



**HAL**  
open science

# Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques

Erwan Fourn

► **To cite this version:**

Erwan Fourn. Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques. Electronique. Université de Bretagne Occidentale, 2004. Français. NNT: . tel-01108372

**HAL Id: tel-01108372**

**<https://hal.science/tel-01108372>**

Submitted on 22 Jan 2015

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

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

THESE DE DOCTORAT  
DE  
L'UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

*Spécialité Electronique*

Soutenue le 03 Décembre 2004

par

**ERWAN FOURN**

“ Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques ”

devant le jury composé des membres ci-dessous désignés :

**Président :**

M. Jean-Marie PAILLOT, Professeur, LAII, IUT département GEII, Angoulême.

**Rapporteurs :**

- M. Robert PLANA, Professeur, LAAS, Université Paul Sabatier, Toulouse III.
- Mme Nathalie ROLLAND, Maître de Conférences, HDR, IEMN, Université de Lille I.

**Directeur de thèse :**

- M. Fabrice HURET, Professeur, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

**Encadrants :**

- M. Eric RIUS, Maître de Conférences, HDR, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.
- M. Gérard TANNÉ, Maître de Conférences, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

**Examineurs :**

- M. Pierre BLONDY, Ingénieur de recherche CNRS, HDR, IRCOM, Limoges.
- M. David DUBUC, Maître de Conférences, LAAS, IUT Paul Sabatier, Toulouse III.
- M. Pascal ANCEY, Ingénieur, ST Microelectronics, Crolles.
- M. Christian PERSON, Professeur, LEST, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne
- M. Cédric QUENDO, Ingénieur de recherche, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.



*Travaux préparés au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes  
de Télécommunications (LEST)*

*UMR CNRS 6165 – UBO – ENSTBr*

*UBO : 6, avenue Le Gorgeu – CS 93837 – 29238 BREST Cedex 3*

*ENSTBr : Technopôle Brest-Iroise – CS 83818 – 29238 BREST Cedex 3*







THESE DE DOCTORAT  
DE  
L'UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

*Spécialité Electronique*

Soutenue le 03 Décembre 2004

par

**ERWAN FOURN**

“ Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques ”

devant le jury composé des membres ci-dessous désignés :

**Président :**

- M. Jean-Marie PAILLOT, Professeur, LAII, IUT département GEII, Angoulême.

**Rapporteurs :**

- M. Robert PLANA, Professeur, LAAS, Université Paul Sabatier, Toulouse III.
- Mme Nathalie ROLLAND, Maître de Conférences, HDR, IEMN, Université de Lille I.

**Directeur de thèse :**

- M. Fabrice HURET, Professeur, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

**Encadrants :**

- M. Eric RIUS, Maître de Conférences, HDR, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.
- M. Gérard TANNÉ, Maître de Conférences, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

**Examineurs :**

- M. Pierre BLONDY, Ingénieur de recherche CNRS,HDR, IRCOM, Limoges.
- M. David DUBUC, Maître de Conférences, LAAS, IUT Paul Sabatier, Toulouse III.
- M. Pascal ANCEY, Ingénieur, ST Microelectronics, Crolles.
- M. Christian PERSON, Professeur, LEST, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne
- M. Cédric QUENDO, Ingénieur de recherche, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.



*Travaux préparés au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes  
de Télécommunications (LEST)  
UMR CNRS 6165 – UBO – ENSTBr*

*UBO : 6, avenue Le Gorgeu – CS 93837 – 29238 BREST Cedex 3  
ENSTBr : Technopôle Brest-Iroise – CS 83818 – 29238 BREST Cedex 3*



*Des bateaux j'en ai pris beaucoup  
Mais le seul qu'ait tenu le coup  
Qui n'ai jamais viré de bord  
Mais viré de bord  
Naviguait en père peinard  
Sur la grand-mare des canards  
Et s'app'lait les Copains d'abord  
Les Copains d'abord !*

*G. BRASSENS*





## Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications (LEST – UMR CNRS 6165), commun à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) et à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENSTBr). Je remercie le directeur et le directeur-adjoint du LEST, MM. Michel NEY et Marcel LE FLOCH, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire. Ce travail s'est par ailleurs placé dans le cadre d'une Equipe Projet Multi-Laboratoires (EPML 53 – RTP 4, "Agilité") soutenue par le CNRS, en collaboration avec l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes (IRCOM – UMR CNRS 6615) de l'Université de Limoges et le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS, UPR CNRS 8001) à Toulouse.

Je remercie vivement M. Jean-Marie PAILLOT, Professeur à l'Institut Universitaire et Technologique d'Angoulême, qui m'a fait l'honneur d'accepter la présidence du jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Mme Nathalie ROLLAND, Maître de Conférences à l'Université de Lille I, pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de rapporter ce travail.

J'exprime également ma profonde gratitude envers M. Robert PLANA, Professeur à l'Université Paul Sabatier à Toulouse, pour l'honneur qu'il m'a fait en rapportant ce travail, mais aussi pour ses conseils et remarques judicieuses qu'il m'a fait lors de nos différentes rencontres.

Je remercie également M. Pierre BLONDY, Ingénieur de Recherche CNRS à l'IRCOM, pour avoir accepté de participer à ce jury d'une part et pour son aide précieuse qu'il m'a apporté tout au long de notre collaboration d'autre part. Je lui suis très reconnaissant de m'avoir accueilli à deux reprises au sein de son laboratoire et de m'avoir alors fait profiter de ses grandes qualités scientifiques et humaines. Je tiens à associer à ces remerciements tous ceux qui ont participé à la réalisation de mes circuits à l'IRCOM.

J'adresse également mes sincères remerciements à M. David DUBUC, Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier à Toulouse, pour sa participation à ce jury. Je le remercie encore, lui ainsi que MM. Patrick PONS et Laurent BARY et Mlle Katia GRENIER pour m'avoir accueilli au LAAS à deux reprises également et pour avoir participé à la réalisation et aux mesures de certains circuits. Leurs grandes qualités humaines et scientifiques m'ont alors été précieuses.

Je tiens également à remercier M. Pascal ANCEY, Ingénieur à ST Microelectronics à Crolles, pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury.

Je remercie aussi M. Christian PERSON, Professeur à l'ENSTBr, pour toute l'aide qu'il m'a apporté. Sa grande rigueur scientifique et sa disponibilité ont grandement participé à la réussite de ce travail.

Je tiens également à remercier très chaleureusement M. Cédric QUENDO, Ingénieur de Recherche à l'UBO. J'ai beaucoup apprécié et profité de ses grandes compétences scientifiques, de son enthousiasme, de sa disponibilité et de son humour. Les nombreuses conversations que nous avons eu au cours de cette thèse m'ont apporté à la fois connaissances scientifiques, encouragements et réconforts.

J'exprime ma profonde gratitude à M. Fabrice HURET, Professeur à l'UBO, pour avoir accepté de diriger cette thèse. Sa grande compétence scientifique, ses conseils judicieux, son enthousiasme et sa disponibilité sont pour beaucoup dans l'aboutissement de ce travail.

Je ne saurais oublier dans mes remerciements MM. Eric RIUS et Gérard TANNÉ, Maîtres de Conférences à l'UBO, pour m'avoir soutenu et encouragé tout au long de ces trois années. Sans leurs conseils, leurs remarques, leur esprit critique et leur disponibilité, cette thèse ne présenterait pas l'aspect qu'elle a aujourd'hui. Je tiens également à les remercier pour leur humour et leur bonne humeur qui ont permis de dépasser la simple relation de travail.

Merci également à l'équipe des techniciens de l'ENSTBr, MM. Bernard DELLA, Guy CHUITON et Raymond JEZEQUEL, qui ont mené à bien et avec une réactivité excellente la réalisation et la mesure de quelques uns de mes circuits.

Ce travail a également été collectif. De tels résultats n'auraient pu être obtenus sans les contributions scientifiques ou amicales de l'ensemble des membres du laboratoire, chercheurs, personnels administratifs ou techniques, permanents ou non. Parmi ceux-ci, je tiens à remercier plus particulièrement les membres de la "P312 team", les membres historiques Cédric et Gaëtan, les plus jeunes Yann, Alex et le petit dernier Benjamin. Comme Gaëtan, j'espère que la dynamique de ce groupe durera encore longtemps. Merci aussi à Olivier, Noham, Ludovic, Jonathan, Crépin, Baptiste, Alex et Sonia, Yves et Cécile, Annaïg, Ahmed, Mihai, Vincent, Denis, Marc, André, Noël, Pascale, Paul, Thierry, Pierre-Marie et Jean-François qui ont su par leur amitié faire de ces trois années une formidable aventure humaine.

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>3</b>
<b>Bibliographie de l'introduction générale</b>	<b>6</b>
<b>CHAPITRE I : L'AGILITE DANS LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS</b>	<b>10</b>
<b>I.1. Introduction</b>	<b>10</b>
<b>I.2. Eléments agiles dans une chaîne de transmission</b>	<b>12</b>
I.2.1. Accord des éléments passifs	13
I.2.1.1. Antennes accordables	13
I.2.1.2. Filtres agiles	14
I.2.1.3. Déphaseurs reconfigurables	15
I.2.1.4. Autres éléments passifs accordables	17
I.2.2. Accord des éléments actifs	17
I.2.2.1. Agilité en fréquence d'un oscillateur local	18
I.2.2.2. Amplificateurs accordables	18
I.2.3. Conclusion	18
<b>I.3. Les procédés d'accord : des éléments discrets aux nouvelles technologies</b>	<b>19</b>
I.3.1. Les éléments discrets	19
I.3.1.1. Les diodes PIN	19
I.3.1.2. Les diodes varactors	20
I.3.1.3. Les transistors FET	21
I.3.1.4. Conclusion	22
I.3.2. Les matériaux agiles	23
I.3.2.1. Matériaux à commande électrique	23
I.3.2.1.1. Les cristaux liquides	23
I.3.2.1.2. Les ferroélectriques	24
I.3.2.2. Matériaux à commande magnétique	25
I.3.2.3. Conclusion	26
I.3.3. Les MEMS	26
I.3.3.1. Un marché en pleine expansion	27
I.3.3.2. Qu'est ce qu'un MEMS RF	29
I.3.3.3. Principe de fonctionnement	30
I.3.3.4. Procédés de fabrication des MEMS	31
I.3.3.4.1. Micro-usinage de surface	31
I.3.3.4.2. Micro-usinage de substrat	32
I.3.3.4.3. Procédé LIGA	33
I.3.3.5. Systèmes d'activation	34
I.3.3.5.1. Activation électrostatique	34
I.3.3.5.2. Activation thermique	35
I.3.3.5.3. Activation piézoélectrique	35
I.3.3.5.4. Activation magnétique	35
I.3.3.6. Avantages et inconvénients des MEMS RF	36
I.3.4. Conclusion	37
<b>I.4. Conclusion</b>	<b>38</b>
<b>Bibliographie du chapitre I</b>	<b>40</b>

<b>CHAPITRE II : ETAT DE L'ART DES FILTRES PLANAIRES ACCORDABLES</b>	<b>50</b>
<b>II.1. Introduction</b>	<b>50</b>
<b>II.2. Principales topologies de filtres planaires passifs</b>	<b>51</b>
II.2.1. Filtres à bande large ou moyenne	51
II.2.2. Filtres à bande étroite	52
II.2.2.1. Filtres à lignes couplées	52
II.2.2.1.1. Filtres à lignes couplées quart d'onde	52
II.2.2.1.2. Filtres comblines	53
II.2.2.1.3. Filtres interdigités	54
II.2.2.1.4. Filtres à lignes couplées à accès latéraux directs	55
II.2.2.2. Filtres DBR	55
<b>II.3. Filtres planaires accordables en fréquence centrale</b>	<b>58</b>
II.3.1. Filtres à gap	58
II.3.2. Filtres à lignes couplées	59
II.3.3. Filtres à stubs	59
II.3.4. Résonateurs en anneaux	60
II.3.5. Lignes chargées	61
II.3.6. Filtres bibandes	62
II.3.7. Conclusion	63
<b>II.4. Filtres planaires accordables en bande passante</b>	<b>63</b>
<b>II.5. Filtres planaires accordables en fréquence centrale et en bande passante</b>	<b>64</b>
II.5.1. Filtre à couplages variables	64
II.5.2. Associations de filtres accordables	65
II.5.2.1. Association passe-bas/passe-haut	65
II.5.2.2. Association de deux filtres passe-bandes	66
II.5.3. Lignes chargées	67
II.5.4. Filtre intégré sous forme MMIC	68
II.5.5. Filtre à accord quasi-continu	68
<b>II.6. Conclusion</b>	<b>69</b>
<b>Bibliographie du chapitre II</b>	<b>70</b>

<b>CHAPITRE III : NOUVELLES TOPOLOGIES DE FILTRES PLANAIRES ACCORDABLES A BASE DE MEMS RF</b>	<b>77</b>
<b>III.1. Introduction</b>	<b>77</b>
<b>III.2. Filtre interdigité à accord discret en fréquence centrale</b>	<b>78</b>
III.2.1. Variations en fréquence centrale : principe	78
III.2.2. Application : utilisation de commutateurs MEMS RF	79
III.2.2.1. La technologie MEMS RF à l'IRCOM	80
III.2.2.1.1. MEMS capacitifs	80
III.2.2.1.2. Micro-commutateurs ohmiques	81
III.2.2.2. Conception, réalisation et mesure du filtre interdigité accordable	83
III.2.2.2.1. Conception	83
III.2.2.2.2. Réalisation et mesures	85
III.2.2.2.3. Analyse des résultats	86
III.2.3. Conclusion	87
<b>III.3. Accord continu, indépendant et simultané en fréquence centrale et en bande passante</b>	<b>88</b>
III.3.1. Reconfigurabilité d'un résonateur DBR : principe	88
III.3.1.1. Variations indépendantes des zéros de transmission	88
III.3.1.2. Contrôle indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante	89
III.3.2. Synthèse d'un résonateur DBR chargé par des capacités	91
III.3.2.1. Introduction	91
III.3.2.2. Synthèse	91
III.3.2.3. Exemple : DBR chargé d'ordre 3	94
III.3.2.4. Contrôle des bandes atténuées	95
III.3.3. Application : filtre d'ordre 2 à accord continu à base de MEMS	96
III.3.3.1. Conception et simulations	97
III.3.3.2. Première réalisation : accord en fréquence centrale	99
III.3.3.3. Seconde réalisation : activation séparée	100
III.3.4. Conclusion	101
<b>III.4. Conclusion</b>	<b>102</b>
<b>Bibliographie du chapitre III</b>	<b>103</b>

<b>CHAPITRE IV : AMELIORATION DES PERFORMANCES DES FILTRES ACCORDABLES PAR ASSOCIATION DE FONCTIONS SPECIFIQUES</b>	<b>107</b>
<b>IV.1. Introduction</b>	<b>107</b>
<b>IV.2. Utilisation de structures passe-bas pour l'amélioration de la dynamique d'un filtre DBR à accord discret</b>	<b>108</b>
IV.2.1. Filtre DBR à variations discrètes	108
IV.2.1.1. Principe	108
IV.2.1.2. Limites de variations	110
IV.2.2. Présentation de la structure passe-bas	111
IV.2.3. Amélioration de la dynamique d'un filtre DBR à accord discret	112
IV.2.4. Réalisation d'un filtre d'ordre 2	114
IV.2.5. Accord sur trois bandes ou plus	117
IV.2.6. Conclusion	119
<b>IV.3. Association d'un filtre DBR et d'un filtre à lignes couplées</b>	<b>119</b>
IV.3.1. Principe de conception	120
IV.3.2. Filtre hybride accordable	123
IV.3.2.1. Principe d'accord	123
IV.3.2.2. Réalisation de filtres DBR et hybride à connecteurs idéaux	124
IV.3.2.3. Utilisation de MEMS à contact ohmique comme connecteurs	128
IV.3.3. Conclusion	130
<b>IV.4. Conclusion</b>	<b>131</b>
<b>Bibliographie du chapitre IV</b>	<b>132</b>

<b>CHAPITRE V : PROPOSITION DE SYSTEMES D'EMISSION/RECEPTION ACCORDABLES</b>	<b>135</b>
<b>V.1. Introduction</b>	<b>135</b>
<b>V.2. Etat de l'art des antennes agiles</b>	<b>136</b>
V.2.1. Antennes agiles en fréquence centrale	136
V.2.2. Antennes à diversité de polarisation	137
V.2.3. Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement	140
V.2.4. Conclusion	141
<b>V.3. Antenne à diversité de polarisation circulaire</b>	<b>141</b>
V.3.1. Polarisation circulaire d'une antenne	142
V.3.1.1. Principe	142
V.3.1.2. Polarisation circulaire sur un réseau de deux antennes fentes	143
V.3.2. Diversité de polarisation	146
V.3.2.1. Coupleur hybride 3dB/90°	147
V.3.2.1.1. Présentation du coupleur	147
V.3.2.1.2. Sélection de l'entrée par commutateurs MEMS	148
V.3.2.1.3. La technologie MEMS au LAAS	149
V.3.2.1.4. Caractéristiques des MEMS réalisés	152
V.3.2.1.5. Coupleur à déphasage variable : simulations et mesures	156
V.3.2.2. Association coupleur/antenne	158
V.3.2.3. Perspectives	159
V.3.2.3.1. Réalisation du coupleur sur membrane	159
V.3.2.3.2. Coupleur large bande	160
<b>V.4. Conclusion</b>	<b>161</b>
<b>Bibliographie du chapitre V</b>	<b>162</b>
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>167</b>
<b>ANNEXE : DETERMINATION PAR LA MESURE DE LA POLARISATION D'UNE ANTENNE</b>	<b>173</b>
<b>Bibliographie de l'annexe</b>	<b>175</b>
<b>LISTE DES TRAVAUX</b>	<b>179</b>





# INTRODUCTION





## **Introduction générale**

Ces dernières années, les systèmes de télécommunications ont connu une mutation technologique importante principalement due à la multiplication et au développement des marchés grand public. En effet, si jusqu'au début des années 80, les systèmes hyperfréquences étaient surtout destinés aux applications militaires, ils se sont désormais fortement implantés dans le quotidien des entreprises et des particuliers. Toutefois, l'émergence de ces marchés grand public d'information et de communication (téléphonie mobile, internet, bluetooth, WiFi, télévision numérique par satellite...) s'accompagne de spécifications de plus en plus sévères pour répondre aux exigences de ces nouveaux utilisateurs. En effet, les nouveaux systèmes d'émission/réception doivent aujourd'hui fournir un maximum de services pour un coût et un encombrement réduits, tandis que la multiplication des services de télécommunications entraîne une raréfaction des bandes de fréquences disponibles. Sur un terminal d'émission/réception, ceci se traduit par un durcissement des contraintes associées aux composantes de l'extrémité radio.

L'essor des technologies planaires (microruban, coplanaire...) pour les applications de faible puissance est un premier élément de réponse à ces nouvelles exigences. En effet, ces technologies sont bon marché et réduisent considérablement l'encombrement des dispositifs par rapport aux systèmes en guides d'ondes. Elles sont aussi compatibles avec les composants MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) qui permettent une miniaturisation importante des dispositifs actifs (amplificateurs, oscillateurs, mélangeurs de fréquences...). Cependant, les éléments passifs (filtres, déphaseurs, coupleurs...) restent difficiles à intégrer et leur conception pose encore de nombreux problèmes (pertes, remontées parasites...). Des efforts importants sont depuis longtemps entrepris au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST UMR CNRS 6165) à Brest afin d'améliorer ces dispositifs passifs et plus particulièrement les filtres. Nous pouvons citer par exemple les filtres réjecteurs de bandes atténuées basés soit sur l'intégration de filtres passe-bas dans des filtres passe-bandes [IG-1], soit sur le principe des filtres SIR (Stepped Impedance Resonator) [IG-2], ou encore les filtres à variations continues d'impédance [IG-3].

Un second élément de réponse est l'utilisation de fonctions accordables dans les systèmes de transmissions hyperfréquences. Les caractéristiques de ces fonctions dites agiles ou accordables peuvent être modifiées par une action extérieure, ce qui permet aux terminaux de s'adapter à plusieurs gabarits sans multiplier les différents éléments de la chaîne d'émission/réception comme c'était le cas pour les premiers terminaux mobiles multistandards. De plus, ils permettent, selon le cas, de

compenser certaines dérives dues, par exemple, à la température. Cependant, si cette solution est très attractive, il n'est pas évident de concevoir des éléments de la chaîne de transmission (antenne, filtre, amplificateur, mélangeur...) capables de supporter des contraintes fortes et différentes sur des bandes de fréquences très diverses. Le LEST a déjà contribué à l'élaboration de dispositifs agiles basés sur l'association de structures passives et d'éléments discrets à réactance variable dans le cadre de la thèse de F. Mahé [IG-4]. Toutefois, cette association est rendue difficile par un important niveau de pertes, inhérent aux éléments discrets utilisés (diodes PIN ou varactor, transistors FET...). D'autres solutions ont donc été envisagées comme l'utilisation des propriétés de matériaux originaux (cristaux liquides, composites ferromagnétiques ou ferroélectriques...) [IG-5], [IG-6], ou de la technologie MEMS (MicroElectroMechanical System).

La technologie MEMS connaît depuis peu un engouement important de la part de la communauté scientifique pour des applications dans des domaines aussi divers que la médecine, les biotechnologies, l'automobile, l'astronomie et surtout les télécommunications [IG-7], [IG-8]. En effet, elle permet, par exemple, de réaliser des éléments agiles par activation électrique d'éléments mécaniques tout en proposant un faible niveau de pertes et de bruit et un encombrement réduit. Ces avantages nous ont poussés à privilégier cette solution pour concevoir des dispositifs accordables. Toutefois, le LEST n'ayant pas la maîtrise de cette technologie, nous travaillons en étroite collaboration avec deux laboratoires de recherches : l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes (IRCOM, UMR CNRS 6615) à Limoges et le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS, UPR CNRS 8001) à Toulouse. Cette collaboration fut amorcée en 2001 dans le cadre d'une action spécifique du CNRS, "AS 11 : Microsystèmes électro-mécaniques pour les RF et les micro-ondes". Cette action spécifique s'est prolongée par une équipe projet multi-laboratoires, "EPML 53 – Agilité : Etude et conception de systèmes de communications adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques" de juillet 2002 à juillet 2005 [IG-9], toujours sous l'égide du CNRS.

Dans ce contexte, nous nous sommes tout d'abord concentrés sur l'un des points "durs" des chaînes d'émission/réception : les filtres. Nous proposons dans ce mémoire des solutions originales de filtres à caractéristiques variables nées de l'association de structures passives et de MEMS. Nous posons ensuite les premières briques nécessaires à la mise en œuvre d'un système accordable associant filtre et antenne.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude bibliographique de l'agilité dans les systèmes d'émission/réception. Nous regardons notamment les fonctions qui, rendues agiles, apportent une plus-value au système complet. Nous décrivons alors les principales méthodes utilisées pour rendre accordables certains éléments d'une chaîne d'émission/réception. Nous discutons ensuite des différents procédés d'accord, des éléments discrets aux MEMS en passant par les matériaux agiles.

Nous nous attardons bien évidemment davantage sur la technologie MEMS que nous avons retenue pour ce travail.

En préambule aux travaux réalisés au cours de cette thèse, nous réalisons dans le second chapitre de ce mémoire une étude bibliographique des filtres agiles. Ayant privilégié l'association de structures passives et d'éléments d'accord en technologie MEMS, la première partie de ce chapitre présente les principales topologies de filtres planaires passifs, puis nous effectuons tour à tour un état de l'art des filtres agiles en fréquence centrale, en bande passante et enfin des filtres accordables à la fois en fréquence centrale et en bande passante.

Le troisième chapitre est consacré à la conception de filtres à caractéristiques variables issus de l'association de topologies de filtres passifs et de capacités variables en technologies MEMS RF. Nous avons, dans un premier temps, utilisé une topologie classique de filtres à lignes couplées. Cette première réalisation nous a permis à la fois de prendre en main la technologie MEMS développée à l'IRCOM sur substrats faible coût de silice ou de quartz, mais aussi de mettre en évidence les limites des topologies classiques pour la conception de filtres agiles en fréquence centrale et en bande passante. Nous avons donc privilégié une seconde topologie de filtres développée au LEST par C. Quendo au cours de son travail de thèse : les résonateurs à comportement dual (Dual Behavior Resonator, DBR) [IG-1]. Cette topologie originale nous permet en effet de contrôler simultanément et indépendamment la fréquence centrale et la bande passante du filtre.

L'objectif du quatrième chapitre est d'améliorer la structure de filtrage agile développée dans le troisième chapitre. Nous avons pour cela inséré dans cette structure différentes fonctions filtrantes de type passe-bas ou passe-bande. L'insertion de ces fonctions a pour but d'augmenter la plage de variations en fréquence du filtre accordable, d'éliminer les premières remontées parasites ou/et d'éliminer les signaux continus ou basses fréquences.

Dans le cinquième et dernier chapitre, nous présentons nos premiers travaux concernant les antennes reconfigurables. La première caractéristique que nous avons cherché à modifier est la polarisation de l'antenne. Nous associons pour cela une antenne à polarisation circulaire et un coupleur hybride dont nous pouvons changer la voie d'entrée via l'utilisation de MEMS. Ces travaux réalisés en collaboration avec le LAAS nous ont permis d'aborder la fabrication de MEMS sur membrane. Ces travaux se placent dans le cadre de l'EPML 53 évoquée précédemment. L'objectif est de réaliser un module d'émission/réception reconfigurable à la fois en fréquence, en bande passante et en polarisation. Ce module est composé d'un filtre accordable et d'une antenne à diversité de polarisation.

La dernière partie de ce mémoire conclut sur les travaux effectués au cours de cette thèse de doctorat et présente diverses perspectives de recherche pour la poursuite de ces études.

## **Bibliographie de l'introduction générale**

- [IG-1] C. QUENDO**  
"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, N° d'ordre 839, Brest, Novembre 2001.
- [IG-2] S. DENIS**  
"Caractérisation théorique et expérimentale de structures de propagation multicouches – Application aux filtres plaqués microondes à hautes fréquences."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 525, Novembre 1997.
- [IG-3] M. LE ROY**  
"Analyse et optimisation de lignes de transmission à variation continue d'impédance : application au filtrage."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 633, 1999.
- [IG-4] F. MAHE**  
"Contribution à la modélisation de filtres à caractéristiques variables pour les systèmes de communication."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 731, Mars 2000.
- [IG-5] E. SALAHUN**  
"Etude et réalisation de dispositifs microondes agiles à commande magnétique utilisant des composites ferromagnétiques"  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Décembre 2002.
- [IG-6] N. MARTIN**  
"Matériaux pour dispositifs agiles en fréquence à commande électrique : caractérisation et applications".  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Décembre 2004.
- [IG-7] S.D. SENTURIA**  
"Microsystem Design."  
Kluwer Academic Publishers, Boston, 2001.
- [IG-8] G.M. REBEIZ**  
"RF MEMS, Theory, Design, and Technology."  
John Wiley and Sons Publication, Hoboken, New Jersey, 2003.
- [IG-9] Site internet de l'EPML 53 – Agilité**  
<http://www.univ-brest.fr/lest/imdh/EPML/index.php>





# CHAPITRE I





# Chapitre I : L'agilité dans les systèmes de télécommunications

## I.1. Introduction

Un système de télécommunications est dit agile, accordable ou reconfigurable lorsque certaines de ses caractéristiques (fréquence centrale, bande passante, polarisation...) peuvent être modifiées par une commande extérieure (électrique, mécanique, thermique...).

Cette capacité à s'adapter aux besoins de l'utilisateur est aujourd'hui indispensable pour certaines applications militaires comme la surveillance ou la contre-mesure électronique. Cependant, c'est surtout l'extraordinaire essor des marchés de télécommunications grand public qui est le principal détonateur du développement des systèmes reconfigurables. En effet, les prochaines générations de systèmes d'émission/réception s'orienteront vers la fourniture de services multiples tout en respectant des contraintes très fortes imposées par les utilisateurs en termes de coûts, de poids, d'encombrement ou encore d'autonomie pour les systèmes portables (cf. Figure I.1).

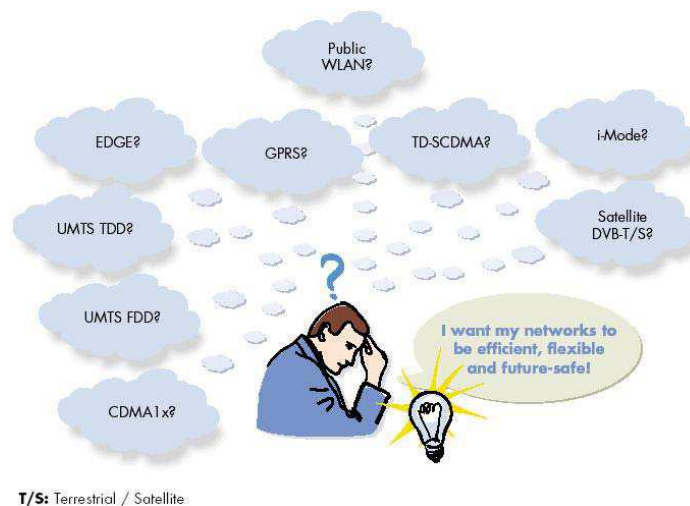


Figure I.1. Multiplication des services de télécommunication : que choisir ? [I.1]

Prenons l'exemple de la téléphonie mobile. La seconde génération de téléphone portable a rencontré un énorme succès au cours de la dernière décennie parce qu'elle répondait aux besoins et aux exigences des usagers : la mobilité des services voix sur des appareils de plus en plus petits, de

plus en plus autonome et à un prix raisonnable (cf. Figure I.2). La troisième génération apportera, avec les évolutions de la seconde, de nouveaux services tels que l'Internet mobile et les services multimédias, qui, après s'être largement répandus sur les systèmes fixes (cf. Figure I.2), sont désormais réclamés sur les systèmes mobiles par les consommateurs [I.1], [I.2]. En outre, les premières générations de systèmes de télécommunications mobiles ont débouché sur différents standards et différentes normes suivant les régions du monde. Elles ont ainsi donné naissance aux normes GSM (Global System for Mobile communications) à 900 MHz, DCS (Digital Cellular System) à 1800 MHz ou PCS (Personal Communications Service) à 1900 MHz pour les systèmes de seconde génération. Puis les normes UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) et IMT-2000 (International Mobile Telecommunication) ont été développées autour de 2 GHz pour la troisième génération. Tous ces services et toutes ces normes devront désormais coexister sur un même terminal d'émission/réception.

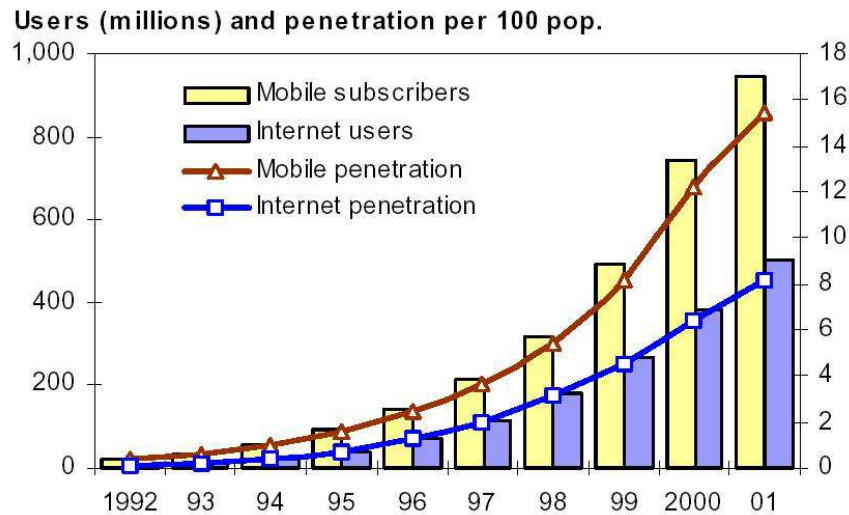


Figure I.2. Evolution du marché mondial des téléphones mobiles et de l'Internet de 1992 à 2001 [I.2].

Cette multiplication des services sur les différents systèmes de télécommunications a, par conséquent, contraint les concepteurs à repenser l'architecture d'un front-end radio pour le rendre compatible avec les exigences du marché actuel. Une solution triviale consiste à intégrer dans l'appareil autant de chaîne complète d'émission/réception que de bandes de fréquences utilisées. Cependant, si le récent développement des technologies hybrides et des composants MMIC a permis une miniaturisation importante des éléments actifs (amplificateurs, oscillateurs, mélangeurs...), ce n'est pas le cas des éléments passifs (filtres, duplexeurs, antennes...). Cette solution va donc à l'encontre de tous les critères de poids et d'encombrement qui sont aujourd'hui primordiaux dans la conception de systèmes de télécommunications. Il est donc nécessaire de se tourner vers une autre solution consistant à réaliser des systèmes d'émission/réception reconfigurables.

Dans ce premier chapitre, nous analysons tout d'abord la plus-value apportée par l'introduction d'éléments agiles dans une chaîne d'émission/réception. Nous présentons ensuite les différentes technologies qui permettent d'obtenir cette fonctionnalité.

## I.2. Eléments agiles dans une chaîne de transmission

La figure ci-dessous (cf. Figure I.3) représente la structure simplifiée d'un système d'émission/réception de type hétérodyne.

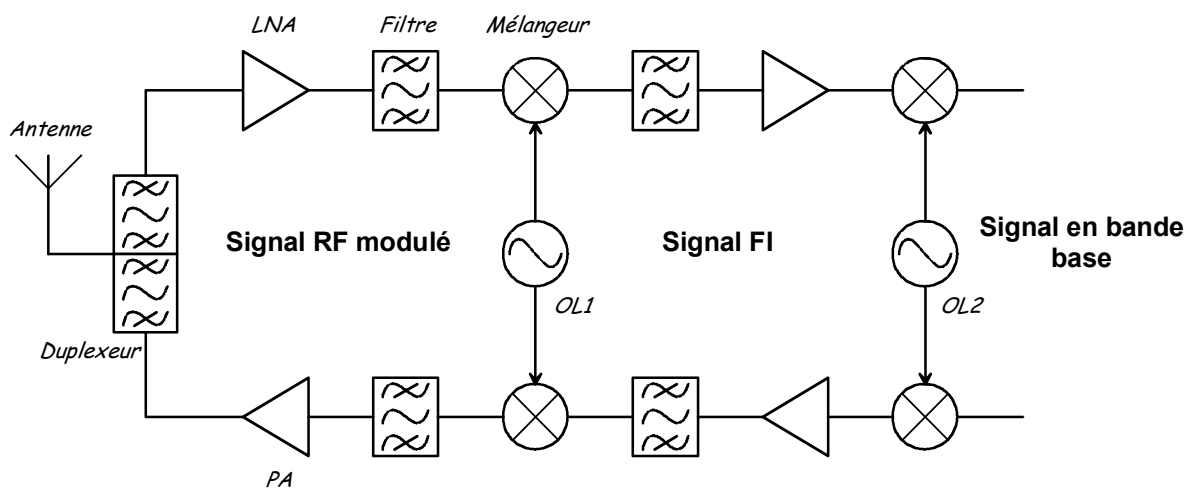


Figure I.3. Architecture d'un émetteur/récepteur de type hétérodyne.

Ce type d'émetteur/récepteur transpose le signal de la bande de base en un signal radiofréquence (RF) modulé en passant par une fréquence intermédiaire (FI) dans le cas de l'émission et effectue l'opération inverse lors de la réception. Ceci permet de s'affranchir plus facilement des signaux parasites reçus par un filtrage qui peut alors être très sélectif. Les principaux éléments d'un tel front-end sont [I.3]:

- ✓ L'antenne qui transforme le signal radioélectrique en onde électromagnétique et inversement. Elle réalise l'interface entre le canal de transmission et le terminal.
- ✓ Le duplexeur qui permet d'aiguiller les signaux de l'antenne vers la chaîne de réception ou de la chaîne d'émission vers l'antenne en isolant la chaîne non utilisée. Son rôle de séparateur des voies d'émission et de réception est primordial.
- ✓ Les amplificateurs de puissance (PA) dans la chaîne d'émission qui augmentent l'intensité du signal jusqu'à un niveau suffisant pour sa transmission.

- ✓ Les amplificateurs faible bruit (LNA) qui amplifient des signaux de faibles intensités en introduisant le moins de bruit possible afin de ne pas détériorer le rapport signal/bruit de la chaîne de réception.
- ✓ Les filtres qui sélectionnent la bande de fréquences utiles en rejetant les fréquences indésirables (filtre image...).
- ✓ Les mélangeurs qui sont des dispositifs non linéaires utilisés pour générer une réplique d'un signal d'entrée à une fréquence supérieure ou inférieure en multipliant le signal d'entrée par un signal pur de fréquence différente.
- ✓ Les oscillateurs locaux (OL) qui génèrent un signal monofréquence de grande pureté utilisé par le mélangeur.

Sur ces différents éléments, la fréquence centrale est la première caractéristique que nous chercherons à accorder car c'est ce qui nous permettra de commuter notre terminal d'une gamme de fréquences à une autre. Toutefois, sur l'ensemble des fonctions d'un front-end radio, ce n'est pas le seul paramètre dont l'agilité peut apporter une plus-value importante au dispositif complet. Il nous a donc semblé important d'entamer notre étude en répertoriant et en analysant succinctement les paramètres accordables sur les différents éléments d'un terminal d'émission/réception. Nous les avons pour cela séparés en deux catégories : les éléments passifs d'une part et les éléments actifs d'autre part.

### **I.2.1. Accord des éléments passifs**

Pour l'ensemble des dispositifs passifs, l'agilité est essentiellement basée soit sur l'association de topologies passives et de réactances variables telles que les diodes varactors, les diodes PIN, les transistors à effet de champ ou les composants réalisés en technologie MEMS RF ; soit sur l'utilisation de matériaux à caractéristiques variables comme les ferrites, les composites ferromagnétiques ou ferroélectriques ou encore les cristaux liquides. Ces techniques permettent par exemple d'accorder la fréquence centrale de composants passifs distribués en modifiant la longueur électrique des éléments résonants.

Outre la fréquence centrale, ces techniques sont utilisées pour reconfigurer la plupart des caractéristiques des fonctions passives, que ce soient les antennes, les filtres ou encore les déphaseurs, les coupleurs ou les réseaux d'adaptation qui n'apparaissent pas sur la figure précédente (cf. Figure I.3) mais qui sont néanmoins très utilisés dans les systèmes d'émission/réception.

#### ***I.2.1.1. Antennes accordables***

Comme nous l'avons déjà dit précédemment, l'accord en fréquence centrale d'une antenne est aujourd'hui très utilisé dans les systèmes multibandes, mais aussi dans des applications militaires

comme la surveillance ou la contre-mesure électronique. En effet, ces applications nécessitent la couverture d'une large bande de fréquences mais pas forcément de manière instantanée. Il s'avère alors intéressant d'utiliser des antennes faibles bandes mais accordables sur toute la plage de fréquences utiles [I.4] – [I.6].

La diversité de polarisation d'une antenne est également un atout majeur pour un système d'émission/réception. Elle permet de réutiliser une même bande de fréquences pour plusieurs transmissions simultanées, augmentant ainsi la capacité d'un canal de transmission. Elle améliore la détection d'un signal transmis en milieu urbain ou indoor malgré les perturbations dues aux trajets et réflexions multiples ou même à l'inclinaison aléatoire de l'antenne. Elle multiplie le nombre de combinaisons possibles pour les systèmes d'identification de données ou de personnes [I.7] – [I.10]. La diversité de polarisation est également utilisée pour différencier l'onde émise et l'onde reçue. A titre d'exemple, le programme de coopération européenne dans le domaine de la recherche scientifique et technique, COST 260 [I.11], a pour objectif la conception d'antennes intelligentes. Dans le cas des applications multimédias en bande Ku, cette antenne pourra commuter d'une polarisation circulaire droite à une polarisation circulaire gauche suivant que l'antenne émet ou reçoit.

Certaines applications nécessitent également la modification de la forme du faisceau (diagramme de rayonnement, angle d'ouverture...). C'est le cas des systèmes d'observation utilisés en astronomie par exemple. Ces systèmes doivent en effet passer d'une vue d'ensemble d'une zone importante (faisceau large) à l'observation d'un point plus précis dans cette zone pour mieux visualiser un détail (faisceau étroit) [I.12], [I.13]. La modification du faisceau est également utilisée dans les radars anticollisions pour automobiles ou encore dans les missiles à tête chercheuse [I.8], [I.14].

Les principales techniques utilisées pour accorder ces différents paramètres sont détaillées au cours d'un état de l'art sur les antennes agiles au début du chapitre V.

### ***I.2.1.2. Filtres agiles***

Les domaines d'applications des filtres accordables en fréquence centrale rejoignent en grande partie ceux des antennes. L'accord en fréquence centrale d'un filtre passe-bande est désormais primordial dans les systèmes multibandes ou multinormes pour réduire à la fois leur prix, leur encombrement et leur consommation en minimisant le nombre d'éléments dans les chaînes d'émission/réception. Il permet également de n'utiliser qu'un seul filtre pour les bandes d'émission et de réception généralement distinctes mais proches l'une de l'autre. Les systèmes radar, civils ou militaires, utilisent aussi très largement les variations en fréquence centrale des filtres pour les opérations de repérage et pour réduire leur vulnérabilité aux signaux brouillés en effectuant des sauts de fréquences [I.15] – [I.20].

Les filtres stop-bandes constituent également un élément important des systèmes de télécommunications. Ils éliminent les signaux indésirables et protègent une chaîne de réception contre un signal de forte puissance qui pourrait la détériorer. L'accord en fréquence centrale de ces filtres stop-bandes va de pair avec celui des filtres passe-bandes [I.21], [I.22]. Certaines structures permettent également la commutation entre une topologie passe-bande et une topologie stop-bande [I.23].

Contrôler la largeur de la bande passante d'un filtre s'avère très intéressant pour des récepteurs supportant des signaux d'informations multiples à une même fréquence. En effet, suivant la nature (la modulation par exemple) du signal, une bande passante plus ou moins large est nécessaire. Elle est alors choisie soit par l'intermédiaire d'une banque de filtres non reconfigurables associée à un circuit de présélection, soit en utilisant un filtre accordable en bande passante [I.24] – [I.27]. Cette dernière méthode présente un intérêt évident en termes de poids, d'encombrement et de coût par rapport à la première.

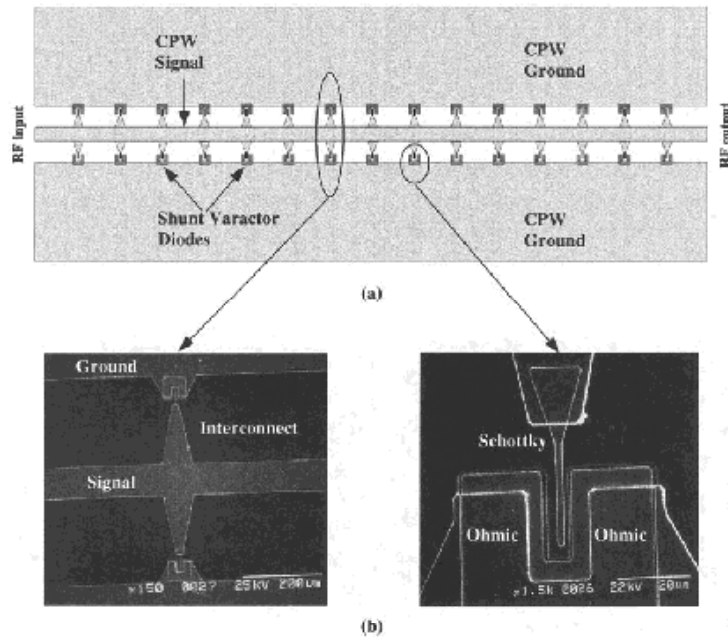
Un état de l'art des principales topologies de filtres accordables tant en fréquence centrale qu'en bande passante est présenté dans le chapitre II.

### ***1.2.1.3. Déphaseurs reconfigurables***

Les déphaseurs accordables sont essentiels pour les antennes à balayage de phase afin de contrôler la forme de leur faisceau. Ces antennes sont utilisées pour des applications militaires comme les anti-missiles ou commerciales comme les contrôleurs de vol, les radars anti-collisions ou le système GPS (Global Positioning System). Les déphaseurs accordables sont également présents dans les convertisseurs de fréquence, les baluns (BALance/UNbalance) actifs ou les modulateurs de phase [I.4], [I.28] – [I.46].

Ils se répartissent en deux catégories : les déphaseurs à variations continues et les déphaseurs à variations discrètes. Pour les éléments de la première catégorie, diverses topologies ont été développées et sont principalement basées sur le contrôle continu de capacités variables connectées aux voies couplée et directe d'un coupleur [I.28], [I.29] ; sur l'utilisation de filtres passe-tout dont la phase est modifiée grâce à des transistors à effet de champ [I.30] ; ou encore sur le chargement périodique de lignes distribuées par des capacités variables (diodes varactors, MEMS...) (cf. Figure I.4) [I.31] – [I.33]. D'autres topologies basées sur la variation de la phase de filtres passe-bandes en utilisant des dépôts ou des substrats de cristaux liquides, de ferroélectriques ou de ferro-composites ont également été développées récemment [I.34] – [I.38].





**Figure I.4. Déphaseur à variations continues : ligne coplanaire périodiquement chargée par des diodes varactors**

Les lignes distribuées, comme celle présentée sur la figure ci-dessus, peuvent également être utilisées comme déphaseurs discrets. Il suffit pour cela de remplacer les capacités à variations continues par des micro-commutateurs. Les plus couramment utilisés sont les micro-commutateurs MEMS [I.4], [I.39] – [I.41]. Ces lignes distribuées et périodiquement chargées constituent en général des déphaseurs accordables 1-bit (seulement deux états possibles). Toutefois, si les MEMS sont activés séparément ou par groupes, le déphaseur peut devenir un système à N-bits, N étant fixé par le nombre de groupes indépendants.

Cependant les déphaseurs accordables N-bits sont plus souvent issus de la mise en réseau de lignes créant chacune un retard différent. Prenons l'exemple d'un déphaseur 3-bits constitué de trois lignes imposant respectivement un retard de  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $180^\circ$ . En combinant ces différents retards, le déphasage peut être de  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $270^\circ$  ou  $315^\circ$ . La sélection des différentes lignes empruntées par le signal se fait à l'aide de diodes PIN [I.42], de transistors à effet de champ [I.43] ou de MEMS à variations discrètes (cf. Figure I.5) [I.4], [I.44] – [I.46].

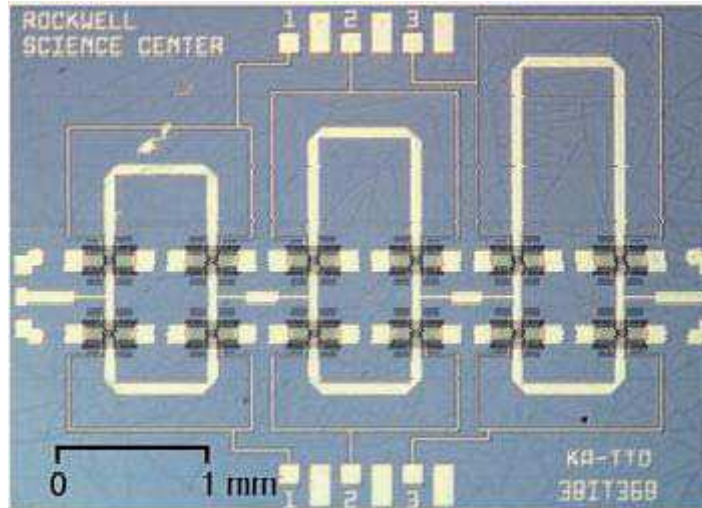


Figure I.5. Exemple de déphaseur 3-bits à commutateurs MEMS.

#### ***1.2.1.4. Autres éléments passifs accordables***

Outre ces trois premiers éléments passifs, les circuits d'adaptation d'impédances et les coupleurs peuvent également être rendus accordables.

Les circuits d'adaptation d'impédances sont utilisés pour diminuer le coefficient de réflexion entre les différents étages d'un front-end radio. Ceci permet de transmettre un maximum de puissance d'un étage à l'autre, d'augmenter le rapport signal/bruit d'une chaîne de réception ou encore de réduire les erreurs de phase et d'amplitude dans un réseau de distribution de puissance [I.47]. L'accord en fréquence des différents étages d'un système entraîne la variation de leurs impédances d'entrée et de sortie. Il est donc nécessaire d'accorder également les circuits d'adaptation d'impédance associés. En outre, les circuits d'adaptation d'impédances agiles permettent de reconfigurer la fréquence de travail d'un amplificateur. Ils sont donc essentiels pour des systèmes reconfigurables et faibles coûts comme les réseaux de communications sans fils, les systèmes accordables de positionnement ou de navigation [I.4], [I.17], [I.48] – [I.50].

Les coupleurs directionnels ou hybrides sont utilisés pour la division ou la combinaison de puissance. Cependant, ces composants passifs ont généralement une bande passante très faible. Il est donc nécessaire de les rendre accordables pour les insérer dans les différents systèmes reconfigurables déjà évoqués. Quelques solutions associant des topologies passives de coupleurs directionnels et des capacités variables [I.51] ou des matériaux agiles [I.52], [I.53] ont déjà été proposées.

### **1.2.2. Accord des éléments actifs**

Contrairement aux éléments passifs, la miniaturisation des dispositifs actifs, rendue possible par l'émergence des technologies hybrides et MMIC, permet de multiplier leur nombre dans un système complet sans augmenter l'encombrement global de manière trop préjudiciable. Certains systèmes

accordables se contentent donc de reconfigurer les éléments passifs et utilisent des éléments actifs différents d'une chaîne à l'autre [I.54], [I.55]. L'accord des éléments actifs peut cependant s'avérer être un atout majeur dans certains cas.

#### ***I.2.2.1. Agilité en fréquence d'un oscillateur local***

Les oscillateurs locaux sont utilisés pour générer des signaux de grande pureté. La fréquence d'oscillation doit donc rester très stable au cours du temps malgré les contraintes extérieures comme par exemple les variations de température. C'est pourquoi le contrôle de cette fréquence fait depuis longtemps l'objet de travaux spécifiques. Le développement des systèmes reconfigurables a ensuite conduit à l'extension des bandes de variations de la fréquence d'oscillation pour atteindre des rapports importants entre leurs fréquences extrêmes (jusqu'à 5) [I.3], [I.56] – [I.63].

Les oscillateurs locaux agiles en fréquence utilisent principalement soit des matériaux agiles de type YIG sur lesquels un champ magnétique est appliqué [I.56], [I.57] ; soit des éléments localisés, sous forme intégrés (MMIC) ou non, commandés en tension [I.58] – [I.63]. Dans ce dernier cas, on parle couramment de VCO (Voltage Control Oscillator). Depuis peu, des VCO réalisés en technologies planaires utilisent également des capacités variables de type MEMS [I.4], [I.64], [I.65].

#### ***I.2.2.2. Amplificateurs accordables***

A cette heure, peu de publications sont parues sur l'agilité des amplificateurs. Une tendance se dégage néanmoins en ce qui concerne l'agilité en fréquence. En effet, l'accord en fréquence ne se fait pas en agissant directement sur les caractéristiques de l'amplificateur mais en modifiant les paramètres des réseaux d'adaptation associés [I.66], [I.67].

D'autre part, l'utilisation d'un circuit de contrôle automatique du gain permet de modifier le gain en sortie de l'amplificateur suivant les spécifications du système. Ceci est utilisé pour obtenir un signal de sortie d'amplitude constante malgré les fluctuations du signal d'entrée [I.3], [I.68].

### **I.2.3. Conclusion**

La première partie de ce chapitre nous a permis de mettre en évidence l'intérêt grandissant des systèmes accordables. Nous avons également vu que les différents éléments d'un système d'émission/réception sont bien différents et que leur reconfigurabilité repose sur des procédés eux aussi très différents. Il est donc pour l'instant utopique d'essayer de rendre agile un système complet en utilisant un seul procédé d'accord. L'objectif étant de minimiser le coût, le poids et l'encombrement des front-end radio, les efforts de reconfigurabilité s'attardent essentiellement sur les éléments passifs, les éléments actifs étant miniaturisés plus aisément.

Nous revenons plus largement, respectivement aux chapitres II et V, sur les filtres agiles et les antennes accordables sur lesquels nous nous sommes concentrés dans le cadre de cette thèse.

