_{eff}} \quad \text{I-1}$$

où ρ_c correspond à la conductivité du matériau métallique. Ce terme traduit le caractère résistif des conducteurs et est propre au matériau.

Ces pertes peuvent être minimisées par le choix d'un matériau excellent conducteur, une épaisseur suffisante par rapport à l'épaisseur de peau (trois à quatre fois sa valeur) ou encore par l'utilisation de conducteurs larges suivant le type de ligne de transmission utilisé.

Les pertes d'origine diélectrique se manifestent lorsque les champs excités sont partiellement ou entièrement distribués dans le substrat diélectrique.

Elles sont régies par l'équation suivante :

$$\alpha_d = \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left(A \cdot \tan \delta \cdot f + \frac{B}{\rho_d} \right) \quad \text{I-2}$$

où ε_{eff} correspond à la permittivité effective de la structure étudiée, A et B sont des constantes fonction du type de ligne planaire considérée (micro-ruban ou coplanaire), $\tan \delta$ et ρ_d sont des caractéristiques du substrat, à savoir sa tangente de pertes diélectriques ainsi que sa résistivité. Pour diminuer les pertes d'origine diélectriques, un premier moyen consiste à utiliser un substrat en silicium de haute résistivité (HRS). Cette solution est efficace mais elle peut être encore améliorée.

Le second moyen existant pour diminuer les pertes diélectriques consiste à supprimer la source de ces pertes, c'est-à-dire le substrat de silicium.

Quant aux pertes radiatives, elles apparaissent dans le cas de structures situées dans un environnement ouvert ou semi-ouvert. Des radiations parasites peuvent apparaître le long d'une ligne de façon distribuée ou encore localisée au niveau des discontinuités.

Afin de s'affranchir des nuisances du substrat silicium et d'obtenir des performances honorables aux fréquences micro-ondes et millimétriques, le LAAS emploie une technologie basée sur le micro-usinage sélectif en volume du silicium. Par l'élimination du substrat aux emplacements critiques, le milieu environnant devient effectivement comparable à l'air.

Cela se traduit par des vitesses de propagation plus élevées, des niveaux de pertes très faibles essentiellement liés aux pertes ohmiques dans les conducteurs, ainsi qu'une absence de dispersion fréquentielle.

II. Les technologies faibles pertes du LAAS

La miniaturisation des circuits et la montée en fréquence constituent deux leitmotives des systèmes de communication. Or les performances des circuits passifs sur silicium standard basse résistivité ont longtemps ralenti l'usage de ce substrat aux fréquences micro-ondes et millimétriques.

En effet, les circuits passifs réalisés à base de substrat silicium standard présentent des niveaux de pertes très élevés, des dispersions fréquentielles notables et de faibles facteurs de qualité du fait de la forte tangente de pertes du silicium basse résistivité.

Pour pallier à cet inconvénient, différentes techniques ont été étudiées. L'une consiste à supprimer le substrat Si sous les circuits alors suspendues sur une membrane diélectrique (cf II.1).

L'autre correspond à éloigner les dispositifs passifs du Si en intercalant une couche épaisse organique (cf II.2).

II.1. Les structures sur membrane

La mise en œuvre de structures micro-usinées en volume a été rendue possible grâce aux développements de fines membranes diélectriques.

Celles-ci présentent effectivement de bonnes performances électriques et mécaniques. Elles sont compatibles avec les matériaux semi-conducteurs et conducteurs et peuvent être réalisées sur substrat silicium.

La filière membrane est réalisée à l'aide d'un support très fin sur lequel reposent les rubans métalliques. La couche d'air placée sous cette membrane constitue alors le substrat diélectrique de la ligne ainsi réalisée.

Le substrat est transparent vis-à-vis de l'onde guidée et la permittivité relative effective de la ligne de transmission équivalente est proche de l'unité.

Cette filière telle qu'elle est développée au LAAS est basée sur l'élaboration d'une fine membrane bi-couche d'oxyde et de nitrure de silicium ou en polymère, sur laquelle reposent les circuits micro-ondes coplanaires en or.

Les différentes étapes de la filière sont résumées sur la Figure 18.

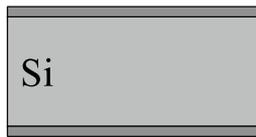
Cette filière comporte quatre étapes principales : la réalisation de la membrane diélectrique, l'élaboration des conducteurs en or, la libération de la membrane (gravure du silicium) et enfin celle des conducteurs.

Le substrat de départ est une plaquette de silicium poli-double face de quatre pouces de diamètre, de 350 μm d'épaisseur et de forte résistivité ($> 2\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$) de façon à diminuer les pertes diélectriques des structures lors de la caractérisation.

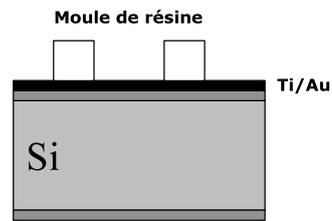
La première étape consiste à réaliser la membrane diélectrique (Figure 18.a). Celle-ci est réalisée par l'association d'une couche d'oxyde de silicium en compression et d'une couche de nitrure de silicium en tension afin d'obtenir une membrane dont la contrainte globale est faiblement en tension.

La seconde phase du procédé technologique correspond à l'élaboration des conducteurs. Ceux-ci sont réalisés en or d'une part car ce matériau présente une excellente conductivité de $4,1\text{e}7 \text{ S/m}$, mais aussi parce qu'il n'est pas dégradé en surface lors des autres étapes du procédé technologique, notamment lors de la gravure humide du substrat silicium, et enfin pour des raisons de facilité de fabrication au sein du LAAS.

Réalisation de la membrane diélectrique

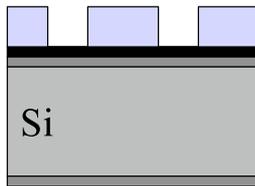


(a)



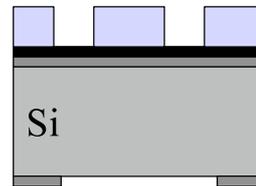
(b)

Dépôt électrolytique d'or



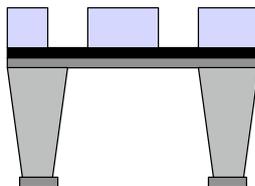
(c)

Gravure du diélectrique face arrière



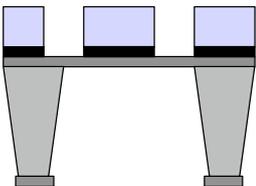
(d)

Gravure du silicium



(e)

Libération des conducteurs



(f)

Figure 18: Filière technologique de réalisation de circuits micro-usinés[1].

Suit alors la libération de la membrane (cf Figure 18.d). Celle-ci débute par l'usinage localisé du diélectrique sur la face arrière de la plaquette par gravure ionique réactive à travers un masque de résine.

Cette étape est particulièrement importante car elle fixe la position des circuits coplanaires sur membrane et notamment celles des zones de transitions Si/membrane.

La dernière étape de ce procédé technologique correspond à la suppression de la couche d'accrochage conductrice dans les fentes coplanaires (cf Figure 18.e). pour cela, la plaque de silicium est tout d'abord plongée dans une solution à base de iodure de potassium et d'iode, afin d'éliminer l'or de la couche d'accrochage.

Enfin, le titane des fentes coplanaires est supprimé dans un bain d'acide fluorhydrique tamponné.

II.2. Les structures sur substrat massif

Une solution pour éloigner les lignes de champs du substrat dispersif consiste à intercaler entre le substrat et le conducteur métallique, et directement sous ce dernier, un film de polymère.

Le plan de masse conducteur est positionné entre le polyimide et le silicium. De ce fait, le substrat de la ligne correspond alors au film de polymère. Ce type de structure est nommé dans la littérature « TFMS », Thin Film Microstrip (cf Figure 19).

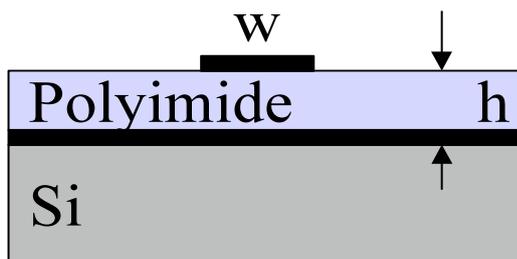


Figure 19: Vue en coupe d'une ligne micro-ruban sur polyimide[2].

Ce plan de masse est réalisé par croissance électrolytique d'une couche d'or de 3 μm .

Pour assurer une bonne croissance du métal, une fine couche d'accrochage de titane et d'or (5000Å/1000Å) a préalablement été déposée par évaporation. Comme diélectrique, nous utilisons le BCB photosensible 4026-46 de DOW Chemical ($\epsilon_r=2.65$ $\tan\delta=0.0002$), qui permet de réaliser des épaisseurs de 10 μm . La polymérisation du BCB se fait grâce à un recuit par pallier sous gaz neutre jusqu'à 250°C.

Les lignes sont ensuite réalisées par un dépôt d'or électrolytique.

Afin de permettre la montée en fréquence des circuits passifs éloignés du substrat silicium dispersif par une couche épaisse de polymère, avec la fois des coefficients d'atténuation réduits et de forts facteurs de qualité, deux solutions technologiques à partir de micro-usinage de surface ont été développées au LAAS et ajoutées au procédé initial .

Une des solutions technologiques consiste à réaliser un micro-usinage de surface du substrat silicium (d'une certaine profondeur) dans les fentes coplanaires avant le dépôt organique de la couche organique.

Une nette amélioration des performances micro-ondes des circuits passifs est obtenue. En effet, une réduction d'un facteur deux du coefficient d'atténuation et une amélioration de 30 à 50 % du facteur de qualité des lignes sont obtenues avec ce type de structures [3]

La surcouche diélectrique correspond à un dépôt de BCB (BenzocycloButène) de 10 à 20 μm de hauteur (selon le nombre de couche).

Ce polymère présente plusieurs propriétés intéressantes au niveau micro-ondes et mécaniques :

- ✓ Une faible permittivité relative de 2,65 à 10 GHz
- ✓ Une faible tangente de pertes de $2 \cdot 10^{-4}$ à 10 GHz
- ✓ Une tension de claquage de $3 \cdot 10^6$ V/cm

Les conditions opératoires de ce matériau sont attractives. Il se dépose facilement par centrifugation, méthode extrêmement simple et rapide. Les épaisseurs que l'on peut obtenir sont fonction du type de BCB utilisé, de sa viscosité et de la vitesse du dépôt.

Plus l'épaisseur de BCB est importante, moins les lignes de champ pénètrent dans le substrat du silicium, ce qui se traduit par une diminution des pertes globales.

Les avantages d'une telle technologie sont principalement au nombre de deux.

Le premier concerne la modélisation ; en effet, cette technologie de type micro- ruban va nous offrir une bibliothèque très fournie en modèles divers.

Le second point concerne le plan de masse, qui permet d'éviter les problèmes de débordement de champs dans et sous le silicium, et permet d'annihiler l'effet des pertes diélectriques dû à la faible résistivité du substrat de silicium

Afin de satisfaire les besoins des nouveaux systèmes de communication, de nouveaux composants tels que les Systèmes Micro Electro Mécaniques(MEMS) sont étudiés.

III. Les technologies microsystemes

La technologie MEMS (appelée aussi micro- usinée) est une technologie planaire afin de conserver un caractère faible coût, une facilité d'assemblage et une densité d'intégration élevée. Elle est particulièrement adaptée aux fréquences millimétriques pour des topologies de filtres planaires.

La fabrication de composants microsystemes sur une puce de silicium a profité des étapes de fabrication déjà disponibles pour des composants micro électroniques pour des raisons d'économie.

Les technologies microsystemes ne sont pas aussi standardisées que les technologies de circuits intégrés et les développements technologiques sont plus souvent tirés par les applications.

Nous allons nous intéresser aux deux technologies les plus courantes à savoir le micro-usinage en surface et le micro- usinage en volume. On utilisera le micro-usinage de volume pour conférer aux structures un caractère faible perte alors que le micro-usinage en surface permettra de réaliser des éléments mécaniques mobiles.

III.1. Le micro-usinage en surface

Le micro-usinage en surface est basé sur l'emploi de couches sacrificielles. Ces couches vont être gravées entièrement à la fin du procédé par une étape de gravure sélective et isotropique, laissant les couches non gravées suspendues à la surface du substrat. Le terme micro-usinage en surface vient en opposition à l'expression micro-usinage en volume car ici la gravure n'attaque pas le silicium du substrat.

Pendant le procédé les couches déposées vont être, par exemple, une succession de couches sacrificielles de dioxyde de silicium et de couches structurales de polysilicium. Au cours du procédé les couches d'oxydes sacrificielles subissent des étapes de lithographie et de gravure de manière à définir les zones d'ancrage des structures en polysilicium sur le substrat ou sur le niveau inférieur.

La Figure 20 montre la séquence des étapes technologiques nécessaires à la réalisation d'une microstructure suspendue par micro-usinage de surface.



Figure 20: Principe du micro-usinage en surface

La Figure 21 montre un schéma en coupe d'une technologie de micro-usinage en surface avant et après gravure des oxydes sacrificiels. On peut remarquer au passage la couche de nitrure sur tout le substrat, deux couches structurales de polysilicium ainsi que les couches d'oxydes sacrificielles et les zones d'ancrage. La gravure des oxydes sacrificiels est généralement opérée par de l'acide fluorhydrique.

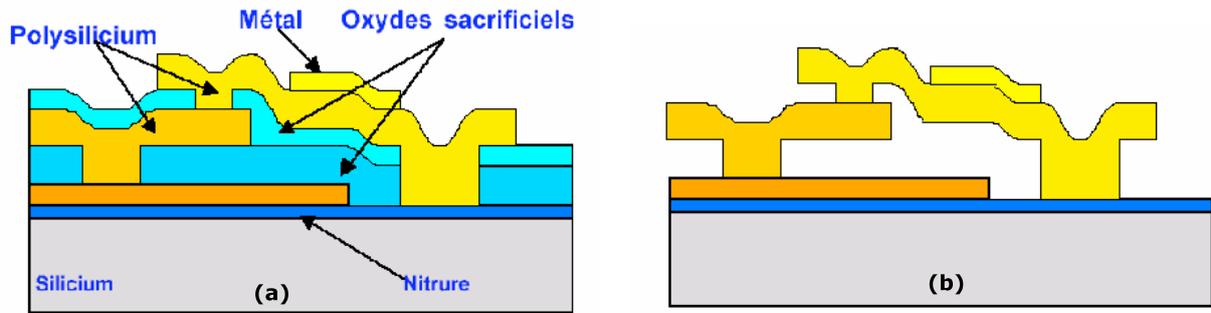


Figure 21: Schéma en coupe de micro-usinage avant (a) et après (b) gravure des oxydes sacrificiels [1].

Contrairement aux technologies de micro-usinage en volume, les procédés de micro-usinage en surface ne sont pas directement compatibles avec les procédés standards de la micro-électronique et ne peuvent pas être traités directement en *post process*.

Les raisons de cette incompatibilité sont en premier d'ordre thermique. En effet le dépôt des couches de polysilicium se fait à haute température et les niveaux métalliques des procédés micro-électroniques, le plus souvent en aluminium, ne supportent pas de telles températures.

III.2. Le micro- usinage en volume

Le micro- usinage en volume est une technique qui permet l'obtention de microstructures suspendues par gravure chimique du substrat d'un circuit intégré.

Le terme en volume est utilisé ici puisque l'attaque chimique forme une cavité dans le volume du substrat sous les couches déposées pendant le procédé.



Figure 22: Principe du micro-usinage en volume.

Cette technique est généralement utilisée en post process, c'est-à-dire après la fabrication du circuit intégré, soit en face avant soit en face arrière du *wafer*.

Avant de présenter les différents types de micro-usinage en volume, il est bon d'expliquer ce qu'est la gravure anisotrope.

III.2.1.1. La gravure anisotrope du silicium

La gravure anisotrope du silicium est une réaction chimique en phase liquide entre la solution de gravure et le silicium et dont la cinétique est commandée par l'orientation cristallographique des surfaces de contact. En effet la vitesse de gravure exprimée le plus souvent en $\mu\text{m.mn}^{-1}$ dépend de l'orientation cristallographique de la surface en contact avec la solution.

Par exemple les faces (111) du silicium ont des vitesses de gravures de plusieurs ordres de grandeurs inférieurs à ceux de plans « rapides » comme les plans (100).

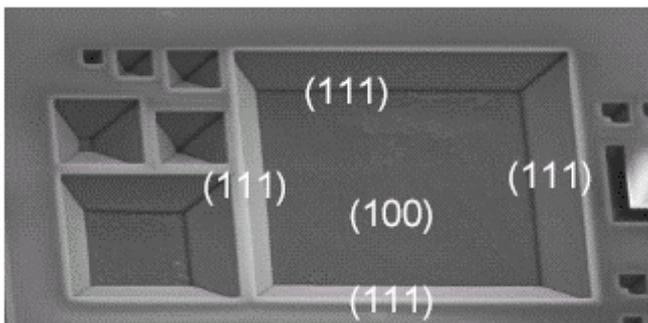


Figure 23: Exemple de plans de gravure

L'intérêt de la gravure anisotrope pour fabriquer des microstructures suspendues tient au fait qu'en définissant simplement une ouverture vers le silicium du substrat il est possible d'obtenir une cavité sous des structures suspendues (comme une gravure isotrope) mais également une cavité qui reste confinée par les plans d'arrêt virtuels (111) Ceci est possible

du fait des très faibles vitesses de gravure des plans (111) mais également du fait des effets de bords qui permettent de graver des structures convexes (cf Figure 23).

La gravure anisotrope du silicium du substrat nécessite que ce dernier soit accessible par la solution de gravure et délimité par un masque résistant à la solution.

Nous allons maintenant présenter les différents types de micro-usinage en volume.

III.2.1.2. Le micro-usinage en volume face avant

Dans la technique de micro- usinage en volume face avant le « post process » ne nécessite qu'une étape de gravure anisotrope. La définition des zones à graver se faisant simplement en empilant les ouvertures dans les différents oxydes au niveau masque de manière à laisser une zone où le matériau du substrat est à nu.

Le micro- usinage en volume face avant compatible CMOS permet d'obtenir facilement des structures suspendues sans étapes de lithographies supplémentaires. La Figure 24 montre les différentes structures qu'il est possible d'obtenir telle qu'une structure suspendue en forme de pont (a), de poutre (b) ou de membranes suspendues par des bras de support (c).

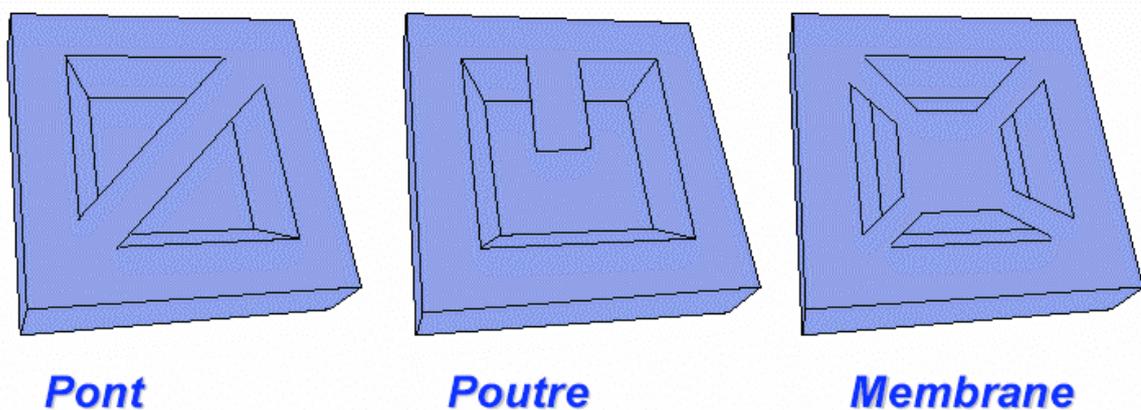


Figure 24: Exemples de structures suspendues

En opérant une gravure assez longue, il est possible aussi de traverser l'épaisseur du wafer de manière à laisser une masse suspendue à une membrane.

III.2.1.3. Le micro-usinage en volume face arrière

Le micro- usinage en volume face arrière nécessite quant à lui une étape supplémentaire de lithographie de manière à créer un masque pour la gravure anisotropique.

En combinant le micro- usinage en volume face avant et face arrière, il est possible d'obtenir des structures suspendues avec masse attachée. L'intérêt de cette méthode est que la gravure va s'opérer des deux côtés en même temps ce qui va diminuer le temps de gravure nécessaire pour suspendre complètement une masse de silicium.

III.2.1.4. Le micro-usinage en volume avec électrochimique

Le micro- usinage en volume électrochimique exploite l'effet de la polarisation électrique d'un matériau sur les vitesses de réaction de gravure.

En effet la présence d'une polarisation du silicium permet de modifier la vitesse de gravure et la rendre pratiquement nulle.

Dans le cas de micro- usinage en volume, la gravure électrochimique permet d'obtenir des couches d'arrêt de la gravure simplement en polarisant les caissons (n uniquement) implantés dans le silicium. La gravure anisotrope s'opérant en phase liquide, on doit prendre une référence de potentiel dans la solution. Il est possible alors d'obtenir des structures à membrane épaisse formées par les zones implantées n non gravées.

III.2.1.5. Les technologies LIGA

Le LIGA est une technologie d'origine allemande qui utilise la croissance électrolytique de métaux. LIGA est un sigle d'origine allemande pour l'association de la lithographie rayon X, de la croissance électrolytique et des procédés de moulage. Les technologies LIGA constituent une autre catégorie importante de technologie d'usinage de volume. La Figure 25 montre un schéma du procédé LIGA.