### I.3. Les procédés d'accord : des éléments discrets aux nouvelles technologies

Nous avons souvent évoqué dans la partie précédente les technologies utilisées pour réaliser l'accord d'une ou plusieurs caractéristique(s) d'une fonction micro-ondes. Les éléments d'accord sont soit des éléments discrets (diodes PIN ou varactor, transistor à effet de champ...), soit des matériaux agiles (ferrites, ferromagnétiques, ferroélectriques, cristaux liquides...), soit des composants de types MEMS. Nous allons donc maintenant nous étudier ces différents éléments afin de mettre en évidence leurs avantages et leurs inconvénients.

#### I.3.1. Les éléments discrets

Les principaux éléments discrets utilisés pour l'accord des composants micro-ondes sont les diodes PIN pour les variations discrètes, les diodes varactors pour les variations continues et les transistors à effet de champ (TEC ou FET en terminologie anglo-saxonne pour Field Effect Transistor) qui permettent ces deux types de variations. Ils sont les premiers composants utilisés pour la reconfigurabilité des systèmes et demeurent encore aujourd'hui les plus courants.

##### I.3.1.1. Les diodes PIN

Une diode PIN est un composant semi-conducteur généralement composé de trois couches distinctes (cf. Figure I.6) :

- ✓ Une couche P très dopée ;
- ✓ Une couche I (intrinsèque) non dopée ;
- ✓ Une couche N très dopée.

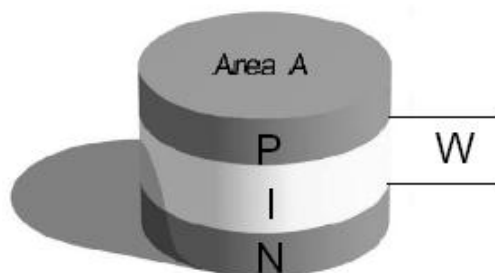


Figure I.6. Schéma simplifiée d'une diode PIN

La diode PIN idéale est équivalente à un court-circuit en polarisation directe (diode ON) et à un circuit ouvert en polarisation inverse (diode OFF). Elle adopte donc le comportement d'un interrupteur. En pratique, lorsque la diode est polarisée en directe, elle équivaut à une résistance,  $R_s$  (Eq. I.1), fonction de l'épaisseur de la région intrinsèque ( $W$ ) et du courant de polarisation ( $I_d$ ). En polarisation inverse, elle se comporte comme une capacité,  $C_p$  (Eq. I.2), fonction de la surface des jonctions ( $A$ ) et de  $W$ , en parallèle avec une résistance,  $R_p$ , qui représente la dissipation de la diode en polarisation inverse. Cette dernière doit être la plus élevée possible, mais elle est affectée par toute résistance série dans les semi-conducteurs et par les contacts de la diode. La Figure I.7 représente les schémas équivalents de la diode dans ces deux cas.  $L_s$  est l'inductance due au fil de connexion [I.69], [I.70].

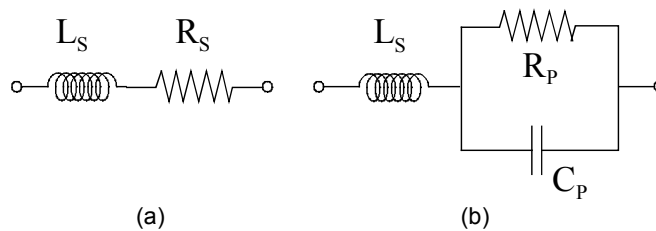


Figure I.7. Schémas équivalents d'une diode PIN en polarisations directe (a) et inverse (b)

$$R_s = \frac{W^2}{(\mu_N + \mu_p)\tau I_d} \quad \text{Eq. I.1}$$

$$C_p = \frac{\varepsilon A}{W} \quad \text{Eq. I.2}$$

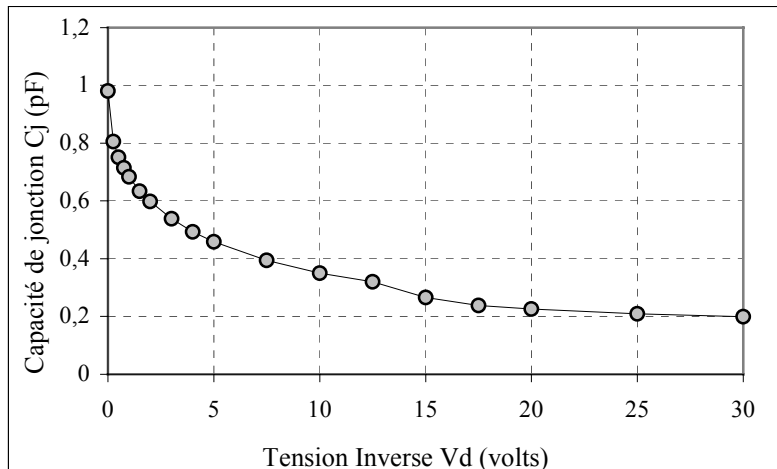
Dans ces équations, les paramètres  $\mu_N$  et  $\mu_p$  caractérisent respectivement la mobilité des électrons et des trous,  $\tau$  le temps de recombinaison et  $\varepsilon$  la permittivité diélectrique du matériau.

Les diodes PIN sont très utilisées pour réaliser des variations discrètes des caractéristiques des composants micro-ondes agiles. Les atouts majeurs de ces diodes sont une faible tension de polarisation ( $\pm 3$ -5V), un temps de commutation très faible (1-100 ns) et une tenue en puissance importante (jusqu'à 10 W). Elles présentent cependant des inconvénients non négligeables tels qu'une importante consommation de courant (3-20 mA) et de puissance (5-100 mW), une capacité relativement élevée en polarisation inverse (40-80 fF) et une résistance série importante en polarisation directe (2-4  $\Omega$ ). Par conséquent, le niveau d'isolation se dégrade au-dessus de 10 GHz et les pertes d'insertion sont comprises entre 0.3 et 1.2 dB [I.4], [I.71] – [I.73].

### I.3.1.2. Les diodes varactors

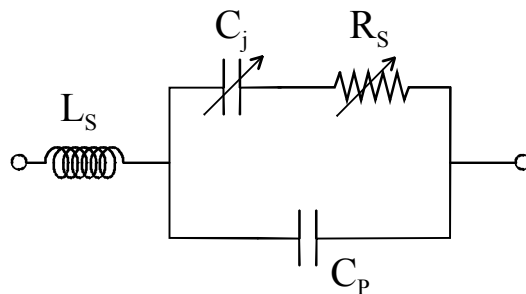
Contrairement aux diodes PIN, les diodes varactors ne comportent pas de région intrinsèque entre les régions dopées P et N. Lorsqu'une diode varactor est polarisée en inverse, sa capacité de

jonction,  $C_j$ , diminue si la tension inverse appliquée à ses bornes augmente (cf. Figure I.8) [I.69], [I.74].



**Figure I.8. Evolution de la capacité de jonction de la diode Alpha CVH2030-02 en fonction de la tension de polarisation inverse.**

Cependant, une diode varactor ne peut pas être strictement assimilée à une capacité variable. Son schéma équivalent est donné Figure I.9.  $L_s$  est l'inductance due aux fils de connexion,  $C_p$  représente la capacité de boîtier de la diode et  $R_s$  est une résistance représentant les dissipations de puissance de la diode. Cette dernière dépend elle aussi de la tension inverse appliquée aux bornes de la diode.



**Figure I.9. Schéma équivalent d'une diode varactor**

En hyperfréquence, les diodes varactors sont très utilisées pour obtenir un accord continu des fonctions agiles. Leur rapport de capacités est typiquement de 4 à 6 pour des tensions de polarisation inverse de 1 à 6 V. Il existe une abondance de diodes varactors en technologie Silicium ou AsGa (Arséniure de Gallium) jusqu'à 30 GHz. Toutefois, elles présentent une résistance série importante (0.5-5  $\Omega$ ) et une dissipation de puissance élevée (jusqu'à 250 mW) [I.4], [I.75].

### **I.3.1.3. Les transistors FET**

Les transistors à effet de champ sont des composants unipolaires qui, contrairement aux transistors bipolaires, ne fonctionnent qu'avec un seul type de porteur de charge. Dans un tel

transistor, le courant le traversant est contrôlé par la tension entre deux de ses bornes (la grille et la source).

Le transistor à effet de champ se décline en plusieurs catégories différentes. Pour les applications hyperfréquences, ce sont les MESFET (MEtal Semi-conducteur FET) qui sont le plus utilisés malgré un fonctionnement complexe. Les MESFET en arséniure de gallium (AsGa ou GaAs) ou en phosphore d'indium (InP) présentent des tensions de fonctionnement (et donc des puissances consommées) très faibles et des fréquences de coupure très élevées par rapport aux autres transistors grâce à une grille très étroite [I.76], [I.77].

Ces transistors peuvent être utilisés à la fois en régime continu ou en interrupteur. Ils permettent donc de réaliser des variations continues ou discrètes des caractéristiques des fonctions hyperfréquences. Les interrupteurs FET présentent d'ailleurs de très bonnes performances : une faible tension de polarisation (3 à 5 V) en accord avec les exigences des systèmes portables, une consommation de courant nulle et par conséquent une dissipation de puissance proche de zéro (0.05 à 0.1 mW) et une commutation entre les deux états très rapide (1 à 100 ns). En outre, ils peuvent être utilisés pour des applications de forte puissance (jusqu'à 10 W). Toutefois, ils ont également quelques défauts comme une capacité série de l'ordre de 70 à 140 fF à l'état bloqué, une résistance série à l'état passant de 4 à 6  $\Omega$  qui se traduit par des pertes d'insertion élevées (0.4 à 2.5 dB entre 1 et 100 GHz) et un niveau d'isolation relativement faible.

Les transistors à effet de champ sont généralement intégrés sous forme de puce MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). Hormis la réalisation d'amplificateurs, ils permettent aussi l'accord des fonctions micro-ondes, la compensation des pertes ou d'autres fonctions particulières. Il est par exemple possible de réaliser des résistances négatives ou des capacités négatives à l'aide de transistors [I.78] – [I.82].

#### ***I.3.1.4. Conclusion***

Les éléments discrets sont actuellement très utilisés dans les systèmes micro-ondes agiles. Ils offrent d'excellentes performances notamment en terme de tension de polarisation et de temps de commutation. De plus, ces éléments sont aujourd'hui matures et bien maîtrisés ce qui n'est pas le cas des autres technologies d'accord que nous verrons par la suite. Ils sont en outre commercialisés en grande quantité et à des coûts réduits, conditions nécessaires pour les marchés de masse.

Toutefois, leurs pertes d'insertion, leur consommation de puissance (pour les diodes) et leur faible niveau d'isolation ont poussé les équipes de recherche à se tourner vers des solutions alternatives comme l'utilisation de matériaux agiles ou de la technologie MEMS (MicroElectroMechanical System).

### I.3.2. Les matériaux agiles

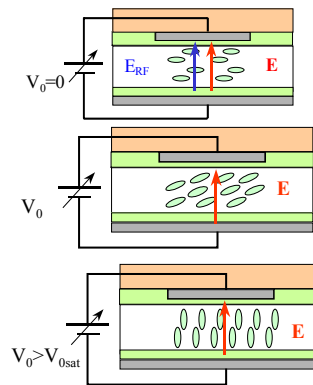
Ces dernières années ont vu l'émergence de nouvelles techniques d'accord à base de matériaux spécifiques dont les propriétés peuvent varier sous l'effet d'une contrainte extérieure. La nature de la commande externe permet de distinguer deux sous-ensembles : les matériaux à commande électrique (ferroélectriques et cristaux liquides) et les matériaux à commande magnétique (ferrites, composites ferromagnétiques).

#### I.3.2.1. Matériaux à commande électrique

##### I.3.2.1.1. Les cristaux liquides

Les cristaux liquides utilisés en hyperfréquence sont les cristaux présentant une phase nématique. Ils sont caractérisés par un ordre d'orientation et un désordre de position. Ces matériaux présentent l'avantage de pouvoir être contrôlés par une faible tension de commande (de l'ordre du Volt) et d'être caractérisés par de faibles pertes diélectriques, particulièrement aux fréquences millimétriques.

Les cristaux liquides sont des matériaux anisotropes (propriétés différentes selon les directions dans l'espace). L'application d'une tension de polarisation sur le cristal liquide permet de modifier l'anisotropie diélectrique. Cette évolution de l'anisotropie diélectrique est la base de la réalisation des dispositifs agiles en fréquence ou en phase (cf. Figure I.10).



**Figure I.10. Représentation du changement d'anisotropie de cristaux liquides en fonction de la tension de polarisation**

Les cristaux liquides servent de plus en plus à la conception de dispositifs agiles en fréquence centrale ou en phase [I.39], [I.83] – [I.86]. Nous présentons ici l'exemple d'un déphaseur développé au LEST par N. Martin dans le cadre de sa thèse (cf. Figure I.11). Il s'agit d'une ligne coplanaire recouverte de cristaux liquides. L'application d'une tension de commande de 10 V entraîne un déphasage de 42 degrés à 18 GHz. Le niveau de pertes d'insertion est de 2.6 dB engendrant une figure de mérite de 0.87 deg/GHz/cm [I.85].



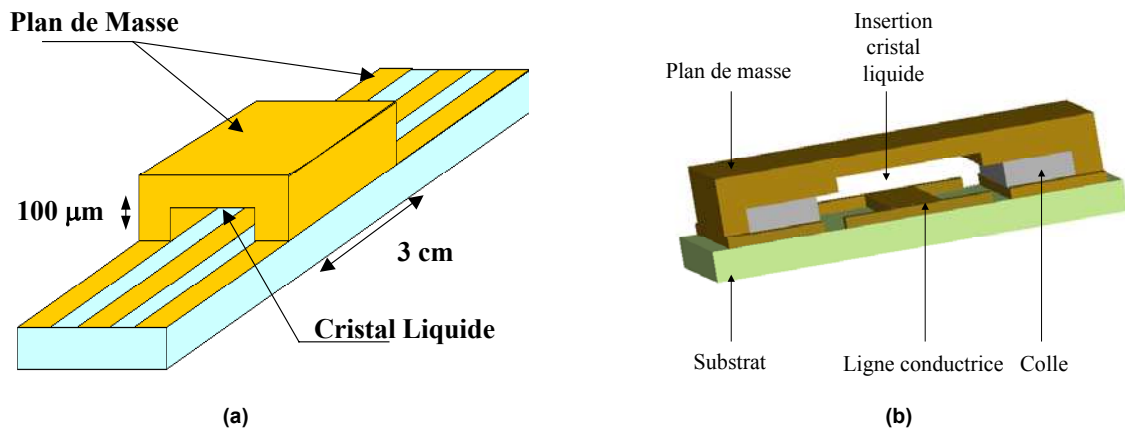


Figure I.11. Exemple de déphaseur à cristaux liquides : (a) vue d'ensemble, (b) coupe transversale.

Toutefois, la lente réaction du cristal liquide à la commande électrique constitue un inconvénient majeur à leur utilisation. Des solutions sont envisagées en utilisant des membranes imprégnées de cristaux liquides [I.86].

#### I.3.2.1.2. Les ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques sont des matériaux dont la permittivité ( $\epsilon$ ) varie fortement sous l'effet d'une polarisation électrique statique [I.87] – [I.94]. Cette forte agilité de la permittivité laisse augurer d'importantes variations des paramètres de répartition des dispositifs, même si elle est atténuée par la faible épaisseur de la couche ferroélectrique.

Les matériaux ferroélectriques sont généralement utilisés en phase paraélectrique pour des applications micro-ondes. Cette région semble proposer en effet le meilleur compromis entre pertes et agilité. De plus, les moments dipolaires y sont répartis aléatoirement et il n'y a pas d'hystérésis électrique permanent contrairement à la phase ferroélectrique. Ceci permet aux dispositifs de retrouver leur état initial en l'absence d'excitation extérieure. Toutefois, c'est également dans cette région que les variations de la permittivité en fonction de la température sont les plus fortes, ce qui remet en cause l'utilisation préférentielle de cette phase pour les applications hyperfréquences [I.94].

Les ferroélectriques sont très utilisés dans les systèmes hyperfréquences accordables en raison de la non-linéarité de la permittivité face au champ électrique statique appliqué. Le matériau le plus utilisé actuellement dans les circuits est le titanate de baryum strontium ( $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$ ). Dans les cas limites ( $x = 0$  et  $x = 1$ ), les permittivités minimale et maximale des matériaux ainsi que leur température d'utilisation sont données dans le tableau suivant (Tableau I.1).

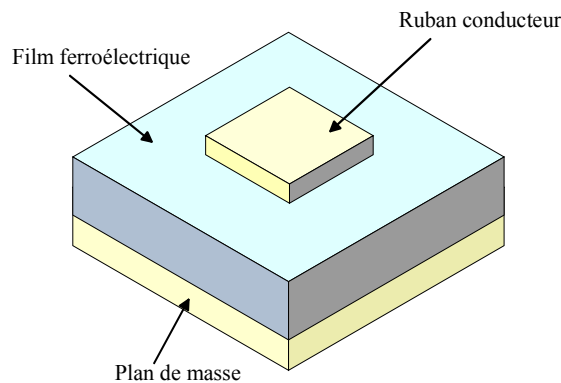
Matériau	$\epsilon_r$ maximale (sans champ appliqué)	$\epsilon_r$ minimale (avec champ appliqué)	Température d'utilisation	Référence
SrTiO <sub>3</sub>	20000	2000	4.4 K	[I.88]
BaTiO <sub>3</sub>	4000	1200	300 K	[I.89]

**Tableau I.1. Caractéristiques des matériaux ferroélectriques les plus utilisés**

En basse température, le composé SrTiO<sub>3</sub> présente une faible agilité de sa permittivité en fonction de la température. Cette stabilité en fait un candidat privilégié dans cette gamme de température pour la réalisation de fonctions hyperfréquences agiles.

Technologiquement, la microcapacité est l'élément circuit le plus simple à réaliser. Une couche mince de ferroélectrique est insérée entre un pavé de ruban conducteur et un plan de masse (cf. Figure I.12). Les deux conducteurs en regard forment ainsi un condensateur plan.

L'application d'un champ électrique statique engendre une variation de la permittivité du matériau ferroélectrique et donc de la capacité. Par exemple, l'application d'une tension continue de 6 V sur une structure constituée d'un pavé carré de 50  $\mu\text{m}$  de côté et d'un film de ferroélectrique de BST de 300 nm d'épaisseur fait varier la capacité de 62 à 28 pF [I.90]. Ces microcapacités ferroélectriques peuvent être intégrées sur un circuit comme des éléments localisés.



**Figure I.12. Microcapacité ferroélectrique**

Ces dernières années, de nombreuses structures de filtres accordables et de déphaseurs variables utilisant des matériaux ferroélectriques ont été développées [I.91] – [I.94]. Cependant, même si les ferroélectriques sont de bons candidats à l'élaboration de systèmes agiles en hyperfréquence, ils présentent deux inconvénients majeurs. Ils sont caractérisés d'une part par une forte tangente de pertes et d'autre part par des tensions de polarisation souvent très élevées (jusqu'à plusieurs centaines de Volts).

### ***I.3.2.2. Matériaux à commande magnétique***

Les matériaux utilisés sont les ferrites et les composites ferromagnétiques. Généralement, les dispositifs hyperfréquences à ferrites sont dimensionnés pour des fréquences de fonctionnement bien

supérieures à la fréquence de fin de pertes magnétiques donnée par l'équation Eq. I.3. En dessous de cette fréquence, de fortes pertes apparaissent dues aux relaxations de parois et à la résonance gyromagnétique des moments magnétiques.

$$f_m = \gamma \cdot 4\pi M_s \quad \text{Eq. I.3}$$

où  $\gamma$  est le rapport gyromagnétique et  $4\pi M_s$  est l'aimantation à saturation du matériau magnétique.

De nombreux travaux sont parus sur les dispositifs agiles utilisant des matériaux à commande magnétique [I.37], [I.38], [I.95] – [I.99]. Les bobines de Helmholtz sont le moyen le plus répandu pour aimanter les systèmes car le champ qu'elles produisent est uniforme entre les deux bobines et sur une région située autour de l'axe des bobines.

Cependant, le dispositif de commande est le principal inconvénient des matériaux magnétiques agiles. En effet, les céramiques utilisées présentent une aimantation à saturation peu élevée. Pour obtenir de larges plages de variation des paramètres, de forts champs sont donc nécessaires. L'encombrement spatial des générateurs de champ magnétique est alors très important. Leur miniaturisation est par conséquent particulièrement difficile.

### **I.3.2.3. Conclusion**

L'utilisation de matériaux agiles à commande électrique ou magnétique est une première alternative intéressante aux éléments discrets pour la réalisation de dispositifs reconfigurables. Toutefois, ces différents matériaux présentent tous des inconvénients majeurs (temps de réponse pour les cristaux liquides, fortes pertes pour les matériaux ferroélectriques...) et, dans le cas d'une utilisation distribuée, l'obtention d'une dynamique élevée nécessite généralement un apport important en tension ou en courant. Leur intégration dans les systèmes de télécommunication et plus particulièrement dans les systèmes embarqués ne sera envisageable qu'en atténuant ces points négatifs.

### **I.3.3. Les MEMS**

Les MEMS pour *MicroElectroMechanical Systems*, ou *Systèmes MicroElectroMécaniques* en français, sont des systèmes microscopiques mécaniquement déformables sous l'effet d'une activation électrique. Cependant, le concept MEMS s'est développé et englobe désormais divers types de structures microscopiques incluant des éléments thermiques, magnétiques, fluidiques ou optiques. Les spécialistes européens utilisent d'ailleurs le terme plus général de micro-systèmes. L'acronyme MEMS étant plus parlant et plus facile à retenir, nous admettrons que ces deux termes recouvrent les mêmes domaines d'applications et réunissent des éléments électroniques ou non, permettant l'acquisition et le traitement d'un signal, l'activation et le contrôle d'éléments mobiles [I.100], [I.101].

Le succès des MEMS vient du fait qu'ils n'apportent pas seulement une simple réduction de la taille des dispositifs. Ils permettent également d'améliorer certains dispositifs comme les têtes d'imprimantes à jet d'encre ou de concevoir de nouveaux systèmes comme les dispositifs microfluidiques qui ont permis d'étonnantes améliorations de la vitesse d'analyse en chimie et biochimie.

### ***1.3.3.1. Un marché en pleine expansion***

Les premiers développement de la technologie MEMS remontent à la fin des années 60, début des années 70 pour la conception de capteur de pression ou de température, des accéléromètres et autres appareils de détection. Les premières applications commerciales ont vu le jour au début des années 90 pour des applications automobiles (airbag, climatisation...), informatiques (imprimantes à jet d'encre...) ou encore médicales, aérospatiales ou militaires... Les domaines d'applications des MEMS sont de plus en plus nombreux et les plus significatives sont présentées ci-après (cf. Tableau I.2) [I.4], [I.101].

Défense	Médical	Electronique	Communications	Automobile
Guidage des armes	Capteur de pression sanguine	Têtes de lecture de disque	Commutateurs optiques ou photoniques et interconnexions pour réseaux large bande passante	Capteurs de navigation embarqués
Surveillance	Stimulateurs musculaires et système de diffusion intra-sanguine	Têtes d'impression pour imprimantes à jet d'encre	Relais, commutateurs et filtres radio-fréquence	Capteurs de compression du système de climatisation
Systèmes d'armement	Capteur de pression intra-corporels	Téléprojecteurs	Systèmes de projection pour téléphones portables	Capteurs de force de freinage & accéléromètres pour le contrôle des suspensions
Capteurs intégrés	Prothèses	Capteurs sismiques	Oscillateurs commandés sous tension (VCO)	Détecteurs de niveau de carburant et de pression vapeur
Stockage des données	Instruments d'analyses miniaturisés	Détecteurs de pression pour l'aérospatial	Diviseurs et coupleurs	Capteurs pour coussins gonflants (airbags)
Surveillance aérienne	Stimulateurs cardiaques	Systèmes de stockage de données	Lasers accordables	Pneus "intelligents"

**Tableau I.2. Domaines d'applications des MEMS.**

Le marché économique lié à cette technologie est également en pleine expansion et les prévisions pour les années à venir sont plutôt optimistes (cf. Figure I.13) [I.102].

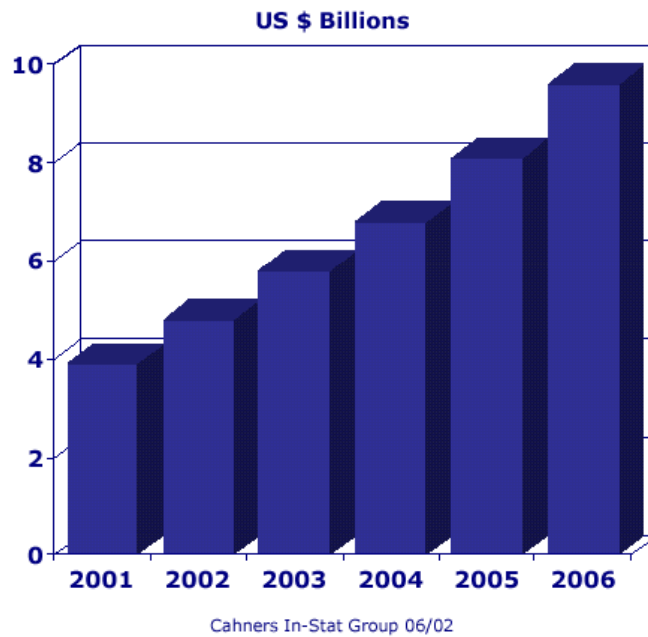


Figure I.13. Prévisions du chiffre d'affaire mondial pour la technologie MEMS.

En ce qui nous concerne, nous utiliserons une catégorie de MEMS apparue récemment (milieu des années 90) et qui est très prometteuse pour les applications de communications radiofréquences : les MEMS RF (RadioFréquence) ou RF MEMS en anglais (RadioFrequency). C'est actuellement l'un des domaines les plus prometteurs et les plus étendus (cf. Figure I.14 et Figure I.15).

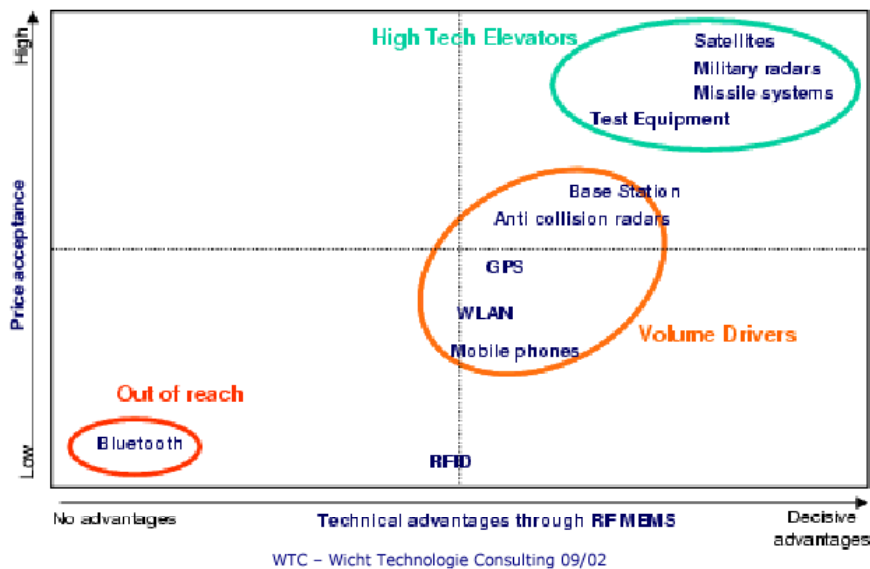


Figure I.14. Domaines d'applications des MEMS RF.

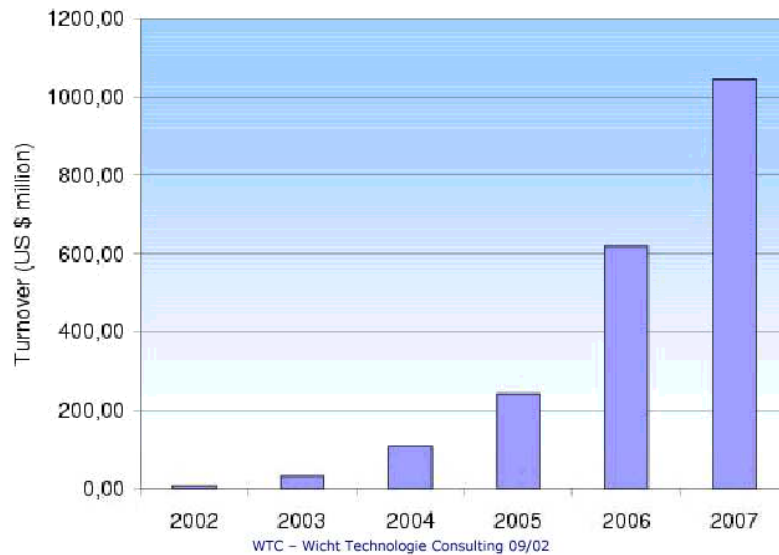


Figure I.15. Prévisions de chiffre d'affaire mondial pour les MEMS RF.

### I.3.3.2. *Qu'est ce qu'un MEMS RF*

L'émergence des MEMS RF représente une révolution pour le développement de nouveaux systèmes radiofréquences. Ces éléments devraient en effet permettre de concurrencer voire de remplacer certains composants semi-conducteurs dans des applications hyperfréquences. Les MEMS RF sont des structures miniaturisées et planaires. Ils sont très peu encombrant (typiquement, quelques centaines de micromètres carré) et peuvent être jusqu'à 50 % plus petit que les composants semi-conducteurs réalisant la même fonction [I.71], [I.103].

Pour nos travaux, nous ne nous intéresserons qu'aux MEMS RF de type commutateur (switch) ou capacité variable analogique (varactor). Ces MEMS RF se présentent sous deux configurations possibles : en série avec une structure de type cantilever, ou en parallèle avec une structure de type pont ou poutre.

La structure cantilever se présente comme une discontinuité spatiale du conducteur central de la ligne RF (cf. Figure I.16). Elle est constituée d'un bout de ligne en amont, suspendue au-dessus de la ligne aval, formant ainsi une capacité série sur la ligne de transmission.

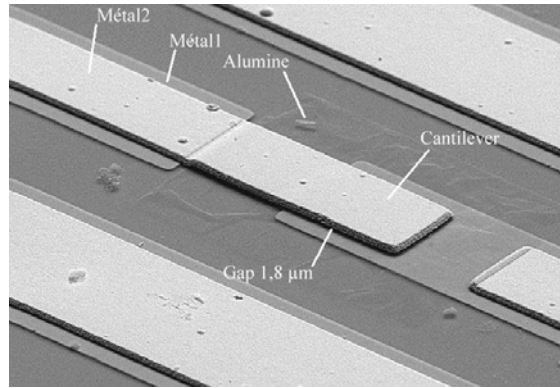


Figure I.16. MEMS RF de type cantilever (IRCOM).

La structure en pont ou poutre n'implique pas de discontinuité sur la ligne RF (cf. Figure I.17). Elle est en effet constituée d'un conducteur suspendu au-dessus de la ligne et est ancrée à ses deux extrémités aux plans de masse. L'ensemble se présente donc comme une ligne chargée par une capacité variable parallèle.

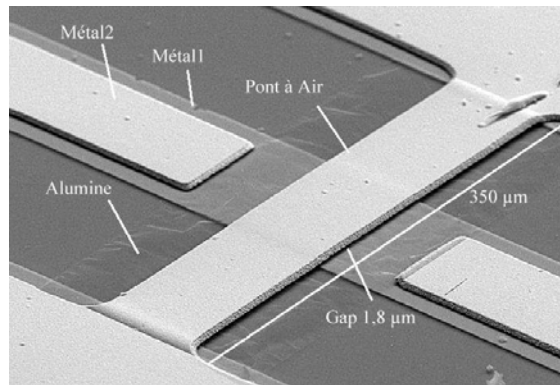


Figure I.17. MEMS RF de type pont ou poutre (IRCOM).

Il existe également deux modes de fonctionnement : ohmique (contact direct métal-métal) ou capacitif (pas de contact direct métal-métal, présence d'une fine couche diélectrique isolante sur l'électrode inférieure). Les deux photographies ci-dessus (Figure I.16 et Figure I.17) présentent des MEMS RF à contact capacitif, l'alumine servant de diélectrique isolant.

### I.3.3.3. *Principe de fonctionnement*

Les principes de fonctionnement des structures pont ou cantilever sont sensiblement les mêmes. Pour les expliquer, prenons l'exemple d'un cantilever soumis à une activation électrostatique.

Le MEMS présente une membrane métallique mobile suspendue au-dessus de l'électrode inférieure (cf. Figure I.18(a)). L'ensemble forme une capacité inversement proportionnelle à la distance séparant les deux conducteurs (Eq. I.4). L'application d'une différence de potentiel entre les deux électrodes crée une force électrostatique qui attire la membrane supérieure vers l'électrode inférieure. L'écart entre les deux électrodes est alors réduit et la capacité augmente.

$$C_{MEMS} \propto \frac{1}{h} \quad \text{Eq. I.4}$$

Si la tension appliquée devient supérieure à une tension critique appelée tension d'abaissement, l'électrode suspendue descend au contact de l'électrode inférieure (cf. Figure I.18(b)). Dans le cas du fonctionnement en mode capacitif, la capacité entre les deux électrodes devient très grande. Sa valeur dépend de la constante diélectrique de la couche isolante et de la rugosité de la surface de l'électrode supérieure. En mode ohmique, cette capacité devient nulle et une résistance, la plus faible possible, est créée entre les deux électrodes.

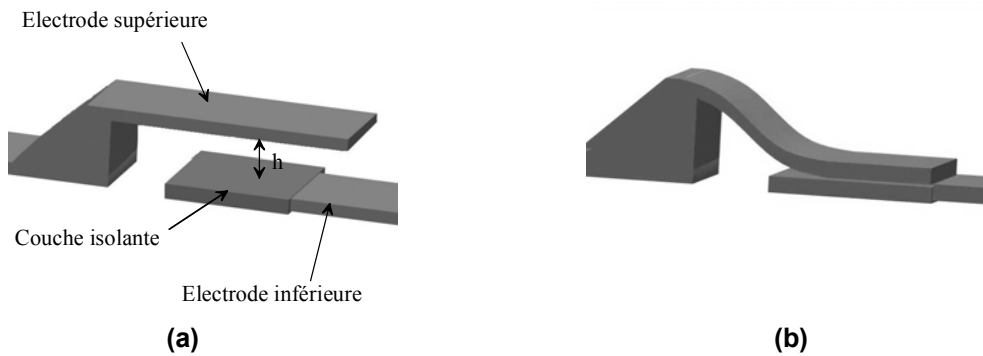


Figure I.18. Schéma d'un cantilever MEMS RF capacitif à l'état haut (a) et à l'état bas (b).

Un MEMS RF peut être utilisé de deux façon différentes : soit en tant que capacité à variations continues de type varactor (fonctionnement analogique) ; soit comme commutateur discret à deux états (état haut, tension de polarisation nulle ; état bas, tension de polarisation supérieure à la tension d'abaissement).

#### I.3.3.4. Procédés de fabrication des MEMS

La fabrication des MEMS se base aujourd'hui sur les procédés développés pour la réalisation de circuits intégrés par lots et en grande quantité. Plusieurs méthodes de fabrication des MEMS existent, les trois principales étant le micro-usinage de surface, le micro-usinage de volume et le procédé LIGA [I.4], [I.100] – [I.102].

##### I.3.3.4.1. Micro-usinage de surface

Le micro-usinage de surface ("Surface micromachining") utilise les mêmes équipements et procédés que dans l'industrie des semi-conducteurs. C'est pourquoi cette technique fut l'une des première à être largement adoptée pour la fabrication des MEMS.

Dans cette technique, la structure est construite par l'ajout et l'élimination successifs d'une série de fines couches sur le substrat initial. Les couches ajoutées sont nommées couches structurelles et les couches éliminées, couches sacrificielles. La réussite de cette approche est liée à la faculté à éliminer les couches sacrificielles en préservant l'intégrité des couches structurelles.



Des applications typiques de cette technique comprennent les actionneurs (cf. Figure I.19) et les moteurs électrostatiques.

C'est cette technique qui est développée à l'IRCOM (Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes, UMR CNRS 6615) à Limoges et au LAAS (Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, UPR CNRS 8001) à Toulouse. Nos différents circuits ayant été fabriqués soit à l'IRCOM, soit au LAAS, nous reviendrons plus tard sur les processus de fabrication des MEMS de ces deux laboratoires.

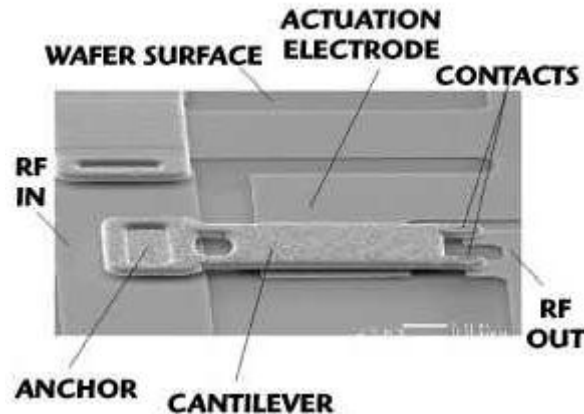


Figure I.19. Exemple de cantilever MEMS RF réalisé par micro-usinage de surface.

#### I.3.3.4.2. Micro-usinage de substrat

Le micro-usinage de substrat ("Bulk micromachining") est actuellement le procédé le plus utilisé pour la fabrication des MEMS. Une structure 3D est sculptée dans un bloc massif en exploitant les propriétés de gravure des différents plans cristallographiques dans le bloc initial.

Des structures complexes peuvent être formées en utilisant diverses couches atomiques. Ce procédé est très utilisé pour réaliser des poutres, des cavités, des rainures ou encore des membranes (cf. Figure I.20). Les applications de cette technique vont des miroirs aux accéléromètres utilisés pour le déclenchement des airbags.

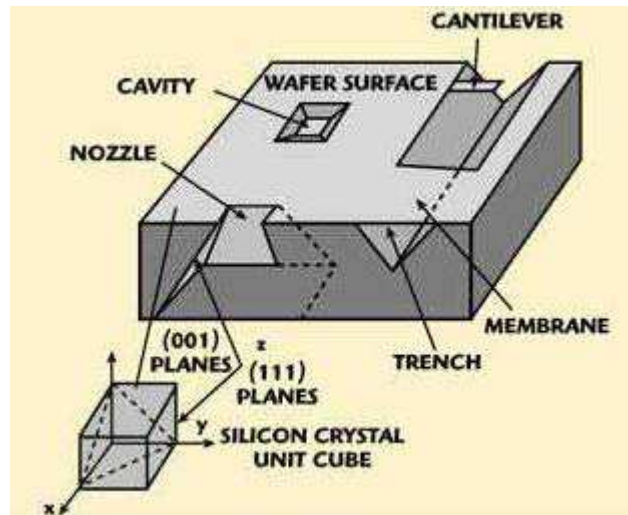


Figure I.20. Synoptique d'une réalisation par micro-usinage de substrat.

#### I.3.3.4.3. Procédé LIGA

LIGA est un acronyme allemand signifiant roentgenLithography (lithographie aux rayons X), Galvanik (électrodéposition), Abformung (moulage).

Dans ce procédé, le matériau, tel que le plastique polyméthacrylate de méthyle (PMMA), est exposé aux radiations à travers un masque. Cette technique a pour conséquence de retirer une partie du PMMA et de laisser des structures qui sont ensuite électro galvanisées. Ces structures métalliques peuvent constituer les dispositifs MEMS finaux ou servir comme moules pour fabriquer d'autres pièces (cf. Figure I.21).

Cette technique a deux avantages majeurs :

- ✓ Divers matériaux autres que le silicium peuvent être utilisés (métaux, plastiques...).
- ✓ Elle permet de fabriquer des structures 3D ayant, d'un point de vue mécanique, un très bon rapport de forme.

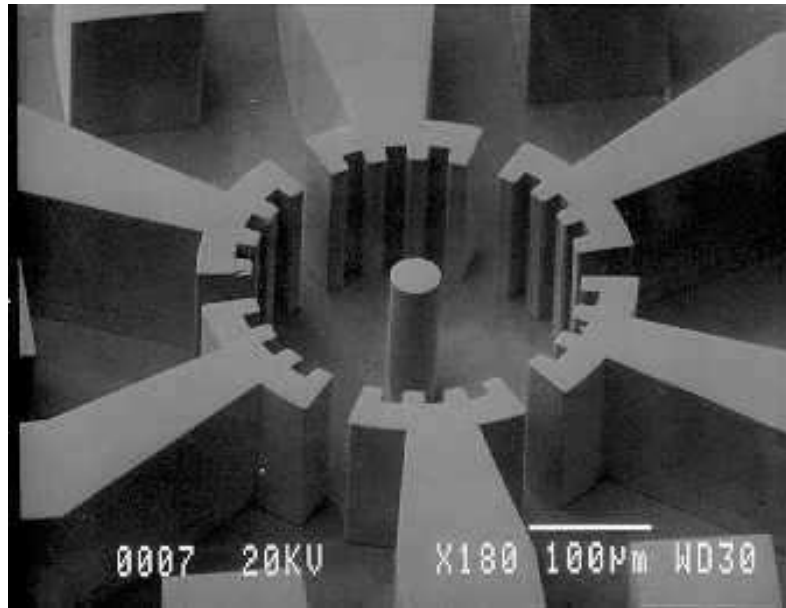


Figure I.21. Exemple de réalisation obtenue avec le procédé LIGA.

### ***1.3.3.5. Systèmes d'activation***

Les switches ou varactors MEMS sont constitués de deux électrodes dont l'une au moins est mobile. Plusieurs méthodes existent pour mettre en mouvement cette partie mobile [I.71] – [I.73], [I.100], [I.102].

#### ***1.3.3.5.1. Activation électrostatique***

C'est le système d'activation le plus utilisé, notamment pour sa simplicité de mise en œuvre, et celui que nous utiliserons dans nos différents travaux.

L'application d'une différence de potentiel entre les deux électrodes (cf. Figure I.18) crée des charges positives ou/et négatives qui produisent des forces de Coulomb. Ces forces entraînent alors le mouvement de l'électrode mobile. Si le temps de réaction est relativement faible (1 à 200 µs) et la puissance consommée quasiment nulle, des tensions importantes sont souvent nécessaires pour créer des forces d'attraction suffisantes (>20 V)

Ce procédé est en outre soumis à un phénomène d'instabilité. En effet, il n'est pas possible d'obtenir un mouvement continu de l'électrode mobile sur toute sa hauteur. Si  $h_0$  est la hauteur initial de l'électrode, son mouvement est stable jusqu'à une hauteur d'environ  $2 \cdot h_0 / 3$ . La tension d'activation critique, appelée tension d'abaissement, en dessous de laquelle le mouvement de l'électrode reste stable et continu est donnée par l'équation ci-dessous :

$$V_p = \sqrt{\frac{8k h_0^3}{27 \varepsilon_0 W w}} \quad \text{Eq. I.5}$$

Dans cette équation, qui ne tient pas compte de la présence éventuelle d'une couche diélectrique,  $k$  est la constante de raideur de la poutre,  $W$  la longueur de l'électrode mobile et  $w$  sa largeur [I.104], [I.105].

#### *I.3.3.5.2.            Activation thermique*

Un courant traverse des films résistifs qui échauffent alors un matériau dilatable déposé sur la structure. Le mouvement de l'élément mobile est créé par les variations des dimensions physiques des éléments soumis à la dilatation. En l'absence de courant, la structure reprend sa forme initiale.

Contrairement à l'activation électrostatique, l'activation thermique est très lente (quelques dizaines de millisecondes). La tension nécessaire est faible (5 V), mais la consommation de puissance est importante (200 mW).

#### *I.3.3.5.3.            Activation piézoélectrique*

L'application d'une différence de potentiel sur un matériau piézoélectrique permet de le dilater ou de le rétracter. Il est ainsi possible de mettre en mouvement une structure déformable de type poutre ou cantilever en l'associant avec un tel matériau.

Ce système d'activation des MEMS est le plus rapide (100 ns à 1  $\mu$ s) et les tensions appliquées sur le matériau piézoélectrique sont généralement de l'ordre de quelques volts. De plus, contrairement à l'activation électrostatique, ce procédé permet de réaliser des capacités variables analogiques avec un accord sur toute la hauteur de l'électrode mobile en raison de la dilatation progressive du matériau piézoélectrique en fonction de la tension appliquée.

Cependant, ce procédé reste peu utilisé car des températures élevées sont généralement nécessaires pour déposer des couches piézoélectriques dont les propriétés seraient suffisantes pour obtenir des déformations importantes des structures.

#### *I.3.3.5.4.            Activation magnétique*

Des bobines créent un champ magnétique lorsqu'elles sont alimentées. Une plaque centrale ou une poutre est alors attirée vers le bas. Le mouvement de l'élément dépend du champ appliqué et les forces créées par ce procédé permettent de déplacer les parties mobiles sur des distances importantes (plusieurs microns).

Ce procédé nécessite une faible tension d'activation (5 V) et engendre une faible résistance de contact. Cependant, la puissance consommée est importante (100 à 300 mW) et c'est un système encombrant.

### **I.3.3.6. Avantages et inconvénients des MEMS RF**

La technologie MEMS pour les applications radiofréquences est récente et par conséquent, elle n'est pas encore à maturité. Cependant, malgré les problèmes inhérents à sa jeunesse, elle présente déjà de nombreux atouts très attractifs pour la conception de fonctions à caractéristiques variables dans la gamme des fréquences micro-ondes.

Ainsi par rapport aux éléments localisés comme les diodes PIN ou les transistors FET, les commutateurs MEMS RF offrent [I.4], [I.72], [I.73], [I.103], [I.106]:

- ✓ *Une consommation de puissance quasiment nulle* : si l'activation électrostatique nécessite une tension d'abaissement élevée (entre 20 et 80 V), elle ne consomme pas de courant et, par conséquent, la puissance consommée est très faible (10 à 100 nJ par cycle d'abaissement).
- ✓ *Une isolation très forte* : les MEMS RF sont fabriqués avec un gap d'air et ont donc une capacité à l'état haut très faible (pour les meilleures technologies : 2 à 4 fF) ce qui implique une excellente isolation entre 0.1 et 40 GHz.
- ✓ *De très faibles pertes d'insertion* : les pertes d'insertion pour les MEMS RF sont de l'ordre de 0.1 dB à 40 GHz.
- ✓ *Un faible coût* : les MEMS RF sont généralement fabriqués par micro-usinage de surfaces et peuvent être réalisés sur des substrats peu onéreux comme le quartz ou le silicium par exemple.
- ✓ *De faibles produits d'intermodulation* : en effet, lorsque les MEMS RF sont utilisés en tant qu'interrupteur ON/OFF, ce sont des composants très linéaires et par conséquent, les produits d'intermodulation sont très faibles. Leurs performances sont jusqu'à 30 dB meilleures que celles des interrupteurs de types PIN ou FET.

Cependant, ces commutateurs présentent également des défauts importants :

- ✓ *Une vitesse d'actionnement relativement faible* : le temps d'abaissement des MEMS RF est de l'ordre de 1 à 40  $\mu$ s. Certains systèmes de communications ou de détections nécessitent des vitesses plus importantes.
- ✓ *Transport de faibles puissances* : la plupart des MEMS RF ne supportent pas des puissances supérieures à 50 mW. Les MEMS RF, fiables et pouvant supporter des puissances de l'ordre de 0.2 à 10 W, ne sont encore qu'au stade de développement aujourd'hui.

- ✓ *Des tensions de polarisations élevées* : les tensions d'abaissement pour une activation électrostatique sont actuellement de l'ordre de 20 à 80 V, ce qui est trop important pour les applications embarquées. Des tensions d'activations de l'ordre de 5 V peuvent certes être obtenues en réalisant des éléments à très faible coefficient de raideur mais ceci se fait au détriment de la fiabilité.
- ✓ *Une faible fiabilité* : le nombre de cycles d'utilisation des MEMS RF en tant qu'interrupteur ON/OFF est actuellement de l'ordre de 0.1 à 10 billions, alors que certaines applications nécessitent 20 à 200 billions de cycles. De plus, la fiabilité à long terme n'a pas encore été testée.
- ✓ *Le packaging* : les MEMS RF ont besoin d'être encapsulés en atmosphères inertes et avec un très faible taux d'humidité dans des enceintes les plus hermétiques possibles. Le coût de la mise en boîtier est actuellement élevé et cette opération peut avoir des effets directs sur la fiabilité des MEMS.
- ✓ *Le coût* : même si les MEMS RF ont potentiellement un coût de fabrication faible, il faut leur ajouter le packaging et une tension de polarisation élevée. Il sera donc difficile de réduire les coûts et atteindre celui de certaines diodes PIN ou transistors FET (0.3 à 0.6 \$).
- ✓ *La dynamique* : dans le cas des variations continues, les MEMS à activation électrostatique présentent une faible dynamique de leurs capacités équivalentes. Ces variations sont cependant suffisantes pour des applications aux longueurs d'ondes millimétriques.

Néanmoins, de nombreuses équipes de recherche se penchent actuellement sur ces différents défauts de la technologie MEMS et des améliorations importantes devraient être effectuées rapidement.

### **I.3.4. Conclusion**

Si les éléments discrets restent les éléments les plus utilisés pour la reconfigurabilité des fonctions hyperfréquences, le développement important des matériaux agiles et de la technologie MEMS RF risque d'ébranler sérieusement leur hégémonie. Les nouveaux procédés d'accord ont toutefois de nombreux progrès à faire que ce soit en terme de tension d'activation, de plage de variations, de temps de réponse, de tenue en puissance, d'encombrement ou de coût suivant les cas pour atteindre la maturité des éléments localisés.

Pour l'ensemble des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi d'utiliser la technologie MEMS pour concevoir des fonctions hyperfréquences agiles. Les tableaux ci-dessous

comparent respectivement les performances des commutateurs MEMS RF à contact ohmique avec les diodes PIN et les transistors FET (Tableau I.3) et celles des varactors de type MEMS capacitifs et diodes (Tableau I.4). Les caractéristiques des MEMS RF présentées ci-dessous correspondent au cas d'une activation électrostatique.

Paramètres	MEMS RF	PIN	FET
Tension de commande (V)	20-80	± 3-5	3-5
Courant consommé (mA)	0	3-20	0
Puissance dissipée (mW)	0,05-0,1	5-100	0,05-0,1
Temps de commutation	1-300 µs	1-100 ns	1-100 ns
Capacité série (fF) (état haut)	1-6	40-80	70-140
Résistance série (Ω) (état bas)	0,5-2	2-4	4-6
Fréquence de coupure (THz)	20-80	1-4	0,5-2
Isolation (1-10 GHz)	Très élevée	Elevée	Moyenne
Isolation (10-40 GHz)	Très élevée	Moyenne	Faible
Isolation (40-60 GHz)	Elevée	Moyenne	Très faible
Pertes d'insertion (dB)	0,05-0,2	0,3-1,2	0,4-2,5
Tenue en puissance (W)	<1	<10	<10
Point d'interception d'ordre 3 (dBm)	60-80	30-45	30-45
Dimension (mm <sup>2</sup> )	<0,1	0,1	1-5

**Tableau I.3. Comparatif des performances des commutateurs MEMS (contact ohmique), des diodes PIN et des transistors FET standards.**

Paramètres	Varactors	
	MEMS RF	Diodes
Tension de commande (V)	20-80	1-6
Courant consommé (mA)	0	3-20
Puissance dissipée (mW)	0,05-0,1	5-100
Rapport de capacité	1,2-2,5	4-6
Capacité (fF)	quelques dizaines de fF	quelques dizaines de pF
Résistance série (Ω)	0	0,5-5
Pertes d'insertion (dB)	0,05-0,2	0,3-1,2
Fréquences de travail	cantilever: jusqu'à 50 GHz pont: jusqu'à 200 GHz	jusqu'à 30 GHz
Facteur de qualité (Q)	50-400	30-60
Tenue en puissance (W)	<1	<10

**Tableau I.4. Comparatif des performances des varactors de type MEMS (contact capacitif) et diodes.**

## I.4. Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de synthétiser les applications et besoins des systèmes de communications en terme de reconfigurabilité. Nous avons ainsi plus particulièrement mis en évidence l'importance de l'agilité des éléments passifs pour les systèmes multistandard ou multinormes.

Nous avons ensuite discuté des différents procédés technologiques permettant d'obtenir cette reconfigurabilité. Comme nous l'avons déjà souligné, les éléments discrets (diodes PIN ou varactors, transistor FET...) sont les plus utilisés actuellement. Cependant, les nouvelles technologies, développées ces dernières années, se présentent comme une alternative intéressante pour améliorer les performances des systèmes agiles. En fait, c'est surtout leur manque de maturité qui constitue, pour l'instant, le principal frein à leur intégration massive dans les systèmes industriels.

Nous avons donc concentré nos efforts sur la réalisation de filtres et d'antennes accordables. Nous avons pour cela privilégié la technologie MEMS qui semble être l'une des solutions alternatives les plus prometteuses.



## Bibliographie du chapitre I

- [I.1] **C. LEROUGE**  
"Les télécommunications mobiles."  
Revue des Télécommunications d'Alcatel, 3<sup>e</sup> trimestre 2001, p. 196-197  
<http://www.alcatel.com/doctypes/articlepaperlibrary/pdf/ATR2001Q3/FR/09LeroFR.pdf>
- [I.2] **ITU Internet Reports 2002 : Internet for a Mobile Generation**  
<http://www.itu.int/osg/spu/publications/sales/mobileinternet/exccsumFinal.pdf>
- [I.3] **R. DU BOIS**  
"Structure et applications des émetteurs et des récepteurs."  
Presses polytechniques et universitaires romandes, 1996.
- [I.4] **G.M. REBEIZ**  
"RF MEMS, Theory, Design, and Technology."  
John Wiley and Sons Publication, Hoboken, New Jersey, 2003.
- [I.5] **D. M. POZAR, V. SANCHEZ**  
"Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate."  
Electronics Letters, Vol. 24, N° 12, 9 Juin 1988.
- [I.6] **C. BOZLER, R. DRANGMEISTER, S. DUFFY, M. GOUKER, J. KNECHT, L. KUSHNER, R. PARR, S. RABE, L. TRAVIS**  
"MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p 153-156, Boston, USA, Juin 2000.
- [I.7] **K. CHO, T. HORI, K. KAGOSHIMA**  
"Effectiveness of four-branch height and polarization diversity configuration for street microcell."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 46, N° 6, p. 776-781, Juin 1998.
- [I.8] **C. B. DIETRICH Jr., K. DIETZE, J. R. NEALY, W. L. STUTZMAN**  
"Spatial, polarization and pattern diversity for wireless handheld terminals."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 49, N° 9, p. 1271-1281, Septembre 2001.
- [I.9] **F. YANG, Y. RAHMAT-SAMII**  
"A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity."  
IEEE Microwave and Wireless Letters, Vol. 12, N° 3, p. 96-98, Mars 2002.
- [I.10] **D. POPOVIC, Z. POPOVIC**  
"Multibeam antennas with polarization and angle diversity."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 50, N° 5, p. 651-657, Mai 2002.
- [I.11] **Programme COST 260**  
"Draft specifications for smart antenna systems."  
<http://inet.uni2.dk/~pballing/cost260/terminal.html>
- [I.12] **B. PHILIPS, E. A. PARKER, R. J. LANGLEY**  
"Active FSS in an experimental horn antenna switchable between two beamwidths."  
Electronics Letters, Vol. 31, N° 1, p. 1-2, 5 Janvier 1995.
- [I.13] **A. ZIAEI, T. DEAN, E. GIRARD, M. CHARRIER, H. LEGAY, B. PINTE, P. BONDAVALLI, R. GILLARD**  
"Commutateur MEMS pour la réalisation d'antenne à réseau réflecteur à faibles pertes."  
13<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 3B-3, Lille, Mai 2003.
- [I.14] **J. C CHIAO, Y. FU, I. M. CHIO, M. DELISIO, L. Y. LIN**  
"MEMS reconfigurable Vee antenna."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 4, p 1515-1518, Anaheim, USA, Juin 1999.

- [I.15] **B. KAPILEVICH, R. LUKYANETS**  
"Modeling varactor tunable microstrip resonators for wireless applications."  
Applied Microwave & Wireless Journal, Vol. 10, N° 7, p. 32-44, Septembre 1998.
- [I.16] **G. TORREGROSA-PENALVA, G. LOPEZ-RISUENO, J. I. ALONSO**  
"A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, N° 1, p. 172-177, Janvier 2002.
- [I.17] **J. PAPAPOLYMEROU, K. L. LANGE, C. L. GOLDSMITH, A. MALCZEWSKI, J. KLEBER**  
"Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N° 1, p. 271-278, Janvier 2003.
- [I.18] **A. R. BROWN, G. M. REBEIZ**  
"A varactor tuned RF filter."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N° 7, p. 1157-1160, Juillet 2000.
- [I.19] **B. LASHMINARAYANAN, T WELER**  
"Tunable bandpass filter using distributed MEMS transmission lines."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1789-1792, Philadelphie, USA, Juin 2003.
- [I.20] **R. MALMQVIST, A. GUSTAFSSON, M. ALFREDSSON, A. OUACHA**  
"A tunable active MMIC filter for on-chip X-band receiver front-ends."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1907-1910, Seattle, USA, Juin 2002.
- [I.21] **D. AUFRAY, J. L. LACOMBE**  
"Electronically tunable band-stop filter."  
IEEE MTT-S Digest, p. 439-442, 1988.
- [I.22] **I. C. HUNTER, J. D. RHODES**  
"Electronically tunable microwave bandstop filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, N° 9, p. 1361-1367, Septembre 1982.
- [I.23] **D. CHOUDHURY, J. A. FOSCHAAR**  
"A Micro-Electro-Mechanically (MEM) switched microstrip ring resonator."  
IEEE International Electron Devices Meeting, p. 693-696, Malibu, USA, Décembre 1999.
- [I.24] **C. RAUSCHER**  
"Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N° 2, p. 573-577, Février 2003.
- [I.25] **C. LUGO Jr., D. THOMPSON, J. PAPAPOLYMEROU**  
"Reconfigurable bandpass filter with variable bandwidth at 5.8 GHz using capacitive gap variation technique."  
33<sup>st</sup> European Microwave Conference, p. 923-926, Munich, 2003.
- [I.26] **R. M. YOUNG, J. DOUGLAS ADAM, C. R. VALE, T. T. BRAGGINS, S. V. KRISHNASWAMY, C. E. MILTON, D. W. BEVER, L. G. CHOROSINSKI, L. S. CHEN, D. E. CROCKETT, C. B. FREIDHOFF, S. H. TALISA, E. CAPELLE, R. TRANCHINI, J. R. FENDE, J. M. LORTHOIR, A. R. TORRES**  
"Low-loss bandpass RF filter using MEMS capacitance switches to achieve a one-octave tuning range and independently variable bandwidth."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1781-1784, Philadelphie, USA, Juin 2003.
- [I.27] **D. MERCIER, J. C. ORLIANGES, T. DELAGE, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, D. CROS, P. BLONDY**  
"Millimeter wave tune-all bandpass filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, N° 4, p. 1175-1181, Avril 2004.
- [I.28] **S. NAM, C. W. PARK, F. M. GHANNOUCHI, E. ALLAMANDO, I. D. ROBERTSON**  
"Wideband monolithic millimeter-wave phase shifter with minimum insertion loss variation."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1577-1580, Boston, USA, Juin 2000.

- [I.29] **S. LEE, J. H. PARK, H. T. KIM, J. M. KIM, Y. K. KIM, Y. KWON**  
"A 15-to-45 GHz low-loss analog reflection-type MEMS phase shifter."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1493-1496, Philadelphie, USA, Juin 2003.
- [I.30] **D. VIVEIROS Jr., D. CONSONNI, A. K. JASTRZEBSKI**  
"A tunable all-pass MMIC active phase shifter."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, N° 8, p. 1885-1889, Août 2002.
- [I.31] **A. S. NAGRA, R. A. YORK**  
"Distributed analog phase shifters with low insertion loss."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, N° 9, p. 1705-1711, Septembre 1999.
- [I.32] **N. S. BARKER, G. M. REBEIZ**  
"Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters – U-band and W-band designs."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N° 11, p. 1957-1966, Novembre 2000.
- [I.33] **E. G. ERKER, A. S. NAGRA, Y. LIU, P. PERIASWAMY, T. R. TAYLOR, J. SPECK, R. A. YORK**  
"Monolithic Ka-band phase shifter using voltage tunable BaSrTiO<sub>3</sub> parallel plate capacitors."  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, N° 1, p 10-12, Janvier 2000.
- [I.34] **C. WEIL, S. MULLER, P. SCHEELE, Y. KRYVOSHAPKA, G. LUSSEM, P. BEST, R. JAKOBY**  
"Ferroelectric- and liquid crystal-tunable microwave phase shifters."  
33<sup>st</sup> European Microwave Conference, p. 1431-1434, Munich, 2003.
- [I.35] **A. DELENIV, S. ABADEI, S. GEVORGIAN**  
"Tunable ferroelectric filter-phase shifter."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, p 1267-1270, Philadelphie, USA, Juin 2003.
- [I.36] **N. MARTIN, P. LAURENT, G. PRIGENT, P. GELIN, F. HURET**  
"Improvement of an inverted microstrip line-based microwave tunable phase-shifter using liquid crystal."  
33<sup>st</sup> European Microwave Conference, p. 1417-1420, Munich, 2003.
- [I.37] **E. SALAHUN**  
"Etude et réalisation de dispositifs microondes agiles à commande magnétique utilisant des composites ferromagnétiques."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Décembre 2002.
- [I.38] **E. SALAHUN, G. TANNE, P. QUEFFELEC, M. LE FLOC'H, A-L. ADENOT, O. ACHER**  
"Application of ferromagnetic composite in different planar tunable microwave devices."  
Microwave and Optical Letters, Vol. 30, N°4, p. 272-276, 20 Août 2001.
- [I.39] **A. BORGIOLO, Y. LIU, A. S. NAGRA, R. A. YORK**  
"Low-loss distributed MEMS phase shifter."  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, N° 1, p 7-9, Janvier 2000.
- [I.40] **H T KIM, J H PARK, Y. K. KIM, Y. KWON**  
"V-band low-loss and low-voltage distributed MEMS digital phase shifter using metal-air-metal capacitors."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p 341-344, Seattle, USA, Juin 2002.
- [I.41] **J S HAYDEN, G M REBEIZ**  
"Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N° 1, p. 309-314, Janvier 2003.
- [I.42] **R. COATS, J. KLEIN, S. D. PRITCHETT, D. ZIMMERMANN**  
"A low loss monolithic five-bit pin diode phase shifter."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, p 915-918, Dallas, USA, Juin 1990.

- [I.43] **K. MARUHASHI, H. MIZUTANI, K. OHATA**  
"Design and performance of a Ka-band monolithic phase shifter utilizing nonresonant FET switches."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N° 8, p. 1313-1317, Août 2000.
- [I.44] **G. REBEIZ, G. L. TAN, J. S. HAYDEN**  
"RF MEMS phase shifters: design and applications."  
IEEE Microwave Magazine, Vol. 3, N° 2, p. 72-81, Juin 2002.
- [I.45] **G. L. TAN, R. E. MIHAILOVICH, J. H. HACKER, J. F. DENATALE, G. M. REBEIZ**  
"Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N° 1, p. 297-304, Janvier 2003.
- [I.46] **J. H. HACKER, R. E. MIHAILOVICH, M. KIM, J. F. DENATALE**  
"A Ka-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N° 1, p. 305-308, Janvier 2003.
- [I.47] **D. M. POZAR**  
"Microwave engineering."  
Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [I.48] **K. L. LANGE, J. PAPAPOLYMEROU, C. L. GOLDSMITH, A. MALCZEWSKI, J. KLEBER**  
"A reconfigurable double-stub tuner using MEMS devices."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p 337-340, Phoenix, USA, Mai 2001.
- [I.49] **A. DELENIV, T. HU, H. JANTUNEN, S. LEPPAVUORI, S. GEVORGIAN**  
"Tunable ferroelectric components in LTCC technology."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1997-2000, Philadelphie, USA, Juin 2003.
- [I.50] **Y. LU, D. PEROULIS, S. MOHAMMADI, L. P. B. KATEHI**  
"A MEMS reconfigurable matching network for a class AB amplifier."  
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 13, N° 10, Octobre 2003.
- [I.51] **C. S. KIM, C. S. YOON, J. S. PARK, D. AHN, J. B. LIM, S. I. YANG,**  
"A design of the novel varactor tuned directional coupler."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 4, p 1725-1728, Anaheim, USA, Juin 1999.
- [I.52] **J. P. CASTERA, P. HARTEMANN**  
"Adjustable magnetostatic surface directional coupler."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, p 37-42, Mai 1980.
- [I.53] **G. SUBRAMANYAM, F. A. MIRANDA, R. R. ROMANOFKY, F. W. VAN KEULS, C. L. CANEDY, S. AGGARWAL, T. VENKATESAN, R. RAMESH**  
"A ferroelectric tunable microstrip Lange coupler for K-band applications."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1363-1366, Boston, USA, Juin 2000.
- [I.54] **K. MORI, K. CHOUMEI, T. SHIMURA, T. TAKAGI, Y. IKEDA, O. ISHIDA**  
"A GSM900/DCS1800 dual-band MMIC power amplifier using outside-based/center-via-hole layout multifinger HBT."  
IEICE Trans. On Electronics, Vol. E82-C, N°11, p. 1913-1920, Novembre 1999.
- [I.55] **V. ARKESTEIJN, R. SCHIPHORST, F. HOEKSEMA, E. KLUMPERINK, B. NAUTA, K. SLUMP**  
"A combined receiver front-end for Bluetooth and HiperLAN/2."  
PROGRESS workshop, 22 Octobre 2003, Nieuwegein, Pays-Bas.
- [I.56] **K. HUNTON**  
"YIG tuned and varactor tuned L-band transistor oscillator."  
IEEE G-MTT International Microwave Symposium, p. 161-164, Mai 1967.
- [I.57] **F. OKADA, K. OHWI, Y. YOKOCHI**  
"YIG resonator circuit with isolator property and its application to a Gunn diode oscillator."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 26, N° 12, p. 1035-1039, Décembre 1978.
- [I.58] **K. JACOBS, B. VOWINKEL**  
"Solid state mm-wave oscillators with large tuning range."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, p 863-866, Juin 1987.

- [I.59] **C. E. FREE, C. S. AITCHISON**  
"Microwave oscillator control using a switched delay-line technique."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p 79-82, Orlando, USA, Mai 1995.
- [I.60] **D. K. PAUL, P. GARDNER**  
"Microwave oscillators and filters based on microstrip ring resonators."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p 83-86, Orlando, USA, Mai 1995.
- [I.61] **A. BANGERT, M. SCHLECHTWEG, M. LANG, W. HAYDL, W. BRONNER, T. FINK, K. KOHLER, B. RAYNOR**  
"W-band MMIC VCO with a large tuning range using pseudomorphic HFET."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, p 525-528, San Francisco, USA, Juin 1996.
- [I.62] **L. DIVINA, Z. SKVOR**  
"The distributed oscillator at 4GHz."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, N° 12, p. 2240-2243, Décembre 1998.
- [I.63] **K. NISHIKAWA, B. PIERNAS, K. KAMOGAWA, T. NAKAGAWA, K. ARAKI**  
"Compact LNA and VCO 3-D MMICs using commercial GaAs PHEMT technology for V-band single-chip TRX MMIC."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 1717-1720, Seattle, USA, Juin 2002.
- [I.64] **A. DEC, K. SUYAMA**  
"Microwave MEMS-based voltage-controlled oscillators."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N° 11, p. 1943-1949, Novembre 2000.
- [I.65] **N. HOIVIK, M. A. MICHALICEK, Y. C. LEE, K. C. GUPTA, V. M. BRIGHT**  
"Digitally controllable variable high-Q MEMS capacitor for RF applications."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 2115-2118, Phoenix, USA, Mai 2001.
- [I.66] **A. MIRAS, E. LEGROS**  
"High-gain frequency-tunable low-noise amplifiers for 38-42.5-GHz band applications."  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 7, N°9, Septembre 1997.
- [I.67] **W. S. WUEN, K. A. WEN**  
"A dual-band switchable 5-GHz CMOS low noise amplifier for wireless multimedia applications."  
IEICE Trans. On Electronics, Vol. E86-C, N°6, Juin 2003.
- [I.68] **S. ZHANG, P. BRETCHKO, J. MOKORO, R. McMORROW**  
"An advanced power amplifier module for quad-band wireless applications."  
IEICE Trans. On Electronics, Vol. E86-C, N°8, Août 2003.
- [I.69] **F. MAHE**  
"Contribution à la modélisation de filtres à caractéristiques variables pour les systèmes de communication."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 731, Mars 2000.
- [I.70] **B. DOHERTY**  
"PIN diode fundamentals."  
<http://www.microsemi.com/micnotes/701.pdf>
- [I.71] **A. POTHIER**  
"Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables."  
Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, Limoges, N°72-2003, Décembre 2003.
- [I.72] **R. J. RICHARDS, H. J. DE LOS SANTOS**  
"MEMS for RF/Microwave wireless applications: the next wave."  
Microwave Journal, p. 20-41, Mars 2001.
- [I.73] **T. CAMPBELL**  
"MEMS Switch Technology Approaches the Ideal Switch."  
Applied Microwave & Wireless, Vol.13, n°5, pp.100-107, Mai 2001.

- [I.74] **AMERICAN MICROSEMICONDUCTOR**  
"Varactor diodes tutorial."  
<http://americanmicrosemi.com/tutorials/varactor.htm>
- [I.75] **SKYWORKS SOLUTION, Inc**  
<http://www.alphaind.com/>
- [I.76] **T. L. FLOYD**  
"Electronique : composants et systèmes d'application."  
Editions Reynald Goulet Inc., 5<sup>ème</sup> édition, 1999.
- [I.77] **A. LALOUE**  
"Modélisation non-linéaire distribuée des transistors à effet de champ : application à l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC millimétriques."  
Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, Limoges, N°15-2001, Mars 2001.
- [I.78] **C. Y. CHANG, T. ITOH**  
"Microwave active filters based on coupled negative resistance method."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, N° 12, p. 1879-1884, Décembre 1990.
- [I.79] **B. P. HOPE, I. WOLFF, M. GUGLIELMI**  
"Coplanar MMIC active bandpass filters using negative resistance circuits."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, N° 12, p. 2598-2602, Décembre 1994.
- [I.80] **U. KARACAOGLU, D. ROBERTSON**  
"MMIC active bandpass filters using varactor-tuned negative resistance elements."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, N° 12, p. 2926-2932, Décembre 1995.
- [I.81] **S. KOLEV, B. DELACRESSONIERE, J. L. GAUTIER**  
"Using a negative capacitance to increase the tuning range of a varactor diode in MMIC technology."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, N° 12, p. 2425-2430, Décembre 2001.
- [I.82] **S. KOLEV, B. DELACRESSONIERE, J. L. GAUTIER**  
"Conception et réalisation d'une capacité négative en technologie pHEMT monolithique. Application à une capacité accordable à large dynamique."  
12<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 4D4, Poitiers, 16-18 Mai 2001.
- [I.83] **N. TENTILLIER, B. SPINGART, F. HURET, P. KENNIS, C. LEGRAND**  
"Nouvelles Structures de Déphaseurs Agiles en Fréquence à Substrat Cristal Liquide."  
12<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 6B1, Poitiers, 16-18 Mai 2001.
- [I.84] **V. LE HOUE**  
"Applications des cristaux liquides et des ferrites pour la réalisation de dispositifs agiles en fréquence."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 653, 1999.
- [I.85] **N. MARTIN**  
"Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de cristaux liquides : des matériaux aux dispositifs."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Décembre 2004.
- [I.86] **T. KUKI, H. FUJIKAKE, H. KAMODA, T. NOMOTO**  
"Microwave Variable Delay Line Using a Membrane Impregnated with Liquid Crystal."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, TU4E-4, Seattle, WA, USA, Juin 2002.
- [I.87] **S. S. GEVORGIAN, E. L. KOLLBERG**  
"Do We Really Need Ferroelectrics in Paraelectric Phase Only in Electrically Controlled Microwave Devices?"  
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.49, n°11, pp.2117-2124, Novembre 2001.
- [I.88] **R. R. ROMANOFKY, J. T. BERNHARD, F. W. VAN KEULS, F. A. MIRANDA, G. WASHINGTON, C. CANEDY**  
"K-Band Phased Array Antennas Based on Ba<sub>0.60</sub>Sr<sub>0.40</sub>TiO<sub>3</sub> Thin-Film Phase Shifters."  
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.48, n°12, pp.2504-2510, Décembre 2000.

- [I.89] **G. SUBRAMANYAM, F.A. MIRANDA, F.W. VAN KEULS, R.R. ROMANOFSKY, C. CANEDY, S. AGGARWAL, T. VENKATESAN, R. RAMESH**  
"Performance of a K-Band Voltage Controlled Lange Coupler Using a Ferroelectric Tunable Mirostrip Configuration."  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.10, n°4, pp.136-138, Avril 2000.
- [I.90] **A. TOMBAK**  
"Radio Frequency Application of Barium Strontium Titanate Thin Film Tunable Capacitors."  
Master Thesis of the North Carolina State University, Raleigh, 2000.
- [I.91] **F. A. MIRANDA, G. SUBRAMANYAM, F. W. VAN KEULS, R. R. ROMANOFSKY, J. D. WARNER, C. H. MULLER**  
"Design and Development of Ferroelectric Tunable Microwave Components for Ku- and K-Band Satellite Communication Systems."  
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.48, n°7, pp.1181-1189, Juillet 2000.
- [I.92] **F. W. VAN KEULS, R. R. ROMANOFSKY, D. Y. BOHMAN, F. A. MIRANDA**  
"Influence of the Biasing Scheme on the Performance of Au/SrTiO<sub>3</sub>/LaAlO<sub>3</sub> Thin Film Conductor/Ferroelectric Tunable Ring Resonator."  
Integrated Ferroelectrics, Vol.22, pp.883-892, 1998.
- [I.93] **F. DE FLAVIIS, N. G. ALEXOPOULOS, O. M. STAFSUDD**  
"Planar Microwave Integrated Phase Shifter Design with High Purity Ferroelectric Material."  
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.45, pp.963-969, Juin 1997.
- [I.94] **V. LAUR**  
"Etude de faisabilité de fonctions hyperfréquences agiles utilisant des matériaux ferroélectriques."  
Rapport de DEA en Sciences et Technologies des Télécommunications, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Juillet 2004.
- [I.95] **D.E. OATES, A. PIQUE, K.S. HARSHAVARDHAN, J. MOSES, F YANG, GF DIONNE**  
"Tunable YBCO Resonators on YIG Substrate."  
IEEE Trans. on Applied Superconductivity, Vol.7, n°2, pp.2338-2342, Juin 1997.
- [I.96] **V.S. LIAU, T WONG, W. STACEY, S. ALI, E. SCHLOEMANN**  
"Tunable Band-Stop Epitaxial Fe Film on GaAs."  
IEEE MTT-S Digest, pp.957-960, 1991.
- [I.97] **I. HUYNEN, G. GOGLIO, D. VANHOENACKER, A. VANDER VORTS**  
"A Novel Nanostructured Microstrip Device for Tunable Stopband Filtering Applications at Microwaves."  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.9, n°10, pp.401-403, Octobre 1999.
- [I.98] **C.R. BOYD**  
"Selected Topics on Reciprocal Ferrite Phase Shifter Design."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Workshop on Future Trends in Ferrite Devices and Technology, WMD, Boston, MA, USA, Juin 2000.
- [I.99] **S. BOLIOLI, H. BENZINA, H. BD, B. CHAN**  
"Centimeter-Wave Microstrip Phase Shifter on a Ferrite-Dielectric Substrate."  
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.37, pp.698-705, Avril 1989.
- [I.100] **S. D. SENTURIA**  
"Microsystem design"  
Kulwer Academic Publishers, 2001.
- [I.101] **Site de la société MEMSCAP**  
<http://www.memscap.com/fr/aboutmems.html>
- [I.102] **Site de la société PHSMEMS**  
<http://www.phsmems.com>
- [I.103] **E.R. BROWN**  
"RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits."  
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.46, n°11, pp.1868-1880, Novembre 1998.

- [I.104] D. MERCIER**  
"Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF."  
Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, Limoges, N°70-2003, Décembre 2003.
- [I.105] J. B. MULDAVIN, G. M. REBEIZ**  
"Nonlinear electro-mechanical modeling of MEMS switches."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p 2119-2122, Phoenix, USA, Mai 2001.
- [I.106] G.M. REBEIZ, J.E. MULDAVIN**  
"RF MEMS Switches and Switch Circuits."  
IEEE Microwave Magazine, pp.59-71, Décembre 2001.



# CHAPITRE II





# Chapitre II : Etat de l'art des filtres planaires accordables

## II.1. Introduction

Un filtre accordable est généralement issu de l'association de réactances variables (capacité, inductance...) à différents résonateurs d'un filtre passif. En effet, chaque résonateur est équivalent à un circuit RLC série ou parallèle et sa fréquence de résonance est donnée par  $LC\omega_0^2 = 1$ . L'association d'une réactance variable avec un résonateur permet donc de modifier le couple LC de ce dernier et par conséquent sa fréquence de résonance. Cependant, les différentes caractéristiques d'un filtre (fréquence centrale, largeur de la bande passante, bandes atténuées, ondulation dans la bande...) sont liées entre elles et la variation de l'une entraîne généralement la modification des autres. Le choix de la topologie du filtre passif est donc primordial et s'oriente généralement vers des structures composées de résonateurs élémentaires à fort coefficient de qualité afin de préserver la sélectivité du filtre lorsque ses caractéristiques varient.

En technologie planaire, les topologies de filtres passe-bandes sont nombreuses et se distinguent suivant différentes caractéristiques. Les critères de choix d'une topologie dans une technologie donnée sont essentiellement d'ordre électriques : fréquence centrale, largeur de la bande passante, ondulation dans la bande, atténuation hors bande, réjection et pertes d'insertion. Cependant, suivant les applications, des critères physiques sont également à prendre en compte comme l'encombrement ou la sensibilité en température. Nous commencerons donc cet état de l'art par un récapitulatif des topologies classiques de filtres passe-bandes.

Nous présenterons ensuite un état de l'art des filtres accordables. Nous avons pour cela distingué trois catégories : les filtres à fréquence centrale variable, les filtres à bande passante variable et les filtres contrôlant simultanément ces deux paramètres. Dans cette étude bibliographique, nous reviendrons donc tour à tour sur chacune de ces trois familles.

## II.2. Principales topologies de filtres planaires passifs

Les topologies de filtres passe-bandes sont souvent classées suivant la largeur de la bande passante. On distingue alors deux familles : les filtres à bande moyenne ou large (20 à 80 %) et les filtres à bande étroite (< 20 %). Ce bref état de l'art des principales topologies de filtres passe-bande suivra ce critère [II.1], [II.2].

Les topologies présentées ici sont celles qui proposent les meilleurs compromis pour de nombreuses applications. Cependant, de très nombreuses autres topologies de filtres, non évoquées ici, peuvent s'avérer plus performantes dans certains cas particuliers.

### II.2.1. Filtres à bande large ou moyenne

Les topologies à stubs en circuit-ouvert (CO) ou en court-circuit (CC) sont les plus utilisées pour concevoir des filtres à bande moyenne ou large (20 à 80 %). Dans cette topologie, des stubs quart d'onde sont connectés entre eux par des inverseurs quart d'onde également. Quelque soit la terminaison des stubs, CC ou CO, les synthèses, proposées par Matthaei par exemple [II.1], permettent d'obtenir les mêmes caractéristiques électriques.

Un exemple de filtre à stubs quart d'onde d'ordre 3 est présenté sur la Figure II.1. Les stubs ont ici une terminaison CC. Le filtre est dimensionné pour obtenir une fréquence centrale de 1 GHz, une bande passante relative à l'ondulation de 50 % et une ondulation dans la bande de 0.01 dB. La synthèse utilisée ici intègre un paramètre de liberté,  $h$ , sans dimension. Il permet d'ajuster le niveau d'impédances des différentes lignes à la gamme d'impédances disponibles suivant la technologie utilisée [II.2]. Dans notre cas, ce paramètre  $h$  est égal à 1. La réponse associée à ce filtre est donnée Figure II.2.

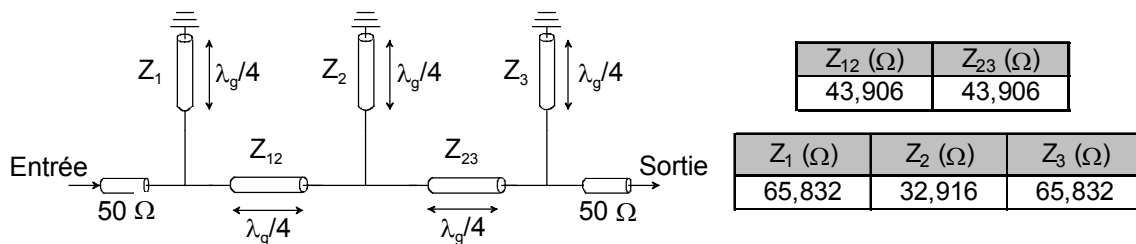


Figure II.1. Filtre passe-bande d'ordre 3 à stubs quart d'onde.

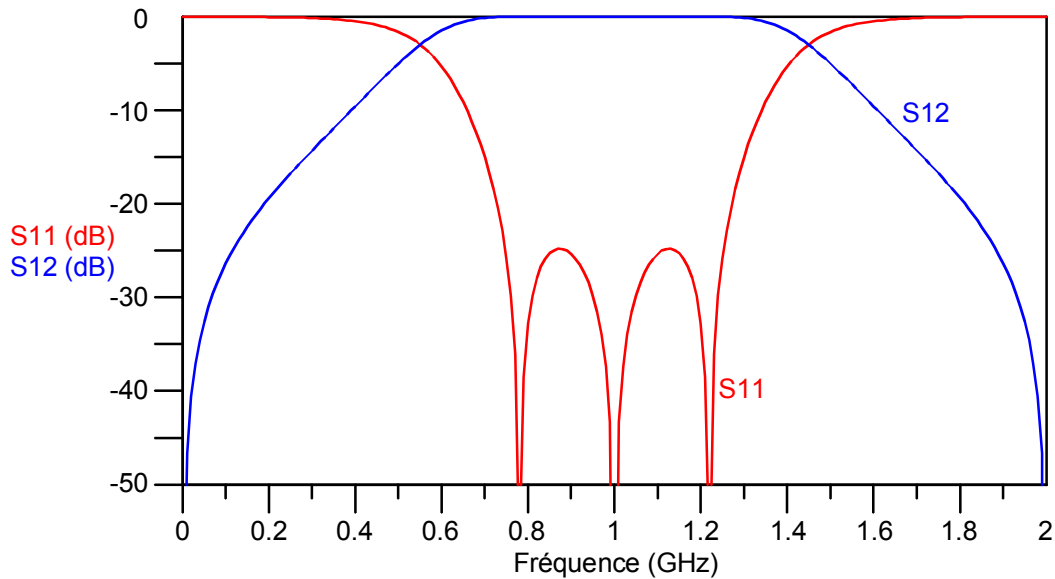


Figure II.2. Réponse en fréquence du filtre d'ordre 3 à stubs quart d'onde ci-dessus.

Bien que les paramètres de liberté des synthèses offrent une certaine souplesse dans le choix des impédances, les limitations technologiques rendent difficile la réalisation de filtres très sélectifs à partir de cette topologie. En effet, la réalisation de filtres à bande étroite nécessite rapidement des niveaux d'impédances très faibles ou très élevées. Des problèmes de faisabilité se posent alors.

## II.2.2. Filtres à bande étroite

### II.2.2.1. Filtres à lignes couplées

Classiquement, les filtres à bande étroite sont réalisés à partir de topologies à lignes couplées. Ces structures lient directement la largeur de la bande passante aux niveaux de couplages inter-résonateurs. Pour ces topologies, la réalisation de filtres à bande large ou moyenne se heurte à nouveau à des problèmes de faisabilité. En effet, l'obtention de couplages forts est alors nécessaire et passe par la réalisation de fentes inter-résonateurs très étroites. C'est également le cas pour la conception de filtres à bandes très étroites ( $< 3\%$ ) pour lesquels des couplages très faibles sont nécessaires.

#### II.2.2.1.1. Filtres à lignes couplées quart d'onde

La topologie à résonateurs demi-onde à lignes couplées quart d'onde est la topologie la plus connue pour réaliser des filtres à bande étroite. Les synthèses associées à cette topologie ont été développées par Matthaei [II.1] et Cohn [II.3]. A l'aide de ces synthèses, nous déterminons les impédances paire et impaire ( $Z_{oei}$  et  $Z_{ooi}$ ) de chacune des lignes couplées. Les valeurs des différents éléments du filtre (largeur de ligne, distance entre les lignes couplées) peuvent alors être déterminées en fonction des différents paramètres technologiques.

La Figure II.3 présente un exemple de filtre à résonateurs demi-onde à lignes couplées quart d'onde d'ordre 3. Ce filtre est dimensionné pour une fréquence centrale de 1 GHz, une bande passante relative à l'ondulation de 5 % et une ondulation dans la bande de 0.01 dB. Le paramètre de liberté,  $h$ , est ici égal à 0.075. La réponse en fréquence alors obtenue est donnée Figure II.4.

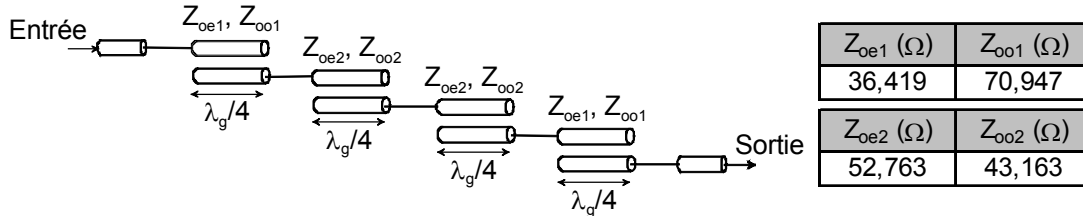


Figure II.3. Filtre à résonateurs demi-onde à lignes couplées quart d'onde d'ordre 3.

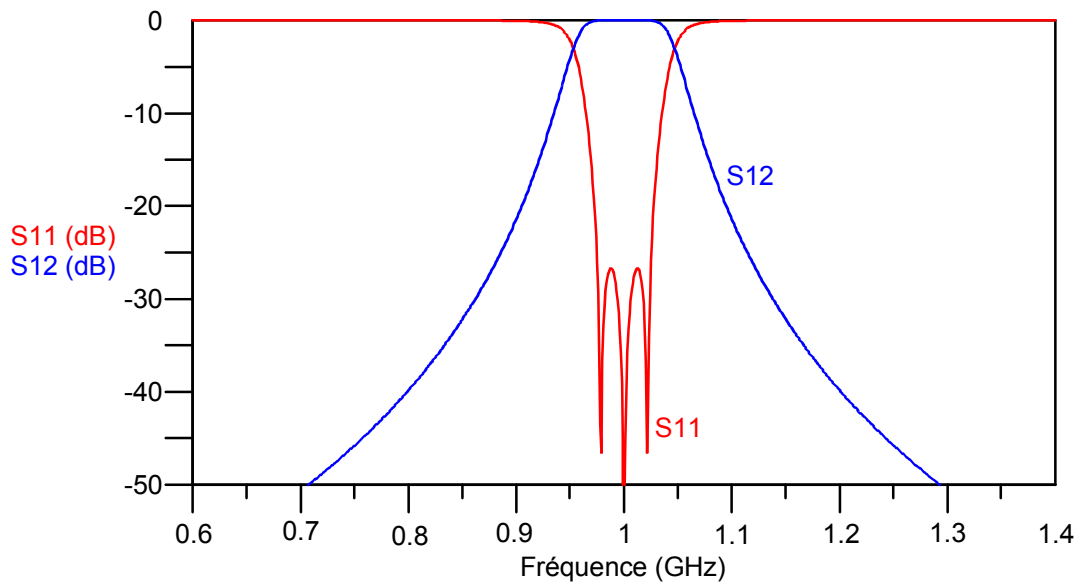


Figure II.4. Réponse en fréquence associée au filtre ci-dessus.

Comme nous l'avons évoqué précédemment, l'encombrement d'un filtre est l'une des principales caractéristiques que l'on cherche à optimiser. Dans ce but, des topologies alternatives au filtre à résonateurs demi-ondes à lignes couplées quart d'onde ont été développées. Il s'agit des filtres combinés et interdigités.

#### II.2.2.1.2. Filtres combinés

Un filtre combine est illustré Figure II.5. Il est constitué d'un réseau de résonateurs parallèles couplés. Chaque résonateur consiste en une ligne court-circuitée d'un côté et chargée par une capacité  $C_i$  de l'autre. L'ensemble est orienté de telle sorte que toutes les capacités (respectivement les courts-circuits) soient du même côté. La synthèse associée à cette topologie est également proposée par Matthaei dans [II.1].

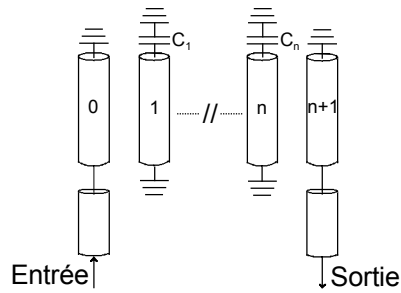


Figure II.5. Filtre combline d'ordre n.

Contrairement aux cas précédents, la longueur des résonateurs n'est pas forcément le quart de la longueur d'onde. En fait, cette longueur dépend ici de la valeur des capacités de charge. Un choix judicieux de ces valeurs permet alors de réduire la taille des dispositifs mais aussi d'augmenter la fréquence de la première remontée parasite. En effet, cette dernière est régie par une loi en  $(1/(2*\theta))$ , où  $\theta$  est la longueur électrique du résonateur.

La topologie combline présente cependant l'inconvénient d'être dissymétrique. La réjection en bande basse est en effet légèrement plus forte qu'en bande haute.

II.2.2.1.3. Filtres interdigués

Comme pour la topologie combline, les filtres interdigués sont composés d'un réseau de résonateurs parallèles couplés. Cependant, ces derniers sont forcément des lignes quart d'onde et ont ici des terminaisons alternées court-circuit, circuit ouvert (cf. Figure II.6).

Contrairement au filtre combline, la réponse électrique du filtre interdigué est parfaitement symétrique ce qui permet d'obtenir de meilleures performances électriques en terme de phase. De plus, les niveaux de couplage requis diminuent, conduisant à lever les problèmes de faisabilité, notamment pour la réalisation de filtres à bande moyenne.

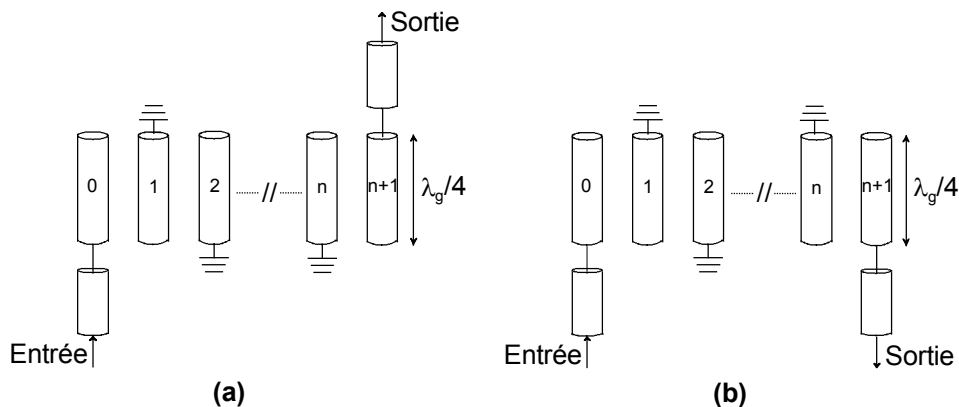


Figure II.6. Filtre interdigué d'ordre n : (a) n pair, (b) n impair.

Si pour le filtre combline, la fréquence de la remontée parasite peut être modifiée suivant la valeur de la charge capacitive, ce n'est plus le cas pour le filtre interdigué. La charge capacitive disparaissant dans cette structure, la fréquence de cette remontée parasite est fixe et à pour valeur  $2*F_0$ .

II.2.2.1.4. Filtres à lignes couplées à accès latéraux directs

Dans un souci de réduction de niveau de pertes des structures à lignes couplées, l'accès des filtres évoqués précédemment a été modifié. En effet, au lieu d'utiliser des lignes d'entrée/sortie couplées, des topologies à accès latéraux directs ont été développées [II.4] – [II.7]. Cette solution présente en outre l'avantage de réduire l'encombrement global de la structure. Une illustration est proposée ci-dessous (cf. Figure II.7) sur un filtre interdigité.

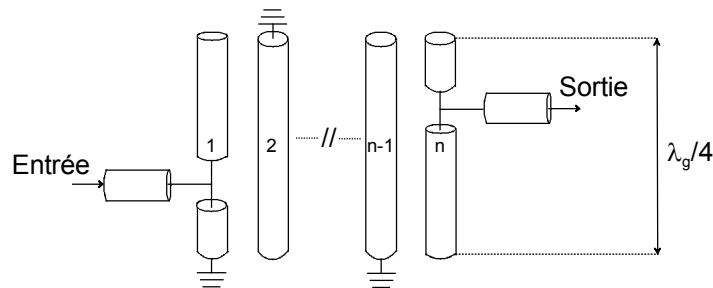


Figure II.7. Filtre interdigité à accès latéraux directs.

II.2.2.2. Filtres DBR

Un résonateur DBR (Dual Behavior Resonator) résulte de l'association en parallèle de deux structures stop-bandes différentes [II.8] – [II.11]. Chacune d'entre elles crée un zéro de transmission à sa fréquence de résonance. Dans le même temps, leur association engendre une bande passante entre ces deux zéros de transmission suivant un critère de recombinaison constructive. Compte tenu du nombre de paramètres disponibles, chaque résonateur DBR contrôle indépendamment un pôle dans la bande passante, un zéro de transmission en bande atténuée basse ( $F_{z1}$ ) et un zéro de transmission en bande atténuée haute ( $F_{z2}$ ). Un exemple de réponse électrique d'une telle structure est proposé Figure II.8.

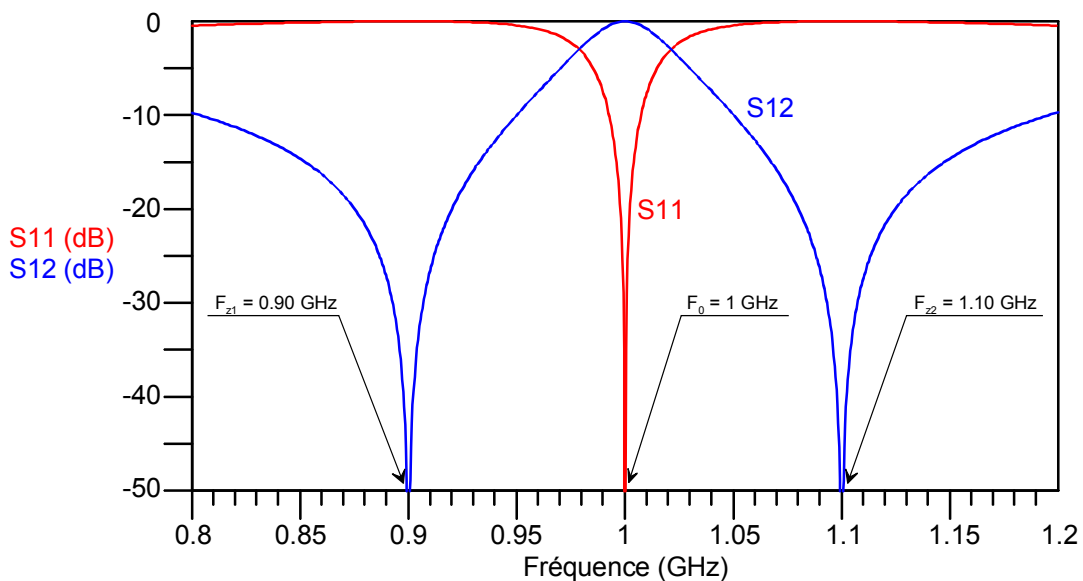


Figure II.8. Réponse électrique d'un résonateur DBR.



C. Quendo, au cours de sa thèse au LEST, a synthétisé différentes topologies de résonateurs DBR utilisant des stubs en circuit ouvert à saut d'impédance ou à longueurs différentes (cf. Figure II.9) [II.8] – [II.10].

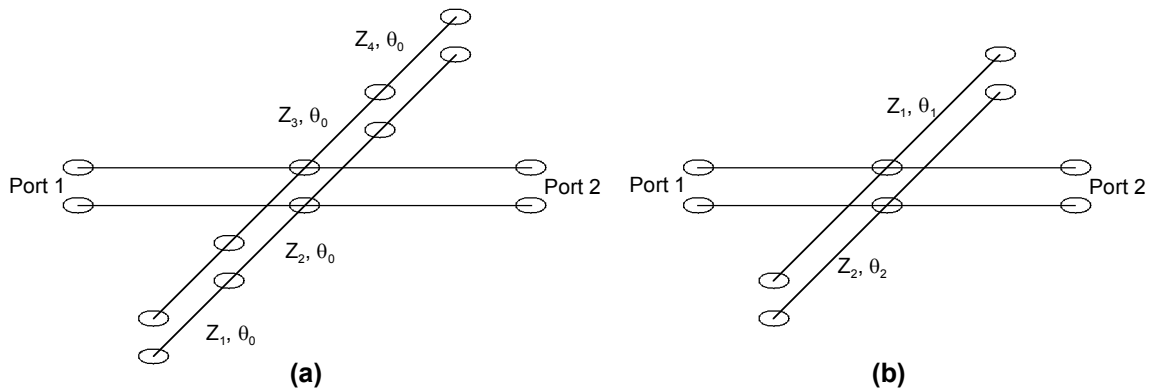


Figure II.9. Différentes topologies de résonateurs DBR : (a) stubs à saut d'impédance, (b) stubs à longueurs différentes.

Ces synthèses permettent de déterminer les paramètres physiques d'un filtre d'ordre  $n$  ( $n$  résonateurs DBR, soit  $2*n$  stubs) à partir du cahier des charges spécifiant les caractéristiques électriques dans la bande passante et dans les bandes atténuées haute et basse. Un paramètre de liberté sans dimension,  $h$ , permet, ici aussi, d'ajuster le niveau d'impédance des différentes lignes et stubs à la gamme d'impédances disponibles. Il s'agit ici de techniques de synthèses comparables à celles proposées dans l'ouvrage de Matthaei [II.1].

Un exemple de filtre DBR d'ordre 3 à stubs de longueurs différentes est présenté Figure II.10 et sa réponse électrique Figure II.11. Le cahier des charges (cf. 0) spécifie la fréquence centrale du filtre ( $F_0$ ), la largeur de la bande passante à l'adaptation ( $w$ ), la position des zéros de transmission en bande basse et en bande haute ( $F_{zbi}$  et  $F_{zhi}$ ), ainsi que l'ondulation dans la bande ( $A_m$ ) et l'impédance caractéristique du filtre ( $Z_0$ ). La synthèse de ce filtre nous permet alors de déterminer les impédances et longueurs des différents stubs et inverseurs (cf. 0).

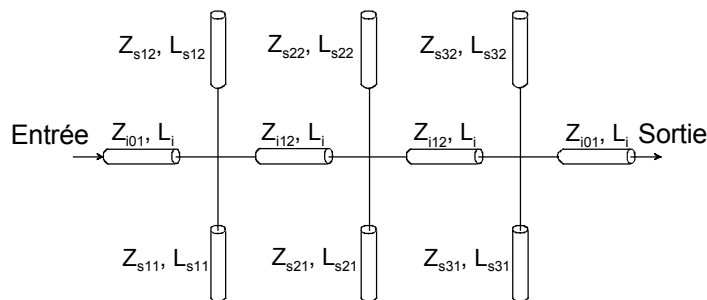


Figure II.10. Filtre DBR d'ordre 3 à stubs de longueurs différentes.

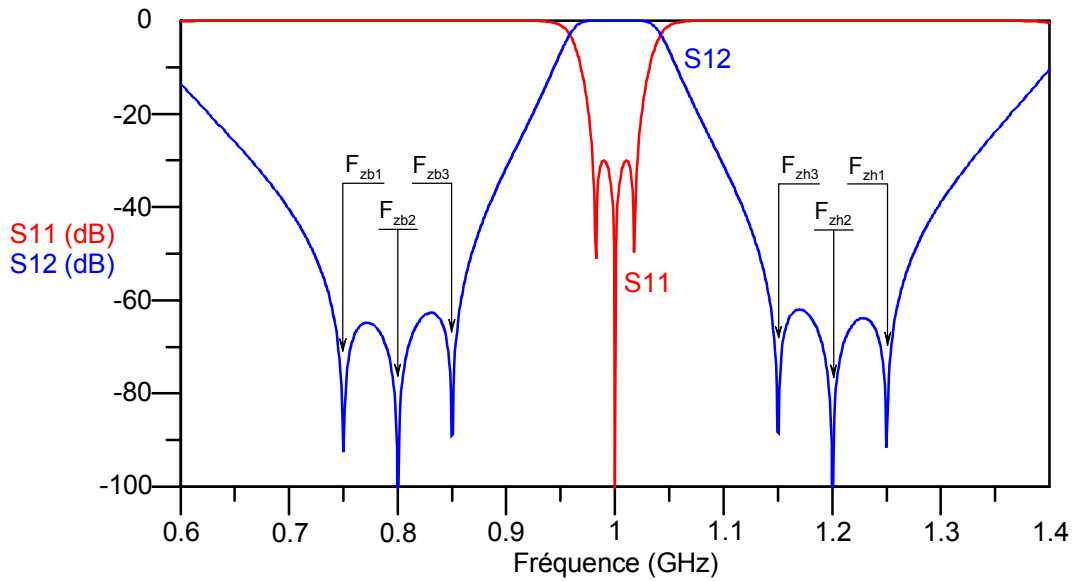


Figure II.11. Réponse électrique du filtre DBR d'ordre 3 de la Figure II.10.

Paramètres d'entrée	Premier résonateur DBR	Second résonateur DBR	Troisième résonateur DBR
$F_0 = 1 \text{ GHz}$ $w = 5 \%$ $A_m = 0,01 \text{ dB}$ $h = 17$ $Z_0 = 50 \Omega$	$F_{zb1} = 0,75 \text{ GHz}$ $F_{zh1} = 1,25 \text{ GHz}$	$F_{zb2} = 0,8 \text{ GHz}$ $F_{zh2} = 1,2 \text{ GHz}$	$F_{zb3} = 0,85 \text{ GHz}$ $F_{zh3} = 1,15 \text{ GHz}$

Cahier des charges du filtre DBR d'ordre 3 de la Figure II.10.

Premier résonateur DBR	Second résonateur DBR	Troisième résonateur DBR	Inverseur
$L_{s11} = 99,93 \text{ mm}$ $L_{s12} = 59,96 \text{ mm}$ $Z_{s11} = 23,211 \Omega$ $Z_{s12} = 41,244 \Omega$	$L_{s21} = 93,69 \text{ mm}$ $L_{s22} = 62,46 \text{ mm}$ $Z_{s21} = 38,306 \Omega$ $Z_{s22} = 59,217 \Omega$	$L_{s31} = 88,17 \text{ mm}$ $L_{s32} = 65,17 \text{ mm}$ $Z_{s31} = 71,728 \Omega$ $Z_{s32} = 98,211 \Omega$	$L_i = 74,95 \text{ mm}$ $Z_{c01} = 43,015 \Omega$ $Z_{c12} = 45,956 \Omega$

Caractéristiques physiques du filtre DBR d'ordre 3 de la Figure II.10.

Cette topologie présente néanmoins un défaut majeur. En effet, les filtres DBR sont transparents vis-à-vis du continu et des basses fréquences lorsqu'ils sont composés de stubs en circuit-ouvert, et la première remontée parasite en bande haute est proche de la bande passante. Dans une configuration système, ce paramètre doit être pris en compte.

Cependant, nous soulignons à nouveau que la flexibilité est la principale qualité de cette structure puisqu'il est possible d'ajuster la position des zéros sans pour autant modifier la bande passante (et vice versa).

## II.3. Filtres planaires accordables en fréquence centrale

L'accord en fréquence centrale des différents filtres que nous venons de décrire s'obtient relativement aisément par simple modification de la longueur électrique de ses résonateurs. Pour cela, il suffit d'insérer un élément à réactance variable dans un résonateur ou à l'une de ses extrémités.

### II.3.1. Filtres à gap

Pour modifier la fréquence de résonance d'un filtre à gap, une capacité variable (diode varactor) est insérée au milieu d'un (ou plusieurs) résonateur(s) (cf. Figure II.12) [II.12].