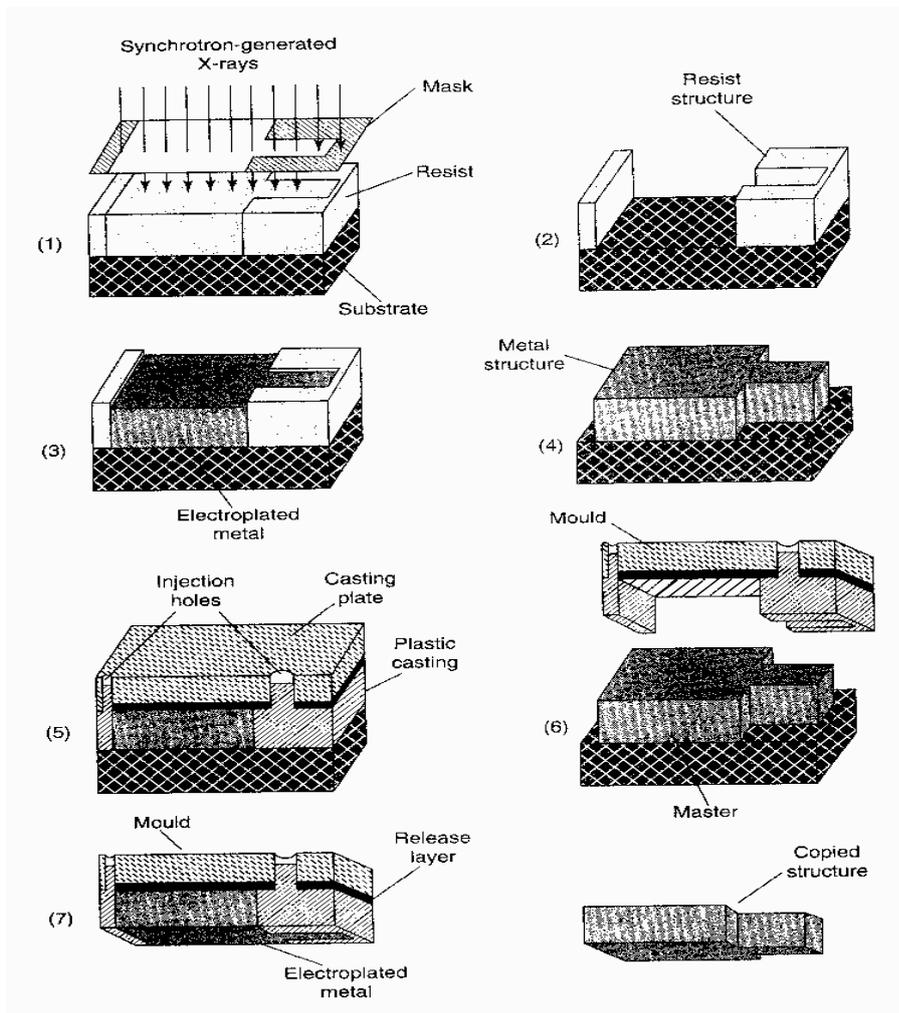


Figure 25: Schéma représentant les différentes étapes du processus LIGA[.]

Une couche de photorésine épaisse est déposée sur un substrat, une étape de lithographie aux rayons X ou UV est opérée. La croissance du métal se fait alors dans la forme de résine. Une couche de précurseur métallique est nécessaire sur le substrat pour démarrer la réaction de croissance électrolytique. La résine est ensuite nettoyée.

Ce procédé permet d'obtenir directement des pièces métalliques ou bien des moules métalliques pour réaliser des microstructures en plastique par injection.

La conception de circuits hyperfréquences avec des fonctions de commutation ou des fonctions d'accord nécessitait jusqu'à présent l'utilisation de transistors semi-conducteurs présentent pour la plupart une consommation de puissance importante et un niveau de pertes qui dégrade le facteur de qualité des circuits dans lesquels ils sont intégrés.

Les micro-commutateurs MEMS semblent aujourd'hui apporter une alternative.

IV. Les micro- commutateurs MEMS

IV.1. Introduction

Un commutateur présente généralement deux états : un état passant assurant la transmission du signal et un état bloqué où le signal ne peut traverser le composant. Le commutateur idéal se présenterait alors comme un court-circuit (impédance nulle) à l'état passant et comme un circuit ouvert (impédance infinie) à l'état bloqué.

Les commutateurs utilisés aux fréquences micro-ondes présentent généralement dans leur état bloqué une faible capacité C_{off} (forte impédance mais qui diminue avec la fréquence) et une petite résistance R_{on} (faible impédance) lorsqu'ils deviennent passant.

Les micro- commutateurs MEMS sont généralement constitués d'une structure mobile ou uniquement mécaniquement déformable.

On distingue deux principales familles : les commutateurs à contact latéral, et les commutateurs à membrane. Généralement plus encombrant par leurs structures, les commutateurs à contact latéral rendent complexe leur intégration dans des circuits planaires.

Il existe une autre catégorie de micro- commutateurs MEMS qui sont constitués d'une fine membrane déformable. Lorsqu'elle est contrainte, cette membrane peut se défléchir jusqu'au contact d'une électrode généralement disposée sur la surface du substrat. Ainsi, la position de la membrane définit l'état passant ou bloqué du commutateur. On distingue deux types de contact : un contact capacitif ou un contact ohmique.

Dans le cas d'un contact capacitif, l'électrode inférieure est protégée par une fine couche isolante. Lorsque la membrane vient au contact de cette couche, l'impédance présentée par le commutateur série est fortement diminuée, puisque la capacité série augmente ($C_{on} \gg C_{off}$).

Le commutateur devient ainsi passant, la transmission du signal se faisant au travers de la capacité C_{on} .

Le rapport d'impédance C_{on}/C_{off} entre l'état bloqué et passant, caractérise les performances de ces commutateurs. Ainsi à l'état passant, une forte capacité C_{on} est nécessaire pour assurer la transmission d'un signal avec une très faible atténuation.

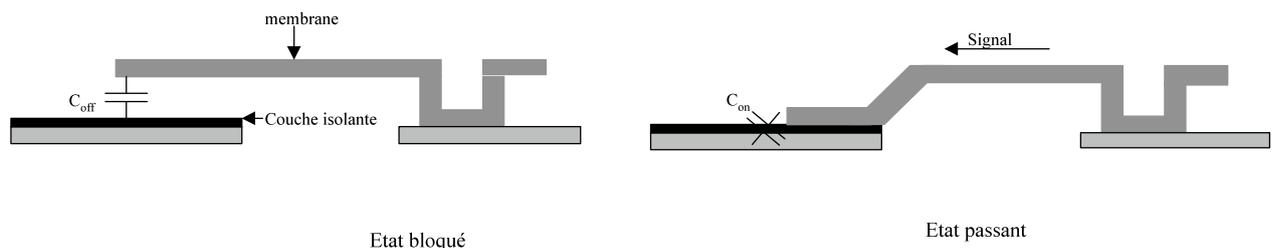


Figure 26: Commutateur série à contact capacitif.

Un commutateur à contact ohmique présente un contact direct entre sa membrane et l'électrode inférieure (métal contre métal) ; ainsi pour un commutateur série, lorsque la membrane vient au contact de cette électrode, le signal est transmis au travers d'une résistance de contact R_{on} .

A l'état passant, le commutateur présente alors une impédance purement résistive qui permet la transmission du continu (DC) jusqu'aux signaux hyperfréquences.

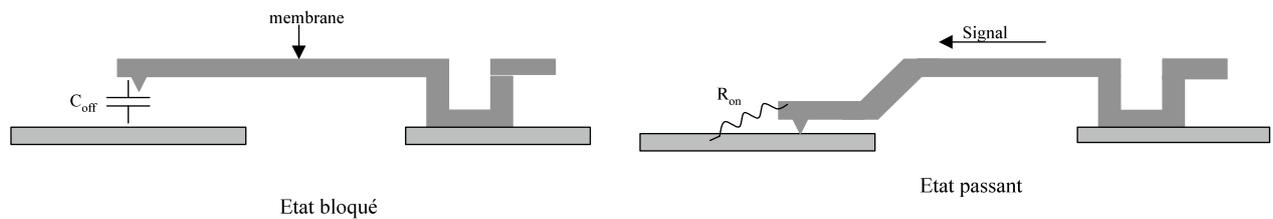


Figure 27: Commutateur série à contact ohmique

Les géométries des commutateurs à membrane sont très variées : Elles dépendent de l'implantation du composant, des performances mécaniques et électriques souhaitées et de leur mode d'actionnement. Ces micro- commutateurs sont faciles à intégrer sur des circuits planaires et de nombreux composants ont démontré des performances très intéressantes pour des fréquences allant jusqu' à 100 GHz.

IV.2. Les systèmes d'actionnement

La déformation mécanique et la mise en mouvement des micro-commutateurs MEMS nécessitent l'action d'une force extérieure. Grâce à un système d'actionnement (électrodes et lignes de polarisation), cette force est appliquée sur les zones déformables du composant.

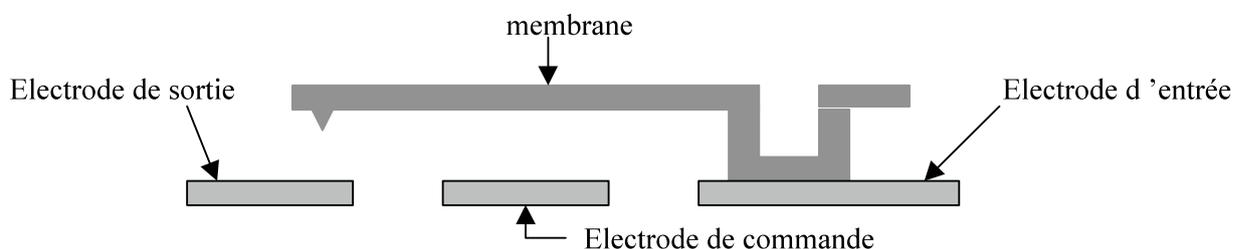


Figure 28: Configuration d'un micro- commutateur MEMS à membrane

La force d'actionnement d'un micro- commutateur peut être générée de différentes manières : au moyen d'une commande électrostatique, magnétique, thermique, piézoélectrique ou encore optique.

L'actionnement électrostatique est à l'heure actuelle le mode d'actionnement le plus répandu pour les MEMS RF. En effet, une commande électrostatique nécessite seulement deux électrodes conductrices (l'une fixe, l'autre mobile ou intégrée à la zone déformable de la structure), aux bornes desquels on applique une tension. Cette différence de potentiel génère une force qui fait fléchir l'électrode mobile vers son électrode d'actionnement.

L'actionnement électrostatique est un mode d'actionnement mécanique relativement rapide avec des temps de commutation de quelques microsecondes (suivant la géométrie de la structure).

Ce mode d'actionnement est très intéressant puisqu'il ne nécessite qu'une très faible puissance.

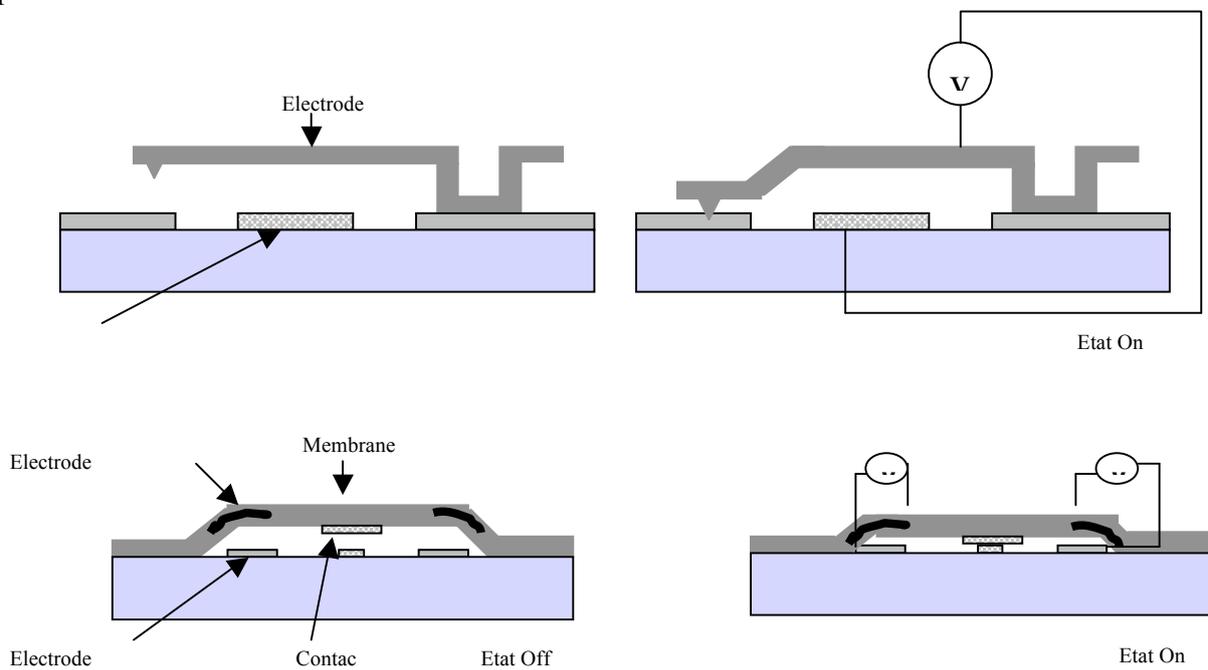


Figure 29: Mise en oeuvre d'une commande électrostatique

L'actionnement électrostatique est sujet à un phénomène d'instabilité qui réduit la plage de déplacement continu de l'électrode fixe. Il prend naissance entre deux électrodes métalliques portées à un potentiel différent.

La force générée par cette différence de potentiel V , peut s'exprimer en fonction des paramètres géométriques de électrodes sous la forme :

$$\vec{F}_{elect} = -\frac{1}{2}V^2 \frac{\epsilon_0 S}{g^2} \vec{e}_z \quad \text{IV-1}$$

où S représente la surface en vis-à-vis et g la distance entre ces électrodes.

Pour un donner un ordre de grandeur, avec une tension de 30V, une surface S de $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ et une distance de $2 \mu\text{m}$, cette force vaut $10 \mu\text{N}$.

On peut remarquer que la force électrostatique est proportionnelle à la différence de potentiel au carré V^2 . Elle est donc indépendante du signe de la tension appliquée. De plus, il faut noter que cette force est toujours attractive, et surtout qu'elle est non linéaire avec la distance g séparant les électrodes.

On montre que l'instabilité apparaît lorsque la membrane s'est déplacée de plus d'un tiers de la distance la séparant de l'électrode d'actionnement. La tension V_p nécessaire est donc donnée pour $g=2/3 g_0$ soit :

$$V_p = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 S}} g_0^3 \quad \text{IV-2}$$

Certains composants MEMS intègrent un actionnement thermique. Ce mode d'actionnement utilise la différence de dilatation d'un couple de matériaux pour générer un déplacement.

Ce mode d'actionnement nécessite de faibles valeurs de tension ; en revanche un courant de quelques milli- Ampères est nécessaire pendant toute la durée de l'actionnement, y compris pendant le maintien en position défléchie de la membrane. La puissance consommée est donc plus élevée que pour un actionnement électrostatique.

Une commande magnétique peut être également utilisée pour actionner des composants MEMS. Les forces engendrées par ce mode d'actionnement permettent de déplacer leurs structures mobiles sur des distances importantes (plusieurs micromètres). Ce mode d'actionnement nécessite la réalisation de l'électrode mobile de la structure à partir d'un matériau magnétique, qui sous l'influence d'un champ magnétique peut se défléchir.

L'actionnement piézoélectrique est assez peu utilisé à l'heure actuelle, en raison des températures élevées qui sont nécessaires pour réaliser le dépôt du film piézoélectrique.

Cependant ce mode d'actionnement pourrait être très attractif. En effet, une couche piézoélectrique se dilate ou se rétracte sous l'effet d'une différence de potentiel. Cette couche, disposée sur la membrane d'une structure déformable, peut contraindre celle-ci à se fléchir.

Malgré les fortes tensions nécessaires, une grande majorité de micro-commutateurs MEMS utilise une commande électrostatique. Simple à mettre en œuvre, ce mode d'actionnement est peu encombrant et nécessite pas forcément un procédé de réalisation complexe. De plus, les composants munis d'un actionnement électrostatique sont rapides, avec des temps de commutation de l'ordre de quelques microsecondes.

Les domaines d'applications potentiels pour les composants MEMS semblent être assez vastes.

IV.3. Domaines d'applications des micro- commutateurs MEMS

La différence de coût de réalisation entre un commutateur MEMS et un composant semi-conducteur ne permet d'envisager, à l'heure actuelle, l'intégration des structures MEMS pour des applications grand public. Mais il est concevable que les composants MEMS puissent

intervenir rapidement dans des systèmes de communications ou pour des applications militaires, très performants. En effet, les commutateurs MEMS ne génèrent quasiment aucune inter - modulation aux fréquences micro-ondes, ce qui les rend très attractifs pour la conception de systèmes radars. Cependant, leur faible tenue en puissance limite leur utilisation en réception ou en début de chaîne d'émission.

De nombreux déphaseurs équipés de composants MEMS ont déjà démontré l'apport de ces commutateurs en réduisant les pertes de ces systèmes de 3 à 6dB (dépendant de la bande de fréquence d'utilisation) comparé à des déphaseurs construits avec des commutateurs AsGa de type FET. Ces déphaseurs restent compacts et peuvent éventuellement être directement intégrés sur le même substrat que l'antenne de réception [1].

Les commutateurs MEMS permettraient d'améliorer également les performances des réseaux de communication SNPT (Single Pole N Throw) présents dans de nombreux systèmes de communication ou chaînes de redondance (satellites, stations de base). Actuellement, ces réseaux de commutations sont réalisés à partir de commutateurs semi-conducteurs (nécessitant des amplificateurs pour en compenser les pertes), soit avec des relais électromécaniques très coûteux et qui présentent un encombrement et un poids important [2].

L'intégration de commutateurs MEMS dans les systèmes de communication sans fil semble également être une application potentielle de ces structures. Les différents canaux de fréquence utilisés dans ces systèmes, nécessitent autant de filtres et de chaînes de traitement de l'information qu'il y a de canaux. L'apport de composant MEMS permettrait de remplacer plusieurs de ces systèmes par un seul, reconfigurable en fréquence, en impédance, etc..., ainsi l'encombrement de ces systèmes serait fortement réduit.

De nombreux systèmes accordables ont été développés à partir de commutateurs ou de capacité variables MEMS : des résonateurs à fort coefficient de qualité (pour réaliser des oscillateurs à faible bruit de phase), des antennes et des filtres planaires, des adaptateurs d'impédances reconfigurables mais aussi plusieurs autres systèmes pour des applications plus spécifiques.

Les capacités variables MEMS sont souvent utilisées afin d'assurer un accord continu, des commutateurs MEMS sont préférés pour des fonctions de commutation ou pour obtenir un accord discret. Les dispositifs ainsi réalisés présentent des performances très intéressantes, fortement liées à celles des composants MEMS qui les composent.

Pour certaines applications, la technologie MEMS permettrait d'apporter un gain de performance assez significatif. Bien évidemment, il ne sera pas possible de remplacer tous les commutateurs semi-conducteurs par des composants MEMS. Le fort potentiel de ces composants permet d'envisager de nouvelles perspectives, auparavant irréalisables à partir des composants semi-conducteurs.

IV.4. Exemples de micro- commutateurs MEMS

A l'heure actuelle, plusieurs micro- commutateurs MEMS ont été développés par des chercheurs universitaires ou des industriels. Ces commutateurs se différencient les uns des autres par leur géométrie et par les matériaux qui les composent. Pour mieux comprendre comment ils fonctionnent, nous allons présenter quelques-uns de ces composants, parmi les plus performants.

Le commutateur développé par Chuck Goldsmith pour Raythéon est considéré comme le commutateur à contact capacitif le plus mature actuellement.

Il est formé d'une fine membrane d'aluminium ($0.5\mu\text{m}$) en forme de pont, suspendue $3-4\mu\text{m}$ au dessus d'une ligne de transmission recouverte, sous la membrane, d'un film de nitrure de silicium très fin ($0.1\mu\text{m}$).

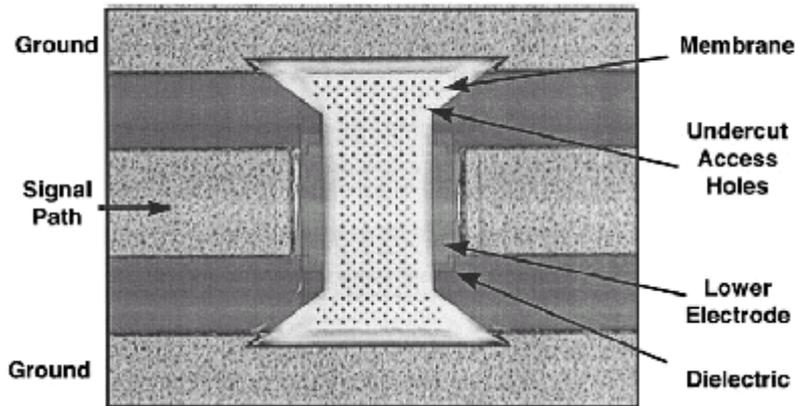


Figure 30: Commutateur à contact capacitif développé par Raythéon[.]

Lorsque le commutateur est actionné, la membrane court-circuite la transmission du signal dans la ligne de transmission grâce à la forte capacité de contact présentée par le composant ($1\text{ à }6\text{ pF}$: $80\text{ à }120$ fois la capacité présentée à l'état non actionné). Ce commutateur possède d'excellentes performances grâce à ce fort rapport d'impédance. Il est équipé d'un actionnement électrostatique et a été un des premiers à démontrer une très bonne fiabilité, malgré la faible épaisseur de sa couche diélectrique.

Il existe de nombreux autres commutateurs réalisés sur ce principe de membrane de type pont à contact capacitif. Mais beaucoup souffre d'un trop faible rapport d'impédance entre les deux états (lié à la qualité de leur couche diélectrique et à la rugosité de surface de leur électrode de contact), limitant ainsi leur utilisation à des fréquences élevées ($>10\text{ GHz}$).

Dans l'optique de diminuer la tension d'activation et le temps de commutation, tout en améliorant la tenue en puissance et la fiabilité des structures, le LAAS présente une topologie

optimisée de commutateur MEM RF de type « pont » à contact capacitif et à configuration parallèle sur ligne coplanaire[.].

La structure est illustrée en Figure 31.

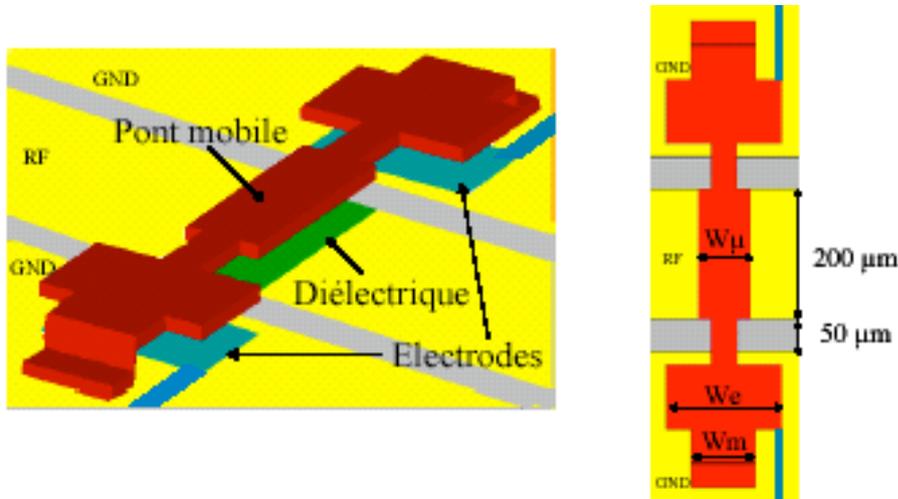


Figure 31 : Commutateur MEM RF à contact capacitif à configuration parallèle sur ligne coplanaire

La particularité de cette structure est la position des deux électrodes de commande au niveau des plans de masse de la ligne coplanaire. La tension appliquée entre ces électrodes et le pont permet à celui-ci de se plaquer sur la ligne RF réalisant une forte capacité entre le conducteur central et les masses de la ligne coplanaire. On sépare ainsi la tension d'activation du signal RF. De plus, à surfaces d'électrodes constantes, la tension d'activation sera d'autant plus faible que ces électrodes seront éloignées des ancrages du pont.

L'intérêt de cette topologie à largeurs de pont non uniformes est de permettre une optimisation découplée des caractéristiques mécaniques, électrostatiques et électromagnétiques du commutateur, chaque zone de largeur différente du pont conditionnant différentes caractéristiques de ce dernier :

- ✓ La largeur W_m (mécanique) conditionne principalement la raideur du pont qui doit être suffisante pour assurer une rigidité minimale à la structure.

- ✓ La largeur W_e (électrostatique) des électrodes influence majoritairement la tension d'activation du commutateur.
- ✓ La largeur W_μ (micro-ondes) fixe les caractéristiques micro-ondes (surface du commutateur située au dessus de la ligne RF).

La structure proposée permet de contrôler d'une façon indépendante la constante de raideur et la tension d'activation en modifiant les largeurs w_m et w_e . Ainsi il est possible d'obtenir un commutateur optimisé sur les plans mécanique, électrostatique et micro-ondes.

Les applications plus basses fréquences nécessitent l'utilisation de commutateurs à contact ohmique (contact métal-métal).

En effet, l'impédance purement résistive, présentée lorsqu'ils sont actionnés, leur permet d'opérer du continu (DC) jusqu'à des fréquences pouvant être supérieures à 50 GHz (dépend de la topologie).

Le commutateur développé par les chercheurs de Rockwell est basé sur une membrane réalisée en dioxyde de silicium, et actionnée électrostatiquement. Cette membrane, suspendue 2-2.5 μm au dessus d'une ligne de transmission, présente au centre une électrode métallique qui referme la discontinuité de la ligne, lorsque le composant est actionné. Les performances démontrées par ce commutateur sont excellentes, avec une résistance de contact de 1 à 2 Ω (grâce à la formation de bossages) et une très faible capacité (2 fF) à l'état non actionné qui permet de réaliser une isolation élevée (-30dB à 40GHz).

Sur le même principe, le Leti avec ST microelectronics et l'Ircm ont développé un micro-commutateur présentant également d'excellentes performances. Ce composant se distingue

par son actionnement réalisé par la combinaison d'une commande thermique et électrostatique.

En effet, ce commutateur utilise une commande thermique afin de déplacer la membrane jusqu'au contact ; cette commande est ensuite stoppée et un actionnement électrostatique assure son maintien en position actionnée. Cette combinaison est intéressante car elle permet de réduire à la fois la tension nécessaire à l'actionnement de la structure mais aussi la puissance consommée durant le maintien du composant dans sa position actionnée. En effet, la commande thermique ne nécessite qu'une faible tension et la commande électrostatique ne consomme quasiment pas de puissance lorsque le déplacement de la structure est terminé.

Les chercheurs de l'université Northeastern avec Analog devices ont également développé un micro- commutateur à contact ohmique. Ce composant est aujourd'hui commercialisé par radant MEMS. Il représente sous la forme d'un cantilever série actionné électrostatiquement. Il est formé d'une membrane métallique d'or très épaisse (7-9 μm), le rendant extrêmement raide. Grâce à de multiples points de contact, ce composant présente d'excellentes performances en transmission et il est capable de supporter de très forts courants (jusqu'à 1A). Ce composant est considéré actuellement comme le commutateur à contact ohmique le plus mature.

Microlab a développé un micro- commutateur à contact ohmique qui a la particularité d'être actionné par une commande magnétique. Il se présente sous la forme d'une membrane cantilever bistable (à deux états), réalisée à partir d'un matériau magnétique. Un pic de courant envoyé dans l'inductance placée sous la membrane, permet de modifier la magnétisation du cantilever. Le champ magnétique généré par l'aimant permanent placé sous le composant, permet d'actionner le cantilever et de rendre passant le commutateur. Une fois

actionnée, la membrane se maintient dans cette nouvelle position. En inversant la polarité du pic de courant, la magnétisation du cantilever est inversée, il bascule alors dans l'autre sens et revient dans sa position initiale. Une fois dans l'une de ses deux positions, la membrane ne nécessite plus que du courant soit appliqué dans l'inductance. Cette méthode permet de limiter la puissance consommée pour actionner le composant.

De nombreux autres micro- commutateurs MEMS ont également démontré de très bonnes performances.

Afin de concevoir des topologies originales de systèmes micro-ondes reconfigurables, l'IRCOM a développé un commutateur MEMS à contact ohmique (cf Figure 32).

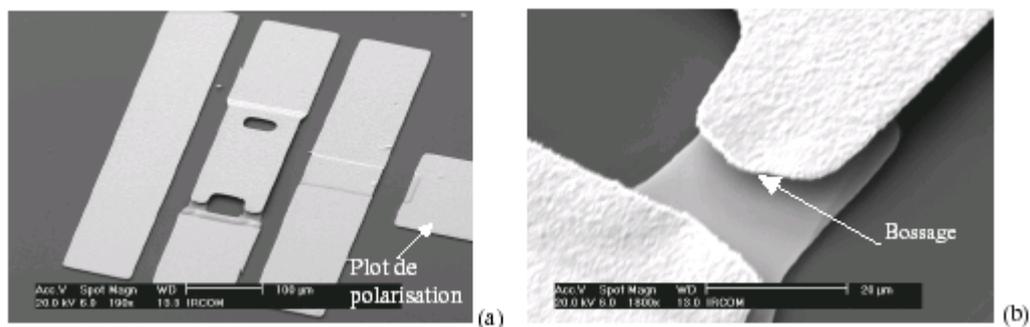


Figure 32: Commutateur MEMS développé à l'IRCOM (a) et de la zone de contact (b)[].

Le micro commutateur MEMS se présente sous la forme d'un cantilever série, disposé au dessus d'une discontinuité d'une ligne coplanaire (cf Figure 32-a).

Pour actionner ce commutateur et le rendre passant, une commande électrostatique est appliquée entre le cantilever mobile et une électrode placée juste en dessous de celui-ci. Pour éviter tout contact électrique, cette électrode d'actionnement est protégée par une couche diélectrique isolante.

Ceci, permet de découpler l'actionnement du dispositif de la transmission du signal RF, puisque le contact ohmique se fera entre l'extrémité du cantilever et deux doigts de contact, bien distincts de l'électrode d'actionnement.

L'état bloqué est obtenu lorsque le commutateur n'est pas actionné. L'isolation entre l'entrée et la sortie du dispositif va dépendre de la capacité formée entre l'extrémité du cantilever et la zone de contact inférieure.

Les micro commutateurs à contact ohmique offre une plage de fonctionnement beaucoup plus étendue qu'un commutateur capacitif dans la mesure où il peut opérer des fréquences micro-ondes jusqu'au DC ; le commutateur capacitif étant limité par sa capacité de contact. Lorsqu'il est passant, la transmission du signal est réalisée grâce au contact électrique ohmique entre ces deux électrodes métalliques.

Les performances de ce commutateur sont donc fortement dépendantes de la qualité et la fiabilité de ce contact.

V. Conclusion

Les dispositifs MEMS RF deviennent aujourd'hui des composants matures et on peut considérer qu'il n'y a qu'un pas à franchir avant une industrialisation à grande échelle. Il reste cependant certains verrous à lever tels que l'encapsulation des composants et une fiabilité mieux démontrée, avec la nécessité de mettre en place des critères de fiabilité standards pour tous les dispositifs.

Les modes de défaillance de ces composants sont maintenant bien identifiés (collage par la présence d'humidité, charge du diélectrique, auto- actionnement, détérioration des contacts).

Le fort potentiel de ces composants aux fréquences micro-ondes, leur ouvre une multitude d'applications dans le domaine des hyperfréquences. Forte réduction de la puissance consommée, amélioration des performances, réalisation de systèmes reconfigurables, accord en fréquence et en bande pour les dispositifs de filtrage, sont d'autant de perspectives très intéressantes que pourraient apporter ces composants MEMS dans les systèmes de communication ou radar.

Bibliographie chapitre 2

- [1] V.VARADAN,K.J VINOY,K.A JOSE,“*RF MEMS and their applications*”
Wiley, 2002-2003
- [2] B.DUCAROUGE , D.DUBUC , L.RABBIA , P.PONS , K.GRENIER , R.PLANA,
“Structures optimisées de commutateurs MEMS RF”,13èmes Journées Nationales
Microondes , Lille (France), 21-23 Mai 2003, 4p.
- [3] F.BOUCHRIHA, D.DUBUC, P.PONS, J.P BUSQUERE, R.PLANA, K.GRENIER,
"Développement et caractérisation d'une technologie 3D sur polymère pour
applications hyperfréquence", 13ièmes Journées Nationales Microondes, Mai 2003
- [4] G M. REBEIZ, G T LAN J.S. HAYDEN, “RF MEMS phases shifters design and
applications”,IEEE Microwave, Magazine p72-81, June 2002.
- [5] N.E. MCGRUER, G G. ADAMS, XIAOMIN YAN, LEI CHEN, SUMIT
MAJUMDER, “Reliability Physics of MEMS Microswitch Contacts,”
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp Workshop. Dig. June 2002 Seattle, Washington.
- [6] A POTHIER, P BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P GUILLON, C.
CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A.CATHERINOT , “Low Loss Ohmic Switches For
RF Frequency Applications” EUMC Milan 2002.
- [7] N. ROLLAND, L. BUCHAILLOT, P. LEGRIS-LEFEBVRE, P.A. ROLLAND,
"Micro-commutateurs à faible perte en gamme millimétrique (MEMS)",
12ièmes Journées Nationales Microondes, Mai 2002.
- [8] G. M. REBEIZ, J. B. MULDAVIN, "RF MEMS Switches and Switch Circuits", IEEE
Microwave Magazine,pp 59-71, Décembre 2001.
- [9] G M. REBEIZ, J B. MULDAVIN, “RF MEMS Switches and Switch Circuits”,
IEEE Microwave Magazine p59-71,Dec 2001

- [10] K. GRENIER, "Conception, réalisation et caractérisation de structures micro-usinées sur silicium: applications aux micro-systèmes", thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Novembre 2000.
- [11] H. HAPPY, G.SIX, M. VANMACKELBERG, A. CAPPY, G. DAMBRINE, "Ultra low loss transmission lines on low resistivity silicon substrate.", IEEE Microwave Technology and Techniques Symposium, 2000, vol. 3, pp 1809-1812.
- [12] P. RIZZI, Microwave engineering, Passive circuits, Prentice Hall, 1988, pp- 466-468

Chapitre 3 : Conception d'un filtre passe-bande accordable à base de MEMS

I. Introduction

Le développement important des systèmes de télécommunications multistandards ou multinormes conduit à la conception de nouvelles topologies de filtres à caractéristiques variables. Une synthèse analytique d'un filtre accordable a été développée et mise en œuvre afin de respecter au mieux les contraintes imposées par le cahier des charges et la technologie.

Le filtre passe-bande à concevoir devait répondre au cahier des charges suivant :

- ✓ Fréquences centrales $f_{c1}=40$ GHz et $f_{c2}=50$ GHz
- ✓ Bande Passante relative = 15 à 20%
- ✓ Impédance caractéristique des lignes d'entrée et de sortie 50 Ω
- ✓ Pertes d'insertion : minimale / adaptation dans la bande passante meilleure que 10dB.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la méthodologie de synthèse et les différentes étapes qui nous ont permis de réaliser la structure filtrante correspondant au cahier des charges présenté ci-dessus.

II. La synthèse de filtre

La synthèse permet, à partir d'un gabarit de filtre, de définir un prototype de filtre caractérisé par les jeux d'impédances et les longueurs électriques nécessaires à la réalisation de la fonction désirée.

II.1. Gabarit de filtre

La définition du gabarit d'un filtre passe-bande se caractérise selon un certain nombre de critères électriques. La fréquence centrale, la largeur de bande passante et les pertes d'insertion, mais aussi l'ondulation dans la bande et le niveau de réjection.

La Figure 33 représente le gabarit en amplitude d'un filtre passe-bande simple.

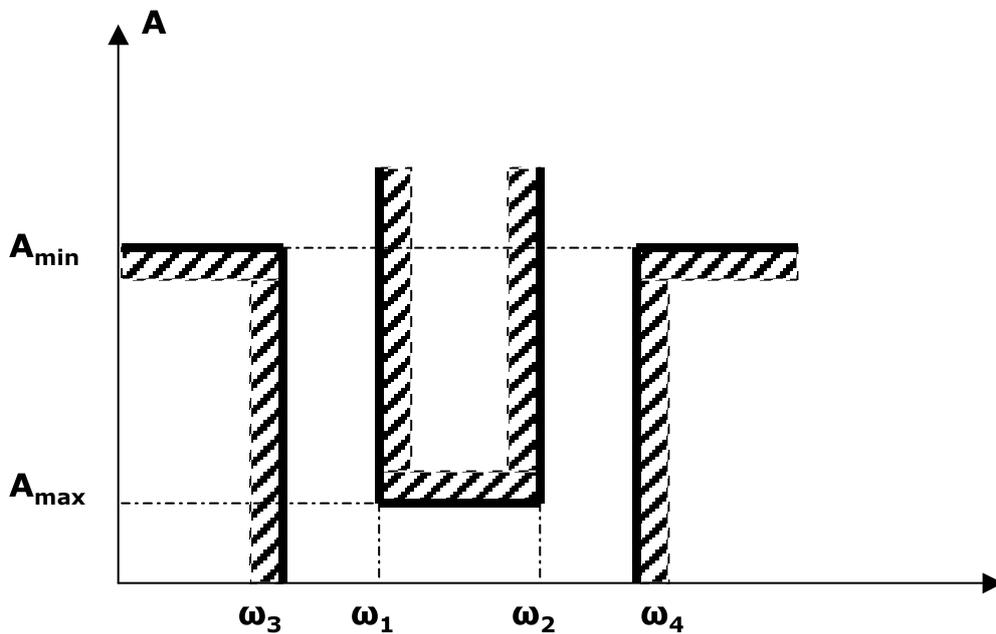


Figure 33: Gabarit en amplitude d'un filtre passe-bande simple.

La synthèse du filtre nécessitera la détermination d'une transmittance $H(j\omega)$ qui entre dans le couloir défini par le gabarit.

II.2. Normalisation et transposition

Normalisation : Cette première étape consiste à normaliser les données du gabarit du filtre passe-bande, notamment sa bande passante à l'aide de l'équation suivante :

$$b = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{II-1}$$

(bande passante réduite) dont les termes ω_0 , ω_1 , et ω_2 sont présentés sur la figure

Il subsiste donc seulement trois paramètres A_{\min} , A_{\max} , et k pour le passe-bas et b (la bande passante) en plus, pour le passe-bande. Les impédances seront elles aussi, normalisées à Z_0 .

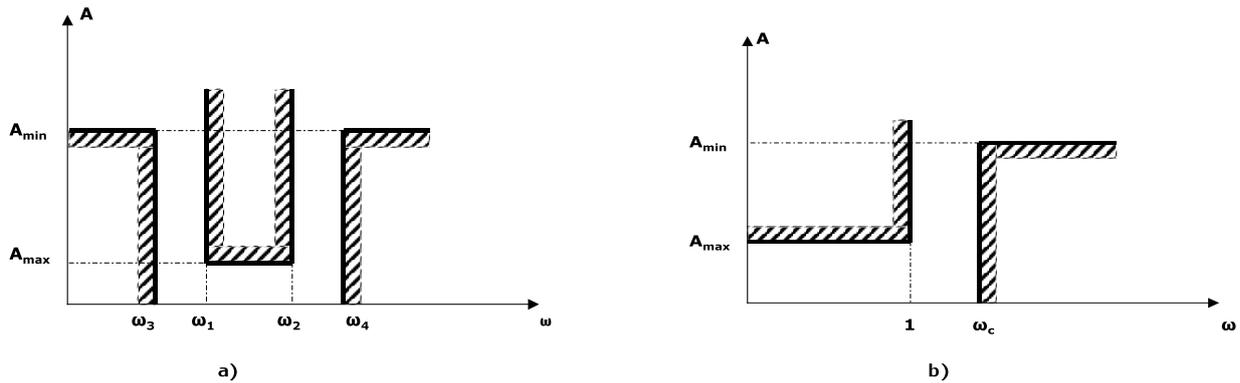


Figure 34: Transposition de la caractéristique d'atténuation du filtre a) passe-bande en b) passe-bas

Transposition :

Le filtre passe-bande est ensuite transposé en filtre passe-bas. Pour cela, nous utilisons l'équation de passage des fréquences réduites suivante :

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{1}{b} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \tag{II-2}$$

où le terme $\frac{\omega'}{\omega'_1}$ fait référence au filtre passe-bas et $\frac{1}{b} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ au filtre passe-bande.

Toutefois, le filtre idéal est irréalisable. En effet, la réalisation d'un tel filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité. De plus, l'amplitude et la phase ne sont pas liées par la relation de Bayard-Bode. Cette relation, liant la phase et l'amplitude d'un filtre implique une variation plus importante du temps de propagation de groupe lorsque la réjection est améliorée.

Compte tenu de l'antagonisme entre la phase et l'amplitude, il convient de définir l'approximation soit en amplitude soit en phase. Si l'on considère les contraintes importantes

imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels en terme de pertes et de réjection, le choix se porte sur les approximations en amplitude.

II.3. Les fonctions d'approximations en amplitude

Ce sont des fonctions qui se rapprochent de la courbe idéale amplitude - fréquence recherchée.

II.3.1. Approximation de Butterworth (ou maximally flat)

L'approximation de Butterworth est la plus simple et conduit à la réponse en amplitude :

$$A(dB) = 10 \cdot \log \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right) \quad \text{II-3}$$

où n est l'ordre du filtre et ω_c est la pulsation de coupure.

Quel que soit l'ordre n , toutes les courbes passent par $(\omega/\omega_c)=1$, et $A=3dB$. Les filtres de Butterworth ont une réponse très régulière et un temps de propagation de groupe assez constant dans la bande passante.

Une telle réponse constitue une bonne approximation en amplitude dans la mesure où l'ordre du filtre est élevé.

C'est pourquoi l'utilisation d'une telle fonction d'approximation n'est pas envisageable, compte tenu de l'adéquation entre l'ordre des filtres et leurs niveaux de perte.

II.3.2. Approximation de Tchebycheff

L'approximation de Tchebycheff correspond à la réponse en amplitude suivante :

$$A(dB) = 10 \log \left[1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \quad \text{pour} \quad \omega \leq \omega_c \quad \text{II-4}$$

$$A(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \cosh^2 \left(n \cosh^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \quad \text{pour} \quad \omega \geq \omega_c \quad \text{II-5}$$

A_m est l'ondulation en dB dans la bande passante, n l'ordre du filtre, ω_c la pulsation de coupure. Ces paramètres sont directement imposés par le gabarit du filtre.

Ce sont des filtres assez simples. Pour un ordre n donné, ils possèdent une pente élevée dans la zone de transition et une ondulation d'amplitude constante dans la bande passante

Cette approximation est intéressante car elle permet de fixer, à priori, l'erreur maximale tolérée dans la bande passante.

Ce degré de liberté permet alors d'obtenir de plus fortes réjections dans la bande atténuée, sans pour autant augmenter à outrance l'ordre n du filtre.

Bien sûr, plus l'erreur maximale tolérée dans la bande passante est grande et plus la réjection hors bande est importante.

Cette approximation est certainement la plus utilisée. Une telle fonction d'approximation trouve son intérêt dans la possibilité de fixer l'erreur maximale dans la bande passante.

Selon ce critère, il est possible d'obtenir des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter excessivement l'ordre du filtre.