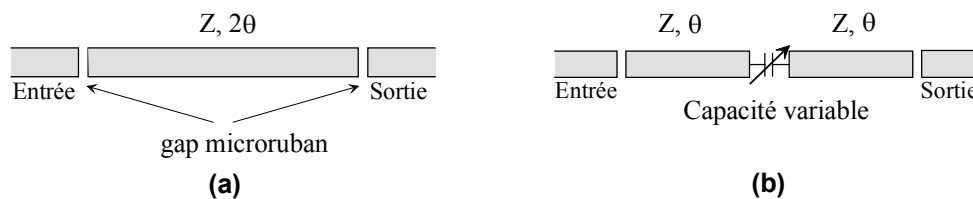


Figure II.12. Filtre à gap : (a) structure passive, (b) structure accordable.

Cependant, l'important niveau de pertes de cette structure (pertes d'insertion jusqu'à 13 dB dans la bande passante pour un filtre d'ordre 1) dégrade fortement la facteur de qualité de l'ensemble. Il est donc parfois nécessaire de compenser ces pertes en utilisant des composants actifs du type amplificateur ou résistance négative [II.13], [II.14].

Une autre solution pour modifier la fréquence de résonance d'un filtre à gap en technologie coplanaire sans perturber de façon trop importante le couplage inter-résonateurs consiste à intégrer des capacités variables de type cantilevers MEMS entre les conducteurs et le plan de masse (cf. Figure II.13). Cette technique originale permet d'obtenir 3 % de variations de la fréquence centrale mais avec un niveau de pertes qui reste important (entre 4 et 5 dB) [II.15], [II.16].

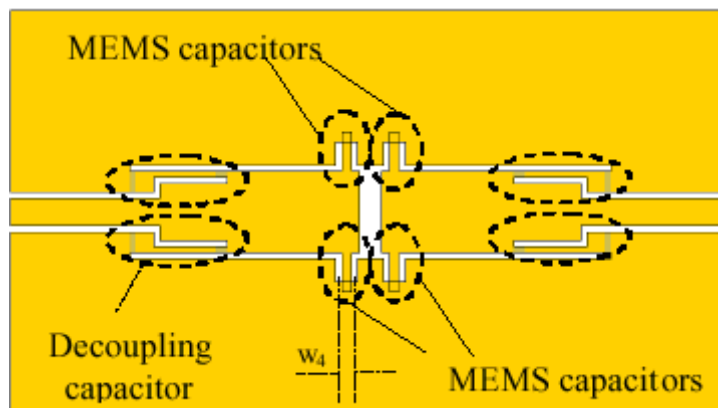
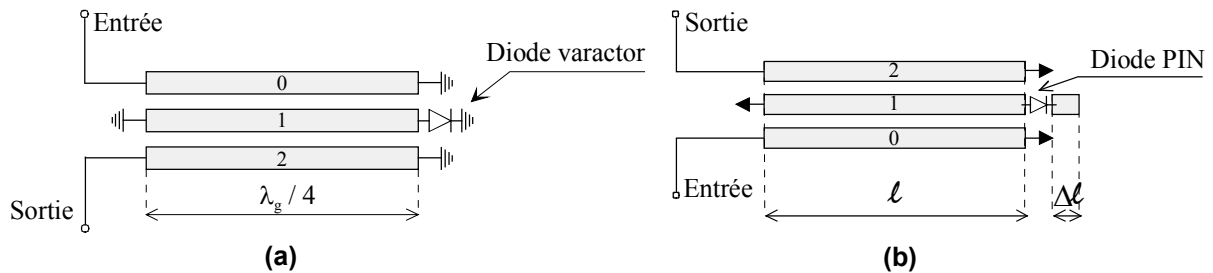


Figure II.13. Filtre accordable en fréquence centrale à lignes quart d'ondes et cantilevers MEMS.

### II.3.2. Filtres à lignes couplées

Ce sont les structures comblines, [I.22] – [II.21], et interdigitées, [II.22], [I.69], qui sont généralement utilisées pour réaliser des filtres à lignes couplées agiles en fréquence centrale. L'insertion d'une capacité variable est en effet aisée sur ces structures, soit directement à la place des capacités déjà présentes dans le cas d'un filtre combine, soit à l'extrémité en circuit ouvert des résonateurs pour les filtres interdigités. La figure ci-dessous (Figure II.14) représente deux structures interdigitées d'ordre 1 développées par F. Mahé dans le cadre de sa thèse au LEST [I.69]. Sur la première (cf. Figure II.14(a)), une diode varactor lie les différents résonateurs au plan de masse afin d'obtenir des variations continues de la fréquence centrale. La seconde structure (cf. Figure II.14(b)) utilise des diodes PIN insérées entre les extrémités en circuit ouvert des résonateurs et des lignes additionnelles. Nous obtenons cette fois des variations discrètes de la fréquence centrale qui dépendent de la longueur de la ligne additionnelle.



**Figure II.14. Filtres interdigités agiles en fréquence centrale à variations continues (a) ou discrètes (b).**

Des variations continues entre 1.2 et 1.6 GHz sont obtenues avec la première structure et une commutation de 1,97 à 2,13 GHz avec la seconde. Cependant, ces structures présentent un niveau de pertes d'insertion important (respectivement 5.2 à 9.1 dB et 3.8 à 4.4 dB). Des travaux sur la compensation des pertes par résistances négatives MMIC ont donc été réalisés. L'exploitation de la partie imaginaire associée à la résistance négative permet en outre une réduction des dimensions [II.24]. Une autre solution envisagée actuellement pour réduire les pertes d'insertion est le remplacement des diodes par des MEMS [II.25].

Des filtres agiles en fréquence centrale à base de lignes couplées quart d'onde et de matériau ferroélectrique [II.26] ou de filtres hairpin et de diodes varactors [II.27] ont également été récemment développés et offrent des résultats prometteurs.

### II.3.3. Filtres à stubs

Comme pour les filtres interdigités, une capacité variable peut facilement être intégrée à l'extrémité des stubs composant un filtre. Il est alors possible de réaliser des variations continues ou discrètes de la fréquence centrale. Plusieurs structures ont déjà été développées sur ce principe en

utilisant soit des éléments localisés soit des matériaux ferroélectriques [II.28], [II.29]. Ces structures présentent des variations de 10 à 20 % de la fréquence centrale.

Pour concevoir des filtres à fréquence centrale variable à partir de cette topologie, une autre solution consiste à charger chaque stub par des ponts en technologie MEMS. Chaque pont crée une capacité en parallèle avec la ligne sur laquelle il est disposé. La variation de la hauteur du pont implique alors une variation du couple LC de la ligne et par conséquent une variation de sa fréquence de résonance. Un filtre d'ordre 4 (cf. Figure II.15) réalisé selon ce principe est présenté dans [II.30]. Les MEMS sont ici utilisés comme commutateurs et la fréquence centrale de ce filtre passe de 22 à 16.5 GHz avec une tension d'abaissement de l'ordre de 45-50 V.

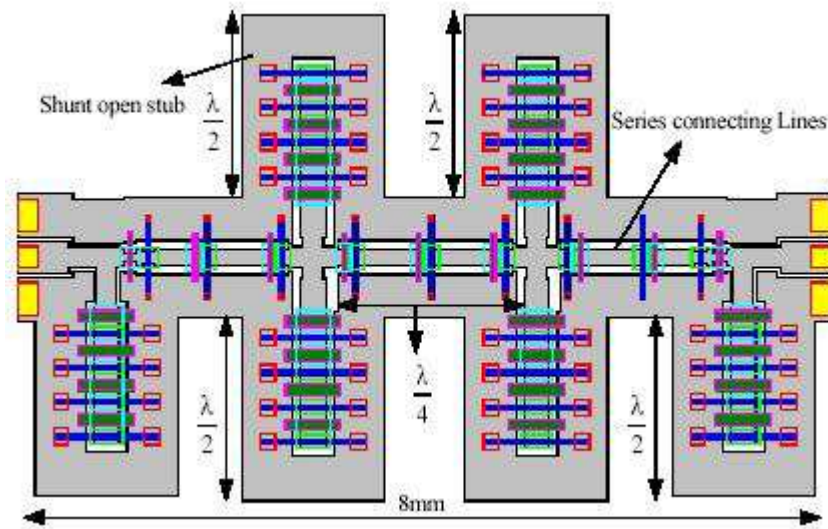


Figure II.15. Filtre à stubs périodiquement chargés par des MEMS.

### II.3.4. Résonateurs en anneaux

L'agilité en fréquence centrale des résonateurs en anneaux est essentiellement obtenue en ajoutant une ou plusieurs diodes sur le résonateur. La figure ci-dessous présente deux topologies couramment utilisées. Sur la première (Figure II.16(a)), une diode varactor permet d'accorder la fréquence centrale sur une plage d'environ 10 % tandis que la capacité fixe sert au découplage du continu nécessaire à la polarisation de la diode [II.31]. Sur la seconde structure (Figure II.16(b)), la capacité fixe est remplacée par une seconde diode varactor. Ceci permet d'augmenter la plage de variations de la fréquence centrale pour atteindre une valeur d'environ 30 % [II.32], [II.33]. Des diodes PIN peuvent également être utilisées pour obtenir des variations discrètes de la fréquence centrale [II.34].

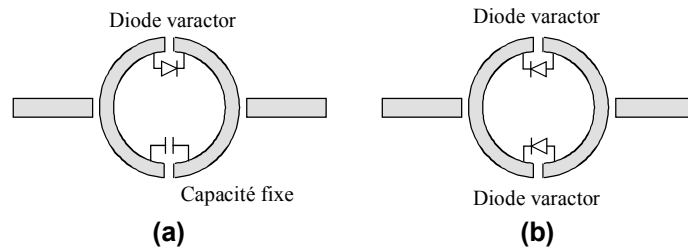


Figure II.16. Topologies de résonateurs en anneaux à fréquence centrale variable.

Cependant, ces structures présentent des pertes d'insertion généralement supérieures à 5 dB et la compensation par résistance négative peut alors s'avérer indispensable [II.35].

### II.3.5. Lignes chargées

Souvent utilisées comme déphaseur accordable (cf. §I.2.1.3), les lignes chargées permettent également de concevoir des filtres passe-bandes accordables. Les premiers travaux sur ce type de filtres utilisaient des matériaux agiles comme le YIG. La variation des propriétés du matériau entraîne celle de la longueur électrique de la ligne et par conséquent celle de sa fréquence centrale. Ce procédé permet d'obtenir une grande plage de variations en fréquence (0.5 à 4 GHz) mais le temps de réponse prohibitif du YIG à la commande magnétique et l'encombrement du dispositif de commande n'en font pas un bon candidat pour les systèmes de télécommunications actuels [II.36].

Le récent développement de la technologie MEMS RF a remis au goût du jour les filtres agiles à base de lignes chargées. Des MEMS de type poutre sont répartis sur une ligne (cf. Figure II.17) et sont actionnés simultanément ou par paquets. La variation de leur hauteur implique celle de leur capacité équivalente. Ceci a pour effet de modifier la valeur du couple LC de la ligne ce qui permet l'accord de sa fréquence de travail. Les variations obtenues sont comprises entre 3.8 et 7.5 % [II.37] – [II.40].

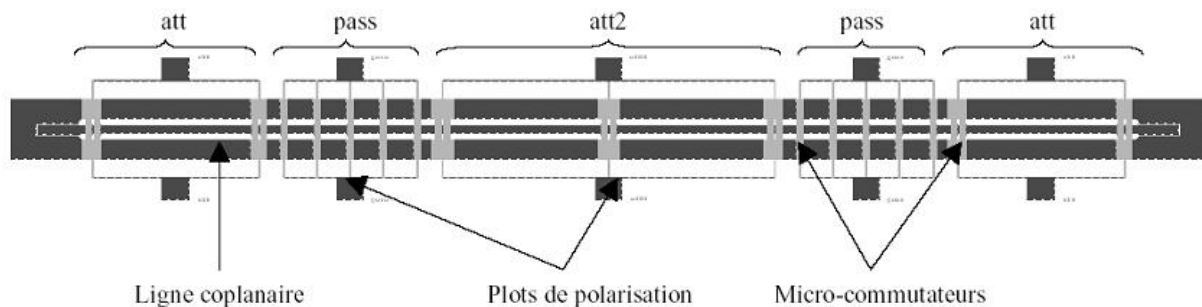


Figure II.17. Lignes distribuées chargées par des MEMS RF.

Sur ces lignes, l'agencement et l'activation des MEMS dictent le comportement du filtre. Ainsi, sur les premières structures réalisées, [II.37] – [II.39], la fréquence centrale varie sans que la largeur de la bande passante du filtre ne soit contrôlée. Dans [II.40], l'agencement particulier et l'activation séparée des paquets de MEMS permettent de conserver une bande passante constante lorsque la

fréquence centrale varie. Nous verrons également, dans la dernière partie de ce chapitre, qu'il est possible de contrôler à la fois la fréquence centrale et la bande passante de cette structure.

### II.3.6. Filtres bibandes

Les filtres bibandes présentent simultanément deux bandes passantes. Ce ne sont pas à proprement parler des structures agiles mais plutôt une solution alternative aux filtres accordables en fréquence centrale. Contrairement au cas des antennes, les travaux sur ce sujet sont curieusement peu nombreux, pour le moment.

Une première solution consiste à superposer deux filtres en les séparant par une structure blindée [II.41]. La principale difficulté est de réussir à obtenir une structure finale bien inférieure en dimensions au total des deux filtres seuls, sans quoi cette superposition perdrait une partie de son intérêt.

Une autre méthode est basée sur l'utilisation de bandes interdites photoniques (BIP) pour créer deux résonances distinctes. Toutefois, le réglage des deux bandes passantes sur une telle structure ainsi que la réalisation technologique s'avèrent très difficiles [II.42].

Enfin, dans le cadre de sa thèse effectuée au LEST, C. Quando a proposé une étude prospective présentant deux méthodes de conception de filtres bibandes [II.8], [II.43]. La première est basée sur la combinaison de deux structures différentes. Ainsi, l'intégration de filtres passe-bas dans une structure passe-bande permet de conserver les deux premiers harmoniques du filtre initial. Une seconde solution, toujours issue de la combinaison de structures, consiste à combiner deux filtres passe-bandes. Ces filtres possèdent une partie commune qui sert de base à leur superposition (cf. Figure II.18). Toutefois, la dynamique de réglage de ces filtres bibandes est limitée ce qui rend difficile leur conception.

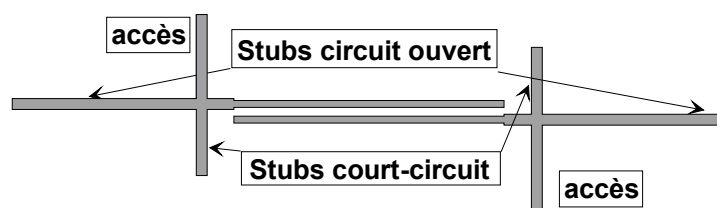


Figure II.18. Filtre bibande associant deux structures passe-bandes.

La seconde méthode proposée est une extension de la topologie DBR. Il s'agit en fait d'un résonateur DBR d'ordre 2, composé de 3 stubs en parallèle et exploitant ainsi deux recombinaisons constructives (cf. Figure II.19). C'est ici une technique originale dans le sens où le résonateur est véritablement bibande à la base. Il reste cependant encore du travail à effectuer sur les équations de synthèse. L'objectif est bien entendu de développer des synthèses pour des filtres à N bandes à partir de résonateurs DBR d'ordre N composés de N+1 stubs.

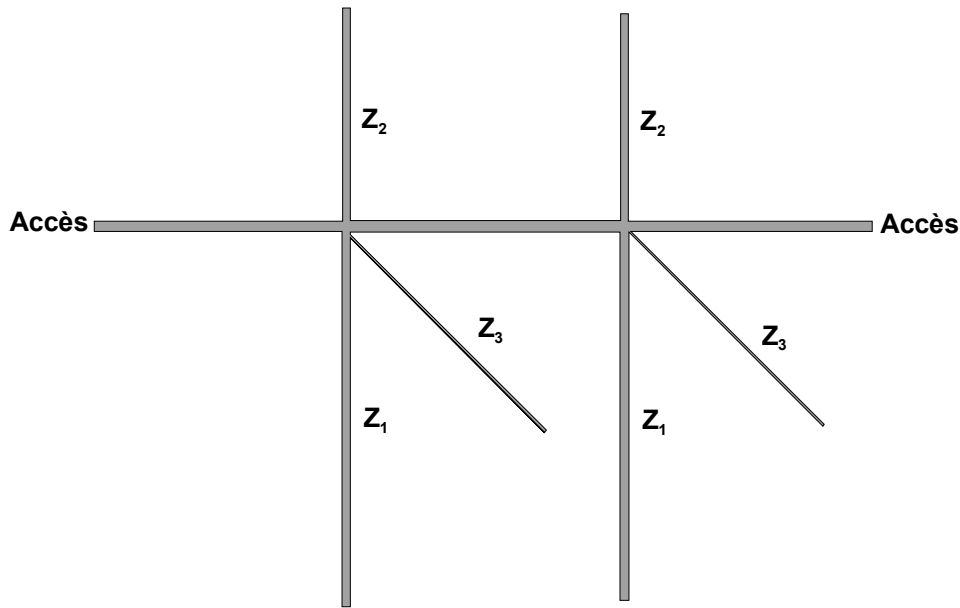


Figure II.19. Filtre bibande d'ordre 2 basé sur la topologie DBR.

### II.3.7. Conclusion

De nombreuses méthodes de conception de filtres planaires agiles en fréquence centrale ont donc déjà été développées. Nous constatons que la dynamique de variations en fréquence centrale de ces structures dépend généralement à la fois de la plage de variations de l'élément d'accord, de leur nombre et de la topologie du filtre initial.

Cet état de l'art n'est pas exhaustif et d'autres types de filtres accordables en fréquence centrale existent utilisant d'autres solutions topologiques ou technologiques, comme les résonateurs diélectriques. Cependant, la faible dynamique de variations et la complexité de mise en œuvre de ces derniers en font des candidats peu intéressants pour la réalisation de filtres agiles en fréquence centrale. Nous ne nous sommes donc pas attardés sur ce concept.

## II.4. Filtres planaires accordables en bande passante

Cette deuxième famille de filtres agiles est beaucoup moins présente dans la littérature. Ceci n'est pas dû au manque d'intérêt que pourraient présenter les filtres accordables en bande passante mais plutôt à la difficulté de la tâche. En effet, si en technologie plaquée, la fréquence centrale est facilement contrôlable sur les topologies de filtres classiques à stubs quart d'ondes ou à lignes couplées par simple variation de la longueur des résonateurs, la variation de la bande passante requiert le contrôle du couplage inter-résonateurs ou de l'impédance des stubs. Par conséquent, la majorité des filtres à bande passante reconfigurable est issue de topologies originales [II.44] – [II.45].



Dans [II.44], le filtre à bande passante variable est issu d'une combinaison d'éléments semi-localisés, d'éléments distribués et de diodes PIN. Ces dernières permettent une variation discrète de la bande passante entre 500 et 1500 MHz, la fréquence centrale restant constante (10 GHz). Cependant, l'encombrement du filtre est important et le niveau de pertes est de l'ordre de 3 dB pour la bande la plus large et de 5 dB pour l'autre bande.

Une autre technique, présentée dans [II.45], consiste à modifier les capacités équivalentes des gaps d'un filtre. Pour cela, des lignes additionnelles sont ajoutées à certains éléments de ces gaps (cf. Figure II.20). L'utilisation de commutateurs entre les éléments originaux et additionnels permet l'accord en bande passante de 4 à 10 % à fréquence centrale fixe (5.8 GHz).

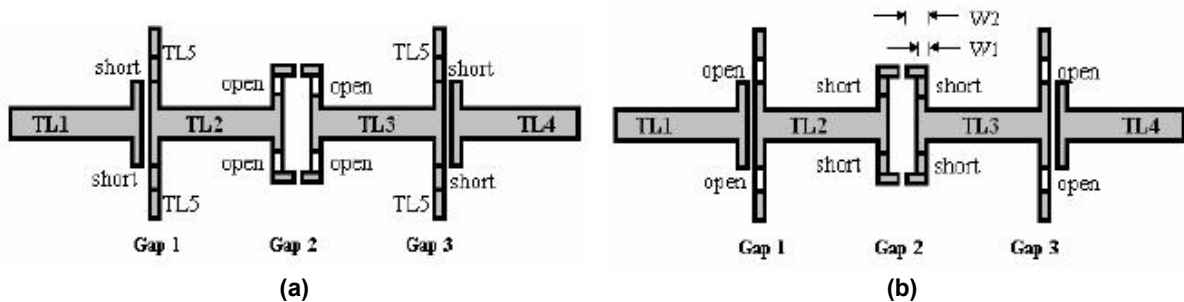


Figure II.20. Filtre à bande passante reconfigurable : (a) configuration bande étroite, (b) configuration large bande.

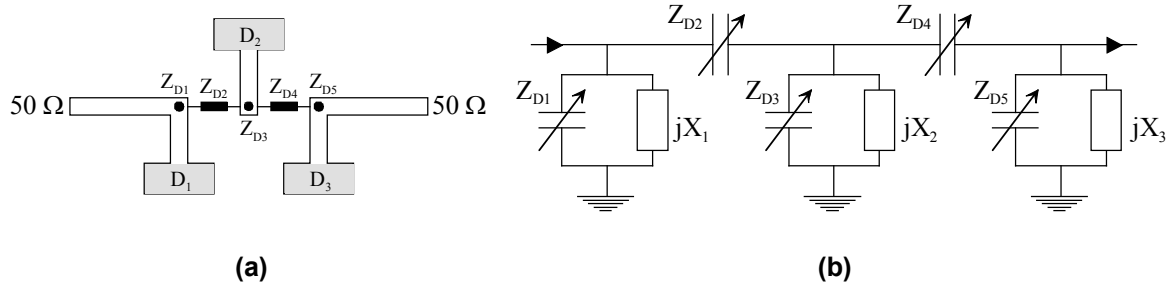
Dans la majorité des cas, les structures accordable en bande passante contrôlent également la fréquence centrale. Dans cet état de l'art, nous avons choisi de discuter séparément des filtres permettant ce double contrôle ce qui explique le nombre très réduit de structures présentées dans ce paragraphe.

## II.5. Filtres planaires accordables en fréquence centrale et en bande passante

### II.5.1. Filtre à couplages variables

S. Toyoda proposa au début des années 80 plusieurs topologies de filtres accordables à la fois en fréquence centrale et en bande passante [II.46], [II.47]. Il proposa en particulier un filtre à couplage variable en technologie microruban.

Le filtre est composé de trois éléments résonants connectés entre eux par des diodes varactors et des lignes de transmission (cf. Figure II.21). La fréquence centrale est contrôlée par les diodes  $Z_{D1}$ ,  $Z_{D3}$  et  $Z_{D5}$  reliées à leur circuit de polarisation à travers le substrat. Les diodes  $Z_{D2}$  et  $Z_{D4}$  contrôlent la largeur de la bande passante.



**Figure II.21. Filtre à couplages variables accordable en fréquence centrale et en bande passante : (a) masque, (b) schéma équivalent.**

A partir de ce circuit, la fréquence centrale varie de 5.8 à 6.8 GHz pour des tensions de polarisation comprises entre  $-6.2$  et  $-25$  V. Suivant la fréquence centrale, la largeur de la bande passante varie entre 140 MHz et 1.24 GHz [II.46].

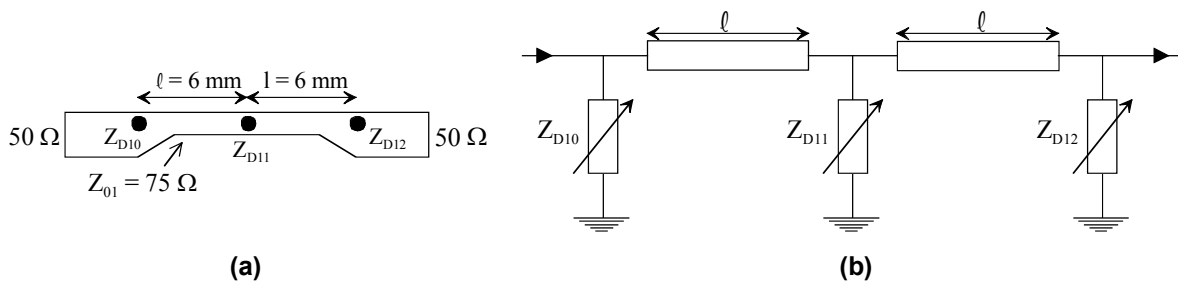
Cette structure présente cependant quelques inconvénients. Le double contrôle de la fréquence centrale et de la bande passante nécessite l'intégration de cinq diodes varactors. De plus, l'accord de ces deux paramètres est limité malgré des tensions de polarisation élevées (jusqu'à  $-25$  V).

## II.5.2. Associations de filtres accordables

S. Toyoda proposa également deux structures permettant le contrôle de la fréquence centrale et de la bande passante, basées sur l'association de deux filtres accordables.

### II.5.2.1. Association passe-bas/passe-haut

La première structure associe un filtre passe-bas et un filtre passe-haut à fréquence de coupure variable [II.46]. Le filtre passe-bas est présenté Figure II.22. Il est composé de trois diodes varactors ( $Z_{D10}$ ,  $Z_{D11}$  et  $Z_{D12}$ ) montées sur une ligne microruban. La variation indépendante des trois diodes varactors permet d'obtenir une gamme importante de fréquence de coupure pour ce filtre passe-bas (entre 3.25 et 5.37 GHz).



**Figure II.22. Masque (a) et schéma équivalent (b) du filtre passe-bas à fréquence de coupure variable.**

Le filtre passe-haut et son schéma équivalent sont donnés Figure II.23. Il est constitué de trois capacités ( $C_a$ ,  $C_b$ ,  $C_c$ ) placées sur une ligne microruban et séparées par des stubs. A l'extrémité de chaque stub se trouve une diode varactor (respectivement  $Z_{D13}$  et  $Z_{D14}$ ).  $D_1$  et  $D_2$  sont des capacités

connectées au plan de masse qui permettent de polariser les diodes varactors. La fréquence de coupure de ce filtre passe-haut varie de 2.6 GHz à 4.05 GHz.

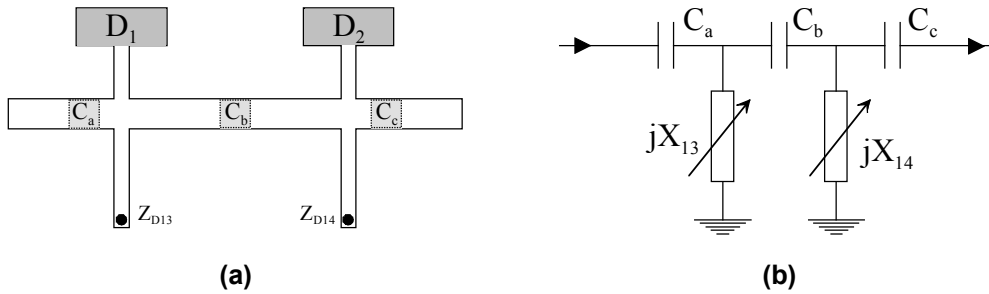


Figure II.23. Masque (a) et schéma équivalent (b) du filtre passe-haut à fréquence de coupure variable.

Le filtre passe-bande accordable à la fois en fréquence centrale et en bande passante est obtenu en cascade de ces deux filtres. La fréquence centrale varie de 3.8 à 4.15 GHz et la bande passante entre 320 MHz et 2.18 GHz. Les tensions de polarisation sont comprises entre 0 et -25 V.

Toutefois, en mettant bout à bout les filtres passe-bas et passe-haut, l'encombrement du filtre global devient forcément important.

**II.5.2.2. Association de deux filtres passe-bandes**

La seconde solution est l'association de deux filtres passe-bandes accordables en fréquence centrale [II.47]. Le filtre global est constitué de deux filtres,  $N_1$  et  $N_2$ , à lignes quart d'onde connectés par des diviseurs de puissance coaxiaux (cf Figure II.24(a)). Les deux filtres  $N_1$  et  $N_2$  sont construits en connectant deux stubs résonants par une ligne microruban quart d'onde. Une diode varactor est intégrée sur chaque stub (cf. Figure II.24(b)). La fréquence centrale des deux filtres varie indépendamment l'une de l'autre lorsque des tensions de polarisation sont appliquées aux bornes des diodes varactors.

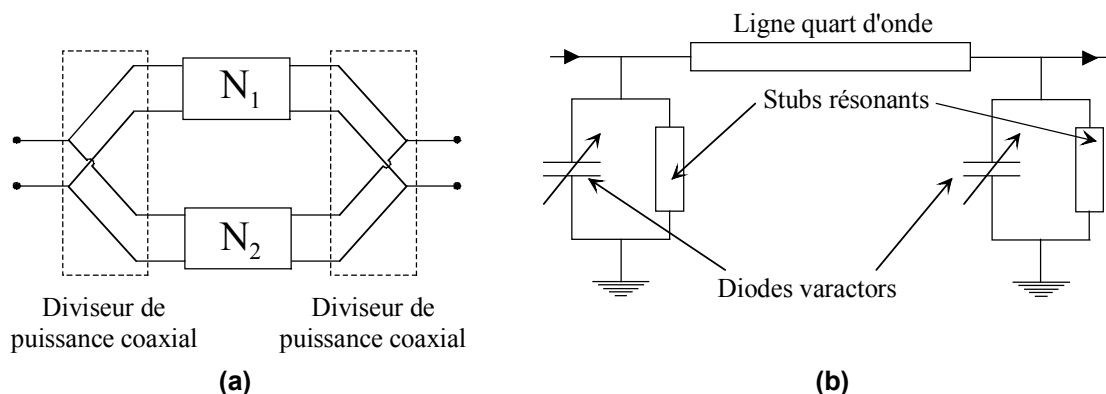


Figure II.24. Configuration du filtre global (a) et topologie des filtres le constituant (b).

Les variations en fréquence centrale et en bande passante du filtre global sont obtenues en combinant les variations en fréquence centrale des filtres  $N_1$  et  $N_2$ . Ainsi, la fréquence centrale du filtre

global varie de 5 à 10 % autour de 4 GHz et la bande passante de 730 MHz à 1.44 GHz. Les tensions de polarisation sont ici très faibles ( $< 2$  V).

### II.5.3. Lignes chargées

Les lignes chargées ont déjà été décrites au paragraphe §II.3.5 pour la réalisation de filtres accordables en fréquence centrale. Toutefois, les premières structures de ce type ne permettaient que le contrôle de la fréquence centrale avec dans les meilleurs cas une bande passante constante [II.40].

Sur un filtre d'ordre 4 (cf. Figure II.25), un agencement astucieux des paquets de varactors MEMS a permis à D. Mercier de l'IRCOM de réaliser une ligne chargée contrôlant indépendamment la fréquence centrale et la bande passante du filtre [I.27], [I.104].

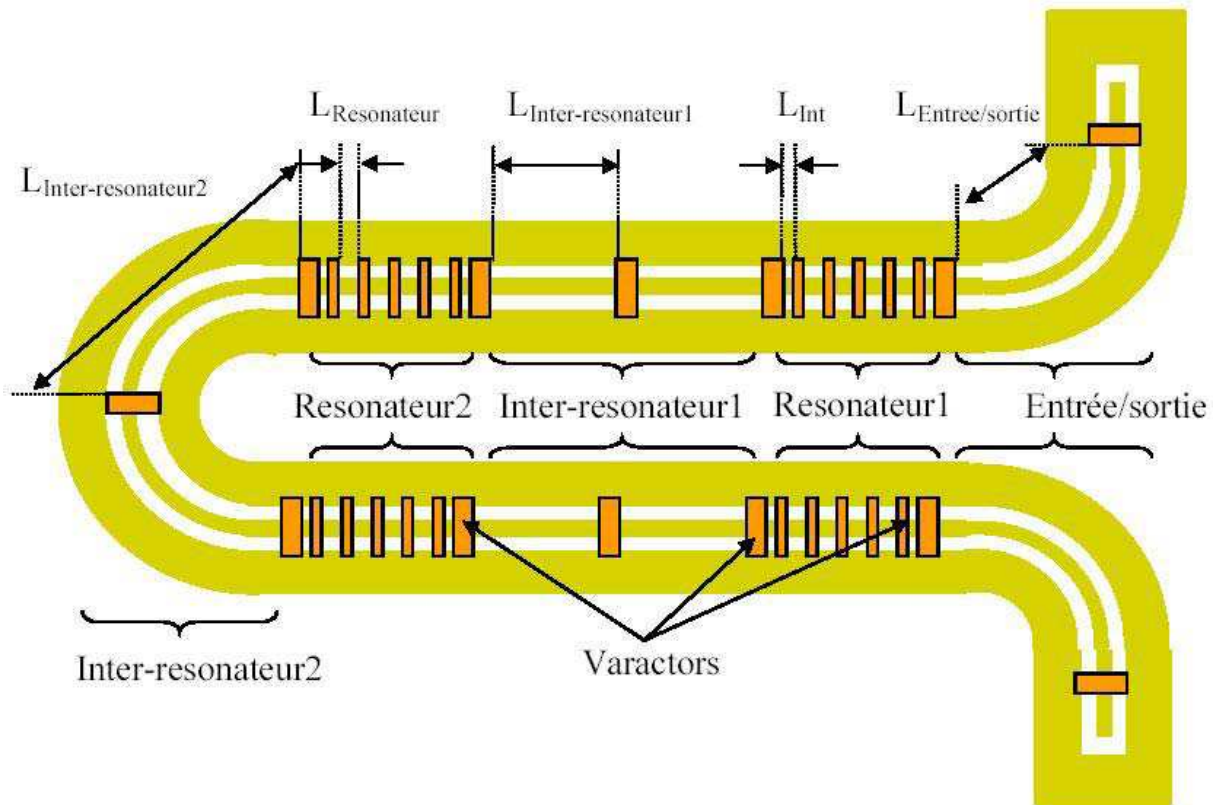


Figure II.25. Filtre d'ordre 4 contrôlant indépendamment la fréquence centrale et la bande passante.

Le réglage indépendant de la fréquence centrale et de la bande passante est obtenu en polarisant séparément les sections Résonateur 1, Résonateur 2, Inter-résonateur 1, Inter-résonateur 2 et Entrée/sortie. La fréquence centrale varie continûment entre 40.95 et 43.25 GHz et la bande passante absolue à 3 dB entre 1.9 et 2.1 GHz. Ce filtre d'ordre 4 présente un niveau de pertes supérieur à 6.5 dB principalement dû au facteur de qualité à vide peu élevé des résonateurs.

### II.5.4. Filtre intégré sous forme MMIC

Un filtre elliptique associant éléments localisés et distribués a été réalisé pour une intégration sous forme de MMIC sur AsGa (cf. Figure II.26). Ce filtre permet de contrôler à la fois la fréquence centrale et la bande passante [II.50].

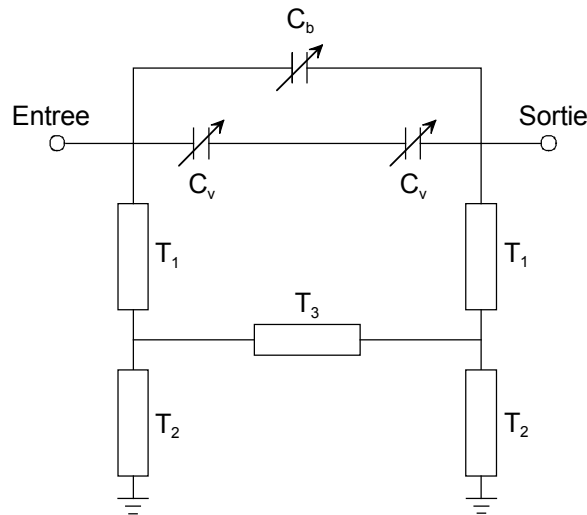


Figure II.26. Filtre elliptique accordable en fréquence centrale et en bande passante.

L'accord en fréquence centrale est obtenu en fixant la capacité  $C_b$  et en modifiant la valeur des capacités  $C_v$ . Lorsque la capacité  $C_v$  varie de 1.5 à 3.3 pF, la fréquence centrale varie de 4.3 à 6.2 GHz. Inversement, l'agilité en bande passante est obtenue en fixant les capacités  $C_v$  et en modifiant  $C_b$ . Les pertes d'insertions de cette structure sont autour de 1.2 dB quelque soit la configuration.

### II.5.5. Filtre à accord quasi-continu

Deux inductances à fort coefficient de qualité et cinq séries de commutateurs MEMS constituent ici un filtre d'ordre 2, occupant une surface de 4.1 mm<sup>2</sup> (cf. Figure II.27) [II.51]. Chaque MEMS étant actionné indépendamment de son voisin, ces séries de MEMS constituent des réseaux 4 bits.

Les MEMS étant utilisés en tant que commutateurs, le filtre ne permet pas de réaliser des variations continues de la fréquence centrale et de la bande passante au sens propre du terme. Cependant, les cinq réseaux 4 bits offrent plus d'un million d'états possibles et les variations en fréquence centrale et en bande passante sont donc quasi-continues.

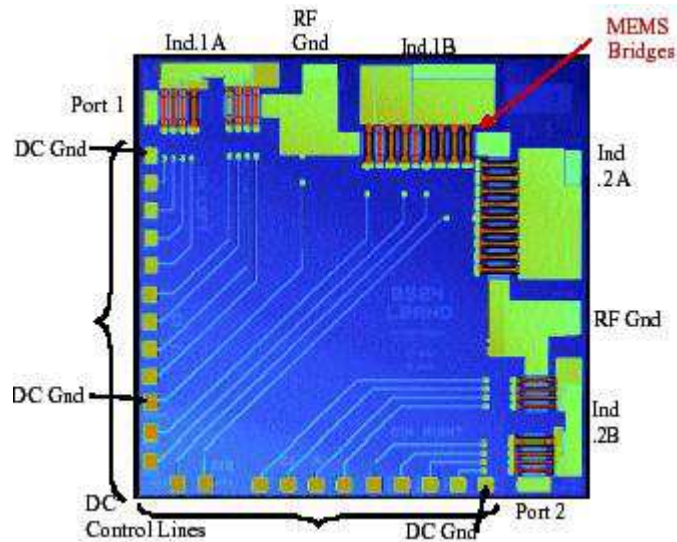


Figure II.27. Filtre à accord quasi-continu en fréquence centrale et en bande passante.

La fréquence centrale de ce filtre varie de 812 à 1752 MHz et la bande passante de 9 à 40 %. Ces deux paramètres peuvent être modifiés indépendamment l'un de l'autre grâce aux cinq séries de commutateurs MEMS. La tension d'abaissement des MEMS est de 25 V et les pertes d'insertion de l'ensemble sont de l'ordre de 1 dB.

## II.6. Conclusion

Cette étude bibliographique des filtres accordables a montré que, pour une technologie d'accord donnée, l'agilité tant en fréquence centrale qu'en bande passante dépend directement de la topologie du filtre. Si l'accord en fréquence centrale est obtenu relativement aisément, les variations en bande passante sont plus difficiles à maîtriser. Elles passent généralement par la multiplication des éléments d'accord ou par le développement de topologies originales.

Cependant, la multiplication des éléments d'accord peut déboucher sur des problèmes de faisabilité et de sensibilité, sur une augmentation non négligeable de la consommation, du coût et des pertes d'insertion et sur une diminution de la fiabilité. Nous avons donc privilégié le développement de topologies originales de filtres passe-bandes afin de maîtriser au mieux leurs différentes caractéristiques (fréquence centrale, bande passante, pertes, encombrement...).

## Bibliographie du chapitre II

- [II.1] **G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, E. M. T. JONES**  
"Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures."  
Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [II.2] **G. PRIGENT**  
"Méthode et conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 908, Décembre 2002.
- [II.3] **S. B. COHN**  
"Parallel-coupled transmission-line-resonator filters."  
IRE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 6, N°2, p. 223-231, Avril 1958.
- [II.4] **M. DISHAL**  
"A simple design procedure for small percentage bandwidth round-rod interdigital filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 13, N°5, p. 696-698, Septembre 1965.
- [II.5] **E. G. CRISTAL**  
"Tapped-line coupled transmission lines with applications to interdigital and combline filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 23, N°12, p. 1007-1012, Décembre 1975.
- [II.6] **J. S. WONG**  
"Microstrip tapped-line filter design."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 27, N°1, p. 44-50, Janvier 1979.
- [II.7] **C. DENIG**  
"Using microwave CAD programs to analyse microstrip interdigital filters."  
Microwave Journal, p. 147-152, Mars 1989.
- [II.8] **C. QUENDO**  
"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 839, Novembre 2001.
- [II.9] **C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON**  
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N°3, p. 734-743, Mars 2003.
- [II.10] **C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON**  
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, N°3, p. 1034-1044, Mars 2004.
- [II.11] **P. RIZZI**  
"Microwave engineering, passive circuits."  
Prentice Hall, 1988, p. 466-468.
- [II.12] **B. KAPILEVICH, R. LUKYANETS**  
"Modeling varactor tunable microstrip resonators for wireless applications."  
Applied Microwave and Wireless, Vol. 10, N°7, p. 32-44, Septembre 1998.
- [II.13] **C. Y. CHANG, T. ITOH**  
"Microwave active filters based on coupled negative resistance method."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, N°12, p. 1879-1884, Décembre 1990.

- [II.14] **J. LIN, C. Y. CHANG, Y. YAMAMOTO, T. ITOH**  
"Progress of a tunable active bandpass filter."  
Ann. Télécommun. Vol. 47, N°11-12, p. 499-507, 1992.
- [II.15] **T. PAILLOT, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**  
"Conception et réalisation d'un filtre deux pôles accordable en technologie coplanaire."  
13<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 2A1, Lille, Mai 2003.
- [II.16] **T. PAILLOT, P. BLONDY, D. CROS, P. GUILLON, J. C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**  
"Implementation of a tunable coplanar filter."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p. 1755-1758, Philadelphie, USA, Juin 2003.
- [II.17] **I. C. HUNTER, J. D. RHODES**  
"Electronically tunable microwave bandpass filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, N° 9, p. 1354-1360, Septembre 1982.
- [II.18] **S.R. CHANDLER, I. C. HUNTER, J. G. GARDINER**  
"Active varactor tunable bandpass filter."  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, N°3, p. 70-71, Mars 1993.
- [II.19] **A. R. BROWN, G. M. REBEIZ**  
"A varactor tuned RF filter."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N°7, p. 1157-1160, Juillet 2000.
- [II.20] **I. VENDIK, O. VENDIK, V. PLESKACHEV, A. SVISHCHEV**  
"Design of tunable ferroelectric filters with a constant fractional band width."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p. 1461-1464, Phoenix, USA, Mai 2001.
- [II.21] **G. TORREGROSA-PENALVA, G. LOPEZ-RISUENO, J. I. ALONSO**  
"A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, N° 1, p. 172-177, Janvier 2002.
- [II.22] **F MAHE, G. TANNE, E. RIUS, C. PERSON, S. TOUTAIN, F. BIRON, L. BILLONET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Electronically switchable dual-band microstrip interdigital bandpass filter for multistandard communication applications."  
30<sup>th</sup> European Microwave Conference, Vol. 1, p. 94-97, Paris, Octobre 2000.
- [II.23] **F. MAHE**  
"Contribution à la modélisation de filtres à caractéristiques variables pour les systèmes de communication."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 731, Mars 2000.
- [II.24] **F. BIRON, L. BILLONET, B. JARRY, P. GUILLON, G. TANNE, E. RIUS, F MAHE, S. TOUTAIN**  
"Microstrip and coplanar band-pass filters using MMIC negative resistance circuits for insertion losses compensation and size reduction."  
29<sup>th</sup> European Microwave Conference, Vol. 1, p. 72-75, Munich, Octobre 1999.
- [II.25] **A. POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON, J. C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**  
"High Q switchable planar resonator loaded with a MEMS digital capacitance."  
33<sup>th</sup> European Microwave Conference, Vol. 2, p. 679-682, Munich, Octobre 2003.
- [II.26] **G. SUBRAMANYAM, F.W. VAN KEULS, F.A. MIRANDA**  
"A K-band-frequency agile microstrip bandpass filter using a thin-film HTS/ferroelectric/dielectric multiplayer onfiguration."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N°4, p. 525-530, Avril 2000.
- [II.27] **X. P. LIANG, Y. ZHU**  
"Hybrid resonator microstrip line electrically tunable filter."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p. 1457-1460, Phoenix, USA, Mai 2003.



- [II.28] **Y. H. SHU, J. A. NAVARRO, K. CHANG**  
"Electronically switchable and tunable coplanar waveguide-slotline band-pass filter."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, N°3, p. 548-554, Mars 1991.
- [II.29] **V. PLESKACHEV, I. VENDIK**  
"Figure of merit of tunable ferroelectric planar filters."  
33<sup>th</sup> European Microwave Conference, Vol. 1, p. 191-194, Munich, Octobre 2003.
- [II.30] **B. LAKSHMINARAYANAN, T. WELLER**  
"Tunable bandpass filter using distributed MEMS transmission lines."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p. 1789-1792, Philadelphie, USA,  
Juin 2003.
- [II.31] **K. CHANG, S. MARTIN, F. WANG, J. L. KLEIN**  
"On the study of microstrip ring and varactor-tuned ring circuits."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 35, N°12, p. 1288-1295, Décembre 1987.
- [II.32] **S. H. AL-CHARCHAFCHI, C. P. DAWSON**  
"Varactor tuned microstrip ring resonators."  
IEE Proceeding, Vol. 136, Pt. H, N°2, Avril 1989.
- [II.33] **J. A. NAVARRO, K. CHANG**  
"Varactor-tunable uniplanar ring resonator."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, N°5, p. 760-766, Mai 1993.
- [II.34] **F. WANG, T. S. MARTIN, K. CHANG**  
"Theoretical and experimental investigation of novel varactor-tuned switchable microstrip ring resonator circuits."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, N°12, p. 1733-1739, Décembre 1988.
- [II.35] **D. K. PAUL, M. MICHAEL, K. KONSTANTINO**  
"MMIC tunable bandpass filter using a ring resonator with loss compensation."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, p. 941-944, Denver, USA, Juin 1997.
- [II.36] **Y. MURAKAMI, T. OHGIHARA, T. OKAMOTO**  
"A 0.5-4.0-GHz tunable bandpass filter using YIG film grown by LPE."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 35, N°12, p. 1192-1198, Décembre 1987.
- [II.37] **Y. LIU, A. BORGIOLI, A. S. NAGRA, R. A. YORK**  
"Distributed MEMS transmission lines for tunable filter applications."  
Journal of RF and Microwave, CAE 11, p. 254-260, 2001.
- [II.38] **D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON, B. GUILLON, L. BASTERES**  
"Filtres accordables à base de micro-commutateurs distributes sur une ligne coplanaire."  
12<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 5B-2, Poitiers, Mai 2001.
- [II.39] **P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, D. MERCIER, D. CROS, A. CATHERINOT, P. GUILLON**  
"Applications of RF MEMS to tunable filters and matching networks."  
Semiconductor conference, CAS Proceedings, p. 111-116, Octobre 2001.
- [II.40] **A. ABBASPOUR-TAMIJANI, L. DUSSOPT, G. M. REBEIZ**  
"Miniature and tunable filters using MEMS capacitors."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N°7, p. 1878-1885, Juillet 2003.
- [II.41] **H. MIYAKE, S. KITAZAWA, T. ISHIZAKI, T. YAMADA, Y. NAGATOMI**  
"A miniaturized monolithic dual band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, p. 789-792, Denver, USA, Juin 1997.
- [II.42] **C. H. CHANG, H. S. WU, H. J. YANG, C. K. C. TZUANG**  
"Coalesced single-input single-output dual-band filter."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p. 511-514, Philadelphie, USA, Juin 2003.

- [II.43] **C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON**  
"An original topology of dual-band filter with transmission zeros."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, p. 1093-1096, Philadelphie, USA, Juin 2003.
- [II.44] **C. RAUSCHER**  
"Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N°2, p. 573-577, Février 2003.
- [II.45] **C. LUGO Jr., D. THOMPSON, J. PAPAPOLYMEROU**  
"Reconfigurable bandpass filter with variable bandwidth at 5.8 GHz using a capacitive gap variation technique."  
33<sup>th</sup> European Microwave Conference, Vol. 2, p. 923-926, Munich, Octobre 2003.
- [II.46] **S. TOYODA**  
"Variable bandpass filters using varactor diodes."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 29, N°4, p. 356-363, Avril 1981.
- [II.47] **S. TOYODA**  
"Quarter-wavelength coupled variable bandstop and bandpass filters using varactor diodes."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, N°9, p. 1387-1389, Septembre 1982.
- [II.48] **D. MERCIER, J. C. ORLIANGES, T. DELAGE, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, D. CROS, P. BLONDY**  
"Millimeter wave tune-all bandpass filters."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, N° 4, p. 1175-1181, Avril 2004.
- [II.49] **D. MERCIER**  
"Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF."  
Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, Limoges, N°70-2003, Décembre 2003.
- [II.50] **I. J. BAHL, E. L. GRIFFIN**  
"Low loss electronically tunable bandpass filters on the GaAs substrate."  
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 5, N°7, p. 328-330, 20 Juin 1992.
- [II.51] **R. M. YOUNG, J. D. ADAM, C. R. VALE, T. T. BRAGGINS, S. V. KRISHNASWAMY, C. E. MILTON, D. W. BEVER, L. G. CHOROSINSKI, L. S. CHEN, D. E. CROCKETT, C. B. FREIDHOFF, S. H. TALISA, E. CAPELLE, R. TRANCHINI, J. R. FENDE, J. M. LORTHIOIR, A. R. TORRES**  
"Low-loss bandpass RF filter using MEMS capacitance switches to achieve a one-octave tuning range and independently variable bandwidth."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 3, p. 1781-1784, Philadelphie, USA, Juin 2003.



# CHAPITRE III





## **Chapitre III : Nouvelles topologies de filtres planaires accordables à base de MEMS RF**

### **III.1. Introduction**

Notre objectif ici est le développement de topologies originales de filtres accordables qui nous permettront de contrôler le maximum de caractéristiques électriques (fréquence centrale, bande passante, bandes atténuées...). Ces topologies devront cependant être compatibles avec les spécifications actuelles des systèmes de télécommunication (bande passante étroite, encombrement réduit...).

Pour ces travaux sur les filtres reconfigurables, nous avons privilégié la technologie MEMS RF comme technologie d'accord pour ses performances en terme de pertes, de bruit, de consommation de puissance, d'isolation... Cette technologie, pas encore mature, est à l'heure actuelle en pleine évolution. Les laboratoires ayant en charge ces développements technologiques proposent progressivement des composants de plus en plus performants, mais avec des caractéristiques à chaque fois différentes. En tant qu'utilisateurs, nous devons nous adapter à ces évolutions continues.

Notre premier souci a été de nous familiariser avec la technologie MEMS. Pour cela, nous sommes passés par une période d'apprentissage au cours de laquelle nous avons associé les composants MEMS RF à une structure de filtrage bien connue de notre équipe. Nous avons en effet commencé par développer un filtre à accord discret en fréquence centrale à partir d'une structure interdigitée à accès latéraux directs. Ce principe avait déjà été développé au LEST par F. Mahé dans le cadre de sa thèse, mais en utilisant des diodes comme éléments d'accord [III.1].

Cependant, la topologie interdigitée ne permet de contrôler que les variations de la fréquence centrale du filtre. Les variations en bande passante nécessiteraient le contrôle des niveaux de couplage, ce qui est difficilement réalisable. Afin de contrôler indépendamment et simultanément la fréquence centrale et la bande passante d'un filtre, nous nous sommes orientés vers la topologie DBR (Dual Behavior Resonator) [III.2] – [III.4]. Contrairement aux topologies classiques, une des particularités de la topologie DBR est de lier à la fois la fréquence centrale et la bande passante aux longueurs des stubs. Les problèmes associés à la maîtrise des couplages ou des impédances sont donc éliminés.

## III.2. Filtre interdigité à accord discret en fréquence centrale

### III.2.1. Variations en fréquence centrale : principe

Les filtres interdigités à accès latéraux directs ont été présentés au chapitre précédent (cf. §II.2.2.1.3 et §II.2.2.1.4). Comme pour toutes les topologies de filtres à lignes couplées, la fréquence centrale d'un filtre interdigité dépend de la longueur électrique de ses résonateurs. Pour la modifier, il suffit donc de changer cette longueur électrique.

Deux solutions sont alors envisageables :

- ✓ La modification physique de la longueur de la ligne par ajout d'une portion de ligne supplémentaire à l'extrémité en circuit ouvert des résonateurs pour réaliser des variations discrètes de la fréquence centrale.
- ✓ L'ajout d'une réactance variable à cette même extrémité des résonateurs qui modifiera la longueur électrique de la ligne. Des variations continues de la fréquence centrale peuvent alors être obtenues.

Dans le cadre de ces travaux, nous avons retenu la première solution, par souci de simplicité tout d'abord, mais aussi parce que l'utilisation des MEMS comme varactors ne permettait pas l'obtention d'une dynamique importante à partir de cette topologie. Le principe de conception du filtre accordable suit alors les étapes suivantes :

- ✓ On détermine en premier lieu le gabarit du filtre interdigité dont la fréquence centrale sera la moyenne des deux fréquences centrales désirées. On peut pour cela utiliser la synthèse développée par C. Denig [III.5]. L'objectif est d'obtenir un niveau d'adaptation correct dans les deux bandes du filtre final.
- ✓ On diminue alors la longueur des résonateurs quart d'onde en conservant le même couplage linéique jusqu'à atteindre la fréquence centrale de la bande haute.
- ✓ Enfin, on ajoute à chaque résonateur un tronçon de ligne de longueur  $\Delta L$  pour obtenir la fréquence centrale de la bande basse.

Nous avons appliqué cette méthode à la conception d'un filtre interdigité d'ordre 2 à accord discret en fréquence centrale entre 18 et 20 GHz. Le filtre initial est dimensionné pour une fréquence centrale de 19 GHz, une bande passante relative à l'ondulation de 1.5 % et une ondulation dans la bande de 0.01 dB. La figure ci-dessous (Figure III.1) représente le filtre initial centré à 19 GHz et le

filtre final commutant de  $F_{0b} = 18$  GHz à  $F_{0h} = 20$  GHz. Nous reviendrons plus tard sur le choix de ces fréquences particulières.

La réponse électrique du filtre initial est présentée Figure III.2(a) et celles du filtre accordable dans ses deux états Figure III.2(b). Pour le filtre initial, la bande passante relative à 3 dB est alors de 4.95 %. Les bandes passantes relatives à 3 dB du filtre accordable sont égales à 4.89 % pour la bande basse et 4.90 % pour la bande haute.

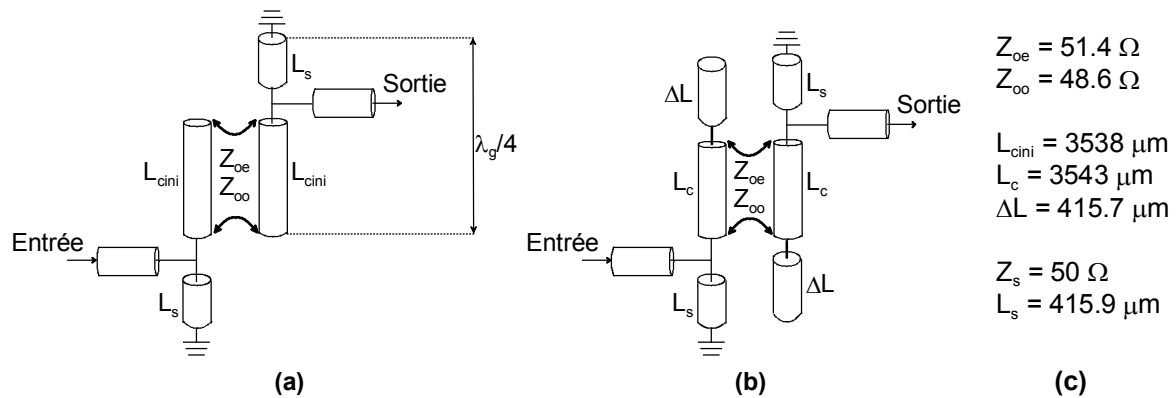


Figure III.1. Filtre interdigité à accès latéraux directs en lignes idéales  
 (a) Filtre initial, (b) Filtre à accord discret en fréquence centrale, (c) Dimensionnement de ces filtres.

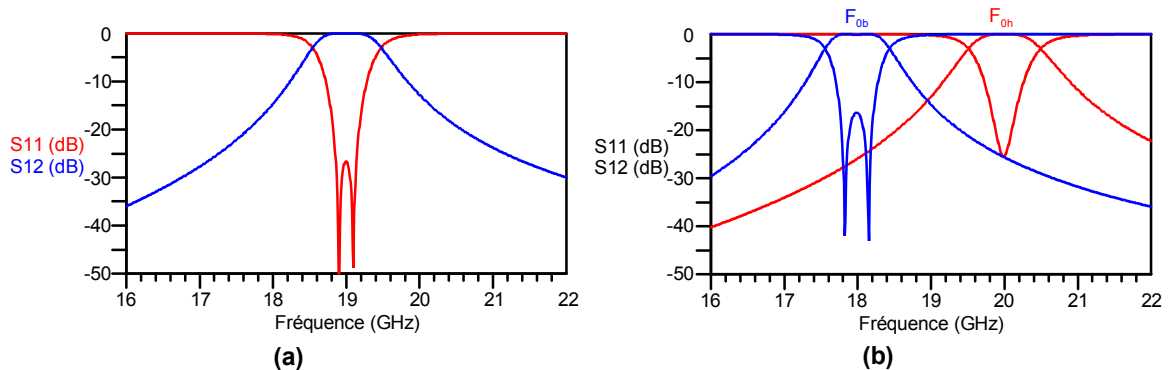


Figure III.2. Réponses électriques du filtre initial (a) et du filtre accordable dans ses deux états (b).

Le principe de conception d'un filtre à variation discrète à partir de la topologie interdigitée est donc très simple et peut s'étendre aisément à un filtre d'ordre  $n$ . Cependant, les réponses obtenues ci-dessus correspondent à des simulations circuits en lignes idéales (logiciel ADS d'Agilent®). Elles ne tiennent donc compte ni de la technologie ni du système de commutation utilisés.

### III.2.2. Application : utilisation de commutateurs MEMS RF

Nous avons appliqué le principe ci-dessus à la réalisation d'un filtre accordable d'ordre 2 en technologie coplanaire. Les commutateurs discrets seront des cantilevers MEMS RF. Le circuit a été réalisé à l'IRCOM (Institut de Recherche en Communication Optique et Micro-onde, UMR CNRS 6615) à Limoges par l'équipe de P. Blondy, comme l'ensemble des filtres reconfigurables qui seront présentés dans ce mémoire.



Dans un premier temps, nous présentons la technologie MEMS développée à l'IRCOM afin de tenir compte de ses spécificités dans la conception de notre filtre.

### **III.2.2.1. La technologie MEMS RF à l'IRCOM**

Les procédés de fabrication des MEMS sont très nombreux. En fait, chaque laboratoire a développé sa propre technique. Si de nombreuses étapes sont identiques, ces procédés ont tous leurs spécificités (matériaux, actionnement...). De plus, il y a deux grandes familles de MEMS RF : les MEMS capacitifs et les micro-commutateurs ohmiques.

Dans le cadre de ces travaux, la fabrication des MEMS à l'IRCOM est basée sur un micro-usinage de surface, qu'ils soient à contact capacitif ou ohmique. L'activation des électrodes est de type électrostatique [III.6] – [III.8].

*Remarque : nous présentons ici les dernières versions des procédés de fabrication des MEMS développés à l'IRCOM. Cependant, ces procédés ont évolué à plusieurs reprises ces trois dernières années. Les différents circuits présentés dans ce mémoire ont donc été réalisés à partir du procédé en vigueur à la date de conception.*

#### **III.2.2.1.1. MEMS capacitifs**

Les étapes du procédé de fabrication des MEMS capacitifs sont représentés Figure III.3. A partir de ce procédé, des composants fonctionnels sont obtenus simplement par empilement de couches successives avec un rendement très satisfaisant proche de 90 %. En fait, seules quelques structures en bord de plaques ne sont pas fonctionnelles.

La fabrication des MEMS commence par le dépôt par évaporation d'une bicouche titane/or (Ti/Au) d'épaisseurs 300 Å/9000 Å sur substrat de silice ou de quartz. La fine couche de titane sert de couche d'accrochage pour compenser la mauvaise adhérence de l'or. La couche d'or est ensuite épaissie par électrolyse (jusqu'à 1 µm) pour réduire les pertes, puis gravée pour dessiner les motifs coplanaires et le réseau de polarisation des éléments mobiles.

Une couche d'alumine de 2000 Å est alors déposée par ablation laser (PLD) grâce à un procédé "Lift Off". Cette étape est réalisée au SPCTS (Laboratoire de Science des Procédés Céramiques et de Traitement de Surface, UMR CNRS 6638) à Limoges également. Cette couche d'isolant permet de prévenir tout contact direct entre les deux couches métalliques constituant les deux électrodes des MEMS. C'est la principale particularité des MEMS capacitifs par rapport aux MEMS à contact ohmique.

Une couche de résine sacrificielle est ensuite déposée puis gravée pour réaliser les éléments suspendus. L'épaisseur de cette couche correspondra donc à la hauteur de l'électrode suspendue. Elle sera ici de 2.8 µm.

Une seconde bicouche Ti/Au (50 Å/1000 Å) est déposée par évaporation. L'or subit une électrolyse pour atteindre une épaisseur de 3 µm afin d'obtenir un ancrage rigide et un franchissement approprié des marches dues aux couches précédemment déposées. Cette seconde couche métallique est alors gravée.

La dernière étape est la libération des éléments suspendus en enlevant la couche sacrificielle dans une solution aqueuse et le séchage à point critique des structures. Ce séchage réalisé à base de CO<sub>2</sub> prévient la formation de tensions de surface entre les structures mobiles et le substrat.

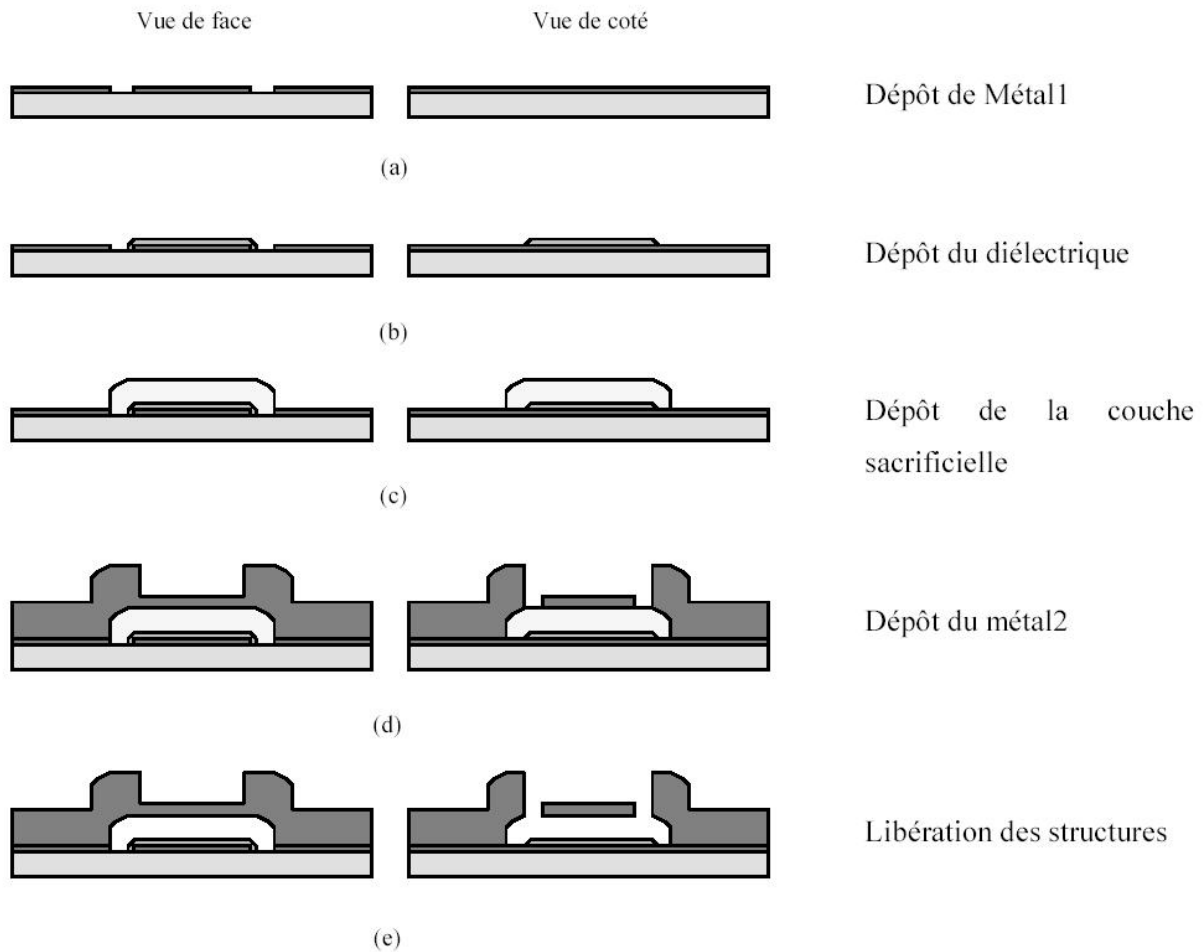


Figure III.3. Procédé de fabrication des MEMS capacitifs à l'IRCOM [III.6].

Notons que ce procédé de fabrication est basse température (< 150°C) car le dépôt de l'isolant (alumine) par PLD peut se faire à température ambiante.

#### III.2.2.1.2. Micro-commutateurs ohmiques

Dans le cas des MEMS (ou micro-commutateurs) à contact ohmique, les deux électrodes ne sont plus séparés par une couche diélectrique et un contact direct métal/métal est donc possible. Ce type de MEMS est plus approprié pour la réalisation de composants à variations discrètes. En effet, ils seront équivalents à une résistance série (inférieure à 1 Ω) à l'état bas, contrairement aux MEMS capacitifs qui présentent encore, dans cet état, une capacité de l'ordre de quelques pico-Farads. Le système

d'activation des micro-commutateurs à contact ohmique s'avère cependant plus complexe car nous ne pouvons pas créer une différence de potentiel directement entre les électrodes qui rentreront en contact.

Les micro-commutateurs ohmiques présentés ici ont été optimisés par A. Pothier au cours de sa thèse de doctorat à l'IRCOM [III.8]. Le procédé de fabrication est présenté ci-dessous Figure III.4. Comme pour les MEMS capacitifs, ce procédé de fabrication a actuellement un rendement d'environ 90 %.

La première étape de fabrication est le dépôt par ablation laser (PLD) d'une fine couche (200 Å) de carbone dopé au nickel. Cette couche permet la réalisation de résistances de très fortes valeurs (100-500 kΩ). Une bicouche Ti/Au (300 Å/2000 Å) est alors déposée par évaporation pour former le réseau de polarisation des commutateurs et les électrodes d'actionnement électrostatique.

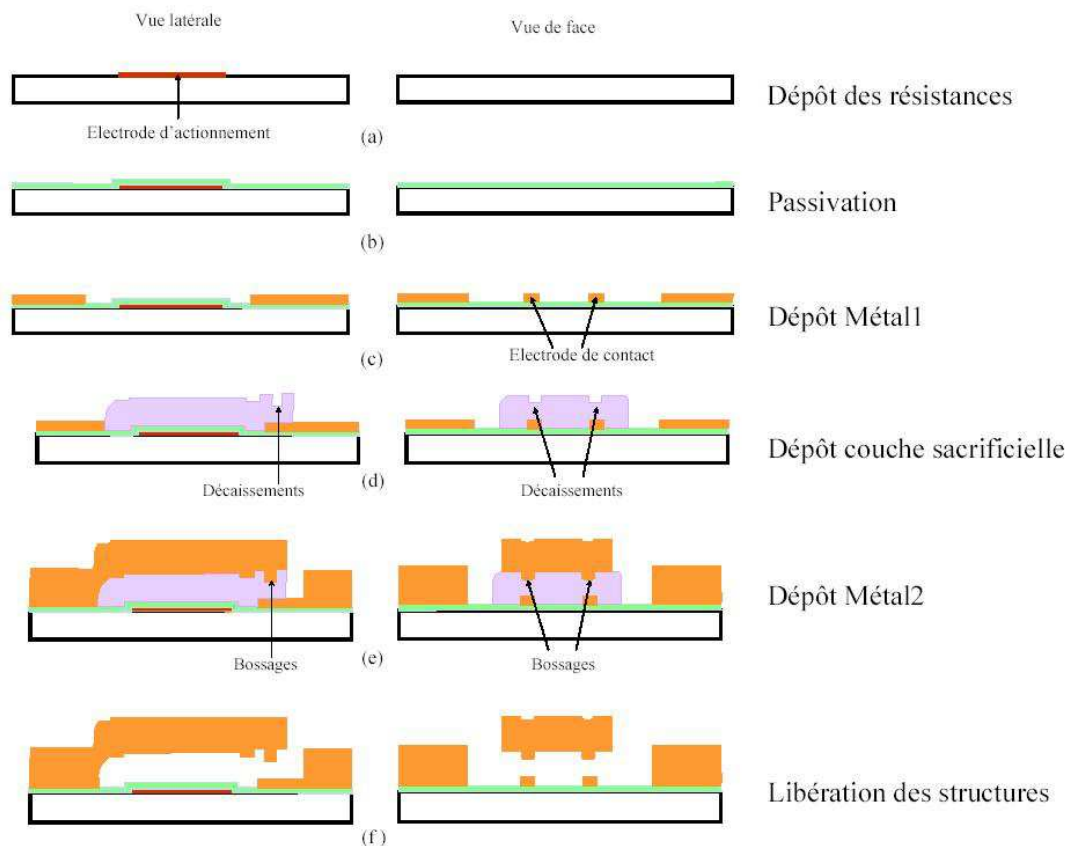


Figure III.4. Procédé de fabrication des MEMS ohmiques à l'IRCOM [III.6], [III.8].

Une couche isolante de 4000 Å est ensuite déposée par PLD pour passiver le réseau de polarisation. Ce film diélectrique d'alumine ou de BenzoCycloButène (BCB) protège le réseau de polarisation et les électrodes d'actionnement d'un contact direct avec la structure déformable. Un tel contact avec une différence de potentiel appliquée entre les deux électrodes conduirait à la destruction du composant.

L'étape suivante est le dépôt d'une bicouche Ti/Au (300 Å/1500 Å) par évaporation. L'or est épaissi par électrolyse jusqu'à 1 µm. Cette couche sert à former les électrodes de contact et les lignes coplanaires formant le composant hyperfréquence.

Une résine sacrificielle de 1.8 µm est ensuite déposée pour réaliser les structures suspendues. Cette couche est alors développée en deux étapes de lithographie afin de former deux petits encaissements ou empreintes qui conduiront à la formation de bossage sous l'électrode mobile du cantilever. Ceci permet d'améliorer les performances des contacts ohmiques entre les deux électrodes du cantilever.

Une nouvelle couche de Ti/Au (100 Å/1500 Å) est alors déposée par évaporation et l'or est épaissi par électrolyse pour atteindre une épaisseur de 3.5 µm. Cet épaississement a pour but d'augmenter la constante de raideur et la force de rappel des éléments mobiles.

La dernière étape de fabrication des MEMS ohmiques est la même que pour les MEMS capacitifs : la libération des éléments suspendus et le séchage à point critique du composant réalisé.

### ***III.2.2.2. Conception, réalisation et mesure du filtre interdigité accordable***

#### ***III.2.2.2.1. Conception***

Après l'obtention d'un premier gabarit en lignes idéales en utilisant le principe présenté précédemment (cf. §III.2.1), la conception du filtre accordable doit maintenant prendre en compte la technologie utilisée pour le dimensionner.

Il s'agit ici de la technologie coplanaire bien adaptée à l'intégration des MEMS en raison de la présence des plans de masse au même niveau que les lignes conductrices. De plus, l'intégration des ponts à air permettant d'éliminer le mode parasite inhérent à cette technologie ne complique pas le procédé de fabrication. En effet, ces ponts, fixes, sont réalisés à partir des mêmes niveaux de masques que les électrodes mobiles des MEMS, mais aucun système d'activation ne leur est associé. Cependant, ces ponts à air présentent des caractéristiques électriques particulières. Leur présence doit être impérativement prise en compte durant la phase de conception.

La réalisation de couplage faible à partir de structures très compactes est facilité ici. En effet, en technologie coplanaire, il est possible de séparer les différents résonateurs couplés par un plan de masse ce qui réduit fortement le couplage entre les résonateurs. En technologie microruban par contre, pour obtenir des couplages faibles, nous aurions dû éloigner de manière importante les deux résonateurs couplés. Outre l'encombrement important, il faut alors s'attendre à des problèmes de packaging (influence du boîtier...) dus au défaut de confinement des champs.

Le masque du filtre d'ordre 2 final est présenté Figure III.5. Les ponts à air fixes servant à éliminer le mode parasite ne figurent pas sur ce masque dans un souci de clarté. Ces ponts sont toutefois parfaitement visibles sur la photographie du filtre présentée Figure III.7(a).

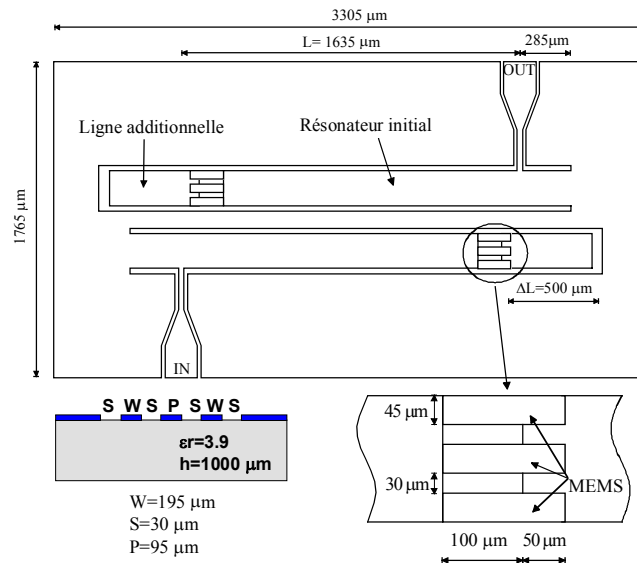


Figure III.5. Masque du filtre interdigité accordable en fréquence centrale.

La connexion entre les résonateurs initiaux et les lignes additionnelles est assurée par des cantilevers MEMS à contact capacitif car les MEMS à contact ohmique n'étaient pas encore disponibles lors de la réalisation de cette première structure.

Nous avons utilisés trois MEMS en parallèle pour deux raisons :

- ✓ L'utilisation d'une structure à "doigts" facilite la libération des ponts ;
- ✓ Les trois MEMS en parallèle présentent une résistance série plus faible qu'une structure compacte pour une capacité équivalente, ce qui permet de réduire les pertes d'insertion de l'ensemble.

La figure ci-dessous (Figure III.6) présente les réponses de ce filtre dans ses deux états obtenues par simulations électromagnétiques (Momentum sur ADS d'Agilent<sup>®</sup>). Ces simulations prennent en compte la conductivité de l'or à hauteur de  $3.9 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ . Les pertes d'insertion sont d'environ 2.5 dB dans les deux cas. Lorsque les MEMS sont à l'état haut, la fréquence centrale du filtre est  $F_{0h} = 20 \text{ GHz}$  pour une bande passante relative à 3 dB de 14.3 %. A l'état bas, le filtre est centré sur  $F_{0b} = 17.95 \text{ GHz}$  avec une bande passante de 15 %.

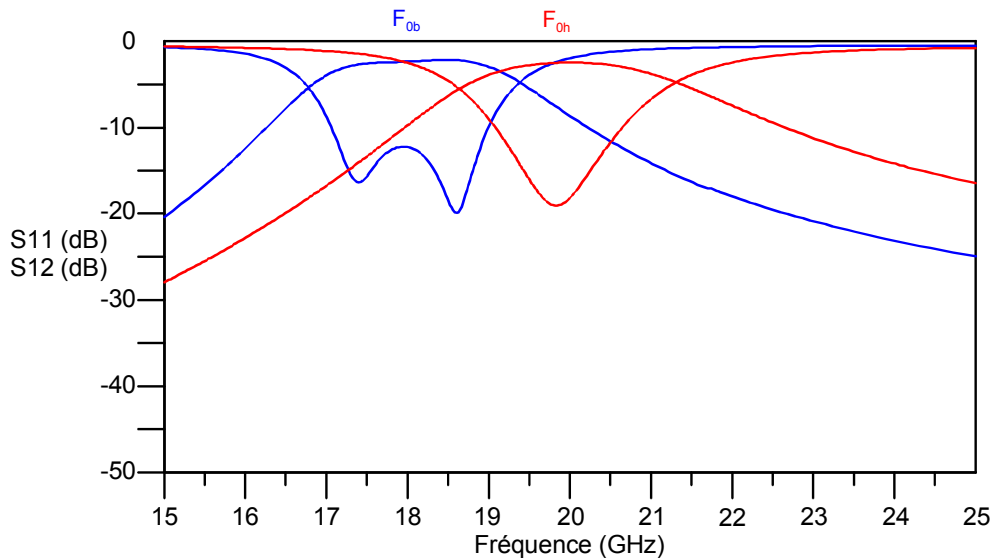


Figure III.6. Réponses simulées du filtre de la Figure III.5 dans ses deux états.

#### III.2.2.2.2. Réalisation et mesures

Une photographie du filtre réalisé est donnée Figure III.7(a) et un zoom sur une zone de connexion entre un résonateur et sa ligne additionnelle associée est également proposé Figure III.7(b).

Les réponses électriques mesurées de ce filtre sont données Figure III.8. A l'état haut, la fréquence centrale est de 21.05 GHz ; la bande passante absolue à 3 dB est de 2.9 GHz, ce qui équivaut à une bande passante relative de 13.8 % ; les pertes d'insertions sont de 3.5 dB et le niveau d'adaptation est supérieur à 15 dB. Lorsque les MEMS sont à l'état bas, le filtre est centré à 18.5 GHz ; la bande passante absolue décroît jusque 2.4 GHz ce qui équivaut à une bande passante relative égale à 13 % ; les pertes d'insertions sont d'environ 3.8 dB et le niveau d'adaptation est de 12 dB. La tension d'activation nécessaire ici pour l'abaissement des cantilevers est de l'ordre de 60 V.

La variation en fréquence centrale est de 2.55 GHz, ce qui correspond à une variation relative de 12.8 % autour de 19.77 GHz. La dynamique, qui dépend de la longueur des lignes additionnelles, est relativement importante et se situe dans l'état de l'art actuel des filtres agiles en fréquence centrale à base de MEMS. Cependant, la réalisation de variations trop importantes de la fréquence centrale en ajoutant des bouts de lignes plus longs est limitée par le niveau d'adaptation du filtre qui se dégrade rapidement.

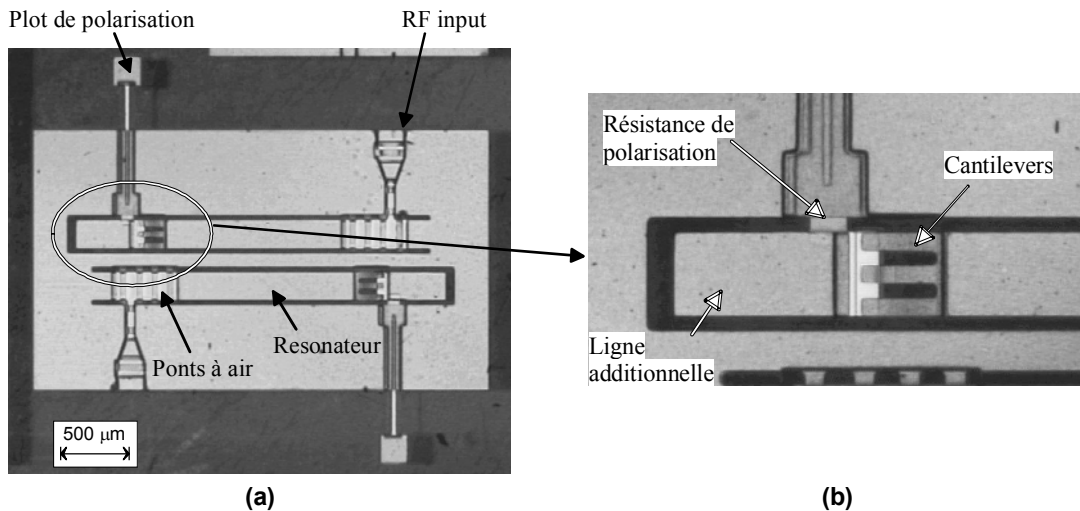


Figure III.7. Photographie du filtre réalisé à l'IRCOM (a) et zoom sur une zone de connexion (b).

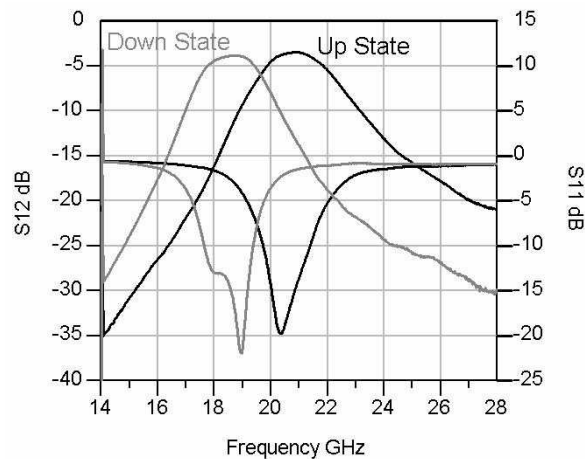


Figure III.8. Réponses électriques mesurées du filtre ci-dessus.

*Remarque :* sur cette structure, les ponts à air ne sont pas des ponts inter-masses mais des ponts inter-rubans. En effet, les ponts suspendus relient deux parties du ruban conducteur. Une ligne, réalisée sur le premier niveau de métallisation, passe alors sous le pont pour relier les deux plans de masse. Cette méthode a l'avantage de ne pas nécessiter l'isolation électrique des ponts mobiles et des ponts fixes. La tension d'activation électrostatique d'un pont est inversement proportionnelle à sa longueur et les ponts fixes sont beaucoup plus courts que les ponts mobiles. Leur activation nécessiterait des tensions de l'ordre de 200 à 300 V.

#### III.2.2.2.3. Analyse des résultats

Comme le montre la figure ci-dessous (Figure III.9), une bonne concordance est obtenue entre simulations et mesures, à l'exception d'un léger décalage en fréquence. Ce dernier est principalement dû au fait qu'il est difficile d'estimer l'influence réelle des ponts à air sur le comportement de la structure, car ceux-ci ne sont pas parfaitement plats contrairement à ce qui a été considéré en simulation.

En outre, le niveau de pertes est relativement important. Il est même supérieur d'environ 1 dB en mesure par rapport à celui obtenu en simulations malgré la prise en compte des pertes métalliques dans ces dernières. En fait, ce sont les pertes par rayonnement qui ont également une influence importante. Leur réduction passe par des améliorations topologiques, avec en particuliers un redimensionnement des rubans et des fentes dans la limite des possibilités de la technologie utilisée. La diminution des pertes conductrices est, quant à elle, liée à des améliorations technologiques.

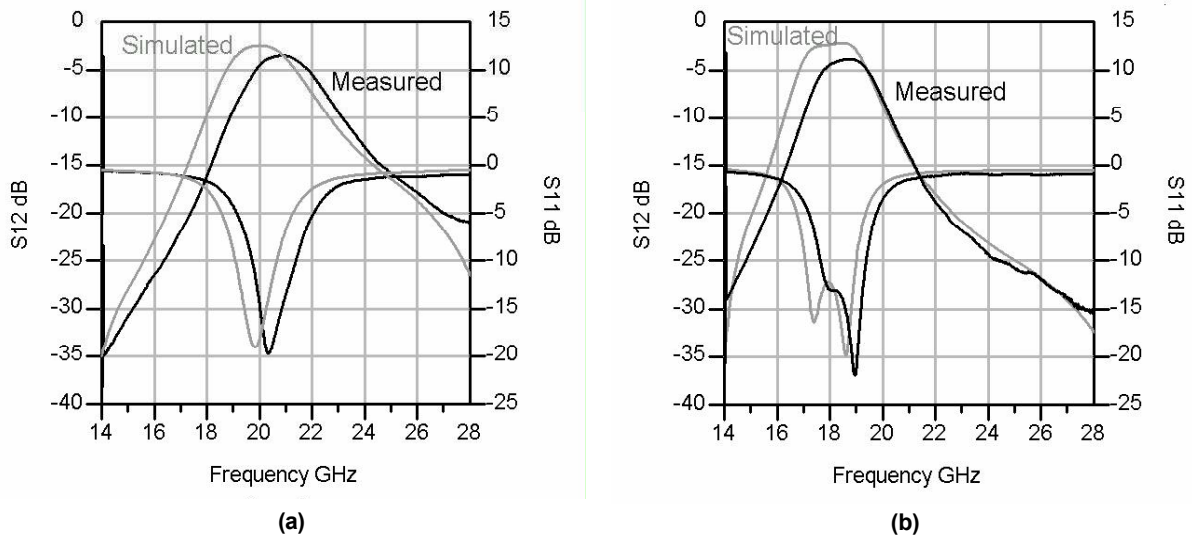


Figure III.9. Comparaison entre simulations et mesures à l'état haut (a) et à l'état bas (b).

### III.2.3. Conclusion

Cette première réalisation d'un filtre agile à base de MEMS a été pour nous l'occasion de nous familiariser avec cette technologie. Nous avons ainsi pu mieux appréhender les simulations de structures à MEMS en tenant compte de nombreux paramètres technologiques. Les simulations et les mesures montrent d'ailleurs une bonne concordance.

Le choix de la fréquence de travail (20 GHz) a été conditionné par la faible capacité équivalente des MEMS. Lors de la conception de ce filtre, la capacité de ces MEMS capacitifs n'était que de quelques centaines de femto-Farads et les micro-commutateurs à contacts ohmiques, plus adaptés à ce type d'applications, n'étaient pas encore disponibles.

Ce premier filtre montre des résultats intéressants en matière de dynamique de variations discrètes en fréquence centrale (12.8 %). Cependant, comme prévu théoriquement, la bande passante varie également lorsque les MEMS sont activés et cette variation échappe complètement à notre contrôle. Pour maîtriser la largeur de la bande passante à partir de cette structure, il nous faudrait charger les zones couplées de ponts mobiles. Nous nous heurtons alors à un problème de faisabilité, les ponts mobiles ayant une longueur maximale d'environ 300  $\mu\text{m}$  alors que plus de 400  $\mu\text{m}$  sont nécessaires ici.



Pour contrôler à la fois la fréquence centrale et la bande passante d'un filtre, nous nous sommes donc orientés vers une nouvelle topologie : les filtres DBR.

### III.3. Accord continu, indépendant et simultané en fréquence centrale et en bande passante

#### III.3.1. Reconfigurabilité d'un résonateur DBR : principe

##### III.3.1.1. Variations indépendantes des zéros de transmission

La topologie DBR (Dual Behavior Resonator) a été présentée au chapitre précédent (cf. §II.2.2.2.). Nous avons alors vu qu'un résonateur DBR peut contrôler indépendamment un pôle dans la bande passante, un zéro en bande atténuée haute et un autre zéro en bande atténuée basse.

En fait, la fréquence d'un zéro de transmission est fixée par la longueur électrique du stub qui le crée et ceci indépendamment de l'autre stub du résonateur DBR. Ainsi, si on modifie la longueur électrique d'un stub, seul le zéro de transmission correspondant sera déplacé.

Comme pour la longueur des résonateurs d'un filtre interdigité (cf. §III.2.1), la modification de la longueur électrique d'un stub d'un résonateur DBR est réalisée soit en modifiant la longueur physique de ce stub par addition d'un tronçon de ligne ; soit en modifiant directement la longueur électrique du stub par ajout d'une réactance variable.

Nous optons ici pour la seconde solution dans un premier temps. La figure ci-dessous (Figure III.10) représente un résonateur DBR chargé par une capacité variable à l'extrémité de chaque stub.

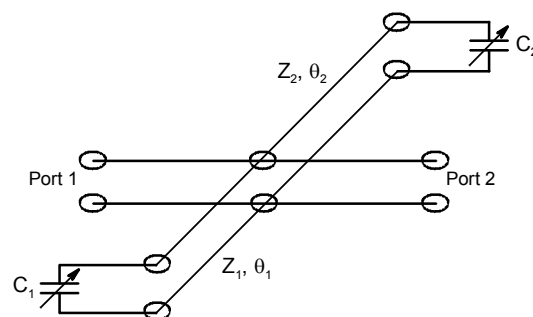


Figure III.10. Résonateur DBR chargé par des capacités variables.

La variation de la capacité  $C_1$  (respectivement  $C_2$ ) permet de modifier la fréquence du zéro de transmission correspondant,  $F_{z1}$  (respectivement  $F_{z2}$ ), sans influencer la fréquence de l'autre zéro,  $F_{z2}$  (respectivement  $F_{z1}$ ). Ceci est illustré Figure III.11. Pour une valeur initiale de  $C_1$  ( $C_{1ini}$ ) et de  $C_2$  ( $C_{2ini}$ ), les fréquences des zéros de transmission sont respectivement  $F_{z1ini}$  et  $F_{z2ini}$  (a). En modifiant

uniquement la valeur de  $C_1$ , seule la fréquence  $F_{z1}$  varie (b), (e). De même, si seule  $C_2$  varie, seule la fréquence  $F_{z2}$  est modifiée (c), (d).

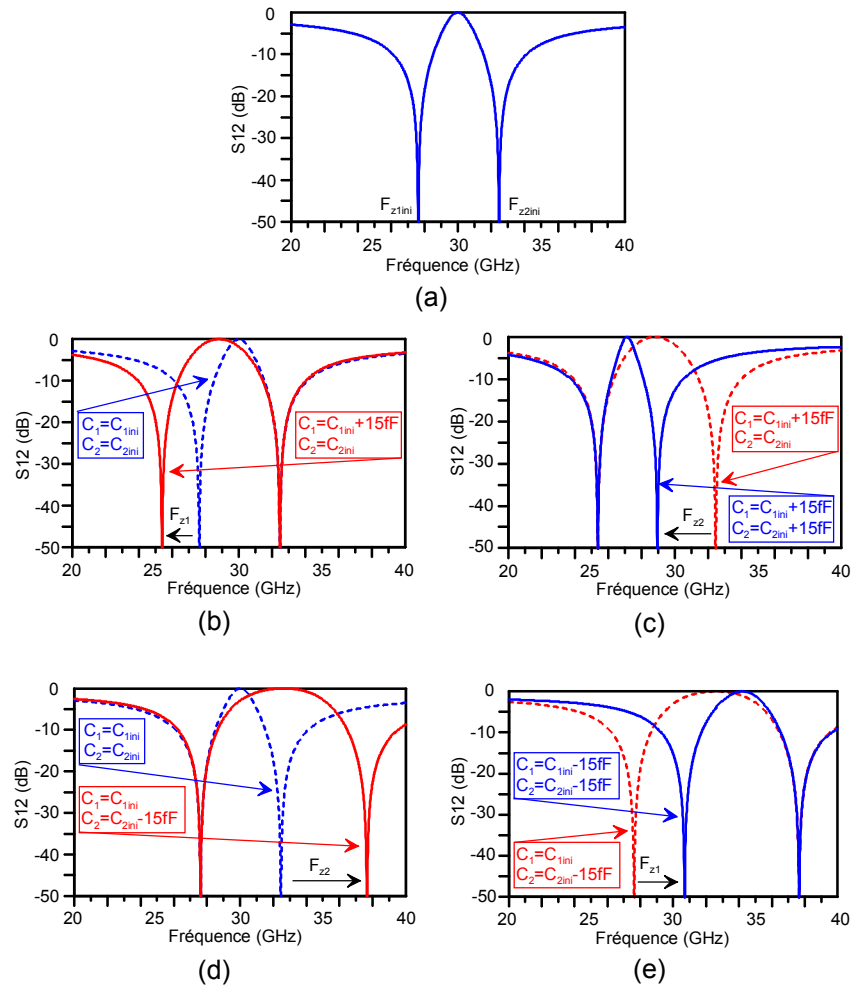


Figure III.11. Variations indépendantes des zéros de transmission d'un résonateur DBR.

C'est cette indépendance des deux zéros de transmission d'un résonateur DBR qui va nous permettre de contrôler indépendamment et simultanément sa fréquence centrale et sa bande passante.

### III.3.1.2. Contrôle indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante

Pour obtenir des variations indépendantes et simultanées de ces deux paramètres, il faut jouer différemment sur les valeurs des deux capacités  $C_1$  et  $C_2$ .

En effet, si  $C_1$  et  $C_2$  augmentent (respectivement diminuent) simultanément, la fréquence centrale décroît (respectivement augmente) comme illustré Figure III.12. La fréquence centrale varie continûment entre 24.95 et 35.28 GHz. Dans le même temps, la bande passante relative à 3 dB est comprise entre 2.1 et 8.6 %.

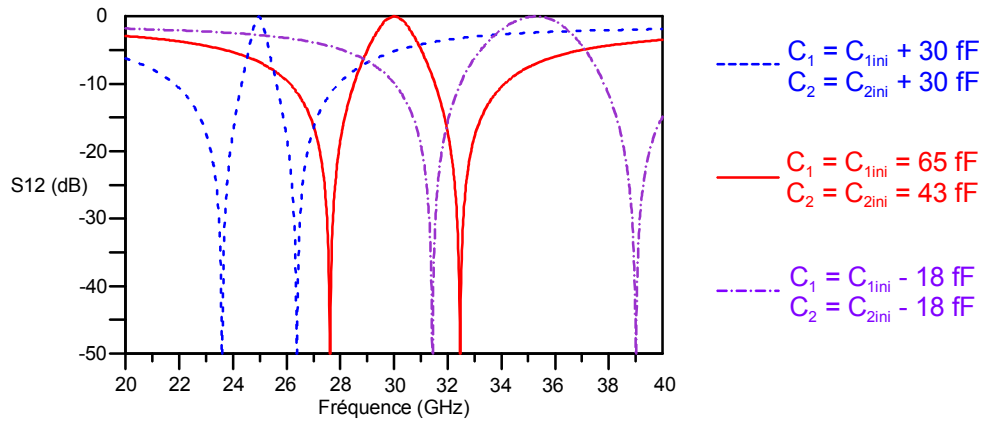


Figure III.12. Variations en fréquence centrale d'un résonateur DBR.

Par contre, si  $C_1$  et  $C_2$  ont des variations opposées (si l'une augmente, l'autre diminue), nous obtenons des variations de la bande passante (cf. Figure III.13). La bande passante relative à 3 dB varie ici de 1.2 à 20.7 % pour une fréquence centrale fixe (30 GHz).

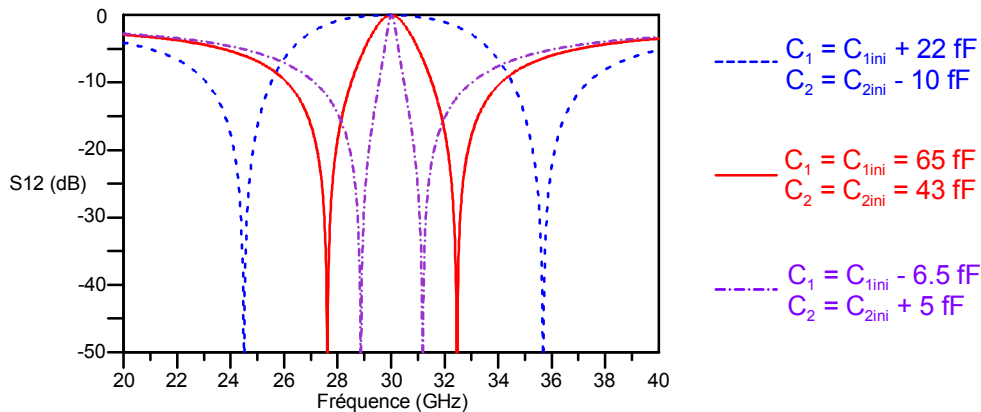


Figure III.13. Variations en bande passante d'un résonateur DBR.

Au vu de ces exemples d'accord en fréquence centrale et en bande passante, nous pouvons vérifier qu'à variations égales de leur capacité associée, les zéros de transmission n'ont pas le même comportement. En effet, le zéro en bande haute est plus sensible aux variations de sa capacité associée ( $C_2$ ) que le zéro en bande basse. Ceci est, bien entendu, dû au fait que la capacité d'une capacitance variable est directement liée à la fréquence de travail.

Ceci explique que, lors des variations en fréquence centrale, la bande passante ne soit pas restée constante et que, lors des variations en bande passante, les variations de  $C_1$  et  $C_2$  soient d'amplitudes différentes afin de conserver une fréquence centrale fixe.

### III.3.2. Synthèse d'un résonateur DBR chargé par des capacités

#### III.3.2.1. Introduction

L'ajout d'une réactance variable à l'extrémité d'un stub implique des variations plus ou moins importantes de son comportement. Aussi, si pour concevoir un filtre agile à partir de la topologie DBR, nous nous basons sur le gabarit obtenu à partir des synthèses des filtres DBR passifs [III.2] – [III.4], auquel nous ajoutons des capacités variables, de nombreux réglages seront nécessaires pour retrouver la réponse électrique initialement désirée.

Nous avons donc développé, avec l'aide de Cédric Quendo, la synthèse d'un résonateur DBR chargé par une capacité à l'extrémité de ses stubs. Elle nous permet alors d'obtenir le gabarit d'un filtre d'ordre  $n$  qui nous servira d'état initial pour notre filtre accordable.

#### III.3.2.2. Synthèse

Pour simplifier la résolution des équations de cette synthèse, nous imposons l'égalité des longueurs physiques des deux stubs de chaque résonateur DBR. Par conséquent, le  $j^{\text{ème}}$  résonateur DBR possède cinq paramètres physiques :

- ✓  $L_j$  : la longueur physique des stubs liée à leur longueur électrique  $\theta_j$  via l'équation Eq. III.1 dans laquelle  $\lambda$  représente la longueur d'onde.

$$\theta_j = \frac{2\pi}{\lambda} L_j \quad \text{Eq. III.1}$$

- ✓  $Z_{j1}$  et  $Z_{j2}$  : l'impédance des deux stubs ;
- ✓  $C_{j1}$  et  $C_{j2}$  : la valeur des capacités.

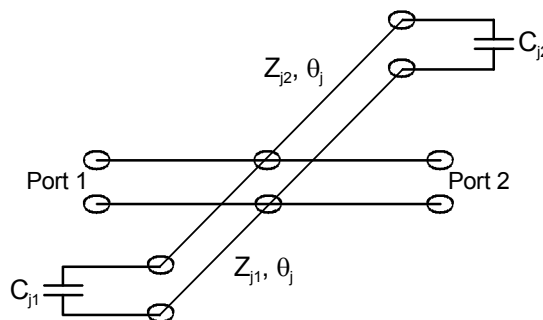


Figure III.14. DBR à stubs de longueurs égales et chargés par des capacités.

Cette synthèse permet d'obtenir les valeurs de  $C_{j1}$  et  $C_{j2}$  en fonction de la réponse électrique désirée en terme de fréquence centrale et de bande passante et en fonction des degrés de liberté : les impédances des stubs,  $Z_{j1}$  et  $Z_{j2}$ , leur longueur,  $\theta_j$ , et le paramètre de pente du résonateur,  $b_j$ .

Notons que cette synthèse peut s'adapter à différentes gammes de capacités. En fait, c'est en jouant essentiellement sur la valeur des impédances des stubs d'une part et sur leur longueur d'autre part que nous pourrions passer d'une gamme de capacités à une autre, ce qui augmente encore l'intérêt de cette synthèse.

$$C_{j1} = \frac{\alpha_j C_{j2} + \beta_j}{\delta_j C_{j2} + \gamma_j} \quad \text{Eq. III.2}$$

Avec :

$$\alpha_j = Z_{j2} \omega_0 (Z_{j1} - Z_{j2} \tan^2 \theta_{j0}) \quad \text{Eq. III.3}$$

$$\beta_j = (Z_{j1} + Z_{j2}) \tan \theta_{j0} \quad \text{Eq. III.4}$$

$$\delta_j = Z_{j1} Z_{j2} \omega_0^2 \beta_j \quad \text{Eq. III.5}$$

$$\gamma_j = Z_{j1} \omega_0 (Z_{j1} \tan^2 \theta_{j0} - Z_{j2}) \quad \text{Eq. III.6}$$

Dans ces équations,  $\theta_{j0}$  représente la longueur électrique des stubs à la fréquence de résonance du filtre.

$$C_{j2} = \frac{\sqrt{D_j} - a_{j1}}{2a_{j2}} \quad \text{Eq. III.7}$$

Avec :

$$D_j = a_{j1}^2 - 4a_{j2}a_{j0} \quad \text{Eq. III.8}$$

$$a_{j2} = \omega_0 Z_0 (P_{j12} + P_{j22}) + 2b_j * Z_{j1} Z_{j2} Q_{j2} \quad \text{Eq. III.9}$$

$$a_{j1} = \omega_0 Z_0 (P_{j11} + P_{j21}) + 2b_j * Z_{j1} Z_{j2} Q_{j1} \quad \text{Eq. III.10}$$

$$a_{j0} = \omega_0 Z_0 (P_{j10} + P_{j20}) + 2b_j * Z_{j1} Z_{j2} Q_{j0} \quad \text{Eq. III.11}$$

Où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la structure. Les autres paramètres sont donnés ci-dessous :

$$P_{j12} = \frac{\alpha_j \delta_j}{\omega_0} + Z_{j1} Z_{j2}^2 \omega_0^2 \theta_{j0} (1 + \tan^2 \theta_{j0}) (Z_{j1}^2 + Z_{j2}^2 \tan^2 \theta_{j0}) \quad \text{Eq. III.12}$$

$$P_{j11} = \frac{\alpha_j \gamma_j + \beta_j \delta_j + 2\delta_j \theta_{j0} (Z_{j1} - Z_{j2}) (1 + \tan^2 \theta_{j0})}{\omega_0} \quad \text{Eq. III.13}$$

$$P_{j10} = \frac{\beta_j \gamma_j}{\omega_0} + Z_{j1} \theta_{j0} (Z_{j1}^2 \tan^2 \theta_{j0} + Z_{j2}^2) (1 + \tan^2 \theta_{j0}) \quad \text{Eq. III.14}$$

$$P_{j22} = Z_{j1}^2 Z_{j2}^3 \omega_0^2 \theta_{j0} (1 + \tan^2 \theta_{j0})^2 \quad \text{Eq. III.15}$$

$$P_{j21} = Z_{j1}^2 Z_{j2}^2 \omega_0 (1 + \tan^2 \theta_{j0})^2 \quad \text{Eq. III.16}$$

$$P_{j20} = Z_{j1}^2 Z_{j2} \theta_{j0} (1 + \tan^2 \theta_{j0})^2 \quad \text{Eq. III.17}$$

Et enfin :

$$Q_{j2} = -Z_{j1} Z_{j2}^3 \omega_0^3 \tan^2 \theta_{j0} (1 + \tan^2 \theta_{j0}) \quad \text{Eq. III.18}$$

$$Q_{j1} = 2Z_{j1} Z_{j2}^2 \omega_0^2 \tan \theta_{j0} (1 + \tan^2 \theta_{j0}) \quad \text{Eq. III.19}$$

$$Q_{j0} = -Z_{j1} Z_{j2} \omega_0 (1 + \tan^2 \theta_{j0}) \quad \text{Eq. III.20}$$

Dans le cas général d'un filtre d'ordre  $n$ , les résonateurs DBR sont séparés par des inverseurs d'admittance à ligne quart d'onde. Les impédances caractéristiques  $Z_{c,j,j+1}$  de ces inverseurs sont classiquement calculées à partir des équations ci-dessous [III.9] :

$$Z_{c,j,j+1} = \frac{Z_0}{J_{j,j+1}} \quad \text{Eq. III.21}$$

Avec :

$$J_{01} = \sqrt{\frac{g_a b_1 w}{w_1' g_0 g_1}} \quad \text{Eq. III.22}$$

$$J_{j,j+1} = \frac{w}{w_1'} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad \text{Eq. III.23}$$

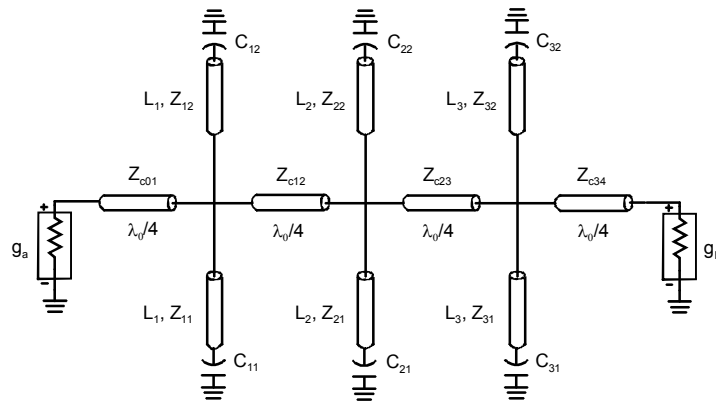
$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{g_b b_n w}{w_1' g_n g_{n+1}}} \quad \text{Eq. III.24}$$

Dans ces équations, les paramètres  $g_j$  sont les coefficients de Tchebysheff du prototype passe-bas équivalent. Ils définissent l'ondulation dans la bande. Le paramètre  $w_1'$  définit la fréquence de coupure du prototype passe-bas,  $g_a$  et  $g_b$  les conductances de terminaisons du circuit et  $w$  la bande passante relative à l'ondulation du filtre final.