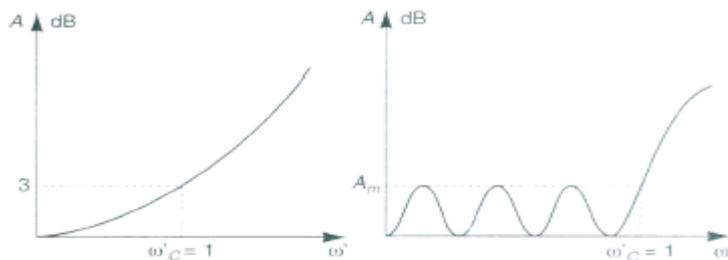


Figure 35: Représentation des fonctions d'approximations de type Butterworth et Tchebycheff

Outre les filtres classiques présentés ci-dessus, il existe d'autres approximations présentant une ondulation tant dans la bande passante que dans la bande atténuée.

L'approximation de Cauer se distingue des deux premières approximations par l'addition de zéros de transmission dans la réponse électrique des filtres. Cette fonction d'approximation est intéressante car elle permet d'obtenir une bonne sélectivité pour un ordre restreint.

Cependant, cela implique de fixer les fréquences des zéros de transmission. Ceci rend alors la synthèse très rigide et constitue un facteur limitatif d'utilisation.

Une approximation similaire permet grâce à des zéros de transmission placés aussi de manière indépendante dans la bande atténuée, de contrôler des fréquences particulières. Ceci implique un relâchement des contraintes dans la réalisation pratique du filtre.

Toutefois, de tels filtres, bien que performants, sont complexes tant au niveau de la synthèse que de leur mise en œuvre.

En conclusion, les différentes approximations mathématiques présentées ci-dessus montrent la diversité des solutions permettant le contrôle de la réponse électrique des filtres.

Cependant, plus le filtre associé à la fonction mathématique est performant, plus son schéma électrique et sa synthèse sont complexes.

Pour notre application, nous avons retenu un filtre de Tchebycheff d'ordre 2 (compromis entre bonne réjection et structure filtrante simple), ayant une ondulation dans la bande telle que $A_m=0.1$ dB.

L'ordre n du filtre est obtenu sur un abaque de caractéristiques d'atténuation. Il est conditionné par la pente de réjection que l'on veut obtenir en dehors de la bande passante du

filtre. Pour chacune des lois, des courbes (cf Figure 36) permettent de trouver la valeur de n convenable.

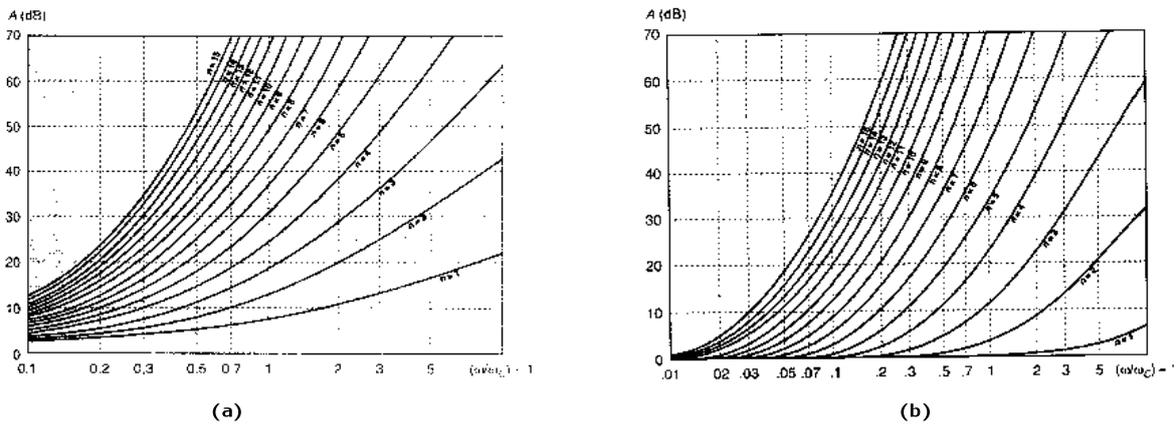


Figure 36: Exemple d'abaque; (a) Butterworth, (b) Tchebyscheff

Il permet aussi de déterminer le nombre d'impédances normalisées g_k (cf Tableau 2) que doit comporter le filtre prototype électrique passe-bas qui sert de point de départ à la synthèse de la structure finale.

II.4. Le prototype passe-bas

Le prototype passe-bas à élément localisé, illustré en Figure 37, est l'élément de base de toute synthèse de filtre, y compris des filtres passe-bande.

Ces prototypes idéaux font intervenir alternativement des éléments résonants séries et parallèles de type inductances et condensateurs. Il existe de nombreuses topologies de réalisation, mais les plus répandues sont les filtres LC en échelle.

La topologie des filtres LC en échelle est très simple, comprenant n branches pour une fonction de transfert d'ordre n :

- ✓ Si la première branche est une branche série, alors on parle de structure en T ;
- ✓ Si la première branche est une branche parallèle, alors on parle de structure en π ;

Les deux structures sont duales l'une de l'autre et donnent la même réponse. Chaque élément est caractérisé par son impédance réduite par rapport à Z_0 .

Ces filtres possèdent un certain nombre d'avantages, en particulier :

- ✓ Une dynamique très importante
- ✓ Un bruit très faible
- ✓ Une excellente performance en terme de sensibilité, très faible vis-à-vis des variations des valeurs de ses composants constitutifs.

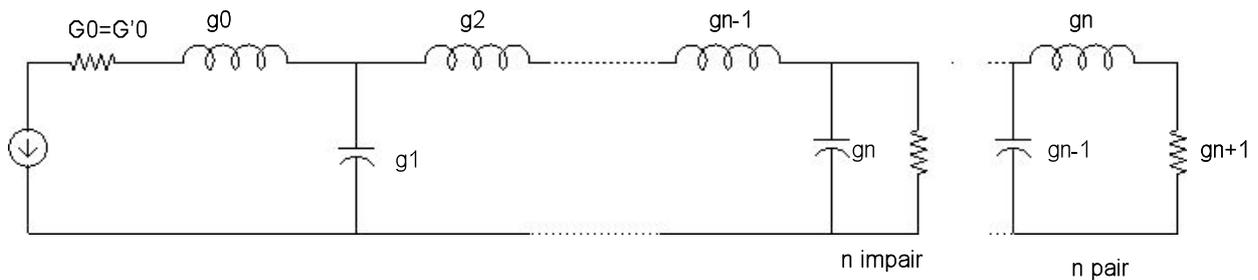


Figure 37 : Prototypes passe-bas classiques

Les valeurs g_k sont normalisées par rapport aux impédances de fermeture du filtre ainsi qu'à la fréquence de coupure du filtre passe bas.

Les valeurs de g_k (valeurs des éléments – inductances et condensateurs du filtre passe bas prototype) sont données dans le tableau ci-dessous :

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1	0.3052	1			
2	0.843	0.622	1.3554		
3	1.0315	1.1474	1.0315	1	
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.818	1.3554
5	1.1468	1.3712	1.975	1.3712	1.1468

Tableau 2: Valeurs normalisées g_k ($A_m=0.1$ dB, $\omega=1$ rd/s) des éléments du filtre passe-bas

Pour réaliser notre filtre d'ordre 2, les coefficients g_k à partir desquels nous avons déterminé les éléments résonants séries et parallèles de type inductances et condensateurs sont données dans la ligne $n=2$ de notre tableau.

On détermine les valeurs L_k et C_k du filtre passe-bas prototype à partir des relations suivantes :

$$C_{g_k}^* = \frac{1}{R_1 T_c} \tag{II-6}$$

$$L_{g_k}^* = \frac{R_1}{T_c} \tag{II-7}$$

Avec ω_c pulsation de coupure du passe-bas, R_1 résistance de terminaison.

On obtient alors la structure passe-bas suivante :

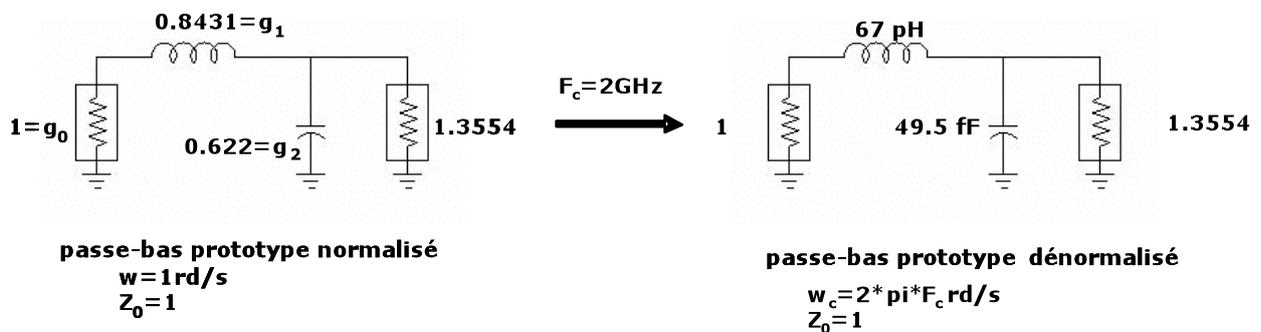


Figure 38: Détermination du filtre passe-bas prototype

Les différentes catégories de filtre peuvent se déduire du filtre passe-bas normalisé par transformation de fréquence. Le filtre passe-bas normalisé ($\omega_c=1\text{rd/s}$) est transformé en fonction passe-bande de fréquence de coupure ω_1 et ω_2 ($\omega_1 < \omega_2$) tel qu'illustré sur la Figure 39:

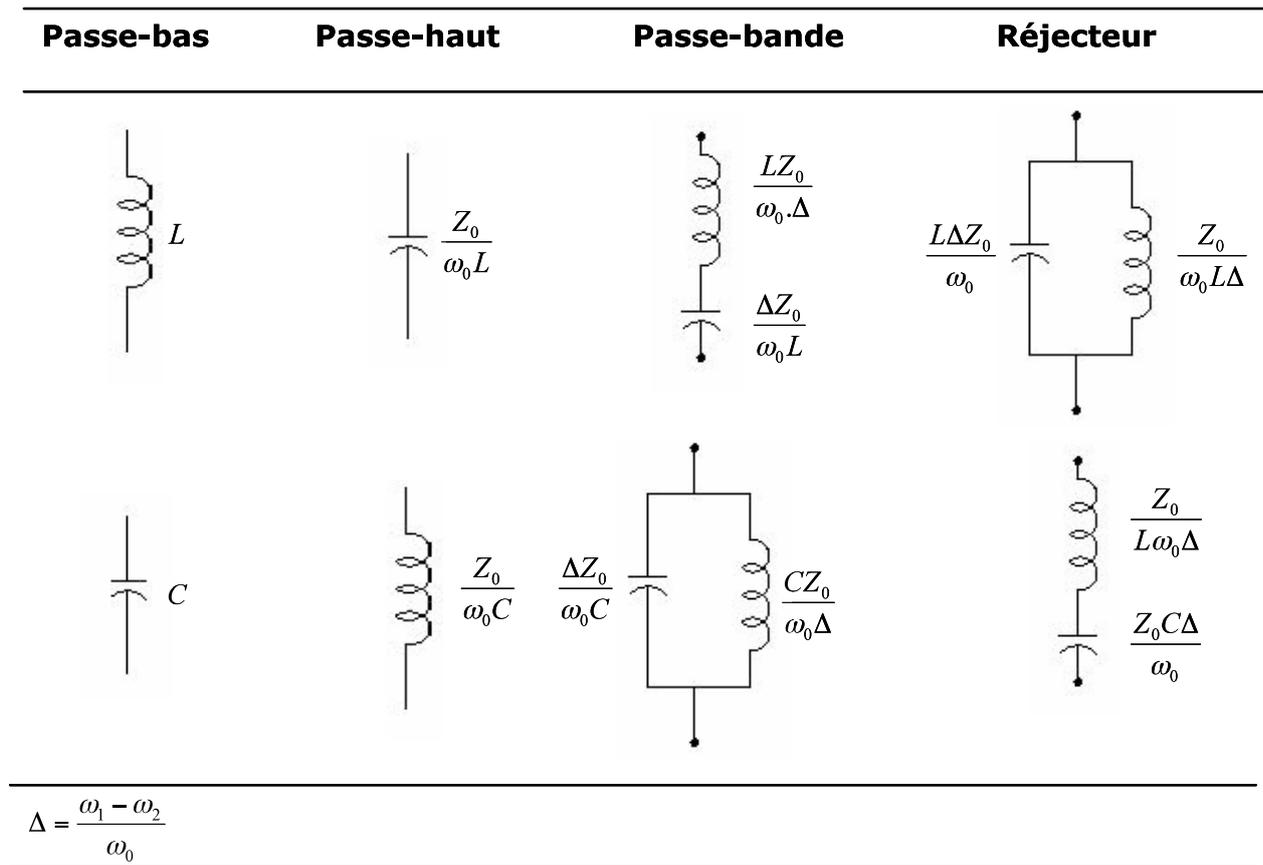


Figure 39: Eléments de transformation pour chaque filtre

La transformation en fréquence est donc la suivante :

$$p \rightarrow \beta(p/\omega_0 + \omega_0/p) \quad \text{II-8}$$

avec β , la bande passante et ω_0 la pulsation centrale du filtre définies comme suit :

$$\beta = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad \text{II-9}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \quad \text{II-10}$$

Compte tenu de cette transformation en fréquence :

- ✓ Les résistances ne subissent aucune transformation
- ✓ Les capacités sont transformées en circuits résonants parallèles

$$C_{pp} \rightarrow C \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad \text{II-11}$$

- ✓ Les inductances en circuits résonants séries

$$L_{pp} + \frac{1}{\omega^2 C_{00}}$$

Connaissant les éléments du passe bas, les éléments du passe-bande sont obtenus en transformant les éléments L_k et C_k en résonateurs L-C, séries ou parallèles selon les règles rappelées Figure 39.

Le filtre passe bande résultant fait donc intervenir des résonateurs série et parallèle.

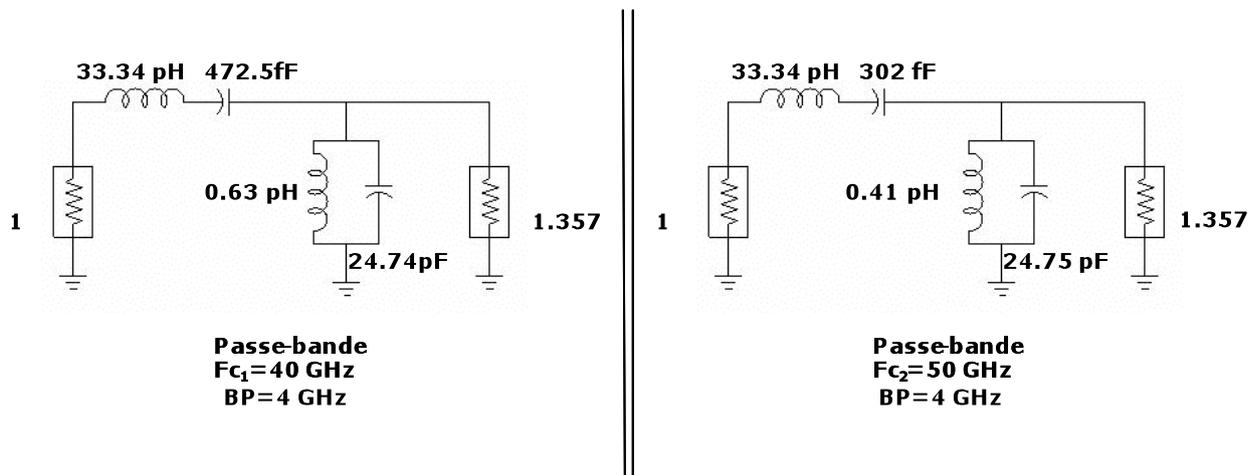


Figure 40: Schémas électriques aux deux fréquences d'utilisations

La modification de la fréquence de résonance des différents résonateurs ajuste la fréquence centrale du filtre.

Les allures des caractéristiques fréquentielles devant correspondre aux gabarits « idéaux » sont présentées en Figure 41.

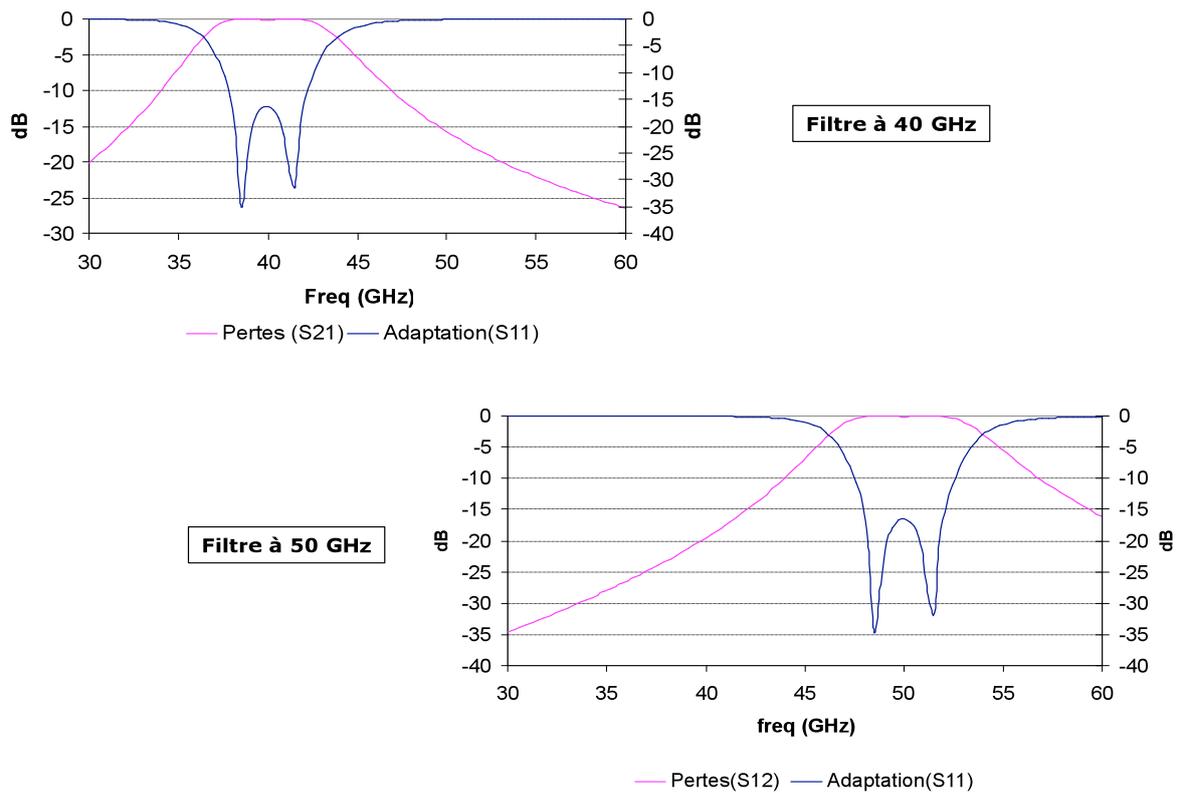


Figure 41 : Réponse électrique des filtres passe-bande d'ordre 2 désirés

Malgré le fait que l'on sache faire des capacités parallèles en technologie MEMS, il est moins évident d'y associer une inductance parallèle en technologie microruban de manière à former le résonateur L-C parallèle requis par le filtre. C'est la raison pour laquelle, sont introduit des inverseurs d'admittance qui permettent de réaliser un filtre n'utilisant seulement que des résonateurs L-C série identique.

Le paramètre le plus critique est la capacité série du résonateur. L-C série qui n'est limitée qu'autour de quelques centaines de fentoFarad.

Ainsi nous avons du calculer les inductances du résonateur et de l'inverseur à partir de cette valeur.

II.5. Les inverseurs d'impédances et d'admittances

Les inverseurs d'impédance et d'admittance, peuvent être réalisés de diverses manières en utilisant par exemple un tronçon de ligne quart d'onde ou encore des composants LC discrets comme il est illustré Figure 42.

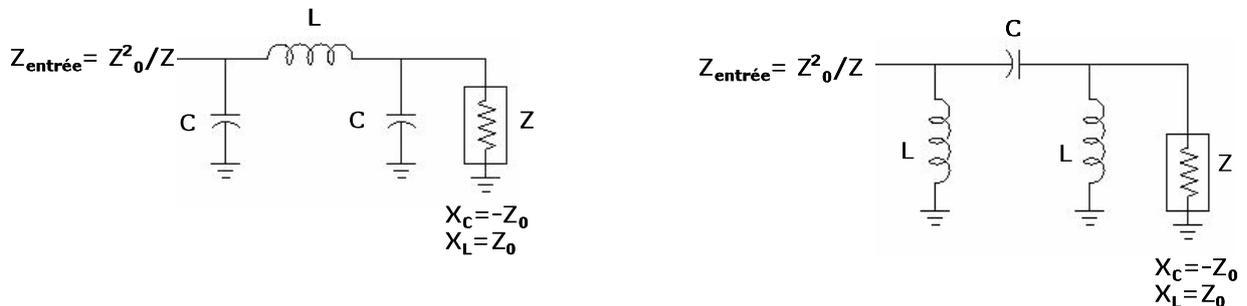


Figure 42 : Inverseur d'impédance localisé

D'autres topologies ne comprenant qu'un seul type d'éléments réactifs existent telles qu'illustrées Figure 43.

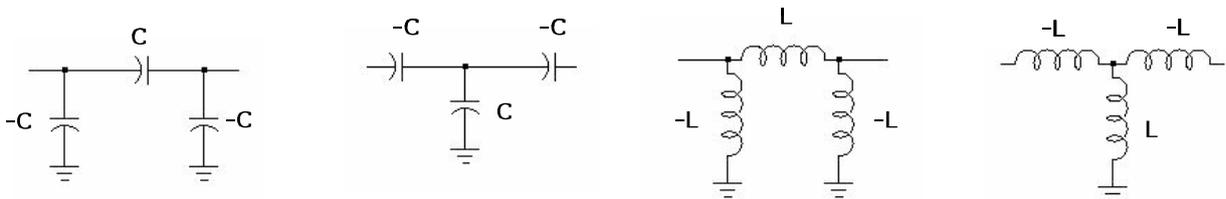


Figure 43: Inverseurs d'impédances à composants de valeur négative

La présence d'éléments de valeurs négatives, ne constitue pas une curiosité mathématique, dans la mesure où les éléments négatifs peuvent être « absorbés » par les éléments positifs du circuit contigu ; c'est-à-dire que les valeurs négatives $-L$ ou $-C$ sont prises en compte dans les inductances ou capacités constituant les circuits résonants ou adaptatifs (diminuant donc les valeurs de celles-ci).