**III.3.2.3. Exemple : DBR chargé d'ordre 3**

Cette synthèse peut maintenant être utilisée pour concevoir un filtre d'ordre n. Ce filtre comportera donc n pôles dans la bande passante et n zéros de transmission dans chaque bande atténuée.

Nous illustrons ceci sur un filtre d'ordre 3 (cf. Figure III.15). Ce filtre sera centré à 30 GHz, avec une bande passante relative de 3 % et 0.01 dB d'ondulation dans la bande. Tous les paramètres d'entrée de la synthèse sont donnés Tableau III.1 et les paramètres de sortie Tableau III.2. Les simulations sont réalisées en lignes idéales sur un logiciel de simulations de type circuit : ADS d'Agilent<sup>®</sup>. La réponse électrique du filtre obtenu est présentée Figure III.16.



**Figure III.15. Filtre DBR d'ordre 3 chargé par des capacités**

Paramètres généraux	Premier Résonateur DBR	Second Résonateur DBR	Troisième Résonateur DBR
$F_0 = 30 \text{ GHz}$ $w = 3 \%$ $g_a = g_b = 1$ $w_1' = 1$ $A_m = 0,01 \text{ dB}$ $Z_0 = 50 \Omega$	$L_1 = 1666 \mu\text{m}$ $Z_{11} = 91 \Omega$ $Z_{12} = 100 \Omega$ $b_1 = 42,5$	$L_2 = 1666 \mu\text{m}$ $Z_{21} = 51,5 \Omega$ $Z_{22} = 58,8 \Omega$ $b_2 = 42,5$	$L_3 = 1922 \mu\text{m}$ $Z_{31} = 37 \Omega$ $Z_{32} = 45,5 \Omega$ $b_3 = 42,5$

**Tableau III.1. Paramètres d'entrée de la synthèse du filtre de la Figure III.15.**

Premier Résonateur DBR	Second Résonateur DBR	Troisième Résonateur DBR	Inverseurs d'admittance
$C_{11} = 45,8 \text{ fF}$ $C_{12} = 22,1 \text{ fF}$	$C_{21} = 88,9 \text{ fF}$ $C_{22} = 33,7 \text{ fF}$	$C_{31} = 96,9 \text{ fF}$ $C_{32} = 20,3 \text{ fF}$	$L_i = 2498 \mu\text{m}$ $Z_{c01} = 35,1 \Omega$ $Z_{c12} = 30,6 \Omega$ $Z_{c23} = 30,6 \Omega$ $Z_{c23} = 35,1 \Omega$

**Tableau III.2. Paramètres de sortie de la synthèse du filtre de la Figure III.15.**

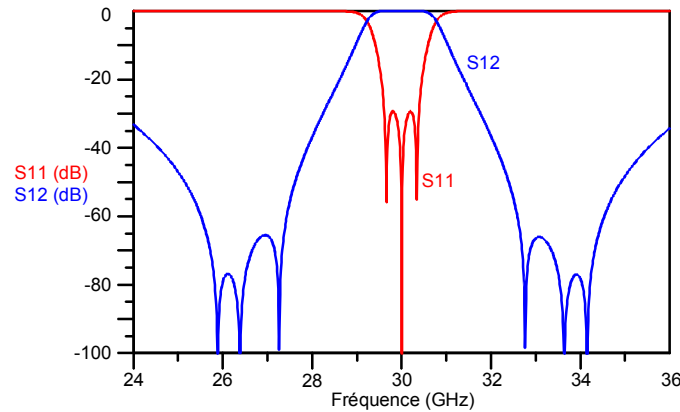


Figure III.16. Réponse électrique du filtre de la Figure III.15.

Cet exemple montre bien l'efficacité et l'intérêt de cette synthèse. Nous nous sommes en outre imposés un certain nombre de contraintes liées aux limites technologiques. Ainsi, toutes les impédances sont comprises entre 25 et 100  $\Omega$  et les valeurs des capacités sont toutes de l'ordre de quelques dizaines de femto-Farads pour rester en accord avec les possibilités offertes par la technologie MEMS.

*Remarque :* nous rappelons que cette synthèse peut s'adapter à plusieurs gammes différentes de capacités. Pour nos travaux, nous avons utilisé des MEMS qui présentent des capacités de l'ordre de quelques dizaines de femto-farads. Cependant, en modifiant la valeur des degrés de liberté (longueur et impédances des stubs, paramètres de pente), nous pouvons obtenir via cette synthèse des capacités différentes, de l'ordre du pico-farads par exemple.

#### III.3.2.4. Contrôle des bandes atténuées

A partir du gabarit du filtre obtenu ci-dessus, nous pouvons modifier sa réponse électrique en variant les valeurs des capacités associées à chaque stub. Ces variations nous permettront alors de contrôler indépendamment et simultanément à la fois la fréquence centrale et la bande passante comme nous l'avons montré précédemment dans le cas d'un filtre d'ordre 1 (cf. §III.3.1.2).

Cependant, les filtres d'ordre supérieur proposent plusieurs zéros de transmission tant en bande atténuée basse qu'en bande atténuée haute. Il est alors possible de contrôler également la position des différents zéros de transmission dans chacune des bandes atténuées et ainsi de modifier la largeur de ces dernières. Un exemple de contrôle des bandes atténuées, réalisé à partir du gabarit obtenu au paragraphe §III.3.2.3, est présenté en Figure III.17. La réponse électrique nommée "Cas 1" correspond à la réponse du filtre DBR d'ordre 3 obtenu au paragraphe précédent (cf. §III.3.2.3). La seconde réponse, "Cas 2", est obtenue en modifiant les valeurs de certaines capacités ( $C_{11} = 43.8$  fF,  $C_{12} = 23.1$  fF,  $C_{21}$  et  $C_{22}$  non modifiées,  $C_{31} = 103.9$  fF et  $C_{32} = 17.3$  fF).



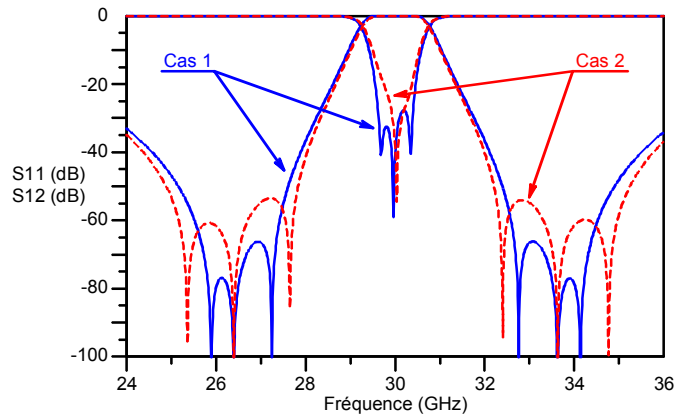


Figure III.17. Contrôle des bandes atténuées d'un filtre DBR.

Les variations des bandes atténuées ont été réalisées en conservant la fréquence centrale et la bande passante relative à 3 dB du filtre initial. Toutefois, le niveau d'adaptation a été détérioré par rapport au niveau initial même s'il reste autour de -20 dB. De même, le niveau d'isolation des bandes atténuées est passé de -65 à -55 dB, mais ceci est dû au fait que ces bandes sont maintenant plus larges. En fait, pour éviter la dégradation de la réponse électrique du filtre lors des reconfigurations des bandes atténuées, il faudrait également agir sur les inverseurs afin de rétablir la valeur des paramètres de pente initiaux.

### III.3.3. Application : filtre d'ordre 2 à accord continu à base de MEMS

Pour appliquer le principe développé précédemment, nous avons choisi de réaliser un filtre DBR d'ordre 2 chargé par des capacités variables de type MEMS RF. Pour parvenir à un accord continu, indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante du filtre, les MEMS devront être activés séparément les uns des autres.

L'activation des MEMS sera de nouveau de type électrostatique. Or, comme nous l'avons déjà dit précédemment (cf. §I.3.3.5.1), cette activation est soumise à un phénomène d'instabilité. Il n'est alors possible d'obtenir des variations continues de la hauteur des composants MEMS qu'entre  $h_0$  et  $2 \cdot h_0 / 3$  (avec  $h_0$ , hauteur initiale sans activation). Par conséquent, pour obtenir une gamme importante de capacités équivalentes, nous avons choisi de travailler aux fréquences millimétriques. Le filtre présenté ici sera donc centré autour de 30 GHz.

Pour simplifier la conception de ce filtre, les deux résonateurs DBR seront identiques. Les zéros de transmission seront donc confondus dans chacune des deux bandes atténuées si aucune activation n'est appliquée. Cependant, les activations des MEMS étant séparées d'un stub à l'autre et d'un résonateur à l'autre, les zéros pourront subir des variations différentes, permettant ainsi de contrôler également les bandes atténuées.

### III.3.3.1. Conception et simulations

A partir d'un premier gabarit obtenu grâce à la synthèse présentée au paragraphe III.3.2, le filtre est soumis à des simulations électromagnétiques afin de prendre en compte les phénomènes parasites complètement occultés par la synthèse (influence des intersections, des ponts fixes, capacité effective des composants MEMS suivant la place disponible...). Le masque final du filtre ainsi obtenu est présenté Figure III.18. Les systèmes d'activation des MEMS ne sont pas représentés sur ce masque.

Sur ce filtre, deux cantilevers MEMS ont été intégrés à l'extrémité de chaque stub associé aux zéros de transmission en bande atténuée basse (stubs BF) et un seul pour les stubs créant les zéros de transmission en bande atténuée haute (stubs HF). Cette différence est principalement due à la place disponible à l'extrémité des stubs (les stubs BF sont plus larges que les stubs HF). En utilisant deux MEMS dans le cas des stubs BF et non un seul identique à ceux des stubs HF, nous obtiendrons une dynamique plus importante des zéros de transmission des stubs BF. Ceci permet de compenser la différence de dynamique entre les zéros en bandes basse et haute évoquée au paragraphe III.3.1.2.

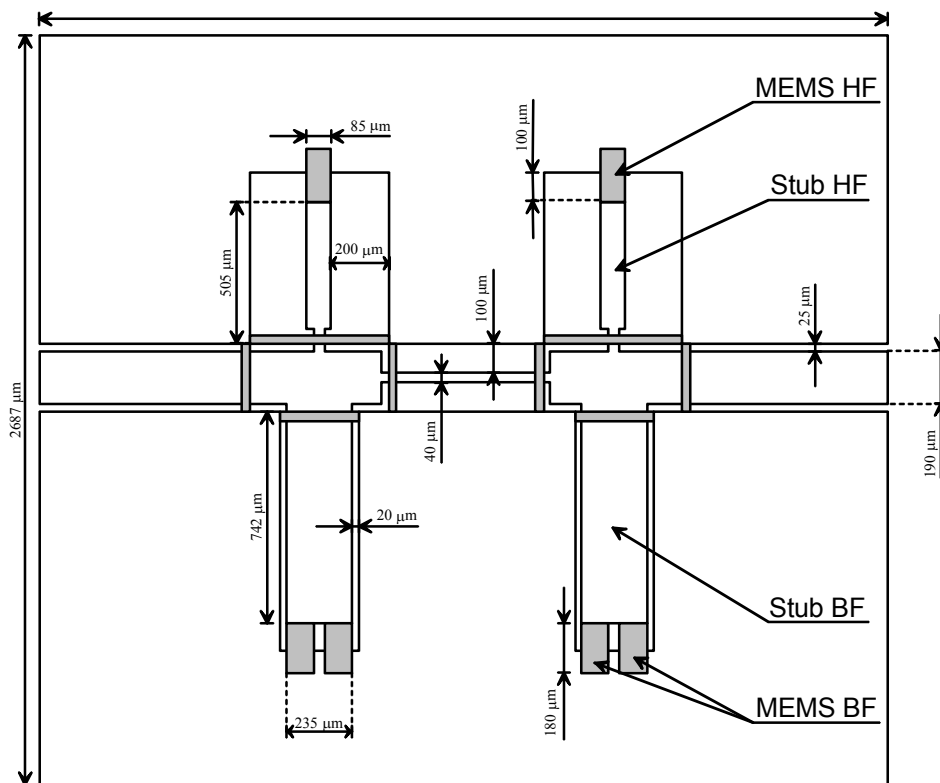


Figure III.18. Masque du filtre DBR d'ordre 2 à accord continu en fréquence centrale et en bande passante.

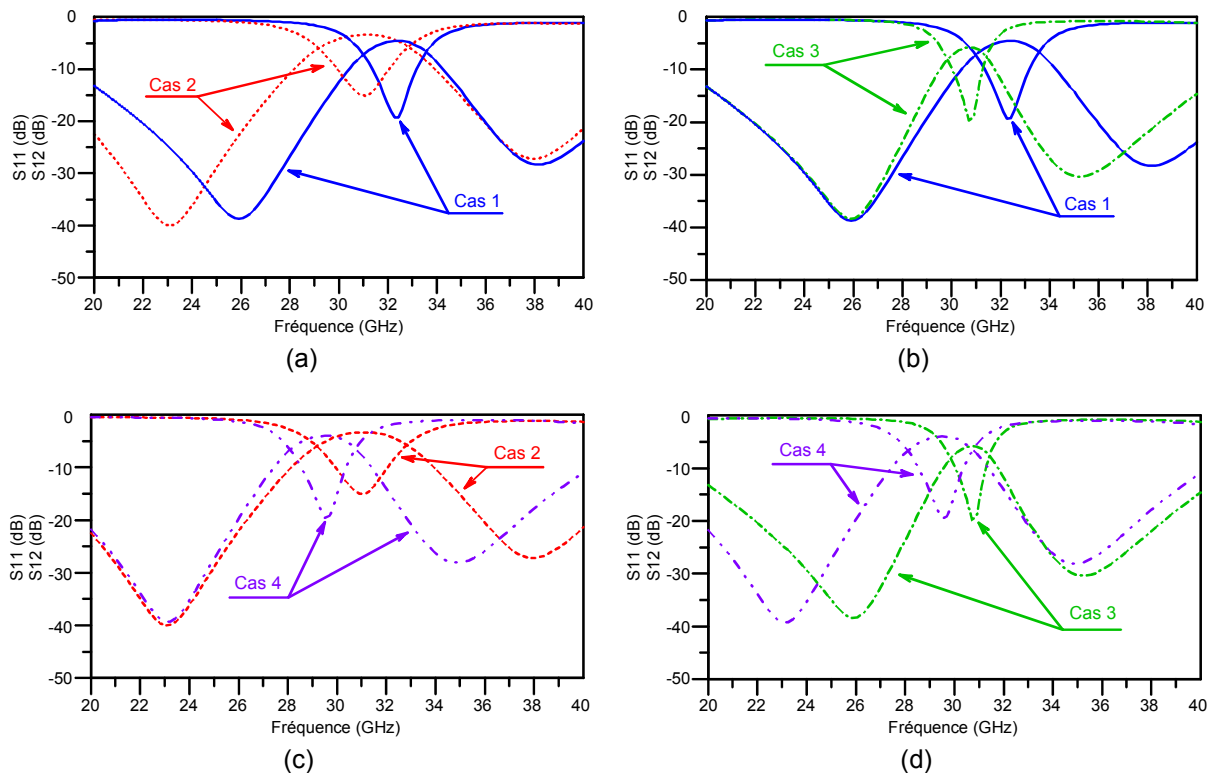
Figure III.19, nous présentons les réponses électriques issues de simulations électromagnétiques de ce circuit dans différentes configurations en terme de hauteur des MEMS :

- ✓ Tous les MEMS à l'état haut ( $h = h_0$ ) : Cas 1 ;
- ✓ Les MEMS HF à l'état haut et les MEMS BF à  $2 \cdot h_0 / 3$  : Cas 2 ;

- ✓ Les MEMS HF à  $2 \cdot h_0/3$  et les MEMS BF à l'état haut : Cas 3 ;
- ✓ Tous les MEMS à  $2 \cdot h_0/3$  : Cas 4.

Ces différentes configurations montrent que l'indépendance des zéros de transmission permet effectivement d'obtenir un accord indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante de ce filtre.

Le double zéro de transmission de la bande atténuée basse varie de 23.03 à 25.91 GHz et celui de la bande atténuée haute de 35.15 à 38.18 GHz. Le niveau de pertes est compris entre 3.4 et 5.8 dB selon la largeur de la bande passante (plus elle est étroite plus les pertes sont importantes). La fréquence centrale varie alors de 29.49 (cas 4) à 32.42 GHz (cas 1), ce qui équivaut à une variation relative de 9.5 % autour de 30.96 GHz. Dans le même temps, la bande passante relative à 3 dB est comprise entre 6.3 (cas 3) et 12.7 % (cas 2).



**Figure III.19. Simulations électromagnétiques du filtre de la Figure III.18 pour différentes positions des MEMS.**

*Remarque :* ces simulations ont été effectuées sur le logiciel de simulations électromagnétiques HFSS d'Ansoft<sup>®</sup> et non pas sur ADS-Momentum d'Agilent<sup>®</sup> comme précédemment. En effet, les résultats obtenus à partir de ce dernier présentaient des bruits numériques importants qui les rendaient difficilement lisibles.

### III.3.3.2. Première réalisation : accord en fréquence centrale

Comme nous l'avons déjà précisé précédemment, le contrôle indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante de ce filtre implique la séparation de l'activation des MEMS d'un stub à l'autre. Dans cette optique, chaque système d'activation comprend une capacité de découplage afin de couper le signal continu. Cette capacité est réalisée en insérant une fine couche de diélectrique isolant entre les deux niveaux de métallisation. Une photographie du filtre ainsi réalisé est présentée Figure III.20.

Cependant, contrairement à ce que nous espérions, la présence de cette couche isolante n'a pas permis d'isoler correctement les signaux continus nous permettant d'activer les MEMS les uns par rapport aux autres. En fait, les diélectriques ne supportaient pas les tensions appliquées pour activer les MEMS et se détérioraient rapidement.

Par conséquent, seules des variations en fréquence centrale ont pu être réalisées. Les mesures correspondantes sont présentées Figure III.21. La fréquence centrale varie de 34.74 GHz sans activation à 33.11 GHz pour une activation de 30 V ; ce qui équivaut à une variation relative de 4.8 % autour de 33.93 GHz. Dans le même temps, la bande passante relative à 3 dB est comprise entre 8.5 % (0 V) et 9.1 % (30 V). La tension d'abaissement des MEMS de cette structure est de 31 V.

Par rapport aux simulations, ces mesures présentent un décalage en fréquence d'environ 2 GHz. La dynamique d'accord en fréquence centrale est également plus faible que celle prévue par les simulations. Ces discordances sont essentiellement dues à des dispersions technologiques et à la non prise en compte du système d'activation lors des simulations. Sinon, la concordance entre simulations et mesures est correcte.

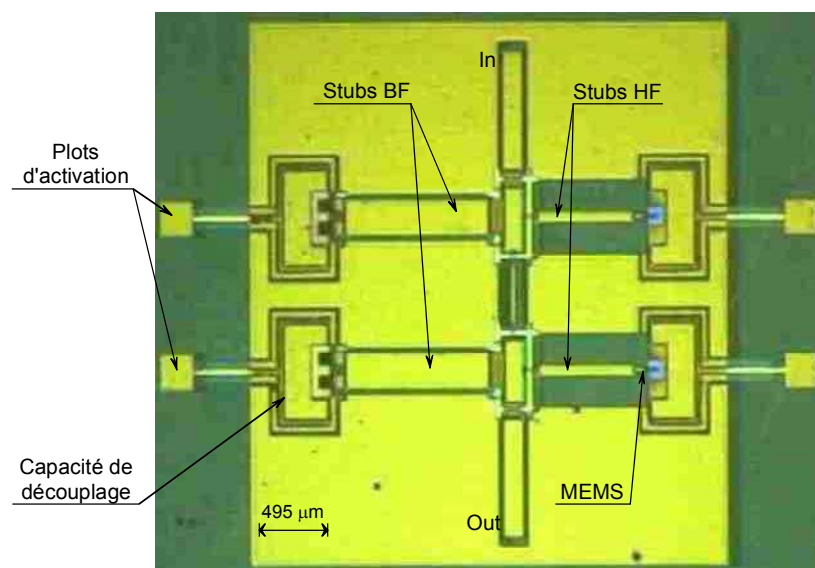


Figure III.20. Filtre DBR accordable à base de MEMS utilisant des capacités de découplage (IRCOM).

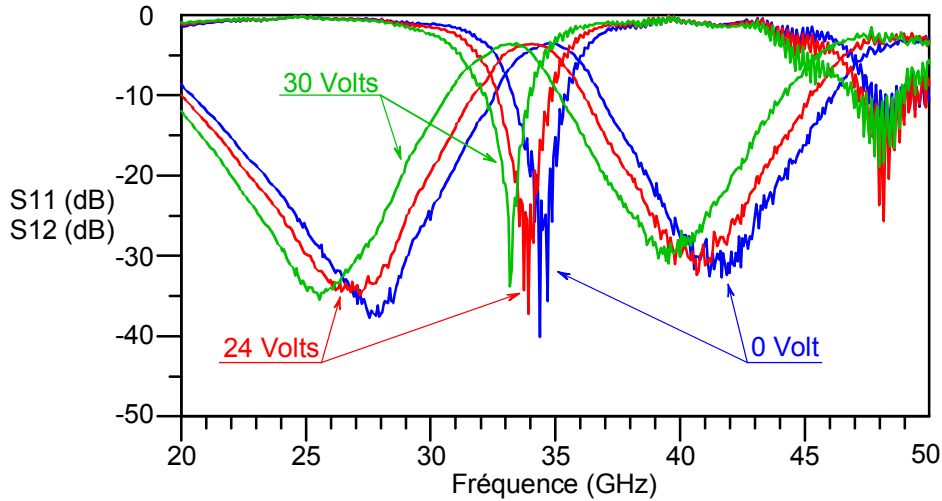


Figure III.21. Variations mesurées en fréquence centrale du filtre ci-dessus.

### III.3.3.3. Seconde réalisation : activation séparée

La difficulté présentée par cette première méthode de séparation de l'activation des MEMS a poussé P. Blondy et son équipe à l'IRCOM à développer une autre solution. Cette seconde solution est basée sur l'insertion de résistances dans les réseaux de polarisation et s'avère très efficace pour séparer l'activation des différents MEMS du filtre DBR accordable. Une photographie de la nouvelle structure est présentée Figure III.22.

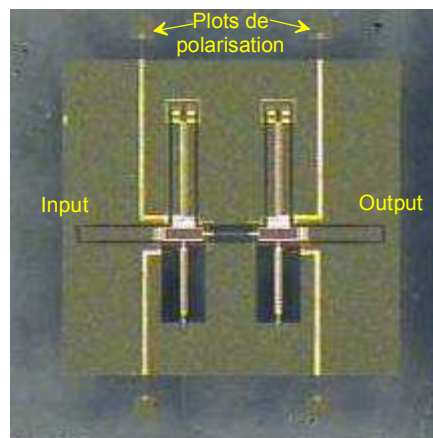
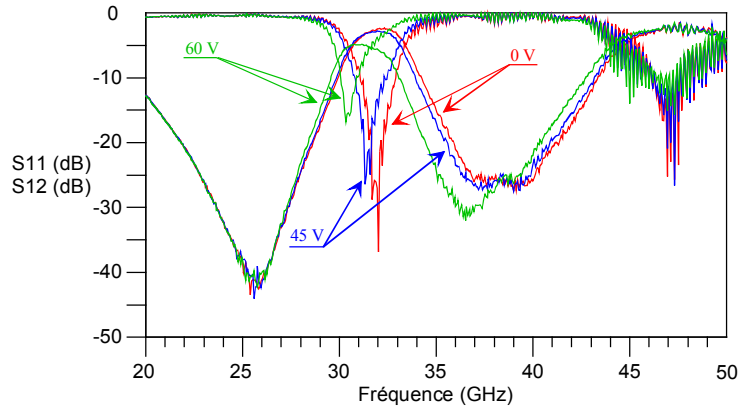


Figure III.22. Filtre DBR reconfigurable : MEMS à activations séparées par insertion de résistances dans les réseaux de polarisation.

Nous n'avons, pour l'instant, qu'une seule série de mesures. Elle concerne les variations des zéros de transmission en bande haute (cf Figure III.23). Les MEMS HF (cf. Figure III.18) sont actionnées de manière continue. Les zéros varient alors de 37.6 GHz sans activation à 36.5 GHz pour une tension d'activation de 60 V. Remarquons également que lors de ces variations des zéros de transmission en bande haute, les autres zéros, en bande basse, ne bougent pas et restent à la fréquence de 25.6 GHz.

La variation des zéros de transmission en bande haute entraîne une variation de la fréquence centrale de 32.33GHz (0 V) à 31.27 GHz (60 V). Dans le même temps, la bande passante décroît de 8.78 % (0 V) à 4.6 % (60 V). La diminution de la largeur de la bande passante s'accompagne évidemment d'une augmentation du niveau de pertes de 2.3 à 4.8 dB.



**Figure III.23. Variations indépendantes des zéros de transmission en bande haute.**

Nous attendons, pour ce circuit, d'autres mesures concernant les variations des zéros de transmission en bande basse, les variations simultanées de tous les zéros pour obtenir les variations en fréquence centrale et les variations opposées des zéros en bande haute et en bande basse qui nous donneront les variations en bande passante. Cependant, l'indépendance des zéros de transmission en bande haute présentée ci-dessus (cf. Figure III.23) montre la faisabilité du procédé. Cette topologie nous permet donc d'obtenir effectivement le contrôle indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante. Nous pouvons même contrôler les bandes atténuées en soumettant les deux MEMS associés aux zéros d'une même bande atténuée à des tensions différentes.

### III.3.4. Conclusion

La topologie DBR nous permet donc de contrôler indépendamment et simultanément à la fois la fréquence centrale et la bande passante d'un filtre. Les résultats obtenus montrent bien l'indépendance des zéros de transmission de chaque résonateur, ce qui est l'outil de base du principe exposé dans ce paragraphe. Notons également que cette structure permet en outre le contrôle des bandes atténuées basse et haute.

D'un point de vue conception, la synthèse du résonateur DBR associée à des capacités facilite l'obtention d'un premier gabarit, plus particulièrement sur les structures d'ordre élevé. Ce gabarit correspondant à des lignes idéales, la mise au point du filtre final reste encore relativement longue. Un travail serait d'ailleurs à faire à ce niveau par une série de rétro-simulations et éventuellement la mise en œuvre d'une méthode de conception utilisant un outil d'analyse de sensibilité statistique de type DOE [III.10].

### **III.4. Conclusion**

Nous avons présenté, dans ce chapitre, des procédés simples pour contrôler, de manière discrète ou continue, la fréquence centrale ou/et la bande passante de filtres agiles. Ces concepts ont d'ailleurs été validés par la mesure. Ces premiers travaux ont également été l'occasion de se familiariser avec les composants MEMS dans leurs différentes configurations.

Dans la suite du travail mené au cours de cette thèse, nous nous sommes concentrés uniquement sur la seconde solution utilisant les résonateurs DBR et permettant le contrôle indépendant et simultané de la fréquence centrale et de la bande passante.

Cependant, sur une telle structure, la dynamique de variations en fréquence est limitée non seulement par la plage de capacités des MEMS, mais aussi par les inverseurs à ligne quart d'onde, quelque soit l'élément d'accord utilisé. De plus, les filtres DBR reconfigurables présentent les défauts liés à la topologie utilisée : la transparence des résonateurs DBR vis-à-vis du continu et des basses fréquences et la proximité de la première remontée parasite en bande atténuée haute. Nous proposons dans le chapitre suivant des solutions basées sur l'association de filtres DBR et de fonctions spécifiques de filtrage pour contrer ces problèmes.

## **Bibliographie du chapitre III**

- [III.1] F. MAHE**  
"Contribution à la modélisation de filtres à caractéristiques variables pour les systèmes de communication."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 731, Mars 2000.
- [III.2] C. QUENDO**  
"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 839, Novembre 2001.
- [III.3] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON**  
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N°3, p. 734-743, Mars 2003.
- [III.4] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON**  
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, N°3, p. 1034-1044, Mars 2004.
- [III.5] C. DENIG**  
"Using microwave CAD programs to analyze microstrip interdigital filters."  
Microwave Journal, p. 147-152, Mars 1989.
- [III.6] P. BLONDY**  
"Contribution à l'intégration de composants RF-MEMS dans les systèmes de communications hyperfréquences et millimétriques."  
Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Limoges, Décembre 2003.
- [III.7] D. MERCIER**  
"Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF."  
Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, Limoges, N°70-2003, Décembre 2003.
- [III.8] A. POTHIER**  
"Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables."  
Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, Limoges, N°72-2003, Décembre 2003.
- [III.9] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, E. M. T. JONES**  
"Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures."  
Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [III.10] G. PRIGENT**  
"Méthode et conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 908, Décembre 2002.





# CHAPITRE IV





## **Chapitre IV : Amélioration des performances des filtres accordables par association de fonctions spécifiques**

### **IV.1. Introduction**

La topologie DBR présentée au chapitre précédent propose des caractéristiques très intéressantes pour la réalisation de filtres à accord indépendant et simultané en fréquence centrale et en bande passante. Toutefois, la largeur de la plage de variations en fréquence est limitée par la forte sélectivité des inverseurs à lignes quart d'onde qui ne permettent pas de conserver un niveau d'adaptation correct sur une importante gamme de fréquences. En outre, les filtres DBR sont transparents vis-à-vis du continu et des basses fréquences et la première remontée parasite est très proche de la bande passante.

Pour parer à ses problèmes, nous proposons ici des solutions basées sur l'association de fonctions particulières de filtrage avec la topologie DBR. Pour réaliser des variations importantes en fréquence de nos structures, l'accord se fera ici de manière discrète et non plus continue. Notons cependant que les principes développés ici peuvent également s'appliquer à une structure DBR accordables continûment sur une large plage de fréquences.

La première solution envisagée est l'intégration d'une structure passe-bas particulière au niveau des inverseurs. Ces derniers peuvent alors être adaptés sur chaque bande de fréquences. De plus, ces structures passe-bas limitent l'importance de la première remontée parasite en bande atténuée haute.

La seconde solution associe un filtre à lignes couplées classique avec un filtre DBR. Ceci a pour effet d'éliminer le continu et les basses fréquences et de repousser la première remontée parasite en bande atténuée haute.

## **IV.2. Utilisation de structures passe-bas pour l'amélioration de la dynamique d'un filtre DBR à accord discret**

L'objectif, ici, est de réaliser un filtre qui commutera entre deux spécifications différentes en terme de fréquence centrale et de bande passante. Nous nous basons à nouveau sur la topologie DBR qui nous permet de contrôler ces deux paramètres indépendamment l'un de l'autre tant, en variations continues qu'en variations discrètes.

Cependant, pour conserver un niveau d'adaptation correct dans tous les cas, nous sommes contraints de conserver la fréquence centrale de nos deux bandes dans les limites du domaine de validité des inverseurs. Nous avons donc modifié notre structure DBR en remplaçant les inverseurs classiques à lignes quart d'onde par des filtres passe-bas reconfigurables. Ceci nous permet alors d'envisager des variations en fréquence centrale beaucoup plus importantes.

### **IV.2.1. Filtre DBR à variations discrètes**

#### ***IV.2.1.1. Principe***

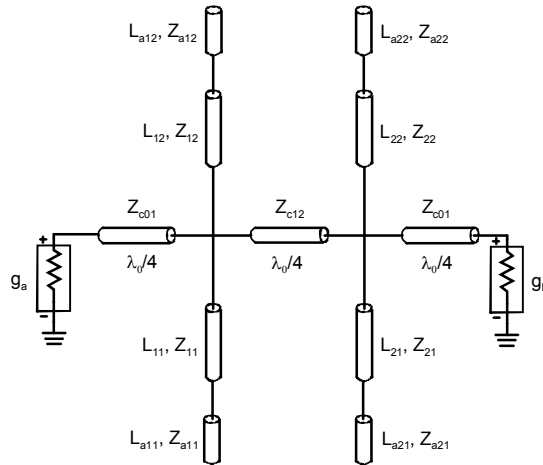
Nous réutilisons la topologie à base de résonateur DBR étudiée au chapitre précédent. Toutefois, au lieu de réaliser des variations continues de la fréquence centrale et de la bande passante de ce filtre, nous allons maintenant réaliser un accord discret.

Pour cela, nous reprenons le principe utilisé pour le filtre interdigité à accord discret en fréquence centrale (cf. §III.2). En effet, pour obtenir une reconfiguration discrète d'un filtre DBR, il suffit, en première approche, d'ajouter une ligne additionnelle à l'extrémité de chaque stub.

Cependant, dans le cas du filtre interdigité, les lignes additionnelles ajoutées à l'extrémité en circuit ouvert de chaque résonateur étaient identiques car nous ne pouvions contrôler que la fréquence centrale par cette technique. Dans le cas du filtre DBR par contre, l'ajout d'un tronçon de ligne à l'extrémité d'un stub nous permet de contrôler la fréquence du zéro de transmission associé à ce dernier indépendamment des autres zéros. L'ajout de lignes additionnelles différentes, tant en longueur qu'en impédance, à l'extrémité de chaque stub implique donc une variation différente de leur zéro de transmission respectif. Nous pouvons ainsi accorder discrètement à la fois la fréquence centrale et la bande passante du filtre.

Prenons l'exemple d'un filtre DBR d'ordre 2 commutant entre deux spécifications en terme de fréquence centrale et de bande passante relative à 3 dB (Bande 1 :  $F_{01} = 30$  GHz,  $W_1 = 5$  % et Bande 2 :  $F_{02} = 40$  GHz,  $W_2 = 10$  %). La commutation d'une spécification à l'autre se fait en connectant les lignes additionnelles aux différents stubs (Bande 1 : lignes additionnelles connectées, Bande 2 : lignes additionnelles non connectées).

Comme pour le filtre interdit, le réglage initial se fait pour une configuration intermédiaire ( $F_{0i} = 35$  GHz,  $W_i = 7.5$  %) afin de conserver un niveau d'adaptation correct dans les deux cas. Le filtre initial est obtenu grâce aux synthèses développées par C. Quendo [IV.1] – [IV.3]. Le filtre DBR d'ordre 2 à variations discrètes en fréquence centrale et en bande passante est représenté Figure IV.1. Les longueurs et impédances des inverseurs et des stubs sont répertoriées en Tableau IV.1 dans le cas de lignes idéales.



**Figure IV.1. Filtre DBR d'ordre 2 à variations discrètes en fréquence centrale et en bande passante.**

Premier Résonateur DBR	Second Résonateur DBR	Inverseurs d'admittance
$L_{11} = 2244 \mu\text{m}$	$L_{21} = 2402 \mu\text{m}$	$L_i = 2141 \mu\text{m}$ $Z_{c01} = 51 \Omega$ $Z_{c12} = 49,6 \Omega$
$L_{12} = 1577 \mu\text{m}$	$L_{22} = 1499 \mu\text{m}$	
$Z_{11} = 70,7 \Omega$	$Z_{21} = 37,8 \Omega$	
$Z_{12} = 96,8 \Omega$	$Z_{22} = 58,4 \Omega$	
$L_{a11} = 620 \mu\text{m}$	$L_{a21} = 610 \mu\text{m}$	
$L_{a12} = 675 \mu\text{m}$	$L_{a22} = 680 \mu\text{m}$	
$Z_{a11} = 70,7 \Omega$	$Z_{a21} = 37,8 \Omega$	
$Z_{a12} = 96,8 \Omega$	$Z_{a22} = 58,4 \Omega$	

**Tableau IV.1. Longueurs et impédances des inverseurs et stubs du filtre de la Figure IV.1.**

Les deux réponses électriques obtenues, avec ou sans les lignes additionnelles, sont présentées sur la figure ci-dessous Figure IV.2.

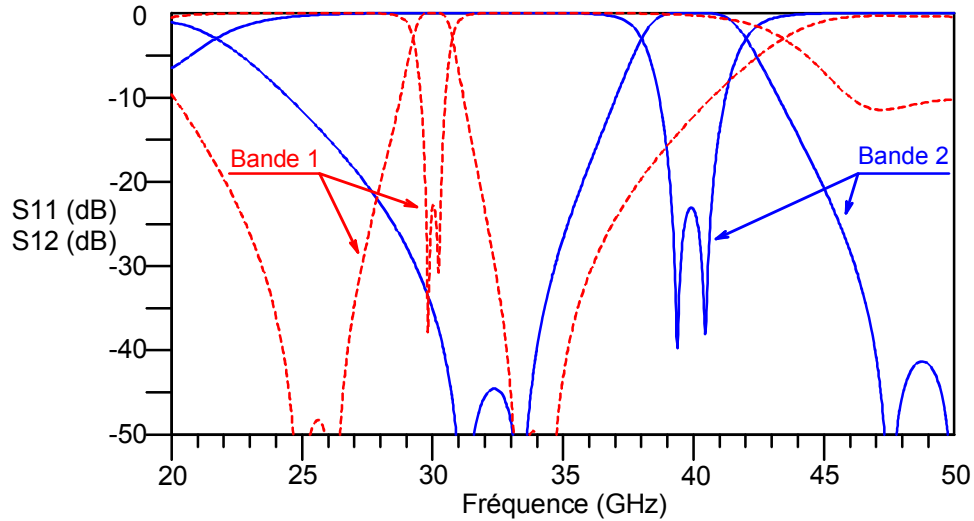


Figure IV.2. Réponses électriques du filtre de la Figure IV.1 pour les deux spécifications.

#### IV.2.1.2. Limites de variations

Le principe présenté ci-dessus doit a priori nous permettre de réaliser des variations importantes en fréquence centrale tout en ajustant la bande passante à la valeur souhaitée. Cependant, la plage de variations est limitée par les inverseurs quart d'onde entre les résonateurs DBR.

En effet, ces derniers sont dimensionnés pour travailler dans une gamme de fréquence limitée. Aussi, dès que les deux bandes ont leur fréquence centrale trop éloignée l'une de l'autre, la structure ne peut plus être adaptée correctement. La figure ci-dessous (Figure IV.3) illustre ce phénomène avec deux bandes centrées respectivement à  $F_{01} = 25$  GHz et  $F_{02} = 45$  GHz. Les simulations étant réalisées à partir de modèles idéaux de lignes de transmission et le circuit restant relativement simple, nous considérons qu'un niveau d'adaptation d'environ 20 dB est requis ici.

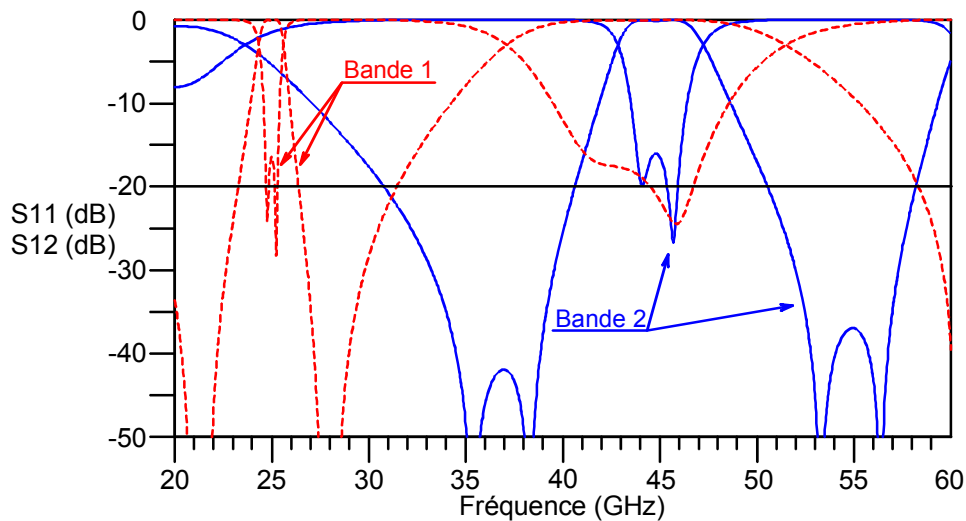


Figure IV.3. Dégradation du niveau d'adaptation pour des bandes trop éloignées.

Un deuxième problème lié à la topologie DBR est également mis en évidence sur la figure ci-dessus. En effet, la seconde harmonique de la première bande se superpose à la seconde bande. Par

conséquent, lorsque le système travaillera en bande basse (bande 1), le signal en bande haute (bande 2) sera également transmis !

Il est donc indispensable d'introduire dans la structure un ou plusieurs élément(s) qui permettront à la fois de réadapter le signal dans les deux bandes et de réduire fortement l'influence des remontées parasites.

### IV.2.2. Présentation de la structure passe-bas

La structure passe-bas utilisée ici a été proposée par C. Quando dans le cadre de sa thèse au LEST [IV.1], [IV.4], [IV.5]. Elle combine une topologie à stub en circuit ouvert pour assurer une bonne réjection aux abords de la bande passante et d'une topologie semi-localisée qui optimise la réponse électrique hors bande en fonction de la technologie utilisée. Les stubs en circuit ouvert sont équivalents à des capacités en parallèle et les lignes centrales à des inductances séries (cf. Figure IV.4).

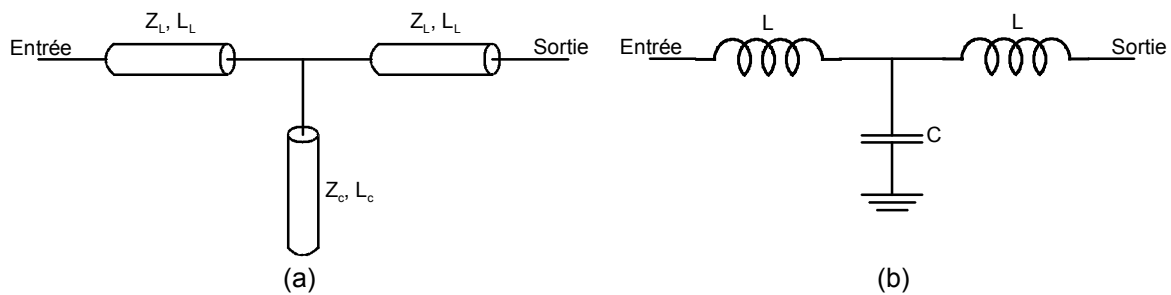


Figure IV.4. Topologie du filtre passe-bas utilisé (a) et schéma équivalent associé (b).

A partir de cette structure, nous pouvons régler la fréquence de coupure du filtre passe-bas en ajoutant un tronçon de ligne à l'extrémité des stubs en circuit ouvert (cf Figure IV.5). L'association stub – ligne additionnelle a alors une fréquence de coupure inférieure au stub seul. Figure IV.6, nous présentons les réponses électriques du filtre passe-bas accordable dans les deux cas : sans la ligne additionnelle (cas 1), la fréquence de coupure à 3 dB est  $F_{c1} = 25$  GHz et avec la ligne additionnelle (cas 2), elle est égale à  $F_{c2} = 20$  GHz.

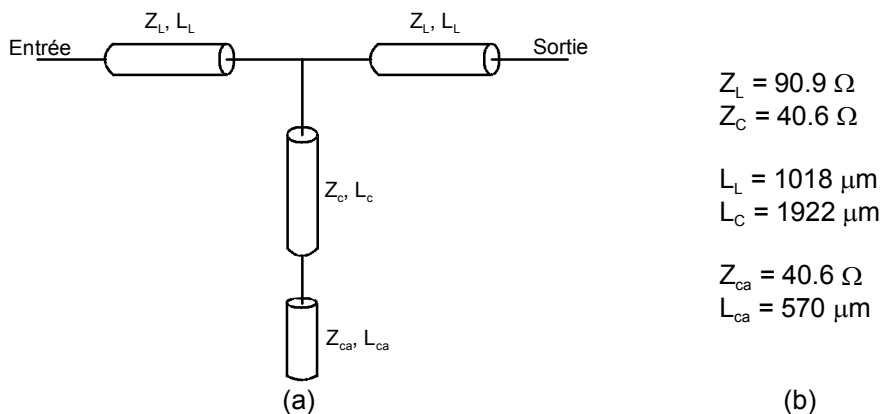




Figure IV.5. Filtre passe-bas accordable (a) et son dimensionnement (b).

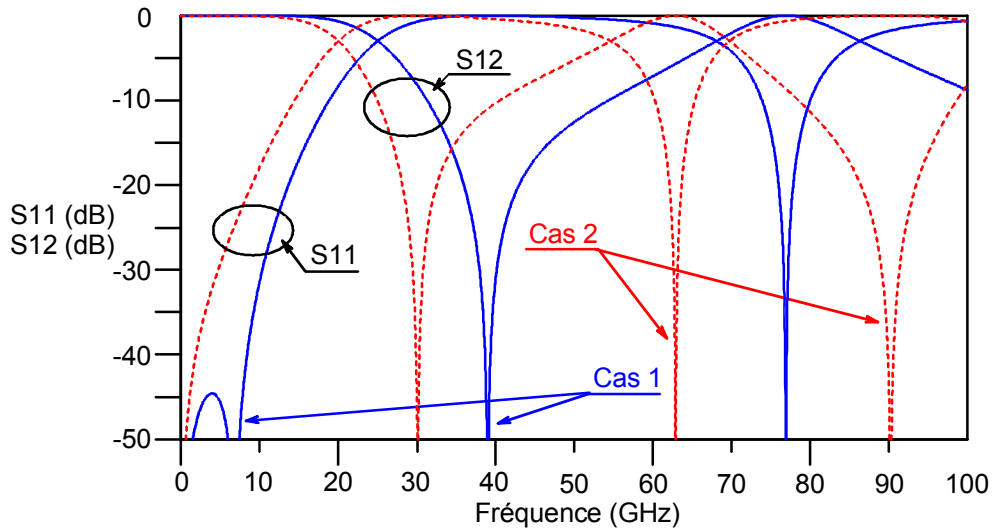


Figure IV.6. Réponses électriques du filtre passe-bas accordable de la Figure IV.5.

Cette topologie a donc un comportement similaire à celui des résonateurs DBR en terme de variations en fréquence. Elle est donc bien adaptée à une intégration dans le filtre DBR à variations discrètes décrit précédemment (cf. §IV.2.1) pour remplacer les inverseurs classiques à ligne quart d'onde. En effet, la variation de sa fréquence de coupure nous permet de recentrer les inverseurs de la structure à la fréquence désirée et ainsi de conserver un niveau d'adaptation correct dans tous les cas. De plus, son comportement passe-bas limite l'importance de la première remontée parasite.

*Remarque :* deux configurations sont possibles pour ce filtre passe-bas : L-C-L (inductance – capacité – inductance) ou C-L-C (capacité – inductance – capacité). Le choix de la première solution se justifie par une bien meilleure compatibilité géométrique et électrique avec la topologie DBR car elle évite la réalisation de discontinuités trop complexes.

### IV.2.3. Amélioration de la dynamique d'un filtre DBR à accord discret

Nous présentons ici un exemple de filtre d'ordre 2 intégrant une structure passe-bas au niveau des trois inverseurs (cf. Figure IV.7). Il est prévu pour fonctionner à  $F_{01} = 25$  GHz avec une bande passante relative à 3 dB égale à  $W_1 = 5\%$  (Bande 1 : lignes additionnelles connectées) ou à  $F_{02} = 40$  GHz avec  $W_2 = 10\%$  (Bande 2 : lignes additionnelles non connectées). Ses dimensions sont données Tableau IV.2. Les réponses électriques pour les deux spécifications sont présentées Figure IV.8.

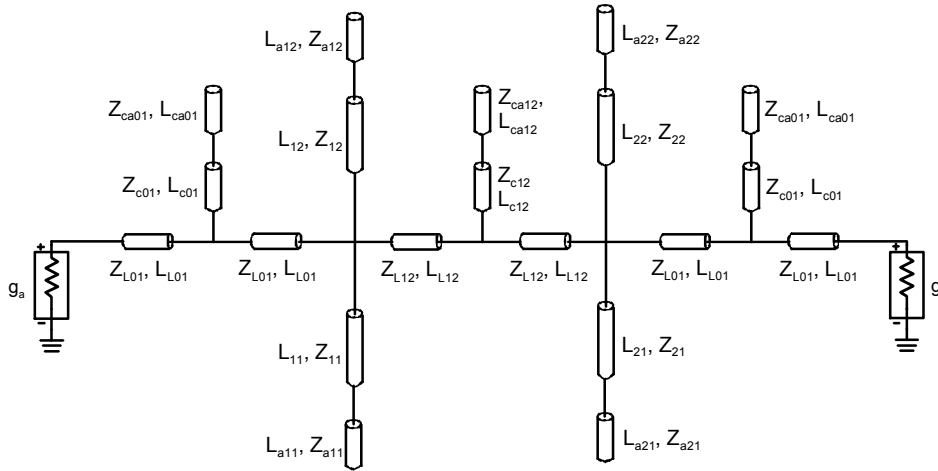


Figure IV.7. Filtre DBR à accord discret intégrant des structures passe-bas.

Premier Résonateur DBR	Second Résonateur DBR	Inverseurs passe-bas (entrée/sortie)	Inverseur passe-bas (central)
$L_{11} = 2208 \mu\text{m}$	$L_{21} = 2344 \mu\text{m}$	$L_{c01} = 795 \mu\text{m}$	$L_{c12} = 776,7 \mu\text{m}$
$L_{12} = 1582 \mu\text{m}$	$L_{22} = 1449 \mu\text{m}$	$L_{l01} = 342,8 \mu\text{m}$	$L_{l12} = 344,7 \mu\text{m}$
$Z_{11} = 72,9 \Omega$	$Z_{21} = 36,2 \Omega$	$Z_{c01} = 47,4 \Omega$	$Z_{c12} = 40,4 \Omega$
$Z_{12} = 71,1 \Omega$	$Z_{22} = 35,8 \Omega$	$Z_{l01} = 97,8 \Omega$	$Z_{l12} = 95,7 \Omega$
$L_{a11} = 1113 \mu\text{m}$	$L_{a21} = 1113 \mu\text{m}$	$L_{ca01} = 700 \mu\text{m}$	$L_{ca12} = 100 \mu\text{m}$
$L_{a12} = 1130 \mu\text{m}$	$L_{a22} = 1130 \mu\text{m}$	$Z_{ca01} = 49,6 \Omega$	$Z_{ca12} = 40,4 \Omega$
$Z_{a11} = 72,9 \Omega$	$Z_{a21} = 36,2 \Omega$		
$Z_{a12} = 71,1 \Omega$	$Z_{a22} = 35,8 \Omega$		

Tableau IV.2. Dimensions du filtre de la Figure IV.7.

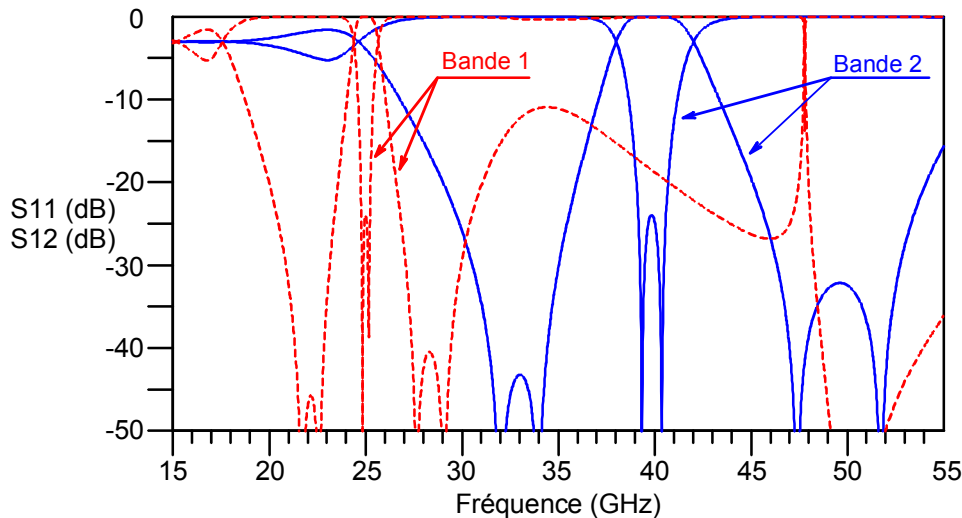


Figure IV.8. Réponses électriques du filtre de la Figure IV.7 pour les deux spécifications.