Dans tous les cas, une impédance Z vue au travers de l'inverseur devient égale à Z_0^2/Z , où Z_0 est appelée l'impédance caractéristique de l'inverseur. Pour l'inverseur à ligne de transmission, Z_0 est l'impédance de la ligne. Pour les inverseurs à composants LC, la

réactance de la bobine X_L et la réactance du condensateur X_c , doivent être égales aux impédances Z_0 et $-Z_0$ respectives.

L'expression mathématique de l'inversion d'impédance d'un circuit résonnant parallèle en circuit résonant série est la suivante :

$$Z_{entrée} = Z_0^2 Y = Z_0^2 \left[\frac{1}{j\omega L_p} + j\omega C_p + \frac{1}{R_p} \right] = \frac{1}{j\omega \left(\frac{L_p}{Z_0^2} \right)} + j\omega \left(Z_0^2 C_p \right) + \frac{Z_0^2}{R_p} \quad \text{II-13}$$

Le choix de la topologie de nos inverseurs d'admittances s'est orienté vers une topologie en T composés uniquement d'inductances.

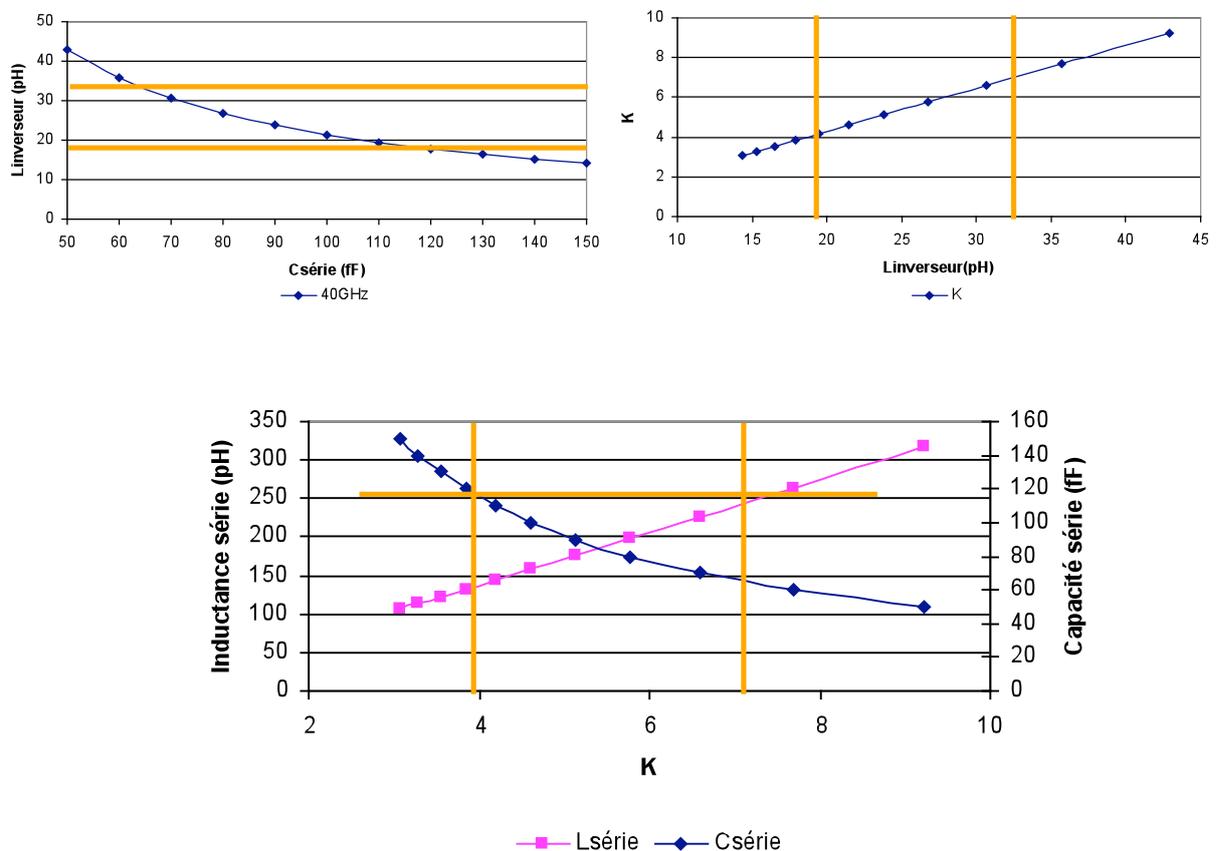


Figure 44: Méthode de détermination du résonateur série

A partir des graphes ci-dessous, on recherche la capacité MEMS série qui donne une inductance série semi-distribuée pas trop importante (il faut pouvoir ensuite la réaliser avec la

technologie choisie) et un inverseur d'admittance pour lequel les éléments à valeurs négatives pourront être absorbés et l'élément de la branche positive réalisable.

L'inverseur d'admittance dimensionné doit être le même pour les deux fréquences. En effet, en théorie l'inverseur n'est parfait qu'à une fréquence d'utilisation, cependant en pratique il peut être utilisé sur une large plage de fréquence.

Les deux filtres à résonateurs séries identiques obtenus sont :

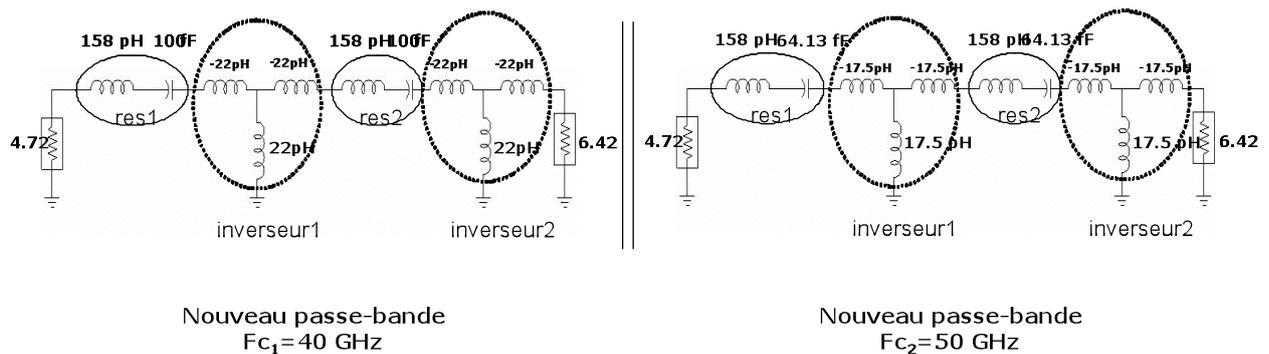


Figure 45: Schémas électriques des filtres à F_{c1} et F_{c2}

Les diverses transformations ont modifié l'impédance de travail du filtre. On remarque que celle-ci est passée de 1Ω à 4.72Ω en entrée et de 1.35Ω à 6.42Ω en sortie du filtre.

Ce qui nous amène à la dernière contrainte à respecter qui est l'adaptation du filtre quelque soit la fréquence centrale sélectionnée. L'étape suivante est le calcul de réseaux d'adaptation pour ramener l'impédance de travail du filtre à 50Ω aux deux accès. Pour cela nous avons mis en œuvre des réseaux d'adaptation, en entrée et en sortie, commutables qui adaptent le filtre quelque soit son état.

II.6. Les adaptateurs d'impédances

Le mot adaptation sous-entend normalement l'utilisation d'un réseau sans perte (donc non résistif) inséré entre une source alternative (haute fréquence) et une charge afin d'optimiser la puissance délivrée à cette charge.

Nous avons dû ainsi dimensionner des circuits d'adaptation entrée / sortie capables de maintenir une bonne adaptation de la bande passante aux deux fréquences centrales voulues.

Suivant la nature des éléments composants le circuit d'adaptation, on parle d'adaptation à éléments localisés, ou à éléments distribués, voire d'adaptation mixte.

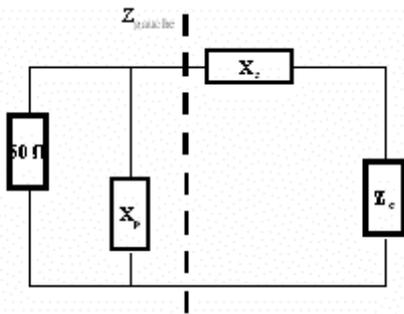


Figure 46 : Schéma de principe de l'adaptateur

Dans la topologie à éléments localisés, les éléments utilisés sont exclusivement des capacités et des inductances idéales. Le premier élément en partant de la charge à adapter permet de rejoindre le cercle à partie réelle d'impédance ou d'admittance égale à un. Le second permet de compenser la réactance ou la susceptance résiduelle.

Quant aux réseaux d'adaptation à éléments distribués, ils sont constitués d'au moins deux tronçons de ligne, l'un en série, l'autre en parallèle (appelé *stub*).

Nous avons utilisé des réseaux d'adaptation à éléments localisés en L à deux éléments qui adaptent la source à une charge dont la résistance est plus faible que celle de la source.

Dans le cas général, deux topologies de base permettent de réaliser l'adaptation d'une charge complexe quelconque, avec des éléments sans perte : la topologie série / parallèle et la topologie parallèle / série.

Pour des raisons de facilité d'implantation nous avons privilégié les topologies contenant des capacités en parallèle. Par la structure des inverseurs d'impédance, l'élément série doit être obligatoirement une inductance pour pouvoir absorber les inductances négatives des branches série du T inductif.

Ainsi la topologie des circuits d'adaptation entrée / sortie est un circuit en L contenant une inductance en série et une capacité en parallèle. La capacité sera réalisée en technologie MEMS.

Pour des raisons technologiques, les capacités MEMS doivent posséder le même rapport C_{on}/C_{off} . Comme nous le verrons plus tard, ce rapport est en fait imposé par la technologie. Il conditionne la hauteur de diélectrique implantée entre le microruban et le pont qui formera la capacité MEMS à l'état bas. Ainsi pour obtenir le même rapport sur toutes les capacités (série et parallèle) nous avons réalisé une optimisation sur les valeurs des éléments des réseaux d'adaptation entrée et sortie.

L'optimisation, a consisté à réitérer l'analyse circuit en changeant automatiquement seulement les inductances des réseaux d'adaptation (seul degré de liberté), que nous avons voulues identiques aux deux fréquences f_{c1} et f_{c2} , et en pondérant les capacités par un même coefficient variable représentant le C_{on}/C_{off} .

Le critère d'optimisation devait se rapprocher des réponses électriques idéales des filtres à f_{c1} et f_{c2} (Figure 41).

La **Figure 47** illustre la mise en œuvre de cette méthode d'optimisation réalisée sur ADS.

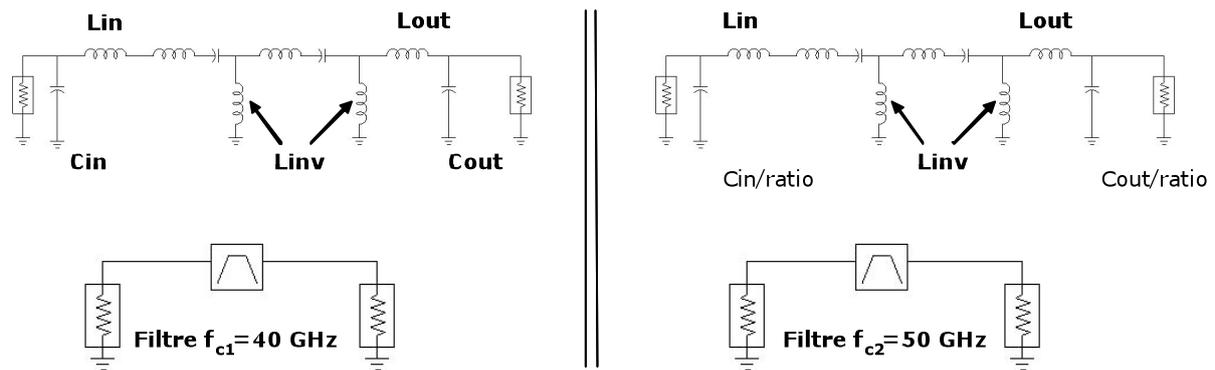


Figure 47 : Méthode d'optimisation

Les paramètres L_{in} , C_{in} , L_{out} et C_{out} sont donc les éléments inductifs et capacitifs de nos réseaux d'adaptation entrée et sortie. Le paramètre appelé « *ratio* » représente le C_{on}/C_{off} des capacités MEMS.

Ainsi les réseaux d'adaptation obtenus sont donnés Figure 48

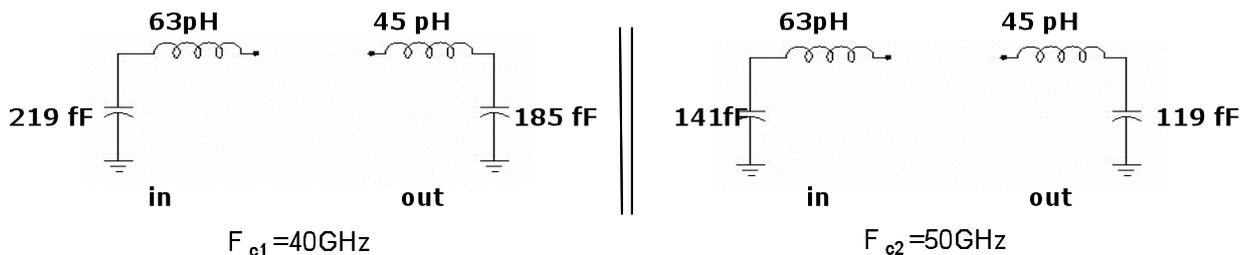


Figure 48 : Réseaux d'adaptation optimisés

La structure définitive comporte une inductance parallèle dans le réseau d'adaptation d'entrée, de manière à avoir la masse DC partout de manière à pouvoir activer les ponts par la création d'une différence de potentiel entre le milieu du pont et la masse DC.

Les schémas électriques du filtre obtenus aux deux fréquences sont la résultante de la synthèse présentée précédemment avec les remarques suivantes :

- ✓ Les valeurs négatives des inductances séries des inverseurs d'impédance ont été prise en compte dans les inductances des résonateurs (diminuant donc celles-ci).

- ✓ Les inductances série des adaptateurs d'impédance ont été prise en compte dans l'inductance du résonateur (augmentant donc celle-ci).

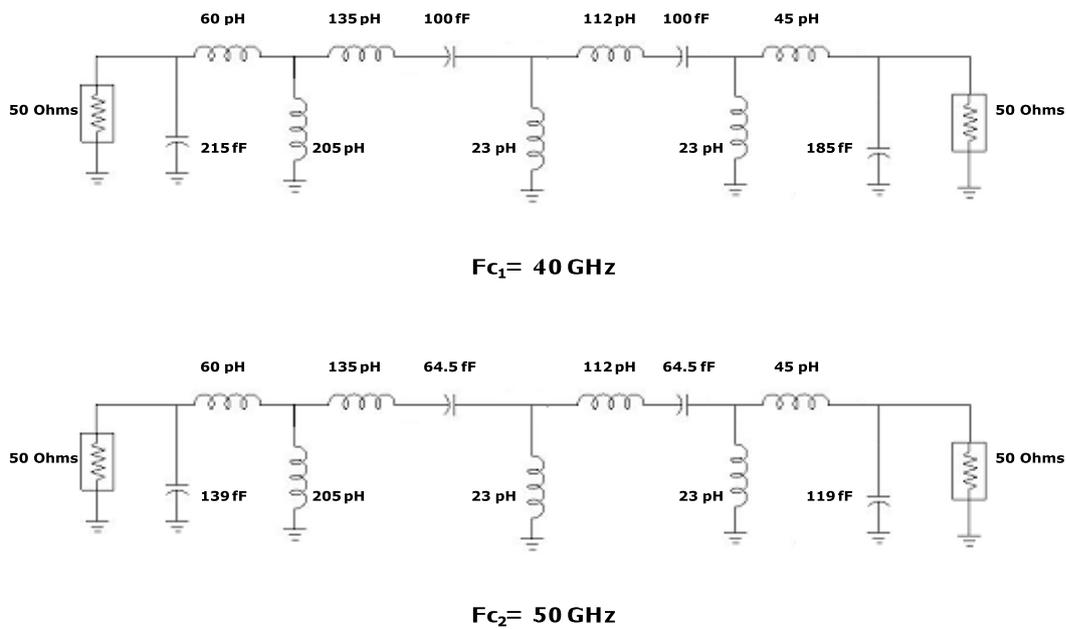


Figure 49: Schémas électriques des deux filtres

Les résultats de simulations obtenus sont illustrés dans la figure ci-dessous :

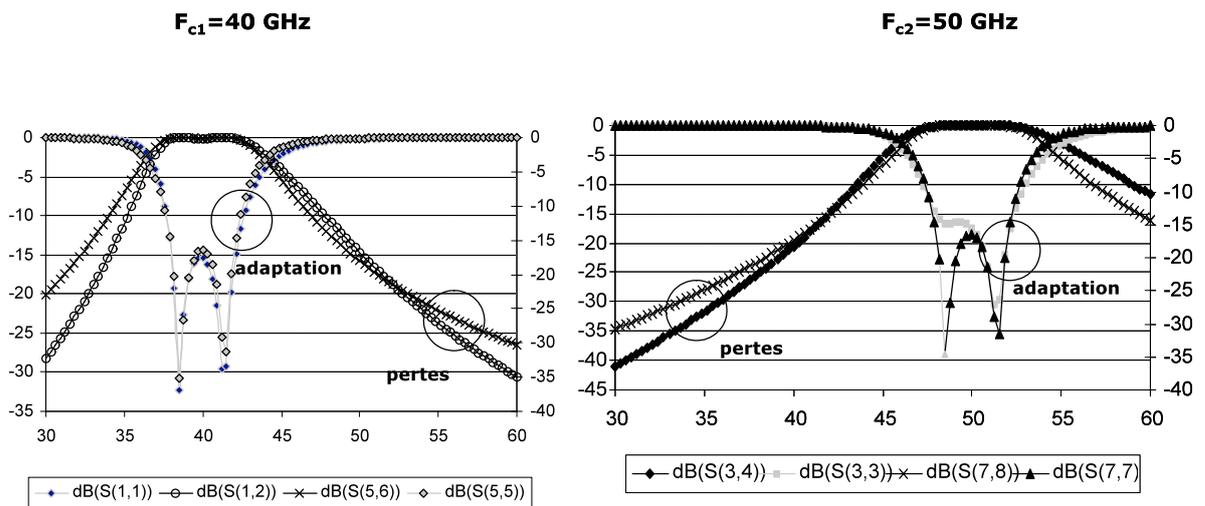


Figure 50 : Caractéristiques des filtres synthétisés avec même C_{on}/C_{off}

Les résultats sont

- ✓ des pertes d'insertion de -0.1 dB quelque soit l'état du filtre

- ✓ une adaptation dans la bande passante inférieure à -14dB pour les deux états
- ✓ une bande passante relative de 19%(filtre à 40GHz) et 18% (filtre à 50GHz)
- ✓ un C_{on}/C_{off} identique pour toutes les capacités variables de 1.6

II.7. Schéma final du filtre

Le schéma final du filtre est présenté en Figure 51.

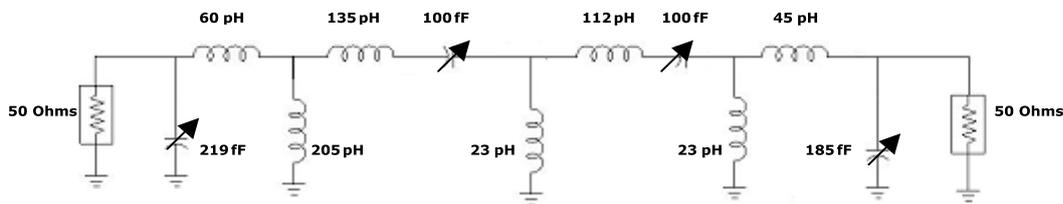


Figure 51 : Schéma final du filtre

Dans le cas sans pertes, la Figure 52 présente les résultats de simulation.

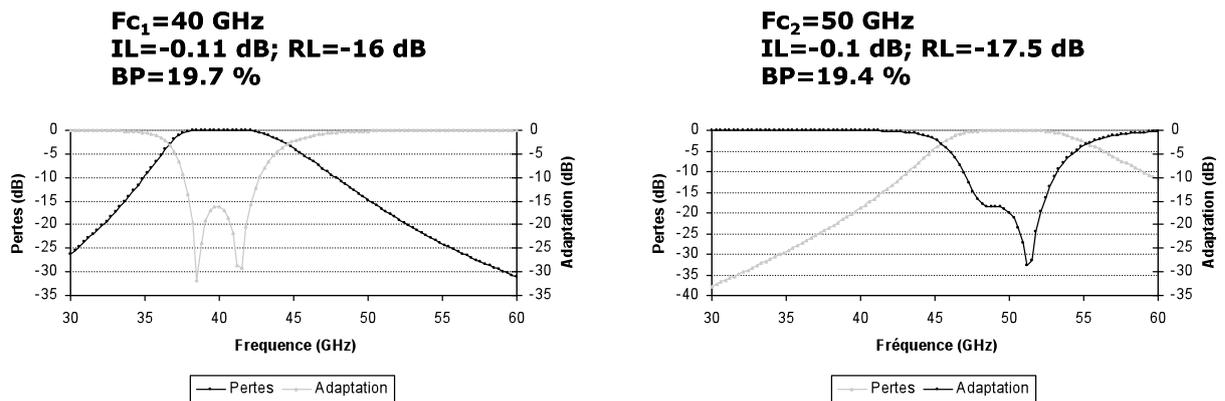


Figure 52 : Caractéristiques du filtre synthétisé

Se basant sur cette topologie de filtre, nous avons cherché à l'intégrer en technologie Thin Film Microstrip (cf Figure 53)

Le substrat hôte est du silicium dont il importe peu la conductivité étant donné que les champs électromagnétiques ne sont pas situés dans ce matériau mais se positionnent dans l'air au dessus du conducteur central soit dans le BCB entre le conducteur central et la masse.

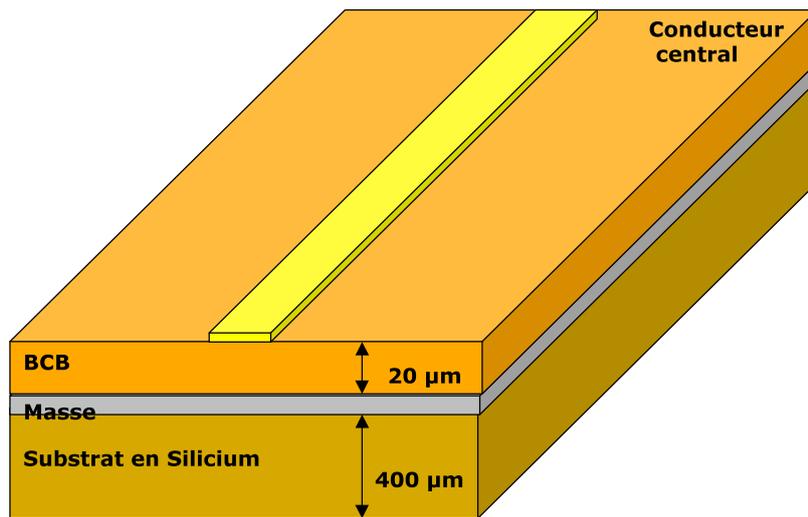


Figure 53 : Technologie employée

Quant aux différentes capacités variables nous avons cherché à les intégrer en technologie MEMS. Le paragraphe suivant présente la réalisation d'inductances, condensateurs et circuits résonants en technologie microbande transposable sur Thin Film Microstrip. Une telle technologie, microruban par nature, dispose de bibliothèques très fournies en modèles divers.

III. Réalisation des constituants du filtre

III.1. Dimensionnement des inductances

Le dimensionnement intervient par la traduction en terme de dimensions physiques (longueurs et largeurs de lignes, espacement entre les lignes) selon la technologie choisie, des caractéristiques électriques (impédances, coefficients de couplage, longueurs électriques, etc...) obtenues lors de la synthèse de la fonction de filtrage voulue.

Le dimensionnement de ces éléments a reposé sur l'extraction par le biais de simulations électriques et électromagnétiques de l'inductance linéique d'un tronçon de largeur fixé.

Nous n'allons pas exposer la théorie des lignes microbandes mais plutôt de donner les informations nécessaires à la compréhension des phénomènes de propagation qui apparaissent dans ce genre de structures.

III.1.1. Approche théorique de la ligne microbande

La difficulté d'étude de la propagation dans une ligne microbande provient du fait qu'elle s'effectue à la fois dans le substrat et dans l'air.

L'onde électromagnétique se propage à la fois dans l'air et dans le diélectrique ; deux milieux d'indice différents (Air : $\epsilon_r=1$, diélectrique : $\epsilon_r=2.65$).

Hammersdadt et Jansen donnent les formulations empiriques de la constante diélectrique relative équivalente et de Z_c en fonction des paramètres caractéristiques des milieux réels.

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{III-1}$$

pour des lignes telles que $w > h$,

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right) \quad \text{III-2}$$

pour des lignes telles que $w < h$;

Pour des lignes caractérisées par un conducteur d'épaisseur très faible, on pourra utiliser les expressions suivantes pour approximer l'impédance caractéristique :

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \frac{1}{\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)} \quad \text{III-3}$$

pour des lignes telles que $w > h$,

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad \text{III-4}$$

pour des lignes telles que $\omega < h$.

La vitesse de propagation de l'onde est alors donnée par

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad c = 3.10^8 \text{ m/s} \quad \text{III-5}$$

Il faut noter que la constante diélectrique effective ϵ_{reff} dépend généralement de la fréquence, mais nous le négligerons par la suite.

III.1.2. Calcul de l'impédance caractéristique

Connaissant les paramètres caractéristiques d'une ligne microbande,

- ✓ Pour le substrat, son épaisseur h et sa permittivité relative complexe.
- ✓ Pour la bande métallique, sa largeur w qui est en général de l'ordre de grandeur de h (0.1 à $10 \cdot h$) et son épaisseur t ,

le calcul de l'impédance caractéristique se résume à la détermination de la largeur de la bande métallique pour obtenir une impédance caractéristique fixée.

Cette valeur va dépendre des phénomènes de propagation, à savoir la présence ou non d'ondes réfléchies sur la ligne.

Les calculs sont généralement assez laborieux et fort heureusement la plupart des logiciels de simulation contiennent un module (**Linecalc** pour le logiciel circuit ADS de la société Agilent) permettant de dimensionner une ligne à notre place selon son impédance caractéristique ou sa largeur.

La gamme d'impédances, si l'on considère une épaisseur de $10 \mu\text{m}$ de BCB, réalisable est comprise entre 18Ω et 78Ω pour une largeur de ruban minimum de $10 \mu\text{m}$ dans le cas d'une ligne inductive et un rapport $w/h < 10$ pour les lignes capacitives.

L'utilisation d'une couche d'épaisseur de 20 μm donnera des valeurs d'impédances réalisables comprises entre 18 Ω et 106 Ω pour la même largeur de ruban.

L'impédance caractéristique d'une ligne microruban est inversement proportionnelle à sa largeur. Une ligne de largeur plus faible que celle d'une ligne de 50 Ω présente une forte impédance caractéristique et à donc un comportement inductif (pour de faibles longueurs de ligne). A l'opposé, une ligne très large (par rapport à la ligne 50 Ω) a un comportement capacitif (impédance caractéristique faible).

III.2. Réalisation des inductances

Les inductances semi-distribuées sont réalisées à l'aide de tronçons de ligne à forte impédance dont la longueur est infinie à la longueur d'onde.

L'inductance série s'obtient donc par un rétrécissement du ruban métallique. Le tronçon présente ainsi une forte impédance caractéristique et est chargé par deux lignes d'accès d'impédance plus faible (généralement 50 Ω).

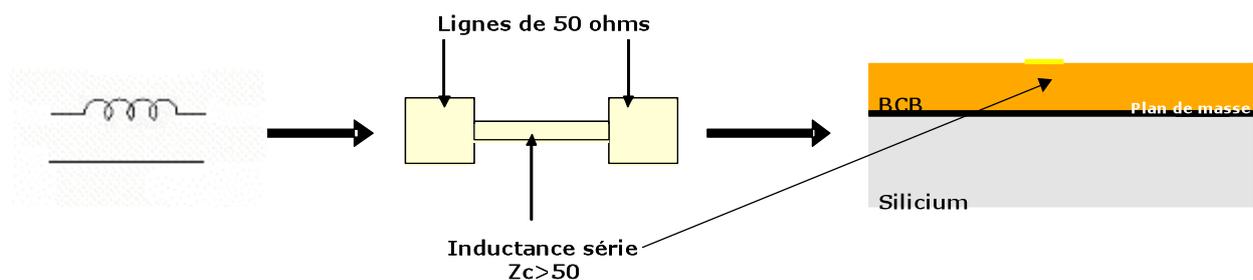


Figure 54 : Inductance semi-distribuée série

La valeur de l'inductance réalisée vaut : $L = Z_c \frac{x}{v}$ où x est la longueur du tronçon inductif, Z_c son impédance caractéristique et v la vitesse de propagation des ondes sur ce tronçon. On veillera à respecter : $x < \lambda/12$ afin de conserver l'hypothèse « *élément semi-distribué* ».

L'inductance parallèle s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne inductive court-circuité à l'orée de ses extrémités.

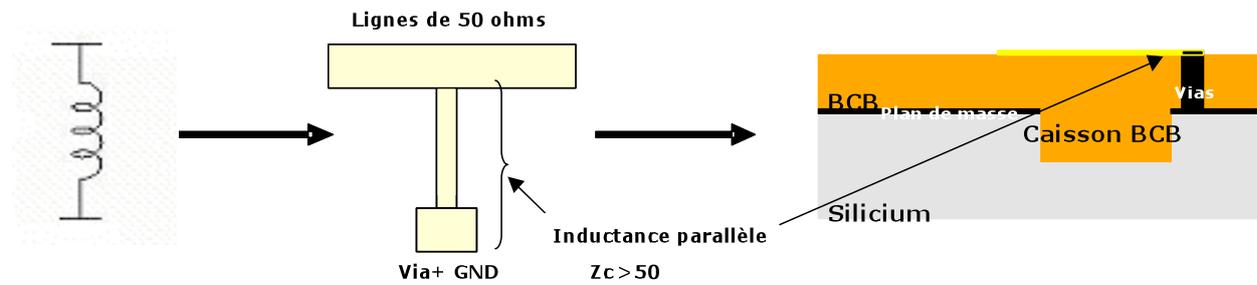


Figure 55 : Inductance semi-distribuée parallèle

Le tronçon qui présente une faible impédance caractéristique, se trouve chargé à ses extrémités par des lignes d'impédance caractéristique plus forte.

Dans l'étape suivante nous avons cherché à réaliser les capacités MEMS.

III.3. Réalisation des capacités accordables de type MEMS

Pour dimensionner et réaliser nos différentes capacités MEMS, nous avons :

- ✓ Effectué des simulations électromagnétiques sur HFSS de capacités MEMS de différentes dimensions,
- ✓ Déterminé un modèle électrique équivalent de ces capacités à partir de ces simulations électromagnétiques,
- ✓ Etablit une datathèque liant dimensions et valeurs des éléments du schéma équivalent.

Le dimensionnement étant ainsi simplement réalisé par le choix de dimensions conduisant à des valeurs de composants en adéquation avec la synthèse du filtre sélectif réalisée.

III.3.1. Capacités MEMS utilisées :

Les capacités MEMS parallèles nécessaires sont décrites en **Figure 54**. Il s'agit d'un pont (électrode mobile) connecté à la masse par des vias (traversées conductrices), de largeur w , séparée de la ligne (électrode fixe) par une couche de $2,6 \mu\text{m}$ de diélectrique (BCB) et d'un gap d'air de $1 \mu\text{m}$.

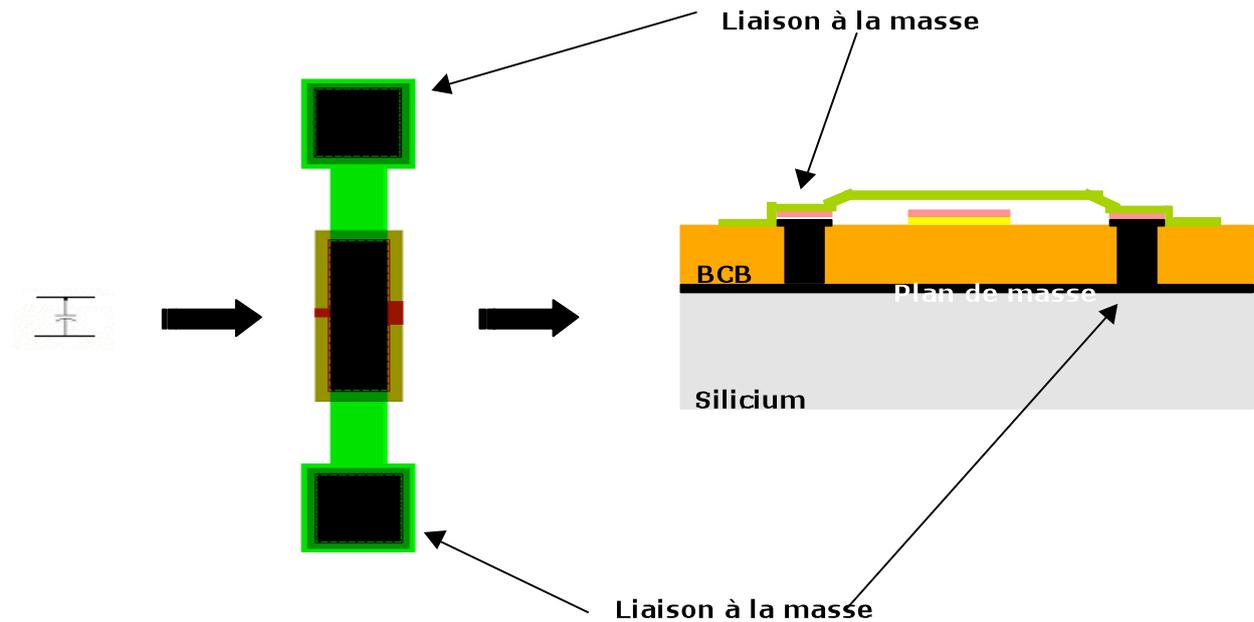


Figure 56 : capacité MEMS parallèle

La capacitance du MEMS peut être estimée à partir de la relation de la capacité plan suivante :

$$C = \epsilon_0 \frac{w.l}{\frac{h_{diel}}{\epsilon_{diel}} + h_{air}} \quad \text{III-6}$$

où w est la largeur du pont, l sa longueur, h_{diel} la hauteur de diélectrique, h_{air} la hauteur du gap d'air et ϵ_{diel} la permittivité relative du diélectrique utilisé (soit 2.65 pour le BCB).

Les capacités MEMS séries nécessaires pour les résonateurs du filtre sont décrites en **Figure 57**. Au niveau du centre du pont, la ligne RF est coupée sur $10 \mu\text{m}$. Cette coupure et le pont définissent donc une capacité série que l'on ajuste par la hauteur du pont mobile qui doit être flottant vis-à-vis de la masse RF.

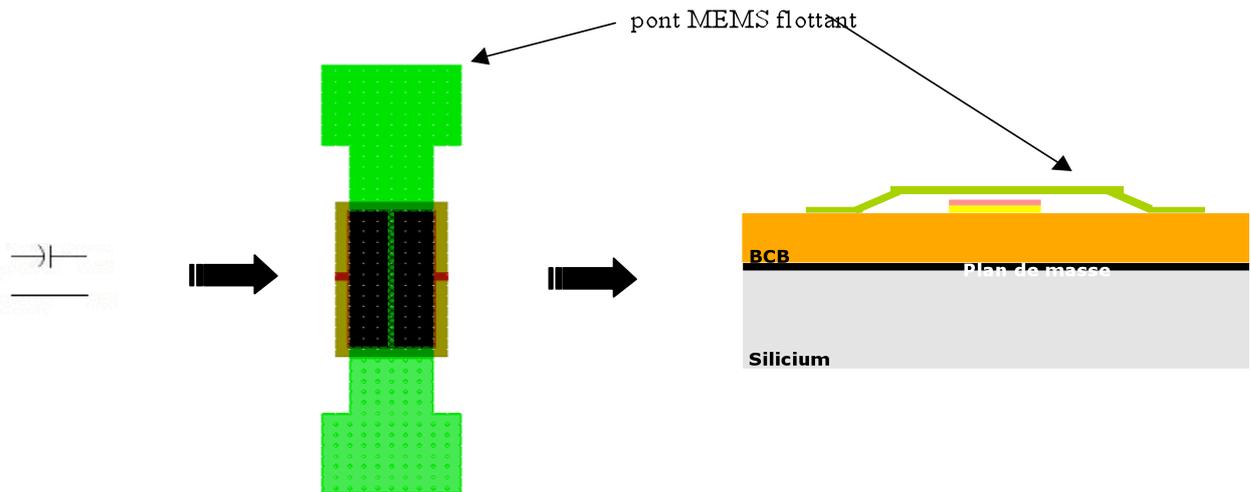


Figure 57 : Capacité MEMS série

La capacitance du MEMS peut être estimée à partir de la relation de la capacité plan suivante :

$$C = \varepsilon_0 \frac{(w_b + gap).l}{\frac{h_{diel}}{\varepsilon_{diel}} + h_{air}} \quad \text{III-7}$$

où w_b correspond à la largeur du pont, le gap correspond à une coupure du ruban de 10 microns, l la longueur du pont.

Aujourd'hui les simulateurs électromagnétiques sont utilisés pour obtenir des modèles précis de lignes de transmission ou de discontinuités, mais également pour l'analyse et la conception de dispositifs complexes.

III.3.2. Réalisation des capacités MEMS

Avant de proposer les datathèques permettant le dimensionnement des différentes capacités MEMS pour la réalisation de la fonction de filtrage, il faut déterminer h_{air} , paramètre qui conditionne le C_{on}/C_{off} de nos différentes capacités MEMS.

Lorsque le pont est à l'état haut (pas de tension appliquée), la nouvelle capacitance des structures MEMS doit représenter la mise en série d'une capacité dans le BCB et d'une capacité dans l'air.

La capacité équivalente à l'état haut est ramenée à l'expression ci-dessous :

$$C = \frac{C_{air} \cdot C_{diel}}{C_{air} + C_{diel}} \quad \text{III-8}$$

Pour la capacité MEMS parallèle elle vaudra donc :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_{air} \frac{S}{h_{diel} + \epsilon_{diel} h_{air}} \quad \text{avec} \quad S = w.l \quad \text{III-9}$$

où w est la largeur du pont, l sa longueur, h_{diel} la hauteur de diélectrique et ϵ_{diel} la permittivité relative du diélectrique utilisé (soit 2.65 pour le BCB).

Pour la capacité MEMS série elle vaudra :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_{diel} \frac{S}{h_{diel} + \epsilon_{diel} h_{air}} \quad \text{avec} \quad S = (w_b + gap).l_b \quad \text{III-10}$$

Pour notre application de filtre passe-bande accordable, nous avons fait en sorte que les capacités MEMS série et parallèle possèdent le même C_{on}/C_{off} .

Celui-ci est obtenu selon la relation suivante :

$$\frac{C_{on}}{C_{off}} = 1 + \epsilon_{diel} \frac{h_{air}}{h_{diel}} \quad \text{III-11}$$

On remarque alors que c'est la hauteur d'air qui conditionne ce rapport. Par conséquent, pour une hauteur de diélectrique de $2.6 \mu\text{m}$, la hauteur d'air aura pour valeur :

$$h_{air} = \frac{(1,6 - 1)}{\epsilon_r} h_{diel} \quad \text{soit} \quad h_{air} = 0,6 \mu\text{m} \quad \text{III-12}$$

III.3.3. Simulations électromagnétiques

Le comportement électromagnétique des différentes structures a été simulé avec HFSS de la société Ansoft, logiciel de simulation électromagnétique 3 D utilisant la méthode basée sur les éléments finis et effectuant un maillage tridimensionnel (méthode volumique) de la structure à étudier. Il permet de connaître la distribution des champs dans un volume spécifié ainsi que les paramètres d'une structure multiport.

Un exemple des structures simulées est donné sur la Figure 58.

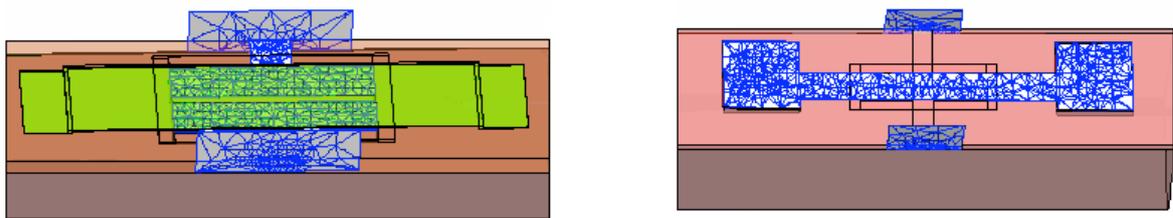


Figure 58 : Structures simulées sous HFSS

Pour générer un maillage optimal, HFSS utilise une méthode itérative qui permet d'affiner le maillage généré initialement dans les zones où l'on dénote une importance densité d'erreur, c'est-à-dire lorsque deux mailles adjacentes possèdent des valeurs de champ très différentes.

A chaque itération, la solution est recalculée, ce qui permet de vérifier la convergence des paramètres S recherchés (cf Figure 60).

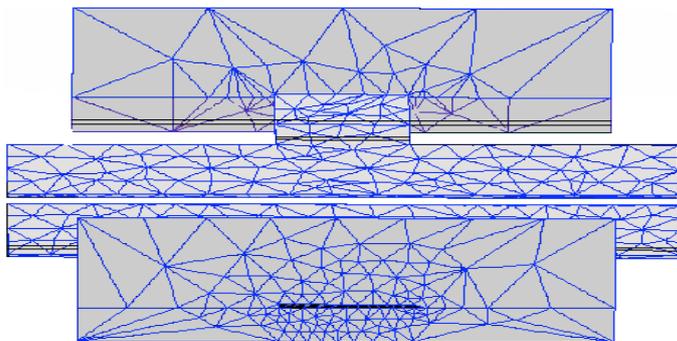


Figure 58: Exemple de maillage

La Figure 60 présente les paramètres S d'une structure à l'état bas et haut d'une capacité MEMS de type parallèle simulées sous HFSS pour trois largeurs de pont.