Le principe utilisé ici permet d'obtenir à la fois un niveau d'adaptation correct dans les deux bandes d'utilisation mais aussi d'atténuer de façon significative la première remontée parasite. Cette dernière pourrait d'ailleurs être d'avantage atténuée en augmentant l'ordre du filtre passe-bas, mais cette opération impliquerait également une augmentation de la complexité et de la taille de la structure.

*Remarque 1* : les inverseurs passe-bas d'entrée/sortie sont ici largement suffisants pour réadapter la réponse électrique du filtre lorsque les lignes additionnelles sont connectées par l'intermédiaire des MEMS. En fait, la structure passe-bas remplaçant l'inverseur central permet surtout d'atténuer d'avantage la première remontée parasite de la première réponse électrique (Bande 1 : lignes additionnelles connectées) pour éviter qu'elle ne viennent se superposer à la bande passante de la seconde spécification (Bande 2). Cependant, il faudrait pour cela diminuer la longueur de sa ligne capacitive. Ceci reviendrait à déconnecter une ligne additionnelle alors qu'on connecterait toutes les autres. D'un point de vue technologique, cela nous obligerait à séparer l'activation des MEMS de cette structure passe-bas, ce qui compliquerait alors la réalisation de ce filtre. Nous avons donc choisi de ne pas intégrer de structure passe-bas entre les résonateurs DBR afin de conserver une activation commune à tous les MEMS.

*Remarque 2* : les bandes de fréquences choisies pour cette application (autour de 25 et 40 GHz) correspondent approximativement aux bandes allouées à la norme LMDS (Local Multipoint Distribution Service : 27.5 – 31.5 GHz et 40.5 – 43.5 GHz).

#### **IV.2.4. Réalisation d'un filtre d'ordre 2**

Pour valider ce concept de filtres à variations discrètes tant en fréquence centrale qu'en bande passante, nous avons réalisé un filtre DBR d'ordre 2 reconfigurable intégrant un filtre passe-bas au niveau des inverseurs d'entrée/sortie uniquement. Ce filtre a comme précédemment été réalisé à l'IRCOM à Limoges, mais il utilise cette fois des MEMS à contact ohmique et non plus à contact capacitif pour connecter les stubs et leurs lignes additionnelles.

Figure IV.9, nous présentons le masque du filtre reconfigurable d'ordre 2 réalisé à partir de ce principe. Les dimensions des différents éléments de cette structure sont données Tableau IV.3. Les MEMS à contact ohmique connectant les lignes additionnelles à leur stub associé comprennent deux doigts assurant ainsi deux contacts (cf. Figure IV.10). Ceci permet de réduire la résistance de contact des MEMS.

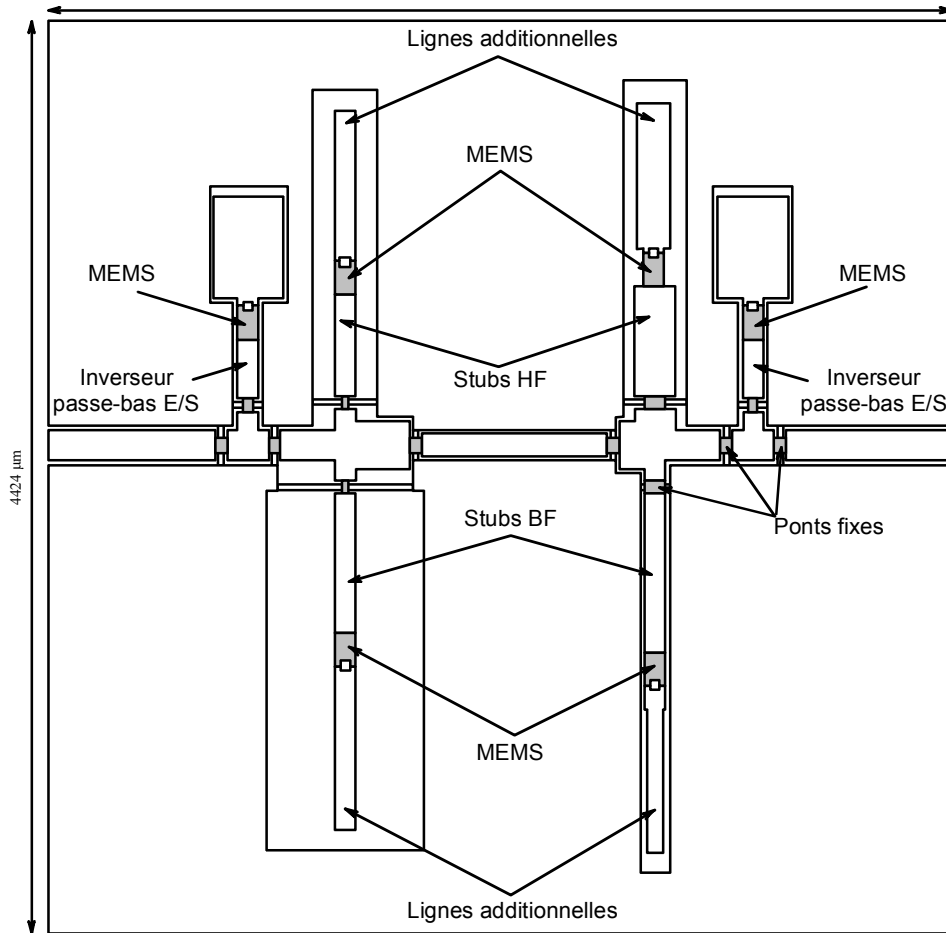


Figure IV.9. Masque du filtre DBR d'ordre 2 à variations discrètes et structures passe-bas intégrées.

Premier Résonateur DBR	Second Résonateur DBR	Inverseurs passe-bas (entrée/sortie)	Inverseur (central)
$L_{11} = 910 \mu\text{m}$	$L_{21} = 1006 \mu\text{m}$	$L_{i01} = 100 \mu\text{m}$	
$L_{12} = 732 \mu\text{m}$	$L_{22} = 773 \mu\text{m}$	$L_{c01} = 437 \mu\text{m}$	
$W_{11} = 100 \mu\text{m}$	$W_{21} = 100 \mu\text{m}$		
$S_{11} = 330 \mu\text{m}$	$S_{21} = 20 \mu\text{m}$	$W_{i01} = 150 \mu\text{m}$	
$W_{12} = 100 \mu\text{m}$	$W_{22} = 200 \mu\text{m}$	$S_{i01} = 20 \mu\text{m}$	
$S_{12} = 105 \mu\text{m}$	$S_{22} = 50 \mu\text{m}$		$L_{i12} = 1500 \mu\text{m}$
			$W_{i12} = 110 \mu\text{m}$
$L_{a11} = 775 \mu\text{m}$	$L_{a21} = 785 \mu\text{m}$	$W_{c01} = 100 \mu\text{m}$	$S_{i12} = 20 \mu\text{m}$
$L_{a12} = 710 \mu\text{m}$	$L_{a22} = 710 \mu\text{m}$	$S_{c01} = 20 \mu\text{m}$	
$W_{a11} = 100 \mu\text{m}$	$W_{a21} = 80 \mu\text{m}$		
$S_{a11} = 330 \mu\text{m}$	$S_{a21} = 30 \mu\text{m}$	$L_{ca01} = 495 \mu\text{m}$	
$W_{a12} = 100 \mu\text{m}$	$W_{a22} = 160 \mu\text{m}$	$W_{ca01} = 340 \mu\text{m}$	
$S_{a12} = 105 \mu\text{m}$	$S_{a22} = 70 \mu\text{m}$	$S_{ca01} = 20 \mu\text{m}$	

Tableau IV.3. Dimensions du filtre DBR à variations discrètes de la Figure IV.9.

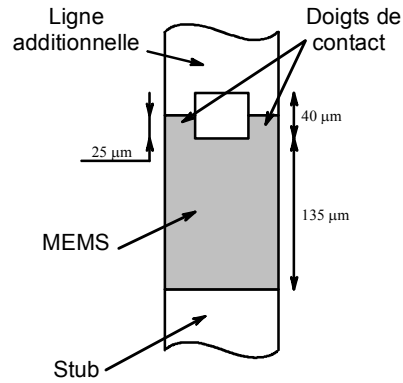


Figure IV.10. MEMS à contact ohmique.

Les réponses en paramètres S, issues de simulations électromagnétiques sous ADS-Momentum-Agilent<sup>®</sup>, sont données en Figure IV.11. Le filtre est centré à  $F_{02} = 38.7$  GHz avec une bande passante relative à 3 dB de  $W_2 = 7.7\%$  lorsque les MEMS sont à l'état haut. Lorsque ces derniers sont actionnés et viennent au contact de l'électrode inférieure, la fréquence centrale devient  $F_{01} = 26.5$  GHz et la bande passante  $W_1 = 4.3\%$ .

Le système d'adaptation à base de filtres passe-bas reconfigurables montre ici son efficacité car nous obtenons un niveau d'adaptation correct dans les deux bandes. Il est même meilleur dans la bande basse pour laquelle les MEMS sont actionnés.

En outre, la première remontée parasite de ce filtre lorsque les MEMS sont à l'état bas est atténuée et ne se superpose pas avec la bande passante correspondant aux cas où les MEMS sont à l'état haut. Ceci constitue le deuxième avantage de cette structure passe-bas. Pour atténuer d'avantage encore cette remontée parasite, nous pouvons augmenter l'ordre des filtres passe-bas.

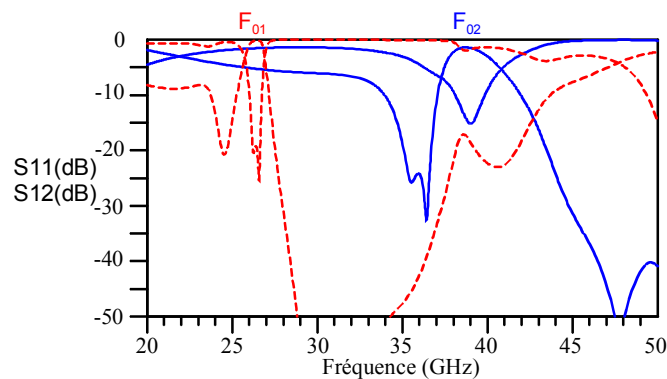


Figure IV.11. Réponses simulées du filtre ci-dessus.

Au moment de la rédaction de cette thèse, ce filtre était en cours de réalisation à l'IRCOM. Les mesures ne sont donc pas disponibles ici.

*Remarque :* nous voulions, pour cette structure, commuter de 40 à 25 GHz dans un premier temps. Toutefois, des contraintes de temps ne nous ont pas permis d'ajuster les dimensions des stubs et lignes additionnelles pour atteindre exactement cet objectif.

### IV.2.5. Accord sur trois bandes ou plus

Nous avons utilisé le principe présenté ci-dessus pour réaliser un accord discret entre deux spécifications. Cependant, il peut s'étendre à la conception de filtres répondant à plus de deux spécifications. En effet, il suffit pour cela d'ajouter des tronçons de ligne supplémentaires au delà de la première ligne additionnelle associée aux différents stubs.

Nous illustrons ceci par un filtre s'adaptant à trois spécifications différentes (cf. Figure IV.12). Lorsque toutes les lignes additionnelles sont connectées, le filtre est centré à  $F_{01} = 20$  GHz et a une bande relative à 3 dB  $W_1 = 10\%$  (Bande 1, Figure IV.13(a)). Si seules les premières lignes additionnelles sont connectées, la fréquence centrale devient  $F_{02} = 30$  GHz et la bande passante  $W_2 = 5\%$  (Bande 2, Figure IV.13(b)). Enfin, aucune ligne additionnelle n'est connectée, la fréquence centrale est  $F_{03} = 40$  GHz et la bande passante  $W_3 = 10\%$  (Bande 3, Figure IV.13(c)).

La Figure IV.13(d) illustre bien la validité du concept développé, cependant le problème lié à la première remontée parasite est encore mis en évidence ici. En effet, la seconde bande passante de la première spécification se trouve dans la bande 3. L'augmentation du nombre de bandes d'accord devra donc s'accompagner généralement d'une augmentation de l'ordre des structures passe-bas ou de l'utilisation adéquate d'une structure passe-bas entre les résonateurs DBR.

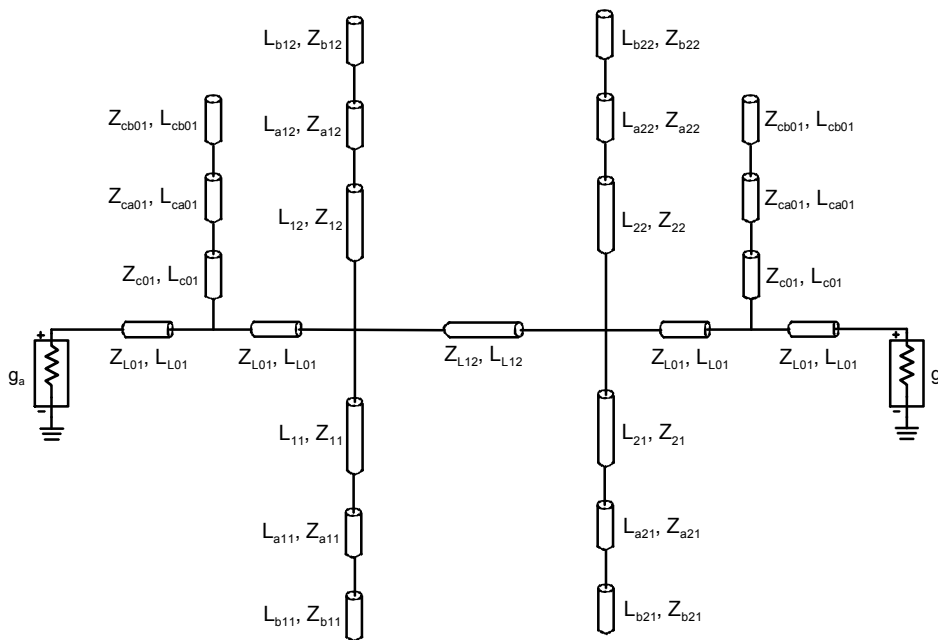
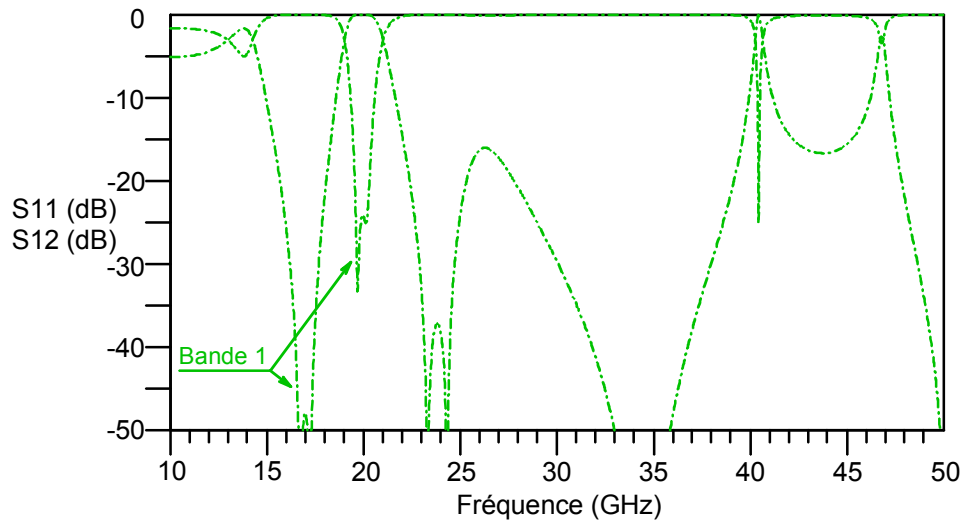
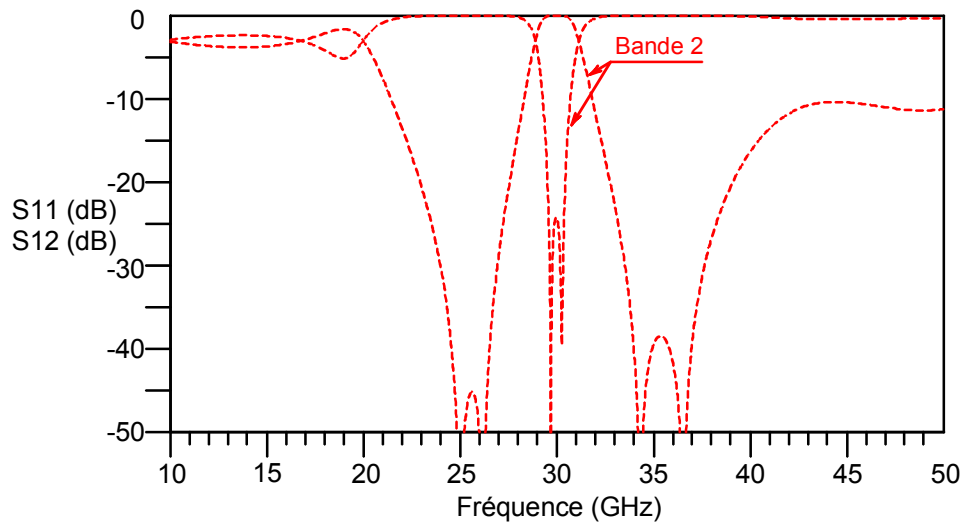


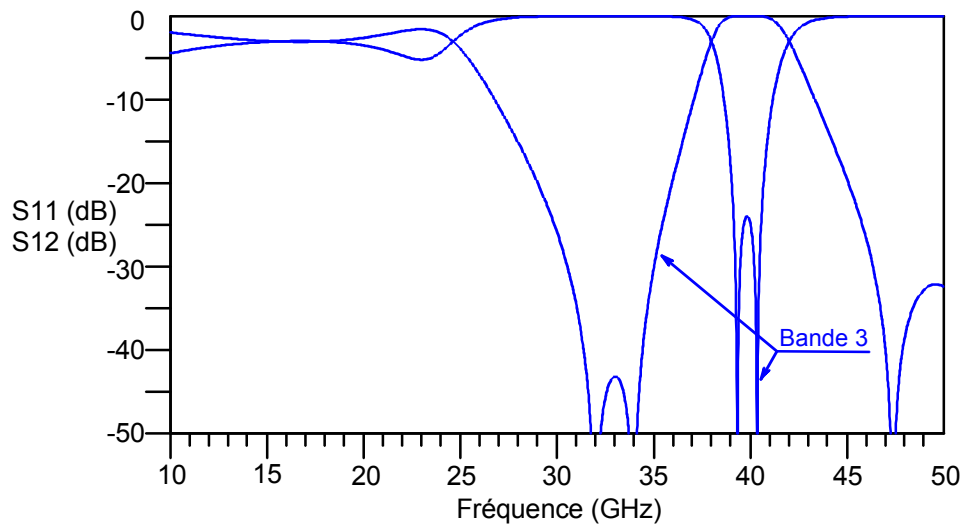
Figure IV.12. Filtre tribandes à accord discret.



(a)



(b)



(c)

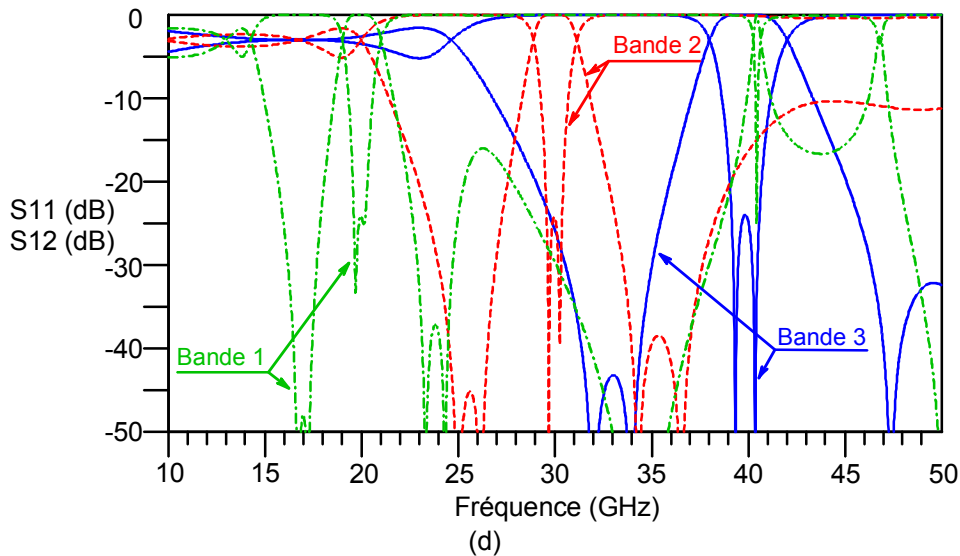


Figure IV.13. Réponses électriques du filtre de la Figure IV.12 : (a) bande 1, (b) bande 2, (c) bande 3 et (d) les trois bandes.

### IV.2.6. Conclusion

Cette première association d'un filtre DBR et d'une structure spécifique, en l'occurrence un système d'adaptation accordable à base de filtres passe-bas, nous permet donc de réaliser des variations en fréquence centrale sur une importante plage de fréquences. Ces variations sont ici discrètes, mais ce même principe peut être utilisé pour réaliser des variations continues avec un système d'accord adéquat. En outre, la bande passante est toujours accordée indépendamment de la fréquence centrale et le contrôle des bandes atténuées est également envisageable.

L'efficacité de ce principe peut encore être amélioré en augmentant l'ordre des filtres passe-bas ou en insérant une structure passe-bas au niveau de l'inverseur central. Cette dernière solution s'accompagnera toutefois d'une complication technologique due à la séparation de l'activation des MEMS pour cette dernière structure.

## IV.3. Association d'un filtre DBR et d'un filtre à lignes couplées

L'un des problèmes majeurs de la topologie DBR à stubs en circuit-ouvert est sa transparence vis-à-vis du continu et des basses fréquences. De plus, les remontées parasites hautes fréquences sont très proches de la bande passante (la seconde bande passante est seulement à 1.5 fois la fréquence centrale de la première bande). Une solution pour éliminer ce problème consiste à associer un filtre à lignes couplées au filtre DBR. En effet, les structures à lignes couplées ne laissent pas passer le continu et les basses fréquences et la seconde bande passante se situe à 3 fois la fréquence centrale de la première bande.



Cette association peut également être vue comme une amélioration des filtres à lignes couplées. Ces derniers présentent en effet une faible réjection autour de la bande passante au contraire des filtres DBR. En intégrant des résonateurs DBR dans une structure à lignes couplées, nous améliorerons la réjection de l'ensemble sans augmenter l'ordre du filtre à outrance. Nous nous contenterons ici d'un filtre DBR d'ordre 2 et d'un filtre à lignes couplées d'ordre 2 également.

Pour la conception de filtres accordables, cette association présente également un avantage indéniable par rapport à la structure DBR. En effet, sur une structure DBR à variations discrètes, lorsque les bandes des différents états sont relativement éloignées l'un de l'autre, les remontées parasites d'un état discret se superposent avec la bande passante principale de l'autre état. Sur le filtre hybride par contre, l'épuration importante des remontées parasites en fréquences basses et hautes évite leur superposition avec les bandes passantes d'un état discret par rapport à l'autre. Nous avons donc réalisé un filtre à variations discrètes à partir de cette structure. Notons toutefois que, si le contrôle de la bande passante ne pose toujours pas de problèmes majeurs, celui de la bande passante est rendu plus délicat par l'utilisation des lignes couplées car elle dépend alors du couplage inter-résonateurs dont le réglage est particulièrement difficile.

### **IV.3.1. Principe de conception**

Nous présentons ici l'association d'un filtre DBR et d'un filtre à lignes couplées tout d'eux d'ordre 2. La conception du filtre hybride d'ordre 4 issu de cette association se déroule en trois étapes.

- ✓ On conçoit d'abord le filtre DBR d'ordre 2 (cf. Figure IV.14(a)) suivant les spécifications désirées ( $F_0 = 20$  GHz,  $W_{3dB} = 5$  %) à partir des synthèses existantes [IV.1] – [IV.3].
- ✓ Le filtre à lignes couplées d'ordre 2 (cf. Figure IV.14(b)) est ensuite dimensionné à partir des synthèses disponibles dans [IV.6] en respectant les mêmes spécifications en terme de fréquence centrale et de bande passante. Cependant, l'impédance des lignes d'entrée/sortie de ce filtre doit correspondre à l'impédance de l'inverseur central du filtre DBR ( $Z_0 = Z_{c12}$ ) pour que son intégration entre les deux résonateurs DBR ne perturbe pas trop la réponse électrique.
- ✓ Le filtre à lignes couplées est alors intégré entre les deux résonateurs DBR pour obtenir le filtre hybride final (cf. Figure IV.14(c)).

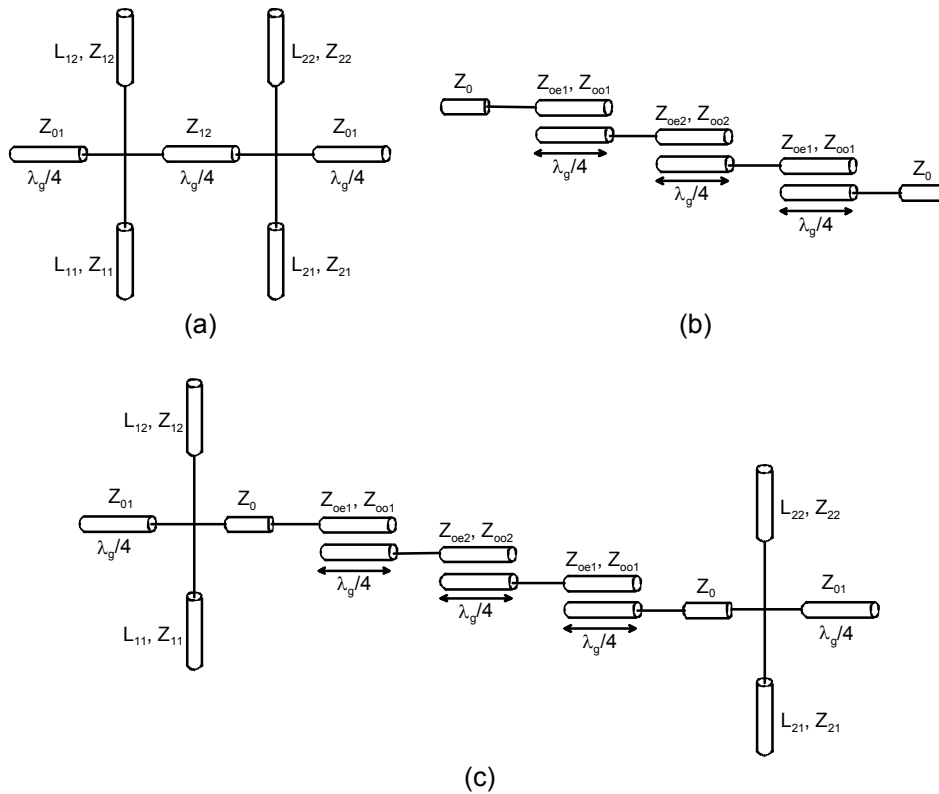


Figure IV.14. Association du filtre DBR d'ordre 2 (a) et d'un filtre à lignes couplées d'ordre 2 (b) : obtention d'un filtre hybride d'ordre 4 (c).

Les réponses électriques des filtres DBR, à lignes couplées et hybride sont représentées ci-dessous, respectivement en Figure IV.15(a), (b) et (c). Ces figures mettent en évidence les spécificités des différentes structures présentées ci-dessus.

- ✓ En Figure IV.15(a), nous obtenons, à partir de la topologie DBR, une bonne réjection aux bords de la bande passante, mais ce filtre laisse passer le continu et les basses fréquences et sa première remontée parasite en bande haute est très proche de la bande passante.
- ✓ La structure à lignes couplées présente une réjection plus faible mais coupe le continu et les basses fréquences (cf. Figure IV.15(b)). De plus, la seconde bande passante est repoussée beaucoup plus loin que dans le cas précédent.
- ✓ Enfin, nous retrouvons dans la réponse électrique (cf. Figure IV.15(c)) du filtre hybride les qualités des deux structures précédentes : une forte réjection, l'élimination du continu et des basses fréquences, une seconde bande passante rejetée loin de la bande principale.

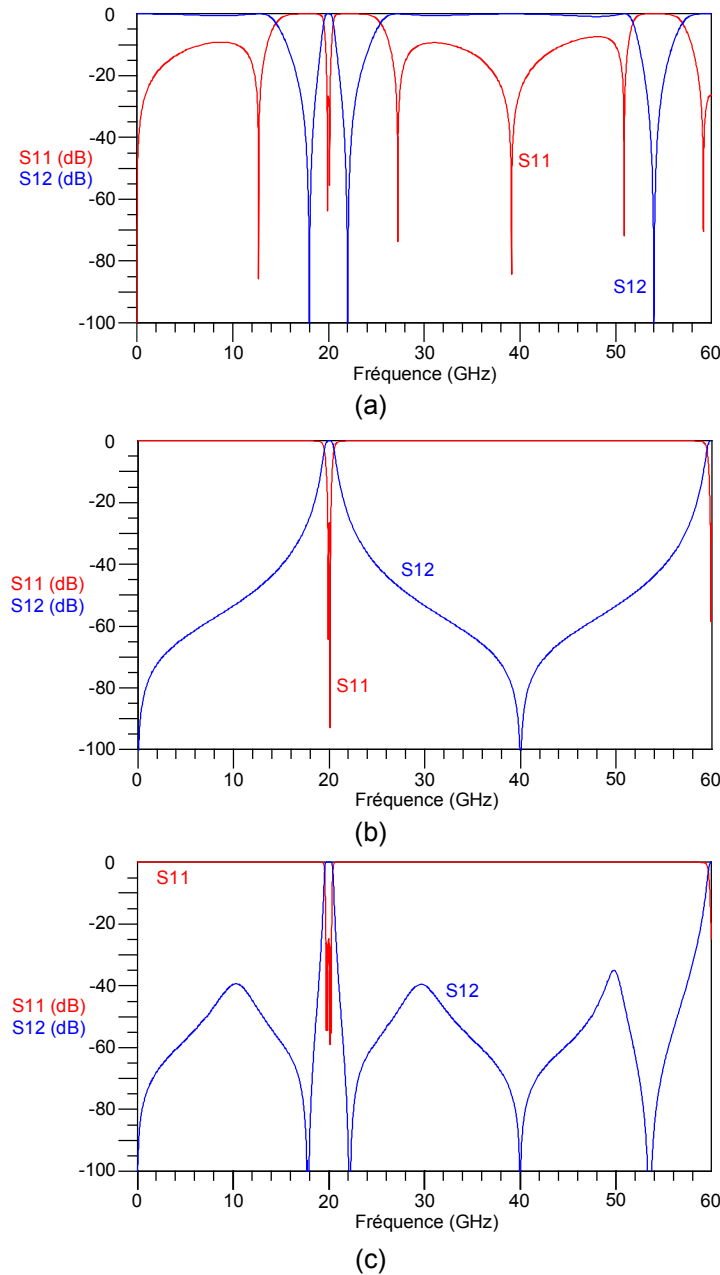


Figure IV.15. Réponses électriques des filtre DBR (a), à lignes couplées (b) et hybride (c).

Si les deux filtres initiaux (topologies DBR et à lignes couplées) présentent une fréquence centrale de 20 GHz pour une bande passante relative à 3 dB de 5 %, ce n'est pas le cas du filtre final. En effet, ce dernier est bien centré à 20 GHz, mais sa bande passante n'est que de 4.3 %. Cette association implique donc une diminution de la largeur de la bande passante. Il est donc impératif de prévoir pour les filtres initiaux des bandes plus larges que celle spécifiée dans le cahier des charges.

*Remarque :* lors de l'association des structures à lignes couplées et DBR, la réponse électrique du filtre hybride initialement obtenue n'est pas exactement celle présentée ici. En effet, certaines corrections sont nécessaires pour obtenir une réponse bien adaptée. Dans notre cas, seules quelques modifications minimales des niveaux de couplages et des impédances des lignes d'entrée/sortie ont été nécessaires. Cependant, pour des spécifications plus complexes, la superposition des deux fonctions

reste un bon point de départ, mais leur réajustement peut être plus difficile et nécessiter une phase d'optimisation relativement longue.

### IV.3.2. Filtre hybride accordable

#### IV.3.2.1. Principe d'accord

Pour poursuivre dans notre démarche de conception de filtres accordables, nous avons réalisé un filtre à variations discrètes à partir de la structure présentée au paragraphe précédent. Nous avons pour cela ajouté des tronçons de lignes à l'extrémité de chaque stub comme précédemment (cf. §IV.2.1.1) mais aussi à l'extrémité en circuit ouvert de chaque résonateur de la zone de couplage comme nous l'avons fait pour le filtre interdigité (cf. §III.2.1). Les premières lignes additionnelles modifient alors la fréquence des zéros de transmission liés à la structure DBR et les seconds, la fréquence centrale du filtre à lignes couplées inséré entre les résonateurs DBR.

La présence de lignes couplées entre les résonateurs DBR rend le contrôle de la bande passante plus difficile. En effet, la variation en fréquence centrale s'accompagnera d'une variation non contrôlée de la bande passante du filtre due à la zone couplée. Une compensation supplémentaire sur les résonateurs DBR est alors nécessaire pour retrouver la largeur de bande désirée.

Le schéma en lignes idéales du filtre hybride accordable est présenté Figure IV.16. Ce filtre est centré à  $F_{02} = 20$  GHz avec une bande passante relative à 3 dB  $W_2 = 5.7\%$  (bande 2) lorsque les lignes additionnelles sont déconnectées. Il commute à  $F_{01} = 14.8$  GHz avec  $W_1 = 6.1\%$  (bande 1) lorsque ces dernières sont connectées au circuit principal. Les réponses électriques de ce filtre dans ses deux états sont données Figure IV.17.

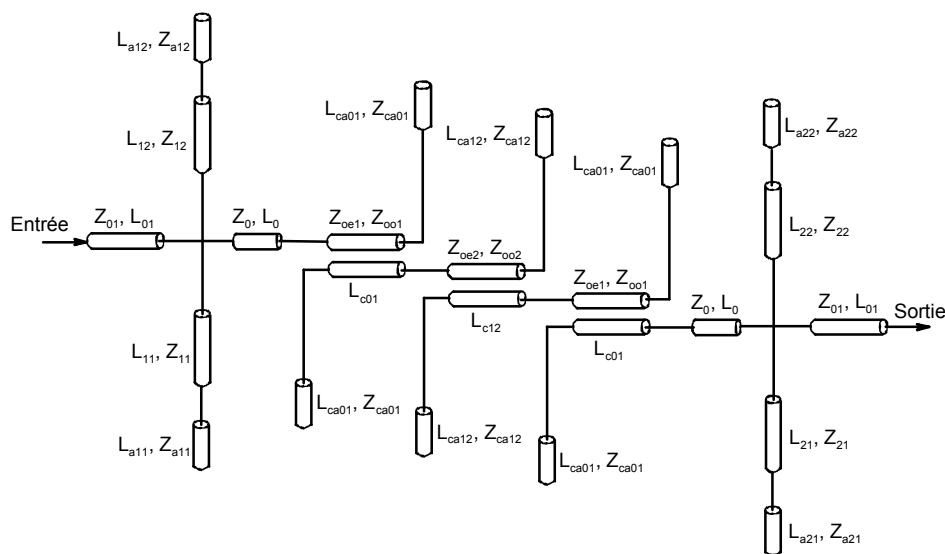


Figure IV.16. Filtre hybride d'ordre 4 à accord discret.

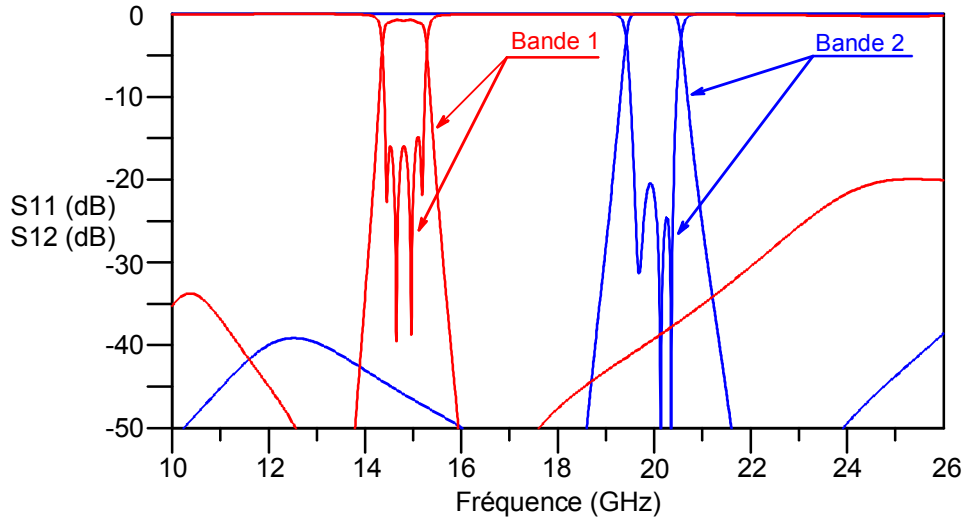


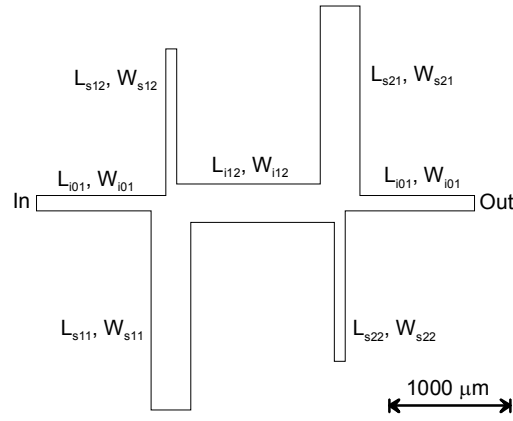
Figure IV.17. Réponses électriques du filtre accordable ci-dessus.

*Remarque :* pour les simulations ci-dessus, réalisées en lignes idéales sans pertes, nous avons déjà tenu compte du système d'activation utilisé par la suite. Il s'agira ici de MEMS RF à contact ohmique. Nous avons donc introduit, entre les lignes principales et leurs lignes additionnelles associées, une capacité de 10 fF dans le cas où les lignes additionnelles sont "déconnectées" (MEMS à l'état haut) et une résistance de 0.5  $\Omega$  dans le cas où elles sont "connectées" (MEMS à l'état bas). C'est la présence de cette résistance qui explique les pertes de 0.8 dB dans la bande 1.

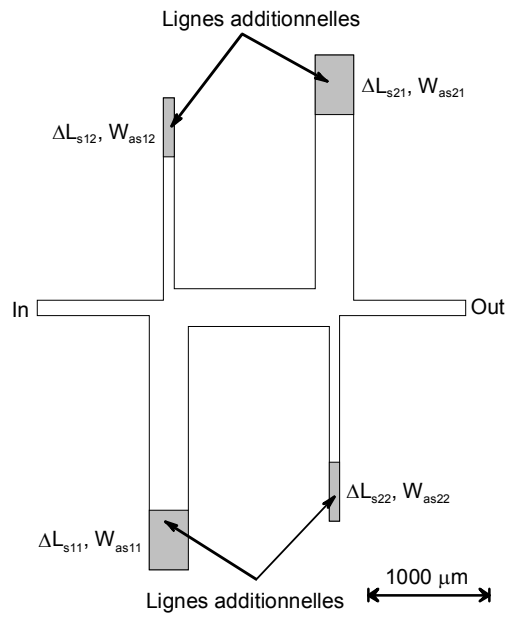
#### IV.3.2.2. Réalisation de filtres DBR et hybride à connecteurs idéaux

Dans un premier temps, pour valider le concept présenté ci-dessus, nous avons réalisé un démonstrateur tant pour le filtre DBR que pour le filtre hybride. Ces circuits ont été fabriqués au LEST en technologie micro-ruban sur substrat alumine de permittivité 9.9 et d'une hauteur de 254  $\mu\text{m}$ .

Cependant, pour obtenir les deux états discrets de ces deux filtres accordables, nous avons utilisé des "connecteurs idéaux". En fait, deux circuits ont été réalisés pour chaque filtre accordable : le premier permet d'obtenir la bande de fréquence la plus haute ( $F_{02} = 20$  GHz) (Figure IV.18(a) pour le DBR et Figure IV.19(a) pour le filtre hybride) ; le second a le même gabarit que le premier en termes de longueurs et d'impédances mais nous lui ajoutons les lignes additionnelles directement en contact avec les stubs ou les résonateurs couplés pour obtenir la fréquence basse ( $F_{01} = 15$  GHz) (Figure IV.18(b) pour le DBR et Figure IV.19(b) pour le filtre hybride). Leurs dimensions sont répertoriées en Tableau IV.4 pour le filtre DBR accordable et en Tableau IV.5 pour le filtre hybride accordable.



(a)



(b)

Figure IV.18. Filtre DBR accordable à connecteurs idéaux : (a) bande haute, (b) bande basse.

Inverseurs	Premier Résonateur DBR	Second Résonateur DBR
	$L_{s11} = 1725 \mu\text{m}$	$L_{s21} = 1646 \mu\text{m}$
	$L_{s12} = 1288 \mu\text{m}$	$L_{s22} = 1317 \mu\text{m}$
$L_{i01} = 1123 \mu\text{m}$	$W_{s11} = 330 \mu\text{m}$	$W_{s21} = 330 \mu\text{m}$
$L_{i12} = 1410 \mu\text{m}$	$W_{s12} = 91 \mu\text{m}$	$W_{s22} = 91 \mu\text{m}$
$W_{i01} = 130 \mu\text{m}$	$\Delta L_{s11} = 510 \mu\text{m}$	$\Delta L_{s21} = 510 \mu\text{m}$
$W_{i12} = 324 \mu\text{m}$	$\Delta L_{s12} = 500 \mu\text{m}$	$\Delta L_{s22} = 500 \mu\text{m}$
	$W_{as11} = 330 \mu\text{m}$	$W_{as21} = 330 \mu\text{m}$
	$W_{as12} = 91 \mu\text{m}$	$W_{as22} = 91 \mu\text{m}$

Tableau IV.4. Dimensions du filtre DBR accordable de la Figure IV.18.

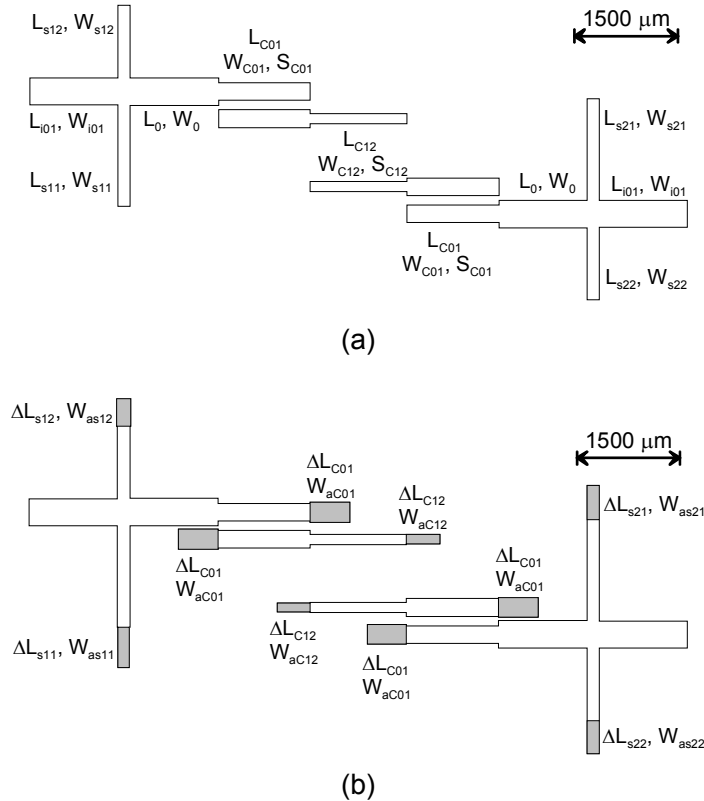
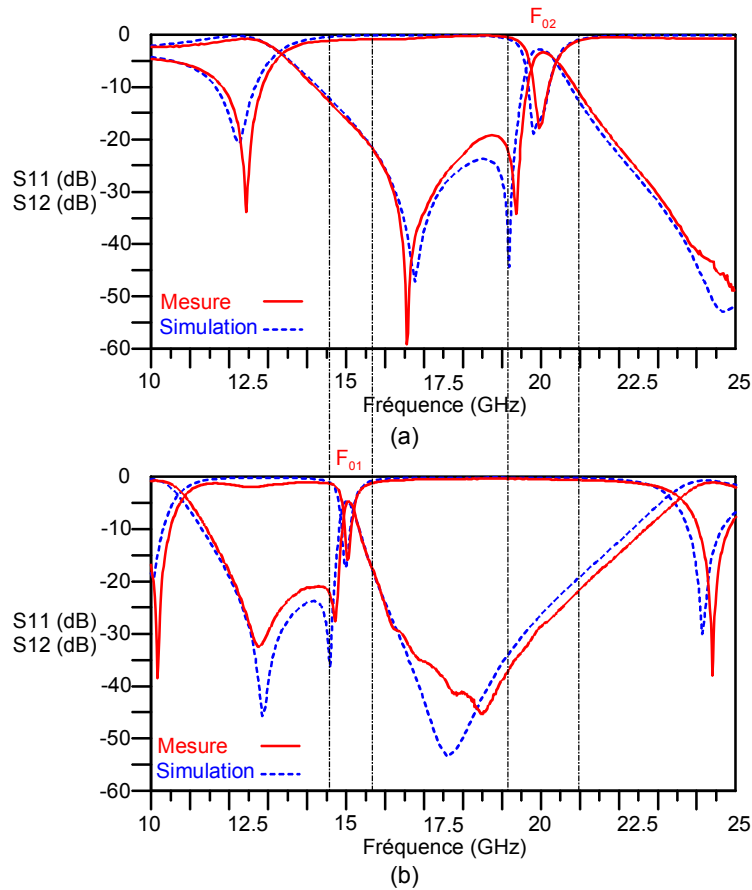


Figure IV.19. Filtre hybride accordable à connecteurs idéaux : (a) bande haute, (b) bande basse.

Inverseurs d'entrée/sortie	Premier Résonateur DBR	Second Résonateur DBR	Lignes couplées	
$L_{i01} = 1375 \mu\text{m}$ $W_{i01} = 389 \mu\text{m}$  $L_0 = 1380 \mu\text{m}$ $W_{i01} = 402 \mu\text{m}$	$L_{s11} = 1677 \mu\text{m}$ $L_{s12} = 1256 \mu\text{m}$	$L_{s21} = 16776 \mu\text{m}$ $L_{s22} = 1256 \mu\text{m}$	$L_{c01} = 1342 \mu\text{m}$ $L_{c12} = 1406 \mu\text{m}$	
	$W_{s11} = 180 \mu\text{m}$ $W_{s12} = 180 \mu\text{m}$	$W_{s21} = 180 \mu\text{m}$ $W_{s22} = 180 \mu\text{m}$	$W_{c01} = 260 \mu\text{m}$ $S_{c01} = 135 \mu\text{m}$ $W_{c12} = 150 \mu\text{m}$ $S_{c12} = 844 \mu\text{m}$	
	$\Delta L_{s11} = 595 \mu\text{m}$ $\Delta L_{s12} = 399 \mu\text{m}$	$\Delta L_{s21} = 500 \mu\text{m}$ $\Delta L_{s22} = 484 \mu\text{m}$	$\Delta L_{c01} = 577 \mu\text{m}$ $\Delta L_{c12} = 482 \mu\text{m}$	
	$W_{as11} = 160 \mu\text{m}$ $W_{as12} = 200 \mu\text{m}$	$W_{as21} = 180 \mu\text{m}$ $W_{as22} = 180 \mu\text{m}$	$W_{ac01} = 288 \mu\text{m}$ $W_{ac12} = 130 \mu\text{m}$	

Tableau IV.5. Dimensions du filtre hybride accordable de la Figure IV.19.

En Figure IV.20, nous présentons les résultats de simulations et de mesures pour le filtre DBR accordable pour ses deux configurations ((a) bande haute, (b) bande basse). A l'état haut, en mesures, le filtre est centré à  $F_{02} = 20.03 \text{ GHz}$  pour une bande passante relative à  $-3 \text{ dB}$   $W_2 = 4 \%$ . Les pertes d'insertion sont de  $3.4 \text{ dB}$ . A l'état bas, la fréquence centrale devient  $F_{01} = 15.06 \text{ GHz}$  et la bande passante  $W_1 = 2.1 \%$ . La réduction de la bande passante entraîne inévitablement une augmentation des pertes d'insertion pour atteindre ici  $4.7 \text{ dB}$ . Nous pouvons observer sur ces figures une bonne corrélation entre simulations et mesures tant à l'état haut qu'à l'état bas.



**Figure IV.20. Simulations et mesures du filtre DBR accordable de la Figure IV.18 : (a) bande haute, (b) bande basse.**

En Figure IV.21, nous présentons les résultats de simulations et de mesures pour le filtre hybride accordable cette fois ((a) bande haute, (b) bande basse). A l'état haut, en mesures, le filtre est centré à  $F_{02} = 20.05$  GHz pour une bande passante relative à  $-3$  dB  $W_2 = 4.7$  %. Les pertes d'insertion sont alors de 3.6 dB. A l'état bas, la fréquence centrale devient  $F_{01} = 15.13$  GHz et la bande passante  $W_1 = 5.6$  %. Les pertes d'insertion sont cette fois de 3.8 dB. Nous observons toujours une bonne corrélation entre simulations et mesures à l'exception d'un niveau d'adaptation relativement moyen en mesure dans la bande basse ( $\approx -10$  dB).



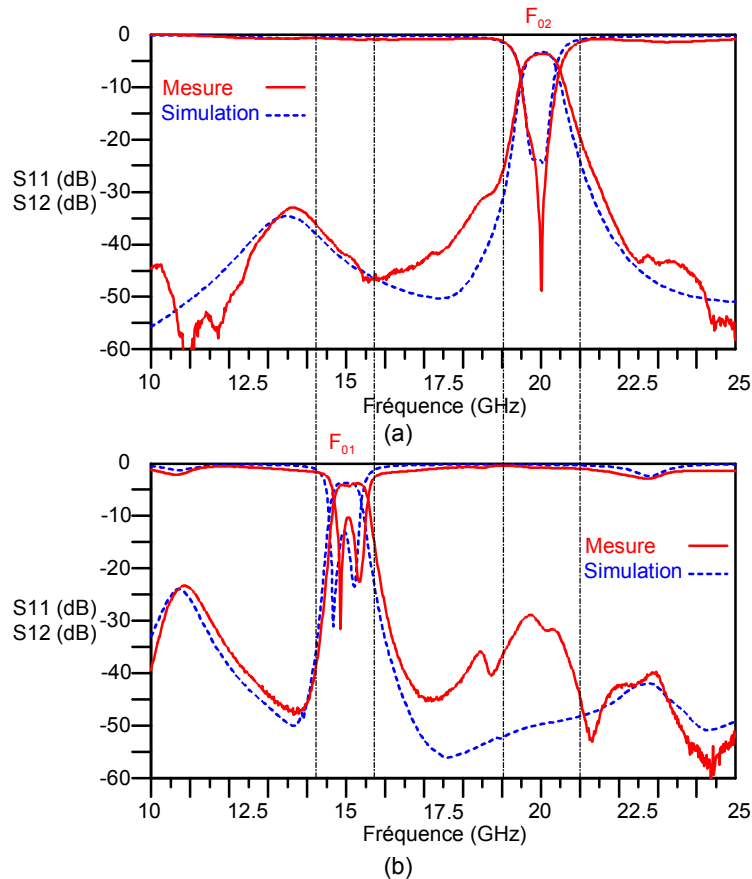


Figure IV.21. Simulations et mesures du filtre hybride accordable de la Figure IV.19 :  
(a) bande haute, (b) bande basse.

Ces mesures montrent bien l'intérêt du filtre hybride par rapport au filtre DBR pour la réalisation de filtre à accord discret. En effet, sur la structure DBR, les remontées parasites d'un état discret se superposent avec la bande passante de l'autre état (isolation de l'ordre de -10 dB seulement). Ceci n'est plus le cas pour le filtre hybride où les remontées parasites sont atténuées au minimum de -30 dB, évitant ainsi cette superposition.