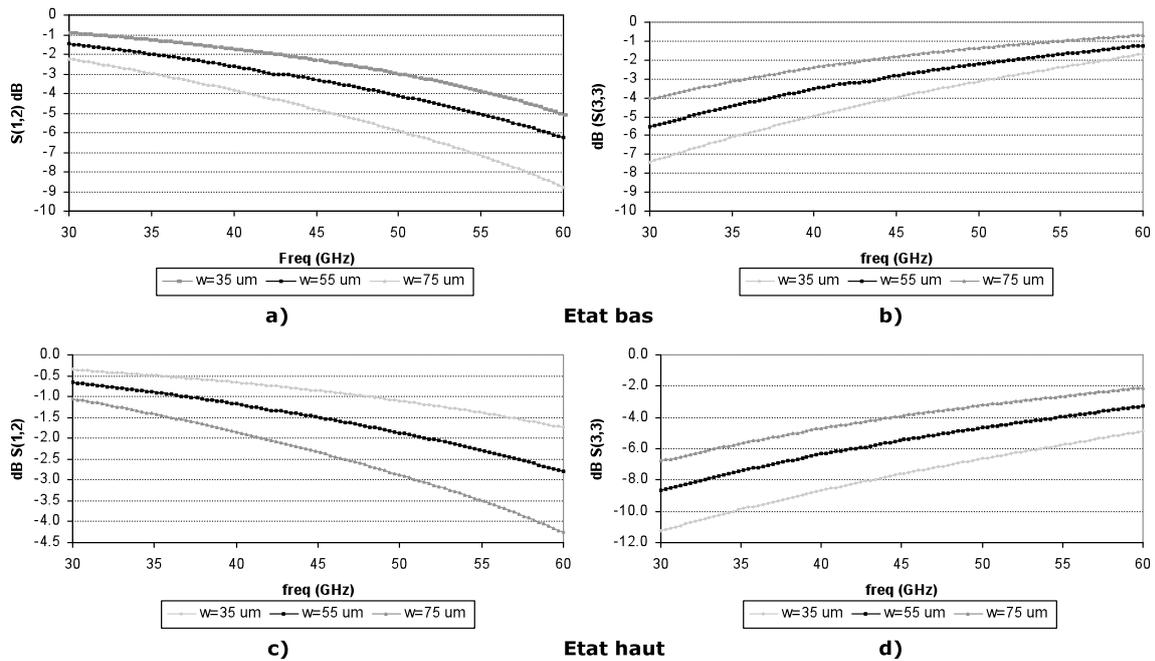


Figure 60: Paramètres S de la structure à l'état bas a) S₂₁, b) S₁₁ et à l'état haut c) S₂₁ et d) S₂₂ pour différentes valeurs de W.

Les résultats de simulation obtenus nous ont ainsi permis de proposer un modèle électrique de chaque structure paramétrée par les dimensions des structures. Cette modélisation est présentée au paragraphe suivant.

III.3.4. Modélisation des capacités MEMS (Schéma électrique équivalent)

III.3.4.1. Configuration parallèle

Le modèle de la capacité MEMS parallèle (cf Figure 60) se compose d'un circuit résonant L_{mems}-C_{mems} série en parallèle à la ligne de transmission, auquel s'ajoutent deux inductances séries.

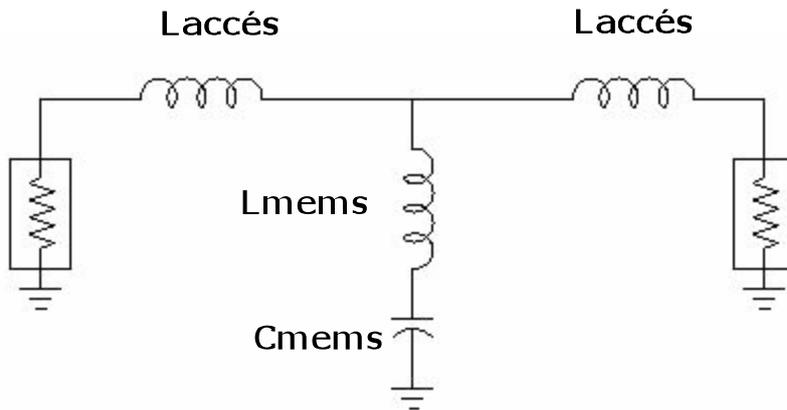


Figure 60 : Schéma équivalent du MEMS parallèle

Le Tableau 3 décrit les expressions permettant l'extraction des éléments du modèle parallèle considéré.

C_{mems}	L_{mems}	$L_{accés}$
$\frac{1}{\omega \text{Im}(Z_{21})}$ lorsque ω tend vers 0	$\frac{1}{C (2 \pi f_r)^2}$	$\text{Im}(Z_{11}-Z_{21})$

Tableau 3: Extraction des éléments du modèle parallèle

avec Z_{11} , Z_{21} paramètres Z respectivement en réflexion et en transmission de la ligne, et f_r fréquence de résonance de la structure MEMS.

Ce processus d'extraction a été effectué pour différentes valeurs de largeur w . A partir de ces données, une « *datathèque* » a été établie et permet alors de déterminer la valeur de la capacité parallèle équivalente en fonction de la largeur du MEMS (Figure 61) et vice-versa.

On peut voir sur ce graphe deux courbes.

La capacité $C_{\text{équi}}$ correspond à la capacité équivalente $L_{mems} - C_{mems}$ en série.

$$C_{\text{équi}} = \frac{C_{mems}}{L_{mems} \cdot \omega + 1} \quad \text{III-13}$$

La première représente la valeur de la capacité équivalente du MEMS connecté directement à la masse par des vias traversant le BCB (cf courbe Vias).

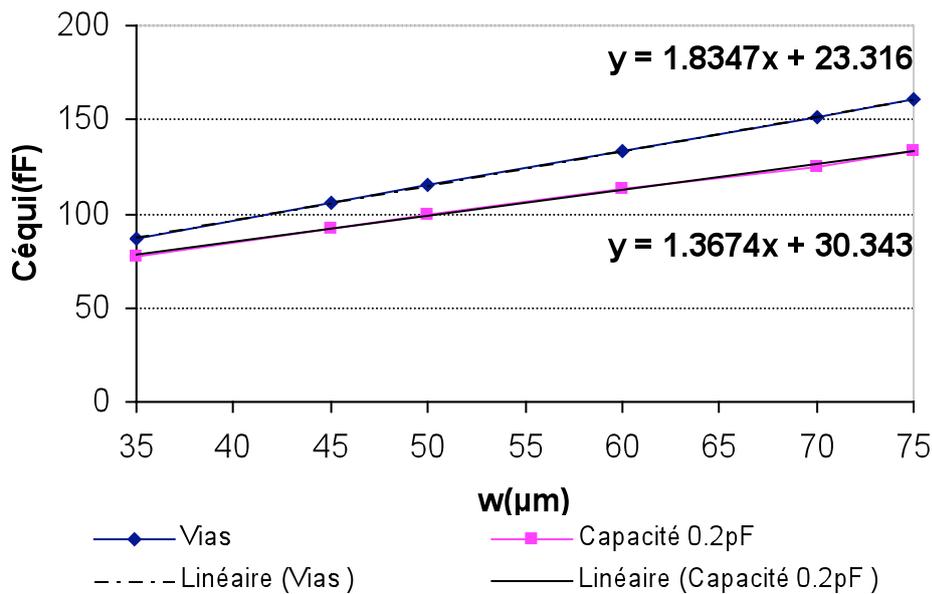


Figure 61 : Valeur de la capacité parallèle équivalente en fonction de la largeur du MEMS

La deuxième représente la valeur réelle de la capacité équivalente du MEMS (cf courbe Capacité 0.2 pF).

Dans ce cas, la capacité C_{mems} est la capacité globale englobant le pont et deux capacités plans parasites formées par les deux plans métalliques que constituent les pieds du pont et la masse du microruban séparés de la couche de diélectrique. Ces capacités d' une valeur de 0.2pF doivent être prise en compte dans le modèle électrique et par conséquent pour le dimensionnement.

III.3.4.2. Configuration série

Nous avons procédé de la même manière pour le MEMS série (Figure 62 et

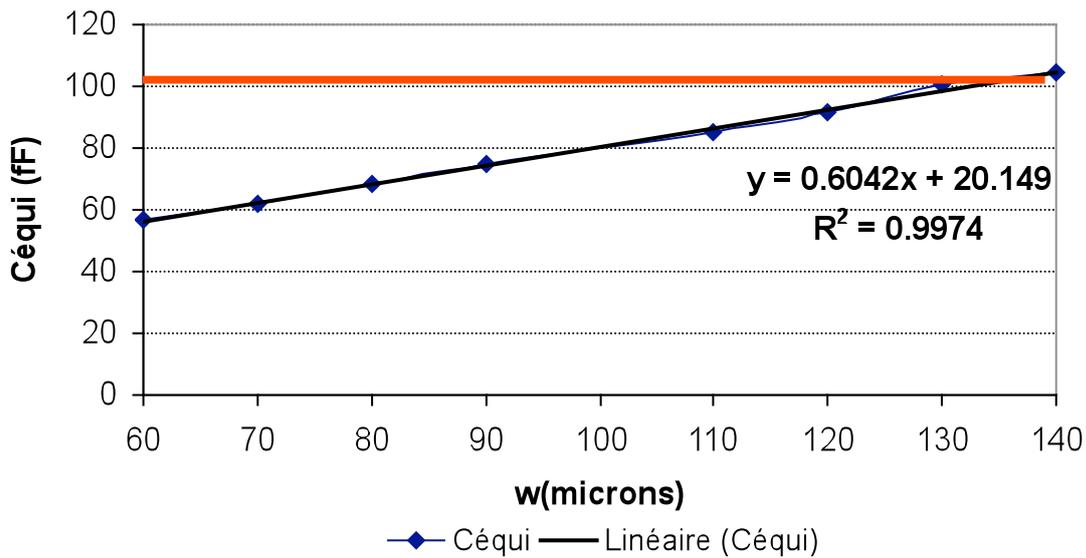


Figure 632).

Le modèle de la capacité MEMS série comprend un modèle électrique en π capacitif.

La capacité C_{mems} traduit le couplage existant entre les deux tronçons centraux de la ligne micro-ruban associée à la capacité du pont.

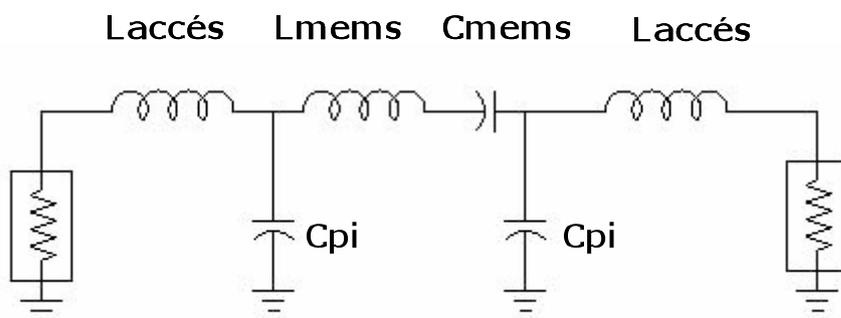


Figure 62 : Schéma équivalent du MEMS série

La capacité de couplage C_{mems} présente un comportement hyperbolique en fonction de la largeur de la coupure. De plus, la capacité varie linéairement en fonction de la largeur du conducteur central de la ligne à impédance caractéristique constante.

L'inductance L_{mems} est

Les capacités C_{pi} , traduisent le couplage entre le ruban élargi et le plan de masse « *microstrip* » sous le BCB.

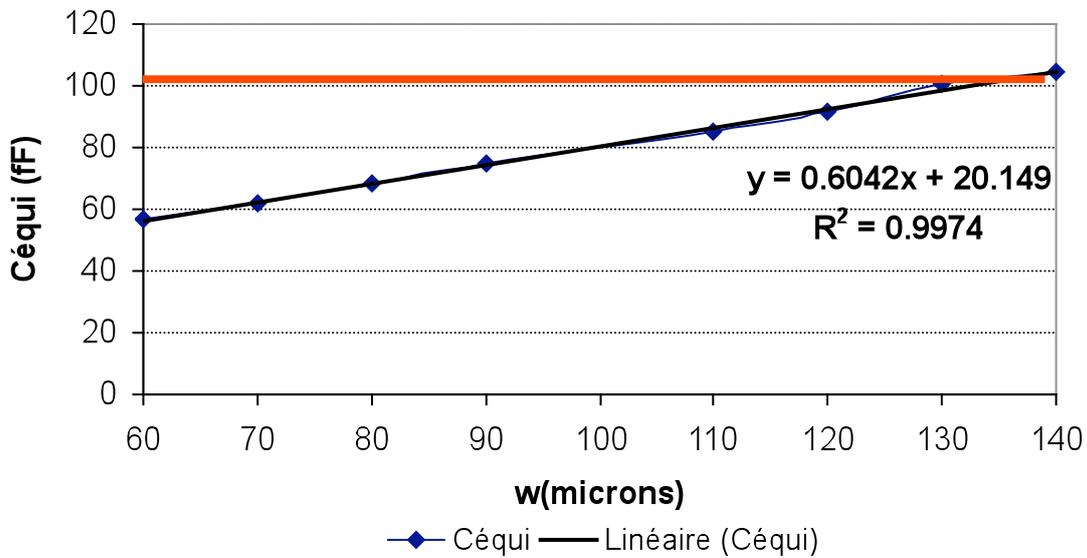
Comme dans la configuration parallèle, on note la présence de deux inductances L_{acc} en série modélisant les discontinuités du conducteur central entre la ligne d'impédance 50 ohms et le ruban capacitif à faible impédance caractéristique.

Le Tableau 4 donne quelques valeurs des éléments du modèle série en fonction de la largeur w du strip :

Largeur $W(\mu\text{m})$	L_{PONT} (pH)	C_{PONT} (fF)	C_{PI} (fF)	L_{LINE} (pH)
110	49.17	54.63	38.69	17.48
120	55.68	61.13	41.37	15.66
130	55.09	69.70	44.24	15.87

Tableau 4 : Valeurs des composants du modèle électrique pour différents W

A partir de ces données, une nouvelle datathèque est obtenue et permet alors de déterminer la valeur de la capacité équivalente série en fonction de la largeur du MEMS



(

Figure 633).

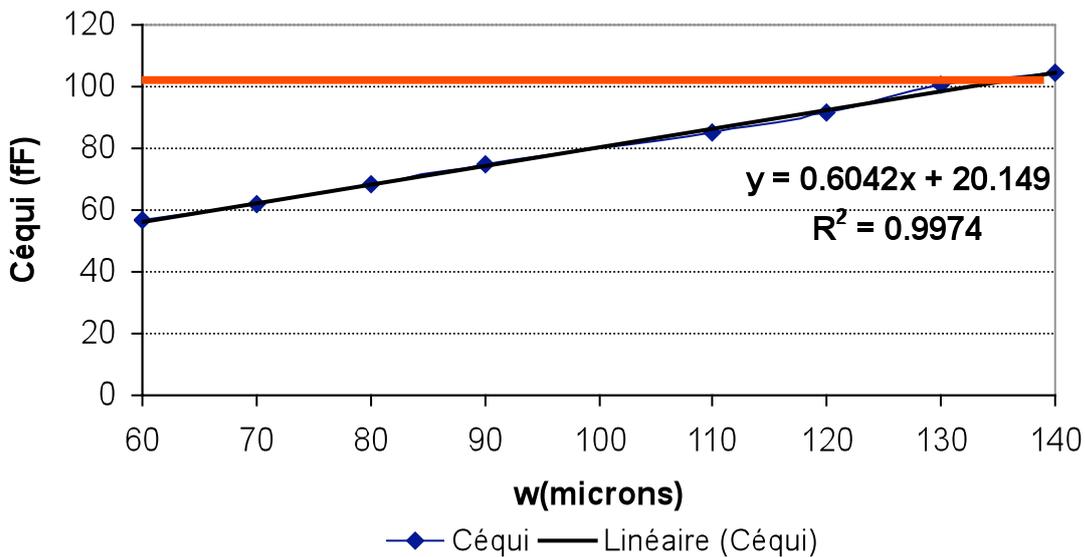


Figure 63 : Valeur de la capacité série équivalent en fonction de la largeur du MEMS

Dans ce cas, la capacité $C_{\text{équi}}$ correspond à la capacité équivalente $(L_{\text{mems}} - C_{\text{mems}})$ série en parallèle avec $C_{pi}/2$.

On en tire alors la relation suivante :

$$C_{\text{équi}} = \left(\frac{C_{\text{mems}}}{L_{\text{mems}} \cdot \omega + 1} \right) + \left(\frac{C_{\text{pi}}}{2} \right)$$

III-14

L'excellente concordance entre les simulations électriques du modèle optimisé et les simulations électromagnétiques montre la validité de la modélisation effectuée (cf Figure 65).

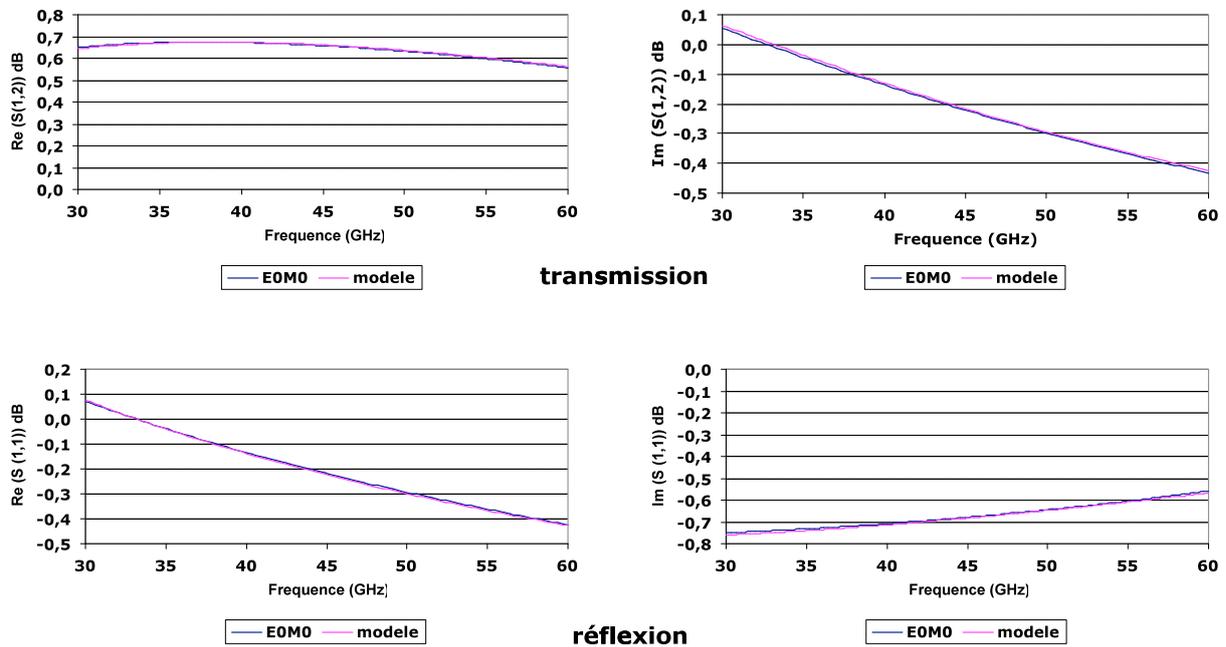


Figure 65: Résultats des simulations E₀M₀ et modèles

conclusion

IV. Intégration du filtre

Rappelons le schéma électrique de notre filtre :

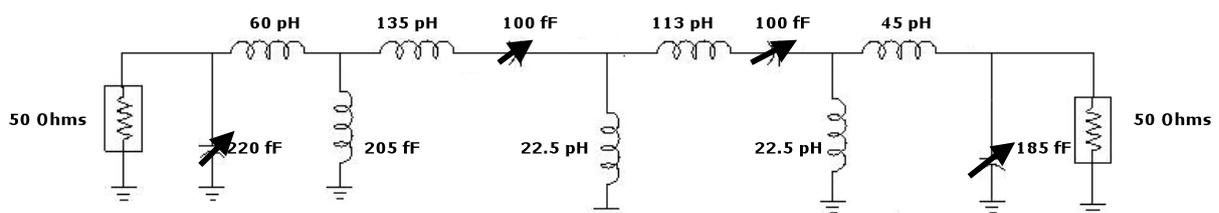


Figure 66 : Schéma final du filtre

Le but de l'opération est de passer du schéma électrique (cf Figure 66) à la réalisation physique du filtre en intégrant sur la technologie employée les capacités MEMS et les inductances. A partir des différentes datathèques (cf paragraphe), nous avons dimensionné et réalisé les différentes structures MEMS. L'intégration des modèles électriques, nous a permis par la suite de mettre en œuvre des optimisations électriques qui nous ont permis de valider soit par blocs soit par structure globale (en les associant aux autres éléments du filtre) les simulations E₀M₀ réalisées.

La complexité des structures MEMS, nous a amené à commencer par l'intégration des capacités MEMS. Le paragraphe suivant présente les choix dimensionnels des différentes capacités MEMS et leur intégration dans la structure du filtre.

IV.1. Dimensions des capacités MEMS

IV.1.1. Choix des dimensions des capacités série et parallèles

Le schéma électrique du filtre (Figure 66) comporte une capacité série de 100 fentoFarads et des capacités parallèles de valeurs 210 et 175 fentoFarads. Le dimensionnement de nos capacités MEMS a consisté à extraire les dimensions physiques en terme de longueur, largeur de pont, gap et largeur de ruban, extraites des différentes datathèques obtenues au paragraphe précédent (cf Figure 61 et Figure 62). Pour réaliser notre capacité MEMS série, la structure MEMS envisagée (cf figure 58) doit avoir les caractéristiques physiques suivantes :

Valeur (fentoFarads)	Largeur pont (μm)	Longueur pont (μm)	Gap (μm)	Largeur strip (μm)
100	120	250	10	55

Tableau 5: Dimensionnement des MEMS série

De même, pour réaliser nos différentes capacités parallèles, nous avons extrait les dimensions physiques suivantes :

Valeur (femtoFarads)	Largeur pont (μm)	Longueur pont (μm)
210	55	250
175	75	250

Tableau 6: Dimensionnement des MEMS parallèles

L'avantage d'utiliser les modèles électriques des capacités MEMS permet une optimisation du filtre plus facile et plus rapide.

Le paragraphe suivant présente la première étape d'intégration des capacités MEMS dans la structure du filtre.

IV.1.2. Remplacement schéma équivalent global des capacités MEMS dans le filtre

Cette étape a pour but de tenir compte dans la structure du filtre des différents éléments parasites de chaque structure MEMS.

Le schéma électrique du filtre devient le suivant :

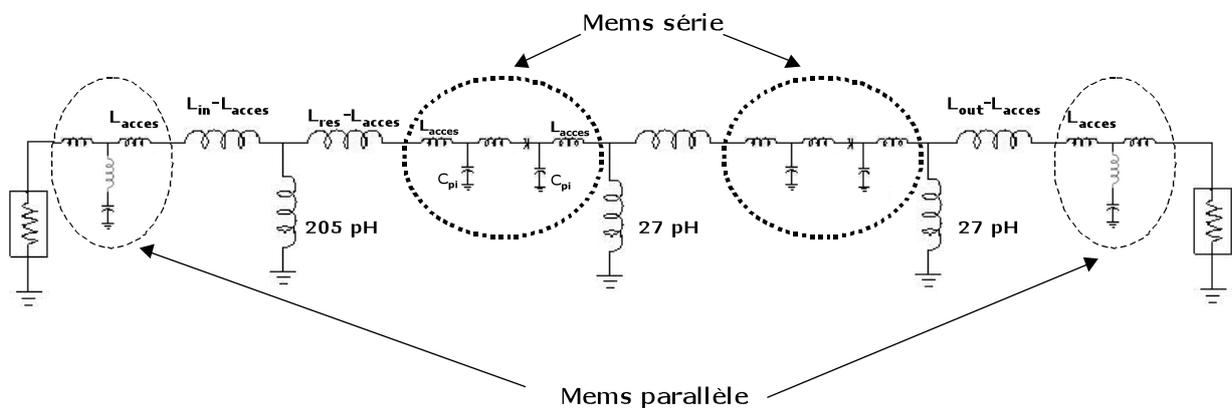


Figure 67: Intégration des modèles MEMS dans le schéma électrique

Les différentes contributions des éléments parasites ($L_{accès}$ et C_{pi}) sont alors compensées soit par les inductances constituant les inverseurs d'admittance (en augmentant leurs valeurs), soit

par les inductances séries appartenant aux résonateurs L-C ou aux réseaux d'adaptation adjacents aux structures MEMS (en diminuant par conséquent leurs valeurs respectives).

L'étape suivante a consisté à enlever les modèles et d'y mettre à la place les « *datas items* » de chaque structure MEMS (boîte de paramètres S contenant les résultats de simulations électromagnétiques réalisées sous HFSS) afin de valider la correspondance modèle électrique et simulations E_0M_0 .

IV.1.3. Validité des différentes simulations E_0M_0 des différentes capacités MEMS

Le schéma électrique du filtre (Figure 66) devient le suivant :

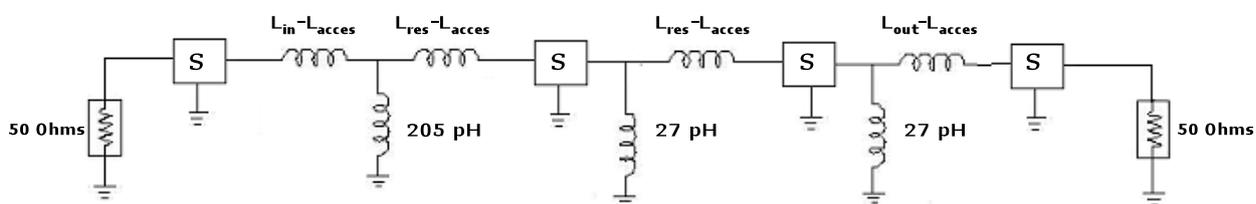


Figure 68: Intégration des simulations E_0M_0 dans la structure du filtre

Les structures MEMS étant intégrées dans la structure du filtre, nous pouvons maintenant réaliser les inductances localisées.

Tout comme pour les capacités MEMS, leur dimensionnement et leur réalisation s'est déroulée en deux étapes. Le paragraphe suivant décrit les deux approches abordées.

IV.2. Réalisation des inductances :

IV.2.1. Ligne ADS

Dans cette approche de type circuit, les différentes inductances localisées sont remplacées par les modèles de lignes « *microstrip* » connus implantés dans le logiciel ADS d'Agilent. On insère, un élément « *MSUB* » qui représente le substrat avec ses paramètres (cf Tableau 7).

Paramètres	Valeur
h	20 μm
ϵ_r	2.65
$\tan \delta$	$2 \cdot 10^{-4}$

Tableau 7 : Paramètres caractéristiques du substrat

On reproduit ensuite le schéma du filtre en assemblant bout à bout des lignes microbandes « *MLIN* » représentant les différentes inductances avec les diverses structures MEMS le constituant. Chaque morceau de ligne microruban sera associée à des paramètres physiques tels que longueur et largeur.

IV.2.2. Ligne HFSS

De la même manière que pour les capacités MEMS, à partir d'une approche électromagnétique, nous avons cherché à obtenir une « *datathèque* » mettant en relation la valeur physique des inductances (exprimée en picoHenry) en fonction de la longueur de la ligne (exprimée en μm) obtenues par simulations électromagnétiques .

Cette « *datathèque* » est illustrée ci-dessous :

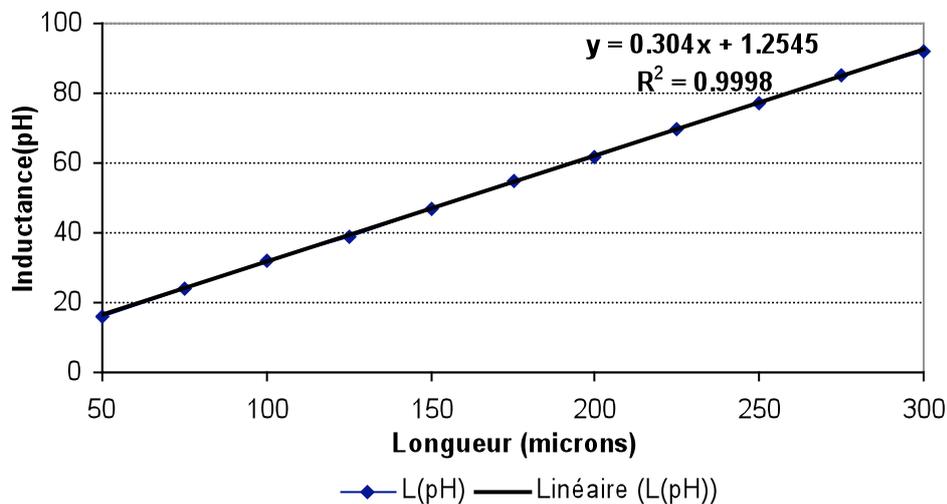


Figure 69: Dimensionnement des inductances localisées sur « Thin Film Microbande ».

La datathèque proposée permet ainsi de déterminer pour une largeur d'un ruban inductif de 15 μm sur la technologie envisagée (cf **Figure 53**), les différentes longueurs de lignes nécessaires à la réalisation des différentes inductances localisées de notre filtre.

Les inductances ainsi dimensionnées sont alors simulées, extraites et intégrées sous forme de boîte de données (« *data items* ») dans la structure du filtre à la place des inductances localisées. On reproduit ensuite le schéma du filtre en assemblant bout à bout chaque boîte de paramètre S des différents éléments (inductances et capacités MEMS) constituant le filtre.

La structure finale du filtre de la Figure 66 devient alors une succession de blocs de données (« *data items* »). Les résultats de simulations obtenus sont alors la résultante de la mise en cascade des différentes simulations électromagnétiques de chaque élément constituant le filtre.

Les différentes étapes de dimensionnement et de validation des diverses simulations électriques et électromagnétiques, nous ont permis de réaliser notre filtre passe-bande accordable. Le paragraphe suivant présente le filtre obtenu, ses performances aux deux fréquences d'accord et sa réalisation technologique par la présentation de son « *layout* » selon la technologie présentée **Figure 53**.

IV.3. Présentation du filtre :

Le filtre ainsi obtenu est présenté en **Figure 70**.

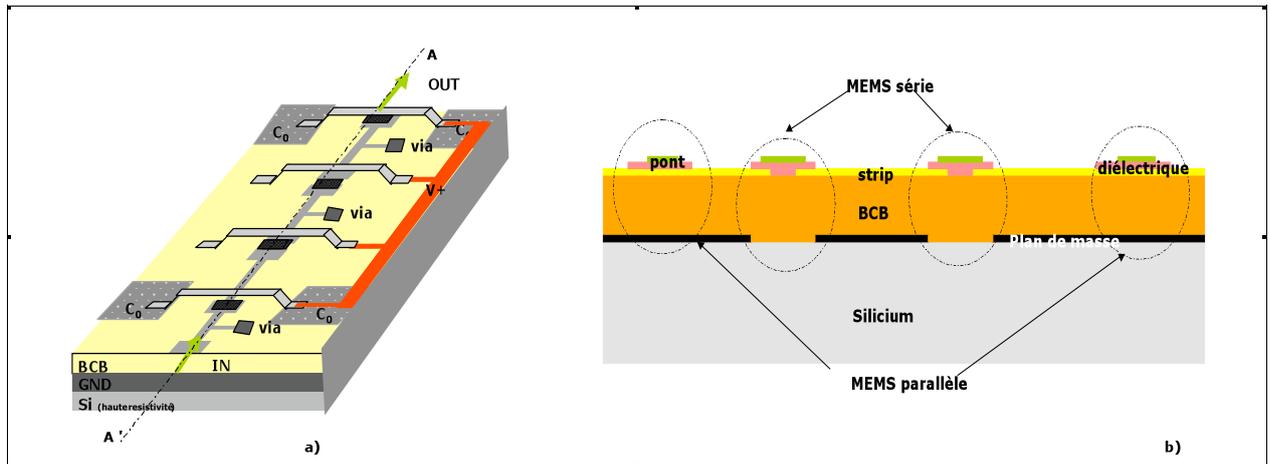


Figure 70 : Dessin physique du filtre à MEMS (a) et une coupe longitudinale selon l'axe AA'(b).

IV.3.1. Actionnement des différentes capacités MEMS

L'actionnement des différentes capacités MEMS est réalisé de manière électrostatique. Celui-ci est uniquement basé sur l'application d'une différence de potentiel. Pour imposer le potentiel souhaité sur les électrodes d'actionnement, il est nécessaire qu'elles soient reliées à des plots d'actionnement via une ligne de polarisation.

Le courant présent dans les électrodes est de l'ordre de quelques micro-ampères ; il n'y a alors aucune limitation à utiliser une résistance directement intégrée en série entre l'actionnement et le plot de polarisation.

Quels critères doivent satisfaire cette résistance ? En fait, elle doit présenter une forte valeur (c'est à dire au moins supérieure à 20-50 k Ω) pour réaliser un quasi-circuit ouvert. En revanche, la résistance ne doit pas être trop forte, tout d'abord pour assurer la transmission du potentiel DC du plot de polarisation jusqu'à l'électrode d'actionnement, mais aussi pour ne pas dégrader le temps de commutation du micro-commutateur.

IV.3.2. Choix du matériau résistif

Le matériau résistif utilisé est du Germanium déposé par évaporation. Ce matériau possède une résistivité ρ (Ωm) de 46 000 000 $\mu\Omega\text{cm}$.

Le choix de ce matériau s'est imposé par sa tenue sur le BCB, sa compatibilité avec le process technologique employé et le fait que l'Or adhère sur ce matériau.

Il est gravé avec une solution de H_2O_2 (1 volume), une solution de HF (1 volume) et une solution H_2O (10 volumes).

IV.3.3. Réalisation des vias

IV.3.4. Présentation des performances

Les résultats de simulation obtenus sont

- ✓ des pertes d'insertion de -2.5 dB quelque soit l'état du filtre,
- ✓ une adaptation dans la bande passante inférieure à -14dB pour les deux états,
- ✓ une bande passante relative de 19%(filtre à 40GHz) et 18% (filtre à 50GHz).

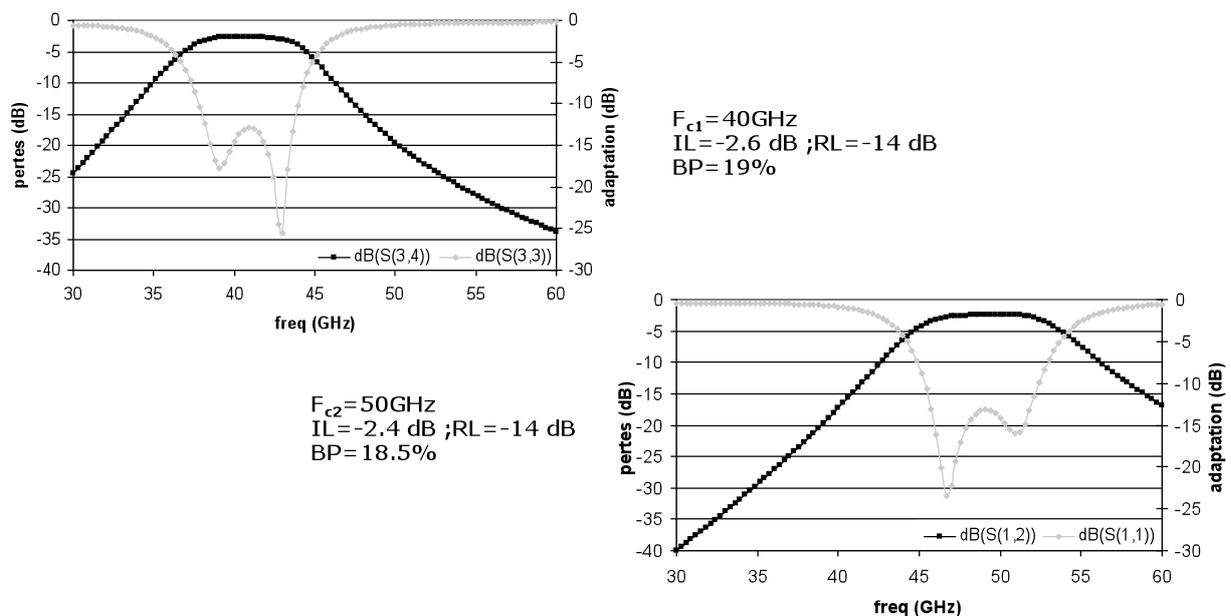


Figure 71 : Simulation finale du filtre à MEMS

Au final, le filtre conçu sur technologie microruban comporte une transition « microstrip vers coplanaire » en entrée et en sortie pour permettre sa caractérisation sous « station pointe ».

La réalisation technologique du filtre est décrite dans la partie ci-dessous.

IV.3.5. Réalisation technologique : le layout

Le dessin du masque du filtre étudié est présenté sur la figure ci dessous :

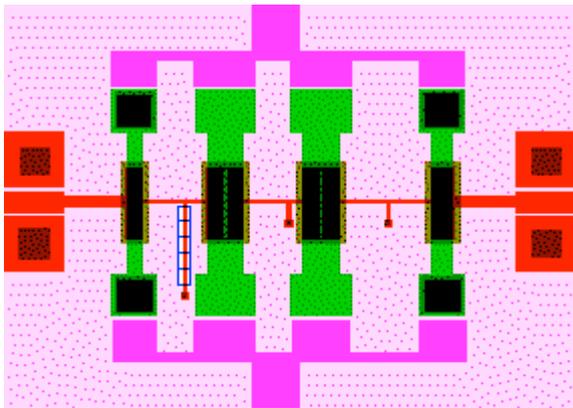


Figure 72: Dessin du masque

Il représente les différents niveaux de masques nécessaires à la réalisation technologique de notre filtre. Celui-ci est composé de dix niveaux décrits succinctement ci-dessous :

Masque 1 : Or de la masse

Masque 2 : Or des vias

Masque 3 : Ouverture du caisson BCB

Masque 4 : Ouverture du BCB sur les vias

Masque 5 : Couche résistive

Masque 6 : Or du micro ruban

Masque 7 : Couche de Titane entre l'or du micro-ruban et le diélectrique du pont

Masque 8 : Couche de BCB de 2.6 μm

Masque 9 : Résine sacrificielle de 1 μm

Masque 10 : Délimitation du pont

A l'heure actuelle, nous n'avons pas pu caractériser le filtre car le masque est en cours de fabrication.

V. Conclusion

Nous avons démontré les potentialités de la technologie MEMS et son intégration favorable dans des dispositifs de filtrage.

Ce chapitre décrit la méthodologie de conception et l'intégration en technologie MEMS sur Silicium d'un filtre sélectif à fréquence centrale commutable de 40 GHz à 50 GHz .

Le point clé de cette réalisation est le maintien d'une adaptation inférieure à 15 dB quelque soit l'état du filtre pour une large plage d'accord, grâce à la conception de réseaux d'adaptation eux aussi commutables.

La première partie décrit la méthodologie de synthèse de conception d'un filtre commutable dont l'adaptation est constamment assurée. Cette synthèse, complétée par une modélisation électromagnétique de chaque constituant du filtre, nous a permis la conception d'un filtre à fréquence centrale accordable qui conserve une adaptation optimale quelque soit la fréquence d'accord.

Les deuxièmes et troisièmes parties présentent l'intégration de cette structure de filtre en technologie MEMS sur silicium et les résultats de simulations.

Bibliographie chapitre 3

- [1] M. Villegas, "Radiocommunications numériques /2, Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes", Dunod 2002
- [2] G.SIX, M. VANMACKELBERG, H. HAPPY, G. DAMBRINE, S. BORET, D. GLORIA, "Transmission lines on low resistivity silicon substrate for MMICs applications.", 31st European Microwave Conference, 2001, vol. 2, pp 193-196.
- [3] G. Matthaei, L. Young and E. Jones, "Microwave filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures", Norwood, MA: Artech House, 1980

Conclusion générale

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été consacré à la conception et l'intégration d'un filtre millimétrique accordable à base de commutateurs micromécaniques MEMS dans le cadre du projet **MEMSCOM** soutenue par la Région Midi Pyrénées.

Dans le premier chapitre, nous avons tout d'abord situé l'objet de notre étude, qui consiste à démontrer le grand potentiel des dispositifs micro-électromécaniques (MEMS) et les avantages qu'ils pourraient apporter dans de multiples applications hyperfréquences. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux différentes familles de filtres susceptibles d'être intégrés pour des applications RF et micro-ondes.

Dans un second chapitre, nous avons présenté les principales technologies microsystemes et les technologies faibles pertes développées par le LAAS à partir des procédés de micro-usinage de surface et de volume propres aux technologies MEMS. Nous nous sommes aussi intéressés au fonctionnement des micro-commutateurs en définissant quelques domaines d'applications potentiels pour cette nouvelle génération de composants hyperfréquences.

Dans un dernier chapitre, une synthèse analytique d'un filtre accordable a été développée et mise en œuvre afin de respecter au mieux les contraintes imposées par le cahier des charge et la technologie utilisée . Cette synthèse, complétée par une modélisation électromagnétique de chaque constituant du filtre, nous a permis la conception d'un filtre à fréquence centrale accordable qui conserve une adaptation optimale quelque soit la fréquence d'accord.

Annexe A : Détermination automatique des caractéristiques électriques d'un filtre

Nous allons décrire la méthodologie générale pour obtenir automatiquement les caractéristiques électriques d'un filtre sous le simulateur circuit ADS d'Agilent.

I. Détection des caractéristiques électriques du filtre

I.1. La fréquence centrale.

La caractéristique électrique la plus simple à détecter est la fréquence centrale. En effet, il suffit de déterminer la valeur maximale de $|S_{12}(j\omega)|$, en utilisant la fonction $y=\text{max_index}(x)$ Prédéfinie dans ADS. Cette fonction retourne l'indice (y) correspondant au maximum de la fonction x. Afin de retrouver la fréquence correspondante, il suffit de transformer la variable `max_S21_index` selon l'équation présentée à la figure A 1, où *pas* représente le pas fréquentiel de la simulation circuit.

```
Var  
Eqn  
VAR1  
pas=0.303  
fmin=30  
  
Meas  
Eqn  
Max_s21  
max_s21_index=max_index(S21)  
  
Meas  
Eqn  
Fc  
Fc=fmin+pas*max_s21_index
```

A 1: Détermination de la fréquence centrale d'un filtre

I.2. La bande passante.

Afin de détecter de manière automatique la bande passante, il est nécessaire d'utiliser un certain nombre d'équations intermédiaires. En effet, si l'on veut détecter la bande passante relative à 3 dB, il faut en premier lieu détecter la valeur maximale du paramètre de transmission S12. Ce calcul s'effectue aisément en utilisant la fonction prédéfinie $y=\max(x)$. Il suffit alors de retrancher à cette valeur la valeur limite de bande passante (3 dB). Puis de détecter les valeurs extrêmes correspondant à cette limite.

```
Var
Eqn
VAR1
limite_bande_passante_dB=3

Meas
Eqn
S21
max_db_s21=max(dB(S21))

Meas
Eqn
Meas2
sv=max_db_s21-limite_bande_passante_dB
```

A 2: Valeurs caractéristiques pour la détermination de la bande passante

L'étape suivante consiste à détecter la fréquence de la limite basse de la bande passante (*Lower_freq*). Les équations relatives à cette étape sont illustrées à la Figure A 3.

```
Meas
Eqn
S21
LBP=max_index(dB(S12)>sv)

Meas
Eqn
Meas2
Lower_freq=(freq*lower_freq_ind)*1e-9
Lower_freq_ind=[LBP]
```

A 3: Détermination de la fréquence basse de la bande passante

Nous allons ensuite détecter la fréquence haute de la bande passante. La bande passante est alors définie comme la différence des fréquences *Lower_freq* et *Upper_freq*.

Meas
Eqn

Meas3

Upper_freq=(freq*lower_freq_ind)*1e-9

bandwidth=Upper_freq-lower_freq

BPr=bandwidth/Fc*100

Upper_freq_ind=Lower_freq_ind+number_points

A 4: détermination de la fréquence haute. calcul de la bande passante absolue et relative