#### IV.3.2.3. Utilisation de MEMS à contact ohmique comme connecteurs

Après la validation du concept en utilisant des connecteurs idéaux, nous avons développé un nouveau filtre hybride à accord discret en remplaçant ces derniers par des connecteurs réels : des MEMS à contact ohmique. En Figure IV.22, nous présentons le masque de la structure hybride accordable.

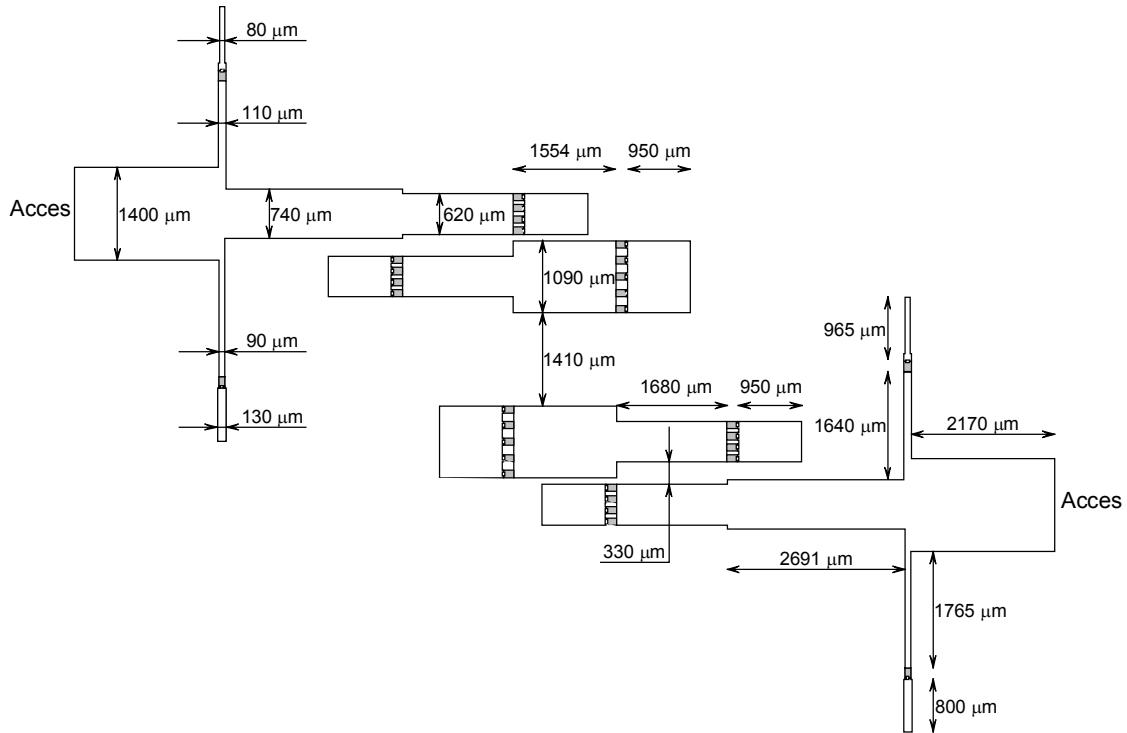


Figure IV.22. Masque du filtre hybride d'ordre 4 à accord discret.

Les simulations électromagnétiques de ce circuit, réalisées sous ADS-Momentum-Agilent<sup>®</sup>, sont présentées Figure IV.23, pour les deux cas possibles. Lorsque les MEMS sont à l'état bas, Bande 1, la fréquence centrale est  $F_{01} = 15.2$  GHz et la bande passante relative à 3 dB est  $W_1 = 2.4$  %. Si les MEMS sont à l'état haut, Bande 2, la fréquence centrale est  $F_{02} = 20$  GHz et la bande passante  $W_2 = 3.5$  %. La variation en fréquence dépendant de la longueur des lignes additionnelles, une variation plus importante pourrait être obtenue en les augmentant. Dans ce cas, la plage de variations possibles est limitée par le domaine de validité des lignes quart d'onde séparant les résonateurs DBR des lignes couplées.

En Bande 2, les pertes sont de l'ordre de 1.4 dB contre 4.9 dB en Bande 1. Cette différence s'explique par la présence de résistances de contact lorsque les MEMS sont à l'état bas, mais aussi par la largeur de la bande passante qui est plus faible (2.4 % contre 3.5 %). Nous constatons également que l'objectif de supprimer le continu et les remontées parasites en hautes et basses fréquences est effectivement atteint.

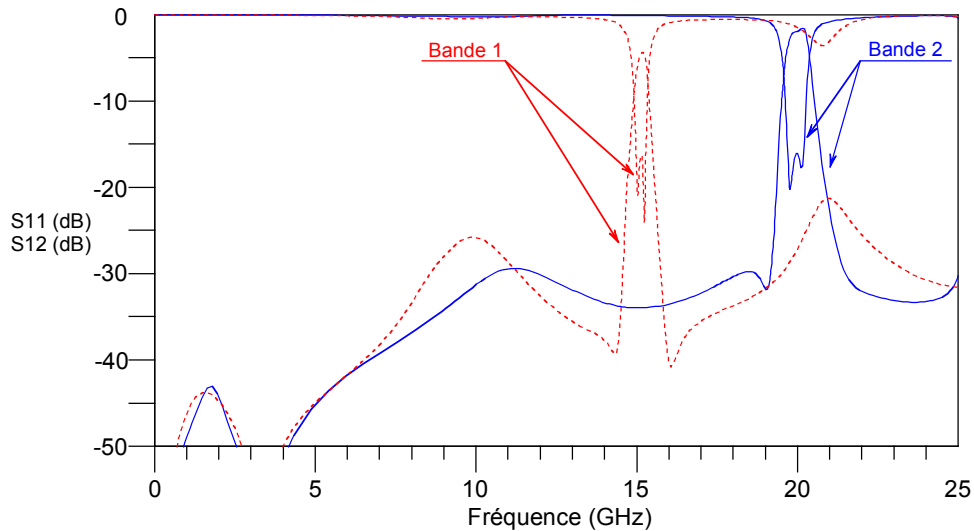


Figure IV.23. Paramètres S simulés du filtre hybride d'ordre 4 à accord discret.

Au moment de la rédaction de cette thèse, ce filtre était en cours de réalisation à l'IRCOM. Les mesures ne sont donc pas disponibles ici.

### IV.3.3. Conclusion

Cette association d'un filtre DBR et d'une structure à lignes couplées est donc très intéressante pour conserver les qualités des deux topologies en éliminant leurs principaux défauts. Ainsi, les filtres DBR offrent une très forte réjection aux bords de la bande passante mais sont transparents aux signaux continus et basses fréquences et la première remontée parasite est très proche de la bande passante. A l'inverse, la topologie à lignes couplées permet d'éliminer les signaux continus et basses fréquences et la première remontée parasite en bande haute est repoussée très loin de la bande passante, mais elle ne permet d'obtenir une forte réjection qu'en augmentant de manière importante l'ordre du filtre. La structure hybride, issue de leur association, ne présente aucun de ces défauts et conservent leurs qualités.

De plus, l'utilisation de cette topologie pour réaliser un filtre à accord discret évite la superposition des remontées parasites et des bandes passantes d'un état discret à l'autre. Les mesures présentées ont permis de valider ce principe même si elles ont été réalisées sans utiliser de connecteurs réels entre les stubs et résonateurs couplés et leur ligne additionnelle associée. Notons cependant que la présence des lignes couplées complique légèrement le réglage de la bande passante, même si un réglage supplémentaire sur les résonateurs DBR nous permet quand même de la contrôler.

## **IV.4. Conclusion**

Ce dernier chapitre concernant les filtres reconfigurables a été l'occasion d'associer des structures spécifiques de filtrage à la topologie DBR afin d'en améliorer les performances. Ainsi, la première structure intégrée au filtre DBR permet d'augmenter la plage de variations et de limiter les premières remontées parasites en bande haute. La seconde association débouche sur une structure hybride qui coupe les signaux continus, les basses fréquences et les premières remontées en hautes fréquences tout en conservant une forte réjection, l'une des principales qualités des filtres DBR. Ces propriétés ne sont de surcroît pas détériorées par la commutation en fréquence.

Nous avons également utilisé un second type de MEMS pour réaliser l'accord de ces filtres. A partir de ces MEMS à contact ohmique, nous obtenons une meilleure isolation à l'état haut et une meilleure conduction du signal à l'état bas. Ils sont par conséquent bien adaptés pour la réalisation de systèmes à accord discret.

Nous n'avons conçu ici que des filtres à variations discrètes mais les principes présentés dans ce chapitre peuvent tout à fait s'appliquer à des filtres à accord continu, soit en utilisant les MEMS en varactors et non plus en commutateurs, soit en utilisant un autre système d'accord comme les éléments discrets par exemple.

## **Bibliographie du chapitre IV**

- [IV.1] C. QUENDO**  
"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées."  
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, N° d'ordre 839, Novembre 2001.
- [IV.2] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON**  
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N°3, p. 734-743, Mars 2003.
- [IV.3] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON**  
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, N°3, p. 1034-1044, Mars 2004.
- [IV.4] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON, M. NEY**  
"Optimal design of low-pass filters using open stubs to control the out-of-band."  
30<sup>th</sup> European Microwave Conference, p. 336-339, Paris, Octobre 2000.
- [IV.5] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON, M. NEY**  
"Integration of optimized low-pass filters in a bandpass filter for out-of-band improvement."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, N°12, p. 2376-2383, Décembre 2001.
- [IV.6] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, E. M. T. JONES**  
"Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures."  
Artech House, Dedham, MA, 1980.

# CHAPITRE V





## Chapitre V : Proposition de systèmes d'émission/réception accordables

### V.1. Introduction

Ce dernier chapitre est consacré à la conception de systèmes d'émission/réception (Tx/Rx) à caractéristiques variables. L'objectif est d'associer une antenne et un filtre afin de mettre en œuvre un front-end radio simple, agile en fréquence et à diversité de polarisation (cf. Figure V.1).

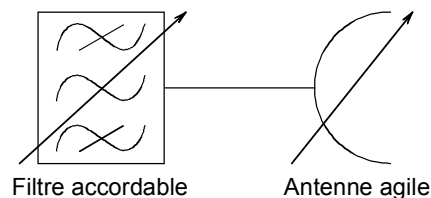


Figure V.1. Synoptique d'une extrémité radio accordable.

Plusieurs combinaisons de filtres et d'antennes sont envisageables. Nous pouvons par exemple associer un filtre faible bande à accord continu et une antenne à bande passante moyenne ou large. Ce type d'association peut par exemple être utilisé dans le cas d'une chaîne Tx/Rx où les bandes d'émission et de réception sont proches l'une de l'autre. Pour des systèmes multinormes par contre, et plus particulièrement lorsque les différentes bandes de fréquences sont relativement éloignées, nous privilégierons des filtres à accord discret associés à des antennes multibandes.

Nous avons déjà longuement discuté des filtres à caractéristiques variables dans les chapitres précédents. Nous nous attardons ici sur l'agilité de l'élément rayonnant en commençant par un état de l'art succinct des antennes agiles. Dans cet état de l'art, comme dans l'ensemble de nos travaux, nous nous concentrons uniquement sur les antennes imprimées.

Pour cette première étude, nous avons réalisé une antenne à polarisation circulaire dont nous pouvons modifier le sens de la polarisation. La diversité de polarisation est obtenue en associant l'antenne à un coupleur hybride 3dB/90° dont nous modifions le déphasage en sortie grâce à des commutateurs MEMS RF. Ces travaux ont cette fois été réalisés en collaboration avec le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS, UPR CNRS 8001) à Toulouse. Nous revenons dans ce chapitre sur cette technologie et sur les propriétés des substrats membranes bien adaptés à la réalisation d'antennes.



Ce travail, mené dans le cadre d'une Equipe Projet Multi-Laboratoires du CNRS (EPML 53 – Agilité) [V.1], n'est pas encore achevé et constituera le fil conducteur des premiers travaux que nous réaliserons après cette thèse.

## V.2. Etat de l'art des antennes agiles

Même si pour les travaux effectués dans le cadre de cette thèse, nous ne nous sommes intéressés qu'à la diversité de polarisation, cet état de l'art ne se limite pas qu'à ce type de reconfigurabilité. L'agilité en fréquence centrale d'une antenne constitue la première partie de cet état de l'art car il s'agit de l'accord ayant fait l'objet du plus grand nombre de travaux. Nous discutons alors de la diversité de polarisation qui est de plus en plus étudiée. Enfin, nous évoquons de récents travaux concernant la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement d'une antenne.

### V.2.1. Antennes agiles en fréquence centrale

De nombreuses structures d'antennes accordables en fréquence centrale ont été et sont encore développées. Parmi toutes ces structures, trois topologies se dégagent.

La première utilise une antenne patch chargée par un élément à réactance variable de type éléments discrets (cf. Figure V.2) [V.2] – [V.5] ou MEMS [V.6]. A partir de ces structures, des variations importantes de la fréquence centrale (jusqu'à 40 %) peuvent être obtenues, en modifiant la tension de polarisation des éléments localisés. Toutefois, l'insertion de la varactor implique généralement la réalisation de trou dans le substrat.

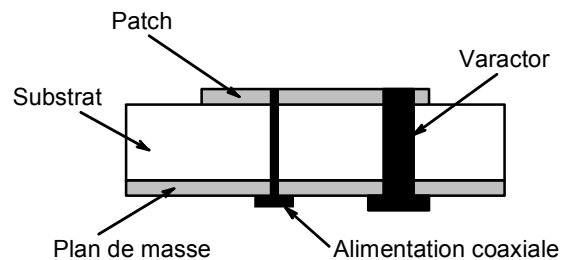


Figure V.2. Antenne patch agile en fréquence centrale.

La seconde topologie couramment utilisée associe des réseaux d'antennes et des commutateurs généralement de type MEMS (cf. Figure V.3). Ces antennes sont principalement des patches microrubans [V.7] – [V.10] mais on trouve également des dipôles rayonnants [V.11]. Suivant l'état de ces commutateurs (ouverts ou non), les différentes antennes du réseau sont connectées les unes aux autres ou non, formant ainsi des antennes équivalente de tailles différentes. Les variations de la fréquence centrale de l'antenne sont donc discrètes et peuvent alors atteindre plusieurs GHz. Dans

[V.11], E.R. Brown propose une antenne dont la fréquence centrale est 2, 4, 8 ou 16 GHz suivant l'état des MEMS.

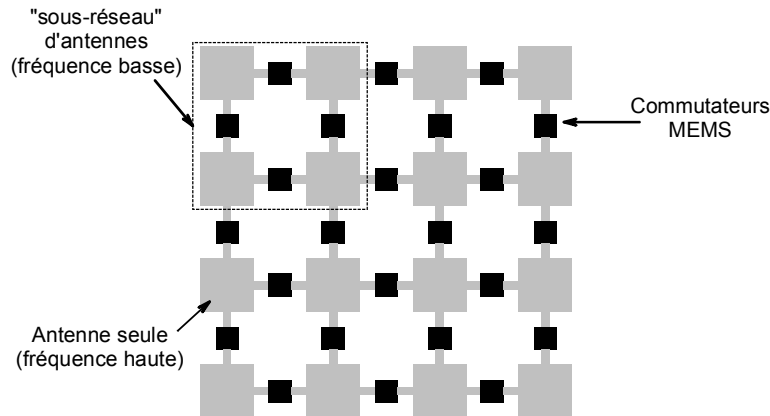


Figure V.3. Réseau d'antennes patches reconfigurable.

L'utilisation de matériaux agiles constitue la troisième méthode couramment utilisée pour agir sur la fréquence centrale d'une antenne. Le matériau agile, que ce soit du ferrite [V.12] – [V.15], du ferroélectrique [V.16] ou du cristal liquide [V.17], [V.18], voit sa permittivité électrique modifiée sous l'effet d'un champ électrique ou magnétique. La longueur électrique de l'antenne est alors modifiée et par conséquent sa fréquence centrale aussi. Cette technique permet d'accorder aisément la fréquence centrale de manière continue mais les variations n'excèdent généralement pas quelques centaines de MHz. La figure ci-dessous présente une antenne patch reposant sur du cristal liquide. La fréquence centrale de cette antenne, réalisée au LEST par N. Martin, varie de 4.6 à 4.74 GHz [V.18]. Notons cependant que si les tensions de commande restent inférieures à 10 V, les temps de réaction sont élevés (1 ms lors de l'activation et environ 1 min pour revenir à l'état initial).

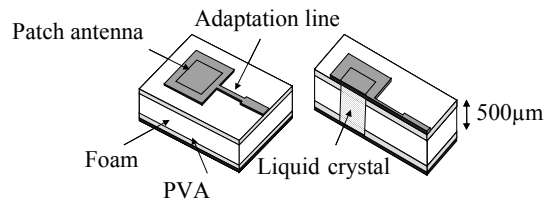


Figure V.4. Antenne patch accordable en fréquence en utilisant du cristal liquide.

## V.2.2. Antennes à diversité de polarisation

Si les premières conceptions d'antennes à diversité de polarisation sont relativement anciennes [V.2], elles connaissent depuis peu une recrudescence importante essentiellement due à la multiplication des systèmes de télécommunications ces dernières années. Ces travaux sont principalement basés sur l'association d'antennes et de commutateurs de type diodes PIN ou MEMS. Nous présentons ici quelques structures qui nous paraissent pertinentes, mais cette liste n'est pas exhaustive.

La première structure est issue des travaux de D.H. Schaubert [V.2]. Il s'agit d'un patch carré chargé à travers le substrat par des diodes PIN. Cette technique permet également d'agir sur la fréquence centrale comme nous l'avons vu au paragraphe précédent. Cependant, la position particulière des diodes PIN (cf. Figure V.5) permet ici de sélectionner une polarisation linéaire horizontale ou verticale ou une polarisation circulaire droite ou gauche. Toutefois, cette technique impose de percer le substrat.

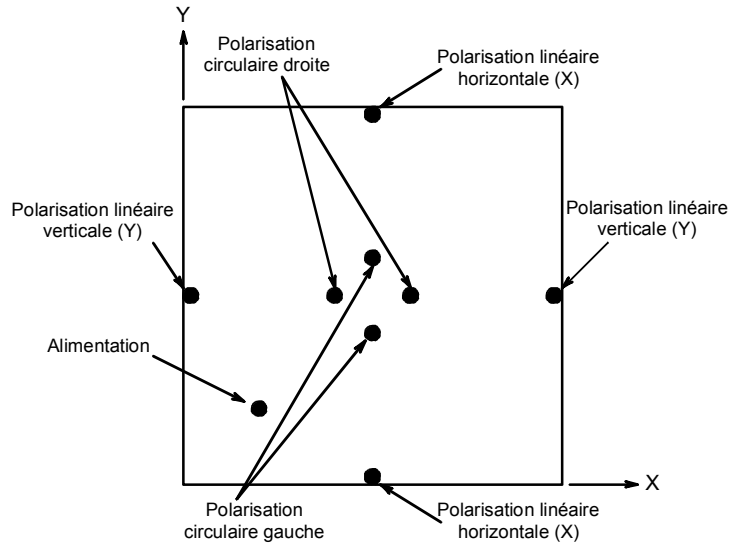


Figure V.5. Antenne patch à diversité de polarisation par action de diodes PIN.

Même si elles ne présentent pas une telle gamme de polarisations différentes, d'autres structures nous ont paru intéressantes.

Tout d'abord, une technique très simple pour passer d'une polarisation linéaire horizontale à une polarisation linéaire verticale consiste à disposer deux dipôles rayonnants à  $90^\circ$  l'un de l'autre et d'en alimenter qu'un seul suivant la polarisation recherchée [V.19]. Un seul système d'alimentation est alors nécessaire, la sélection de l'antenne se faisant par l'intermédiaire de diodes PIN.

L'antenne présentée sur la figure suivante (cf. Figure V.6) permet de commuter entre une polarisation circulaire droite ou gauche [V.20]. Il s'agit d'un patch carré alimenté suivant l'une de ses diagonales (point de coordonnées  $(X_f, Y_f)$ ) afin de générer deux polarisations linéaire horizontale et verticale. Deux fentes perpendiculaires sont en outre gravées sur le patch, chacune d'entre elles comportant en leur centre une diode PIN, l'une orientée vers la sonde d'alimentation (diode 1 sur la figure) et l'autre en sens opposé. Ces fentes apportent les conditions de phase nécessaires à l'obtention d'une polarisation circulaire. Lorsque la diode 1 est passante (respectivement bloquée) et la diode 2 bloquée (passante), l'antenne présente alors une polarisation circulaire droite (gauche).

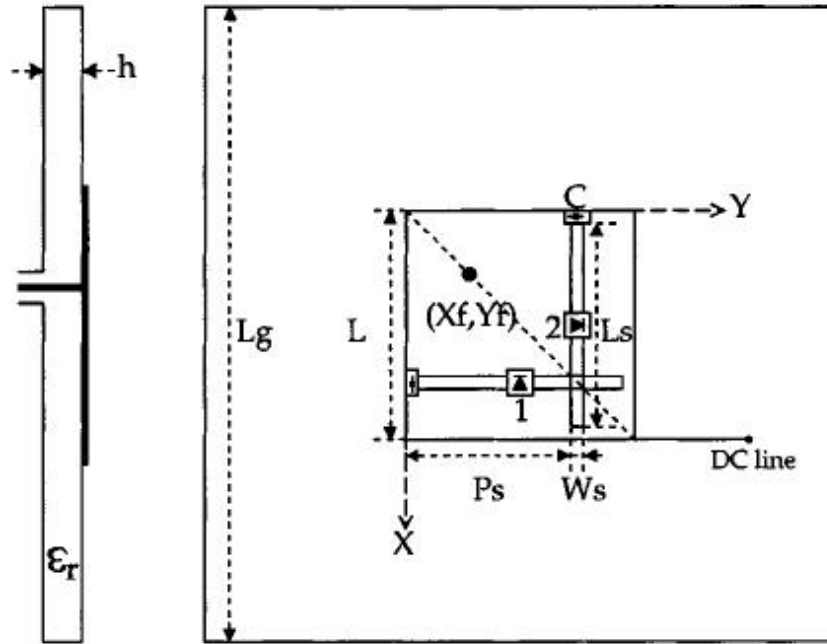


Figure V.6. Antenne patch à diversité de polarisation circulaire.

Les deux dernières structures présentées ici permettent de commuter d'une polarisation linéaire à une polarisation circulaire.

Un patch est alimenté suivant sa diagonale afin d'obtenir une polarisation circulaire (cf. Figure V.7) [V.21]. Sur celui-ci, deux fentes sont réalisées sur les faces opposées à la ligne d'alimentation. Dans l'une de ces fentes, un stub est inséré et un MEMS surplombe l'ensemble. Lorsque ce MEMS est à l'état haut, le stub n'a, a priori, qu'une influence négligeable sur la structure et le patch présente une polarisation circulaire. Lorsque le MEMS est à l'état bas, le stub perturbe la différence de phase entre les deux modes, le patch est alors polarisé linéairement.

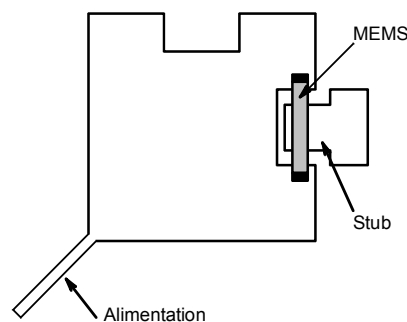


Figure V.7. Antenne patch à polarisation reconfigurable par commutateur MEMS.

Nous terminons cet état de l'art des antennes à diversité de polarisation par une fente en anneau [V.22]. Une telle antenne est normalement polarisée linéairement. Cependant, en ajoutant deux discontinuités, respectivement à  $45^\circ$  et  $-135^\circ$  de la ligne d'alimentation, la polarisation devient circulaire gauche. En insérant une diode PIN entre l'anneau et chaque discontinuité, nous pouvons commuter d'une polarisation à l'autre suivant l'état des diodes : polarisation linéaire (linear)

lorsqu'elles sont bloquées et polarisation circulaire gauche (LHCP) lorsqu'elles sont passantes (cf. Figure V.8(a)). L'ajout de deux discontinuités supplémentaires à  $135^\circ$  et  $-45^\circ$  conduit cette fois à un choix entre une polarisation circulaire gauche ou droite (RHCP) (cf. Figure V.8(b)).

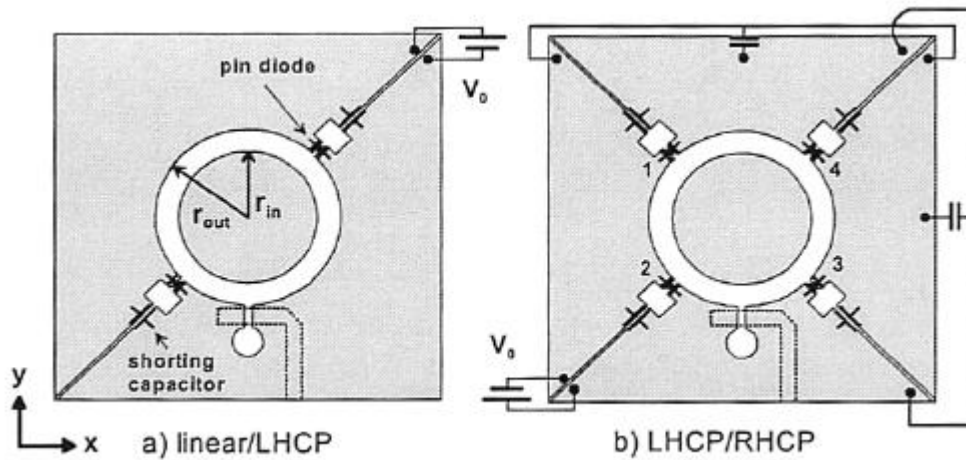


Figure V.8. Fente en anneau à diversité de polarisation.

### V.2.3. Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement

La reconfigurabilité d'un diagramme de rayonnement est classiquement basée sur l'utilisation de réseaux d'antennes patches comme celui présenté Figure V.3. Il suffit pour cela de contrôler la phase des signaux d'excitation des différentes antennes constituant le réseau [V.23], [V.24].

Le développement de la technologie MEMS a également conduit à la conception d'antennes imprimées dont le faisceau de rayonnement est reconfigurable. Il s'agit d'antennes en V (cf. Figure V.9) dont chacune des branches est mobile [V.25], [V.26]. Le mouvement indépendant de chaque branche permet de modifier la forme du faisceau et plus particulièrement la direction du lobe principal et l'angle d'ouverture à  $-3$  dB. Chaque branche étant fixée autour d'un seul axe, leur mouvement est obtenu en les poussant ou en les tirant par l'intermédiaire d'éléments se déplaçant linéairement. Ce système semble toutefois soumis à de nombreuses contraintes technologiques.

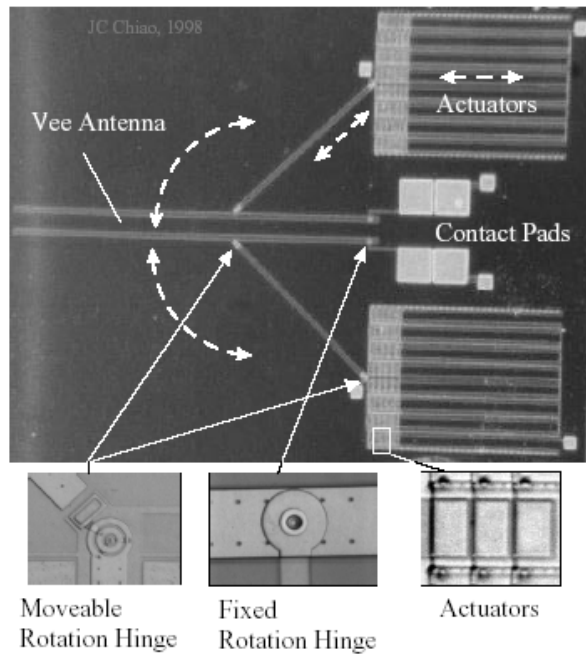


Figure V.9. Antenne en V à faisceau reconfigurable.

#### V.2.4. Conclusion

De nombreuses structures d'antennes reconfigurables ont donc déjà été réalisées. Certaines topologies permettent l'accord de plusieurs paramètres comme la fréquence centrale ou la polarisation. Cependant, la plupart de ces structures présentent quelques inconvénients comme les pertes inhérentes à l'insertion de diodes PIN ou la complexité de fabrication due aux trous dans le plan de masse. D'autres aspects, comme la pureté de la polarisation ou le rendement, sont également peu abordés dans les publications.

De notre côté, nous avons également cherché à développer une antenne reconfigurable en terme de polarisation. Toutefois, il ne s'agit ici que d'une première approche. Les perspectives plus long terme sont le développement d'un ensemble complet filtre/antenne apportant le maximum de configurations possibles.

### V.3. Antenne à diversité de polarisation circulaire

Pour nos premiers travaux sur les antennes agiles, nous avons choisi de réaliser une antenne à diversité de polarisation. Comme souligné dans le premier chapitre de ce mémoire (cf. §I.2.1.1), cette diversité de polarisation permet d'augmenter la capacité d'un canal en réutilisant une même bande de fréquences pour plusieurs transmission simultanées. Elle constitue en outre un critère de détection supplémentaire des signaux, particulièrement utile en milieu urbain à cause des trajets multiples suivis par un même signal. Dans les systèmes d'émission/réception pour lesquels les bandes d'émission (Tx)

et de réception (Rx) sont très proches, la diversité de polarisation constitue un critère supplémentaire pour distinguer ces deux signaux. C'est d'ailleurs dans ce cadre que s'inscrit dans un premier temps notre démarche.

L'ensemble de ce travail se place dans le cadre de l'EPML 53 évoquée en introduction de ce chapitre. Pour ce projet commun, nous nous sommes placés dans la gamme des ondes millimétriques et plus précisément autour de 40 GHz, gamme utilisée par les applications multimédias par exemple.

### V.3.1. Polarisation circulaire d'une antenne

#### V.3.1.1. Principe

Pour avoir une polarisation circulaire sur une antenne imprimée, il faut l'alimenter par deux excitations orthogonales dans l'espace et déphasées de  $90^\circ$  dans le temps [V.27]. Pour une antenne patch par exemple, ceci s'obtient soit en utilisant deux lignes d'alimentation dont les longueurs diffèrent de  $\lambda_g/4$  (Figure V.10(a)), soit en excitant l'antenne à partir d'un coupleur 3dB/90° qui fournit des ondes d'amplitudes identiques mais déphasées de  $90^\circ$  (Figure V.10(b)). Une représentation schématique d'une onde polarisée circulairement est donnée en Figure V.11.

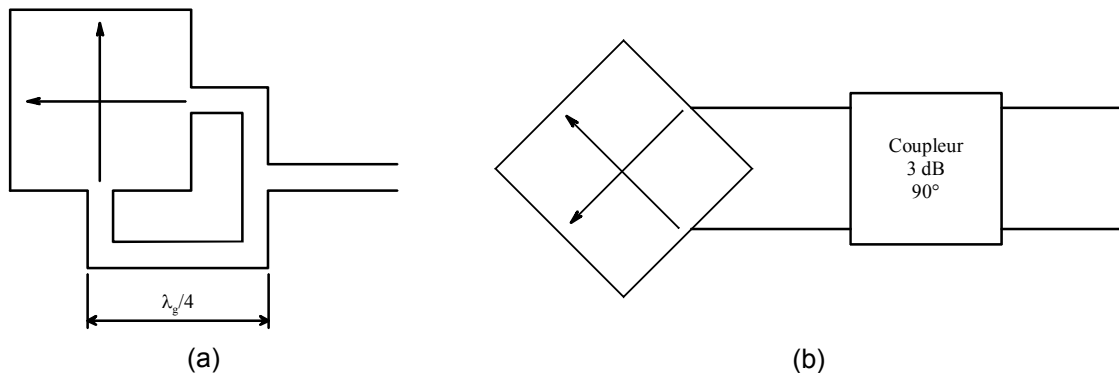


Figure V.10. Alimentation d'une antenne patch pour obtenir une polarisation circulaire.

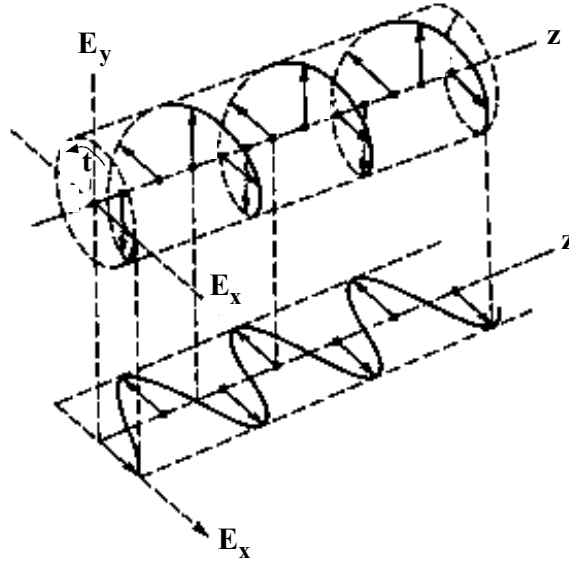


Figure V.11. Polarisation circulaire d'une onde.

En outre, suivant le signe du déphasage entre les deux excitations, la polarisation peut être circulaire droite ou gauche. Cependant, l'utilisation d'un coupleur hybride 3dB/90° permet d'obtenir un déphasage constant sur une large gamme de fréquences contrairement à la solution à base de tronçons quart d'ondes. En outre, à partir d'un tel coupleur, le sens de la polarisation dépend de la voie utilisée comme entrée du coupleur. En modifiant celle-ci, nous changeons donc le sens de polarisation de l'antenne. C'est cette propriété que nous utiliserons par la suite.

### V.3.1.2. Polarisation circulaire sur un réseau de deux antennes fentes

Pour ces premiers travaux sur les antennes reconfigurables, nous avons choisi, par simplicité, un réseau de deux antennes fentes en technologie coplanaire pour obtenir une polarisation circulaire. Chaque fente étant caractérisée par une polarisation linéaire, une polarisation circulaire s'obtient en introduisant un déphasage de 90° au niveau de leur excitation respective, avec une implémentation orthogonale comme illustré Figure V.12.

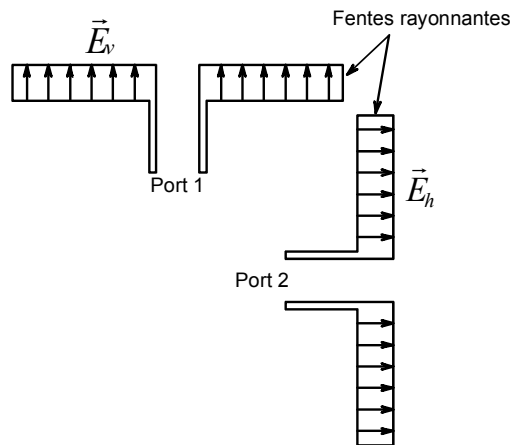


Figure V.12. Réseau de deux antennes fentes.



Cette antenne à polarisation circulaire est en cours de réalisation sur substrat membrane au LAAS. L'antenne est ainsi directement immergée dans un milieu proche de l'air ambiant. Les perturbations liées au changement de milieu sont alors réduites au minimum et le rendement maximal. En outre, les pertes liées au substrat sont, elles aussi, largement minimisées.

Le masque de cet élément rayonnant est présenté Figure V.13. Les éléments sur membrane sont inclus dans le cadre noir visible sur ce masque. Le reste de la structure est sur silicium massif. Les accès sur membrane correspondent à une impédance caractéristique de  $70 \Omega$  alors que les accès de la structure sur silicium massif sont à  $50 \Omega$ . Un taper est utilisé pour passer d'un milieu à l'autre. La structure globale mesure  $12030 \mu\text{m} \times 8200 \mu\text{m}$ , le substrat membrane représentant environ 18 % de la surface totale.

Pour analyser les performances de cette antenne, nous adopterons deux points de vue :

- ✓ Le point de vue "circuit" qui englobera les performances de l'élément rayonnant en termes d'adaptation et de bande passante (à  $-10 \text{ dB}$ ) ;
- ✓ Le point de vue "rayonnement" qui discutera des qualités de l'antenne en termes de gain, de directivité, de rendement et d'angle d'ouverture à  $-3 \text{ dB}$ .

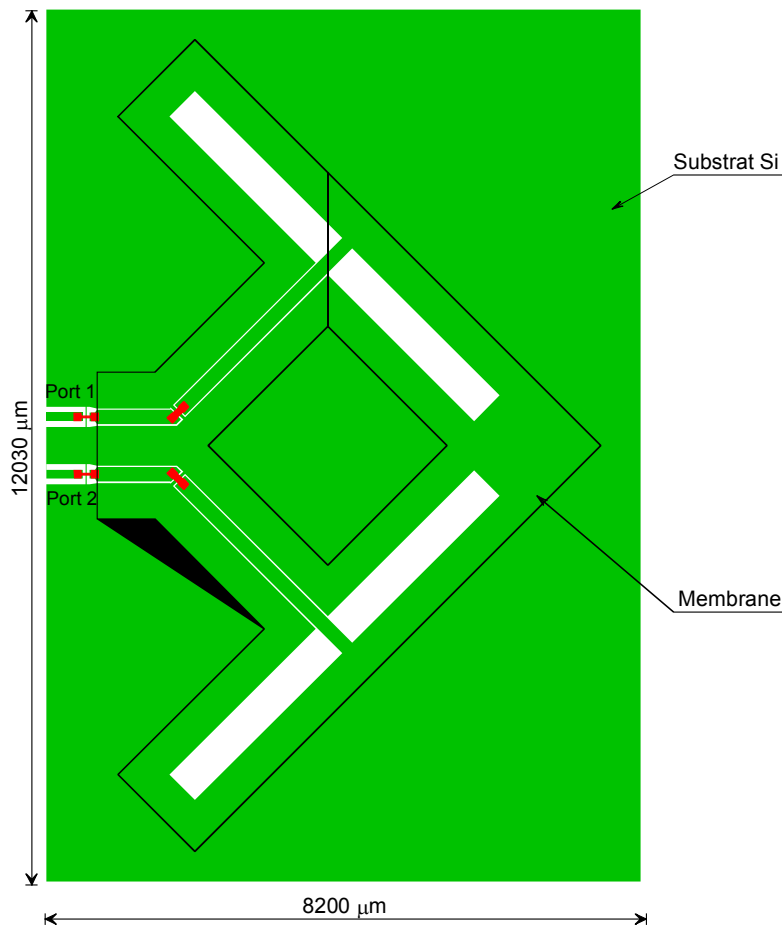


Figure V.13. Masque du réseau d'antennes fentes.

D'un point de vue "circuit", la fréquence centrale de cet élément rayonnant est centrée sur  $F_0 = 38.85$  GHz avec un niveau d'adaptation de  $-20.2$  dB. La bande passante relative à  $-10$  dB est alors de 11.1 %. La figure ci-dessous (Figure V.14) représente l'adaptation de l'antenne en fonction de la fréquence. Ces résultats sont issus de simulations électromagnétiques effectuées à l'aide du logiciel Momentum-ADS d'Agilent<sup>®</sup>.

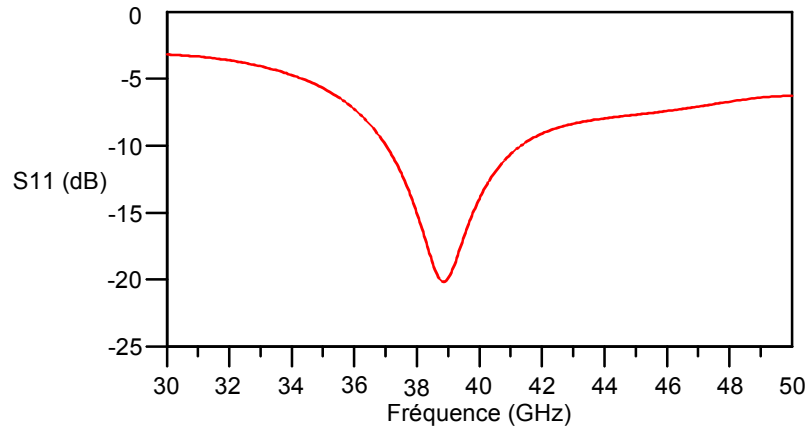


Figure V.14. Adaptation simulée du réseau d'antennes fentes de la Figure V.13.

D'un point de vue "rayonnement", le diagramme de rayonnement en plan E de cette antenne est présenté en Figure V.15. L'antenne a une directivité de 9.06 dB et un gain de 9.04 dB, soit un rendement de 99 %. L'angle d'ouverture à  $-3$  dB est de  $61^\circ$ . Un angle de dépointage  $\theta = 26^\circ$  suivant l'axe z est observé par ailleurs.

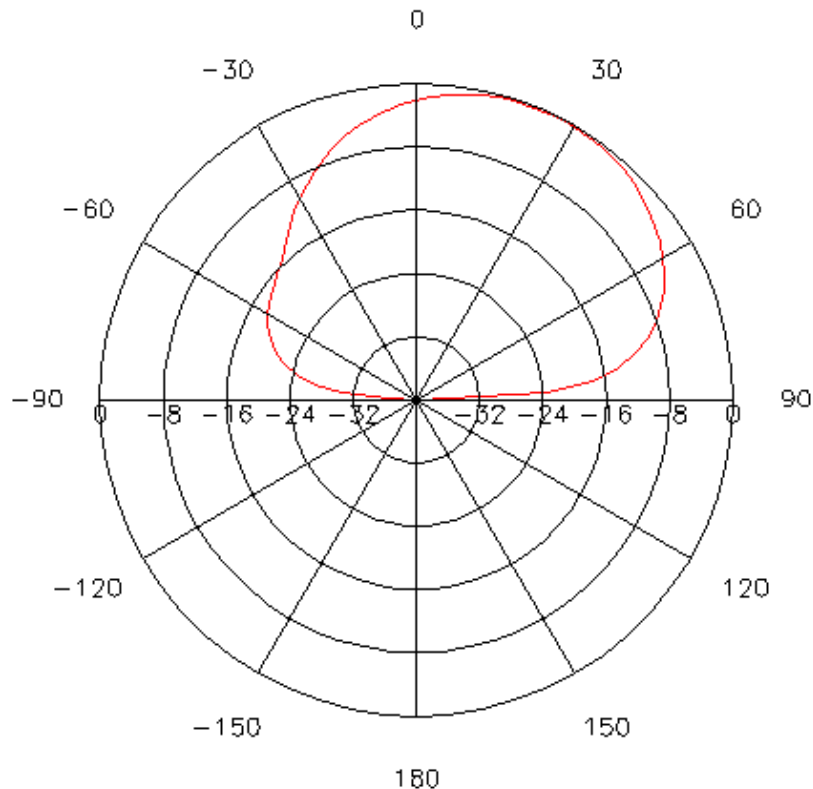


Figure V.15. Diagramme de rayonnement de l'antenne de la Figure V.13.

La co-polarisation et la polarisation croisée de cette antenne sont présentées en Figure V.16(a). Nous obtenons une polarisation croisée proche de 0 dB ce qui montre bien que nous sommes dans le cas d'une polarisation circulaire. En Figure V.16(b), nous constatons que nous obtenons une polarisation circulaire gauche sachant que le signal entrant au niveau du port 2 est déphasé de  $-90^\circ$  par rapport au signal du port 1.

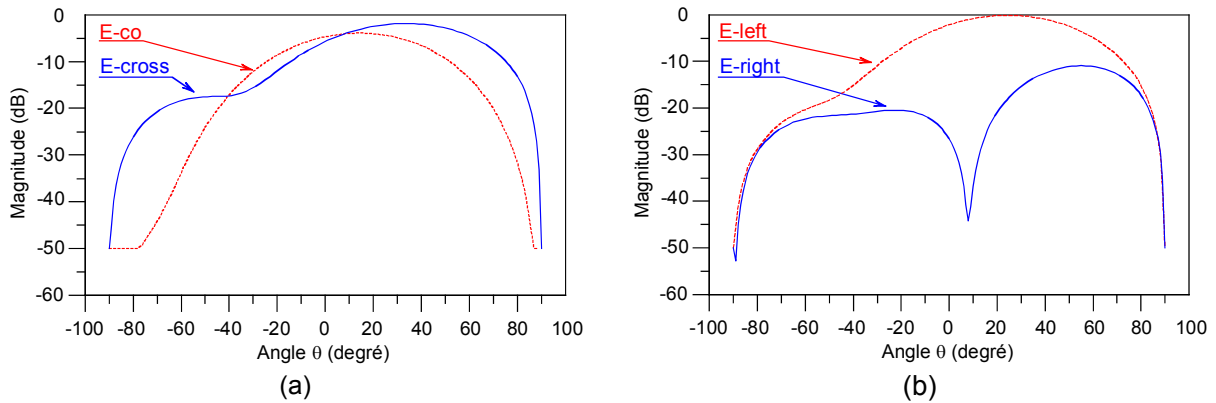


Figure V.16. Co-polarisation (E-co) et polarisation croisée (E-cross) (a) et sens de polarisation (b).

Au moment de la rédaction de cette thèse, cette antenne était en cours de réalisation au LAAS. Les mesures ne sont donc pas disponibles ici.

*Remarque 1 :* pour les simulations électromagnétiques présentées dans ce paragraphe et réalisées sous le logiciel Momentum, nous avons ajouté un plan de masse, placé 2 mm en dessous du substrat membrane, ce qui explique l'absence de champ rayonné sous l'antenne.

*Remarque 2 :* la méthode de détermination par la mesure de la polarisation d'une antenne est présentée en Annexe 1. Nous y expliquons également comment déterminer son sens dans le cas d'une polarisation circulaire.

### V.3.2. Diversité de polarisation

Notre objectif est de diversifier la polarisation de l'antenne présentée précédemment en commutant d'une polarisation circulaire droite à une polarisation circulaire gauche et vice versa. Pour cela, l'antenne est alimentée via un coupleur hybride 3dB/90° sur lequel nous agissons pour obtenir un déphasage entre ses sorties de  $+90^\circ$  ou  $-90^\circ$ . Ceci conduit à une variation du sens de polarisation de l'antenne.

V.3.2.1. **Coupleur hybride 3dB/90°**

V.3.2.1.1. Présentation du coupleur

La figure ci-dessous (Figure V.17) représente un coupleur hybride 3dB/90° en lignes idéales. Toutes les lignes sont des résonateurs quart d'onde, d'impédances respectives  $Z_0$  pour les lignes verticales et  $Z_0/\sqrt{2}$  pour les lignes horizontales.

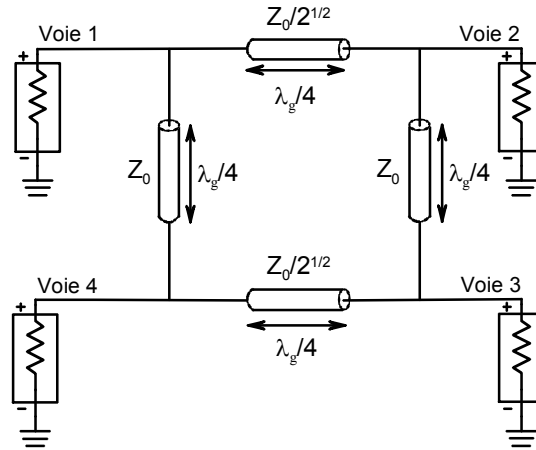


Figure V.17. Coupleur hybride 3dB/90°.

Si l'entrée est en voie 1, alors les voies 2 et 3 fournissent des signaux de même amplitude mais déphasés de +90°. La voie 4 est alors dite voie isolée car l'intensité du signal sur cette voie est nulle. A l'inverse, si l'entrée est en voie 4, le déphasage entre les voies de sorties 2 et 3 est de -90° et la voie 1 est la voie isolée. Les réponses en fréquences (entrée : voie 1) et le déphasage entre les voies 2 et 3 obtenus dans les deux cas sont présentés en Figure V.18.

Par convention, la bande passante de ce coupleur correspond à la gamme de fréquence pour laquelle l'amplitude du signal de la voie couplée est inférieure de 0.5 dB par rapport à la valeur maximale. Nous obtenons ici, dans ce cas idéal, une bande passante absolue de 6.9 GHz pour une fréquence centrale de 40 GHz, soit une bande passante relative de 17.25 %. Le déphasage en sortie est alors compris entre 89° et 91°.

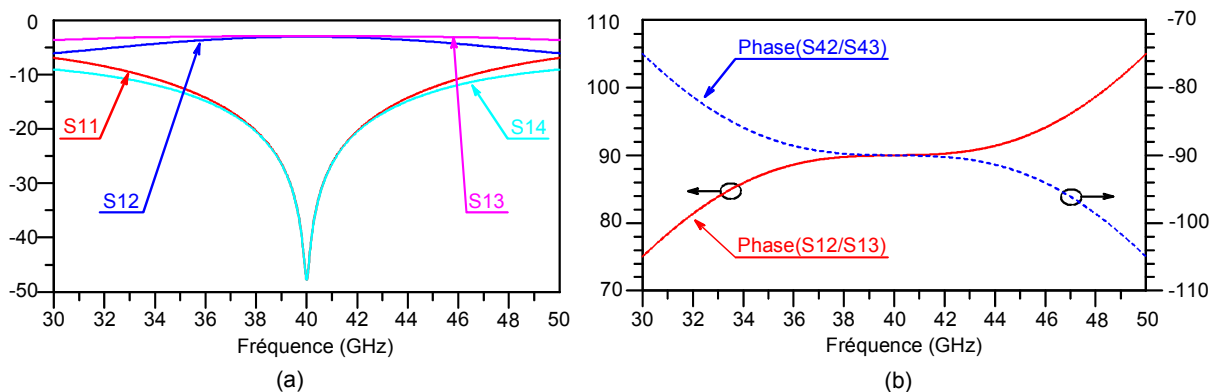


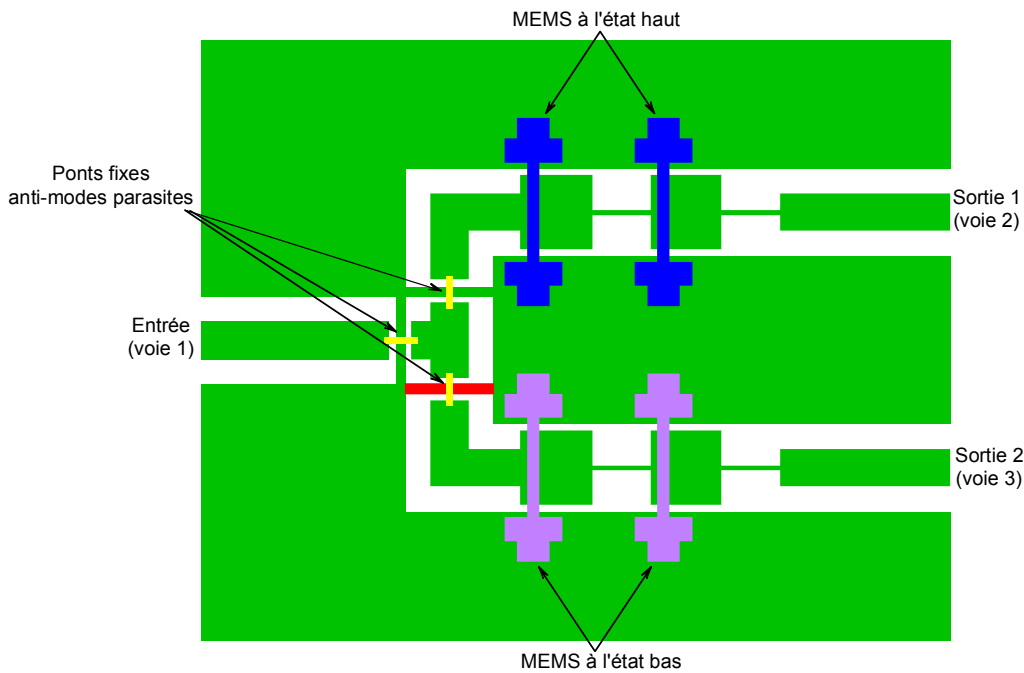
Figure V.18. Réponse en fréquence (a) et déphasage entre les voies 2 et 3 (b) du coupleur de la Figure V.17.

Pour obtenir une variation du déphasage entre les voies de sortie de ce coupleur (voies 2 et 3) entre  $+90^\circ$  et  $-90^\circ$ , il suffit donc de sélectionner l'entrée du coupleur (voie 1 ou voie 4).

*V.3.2.1.2. Sélection de l'entrée par commutateurs MEMS*

Pour sélectionner l'entrée du coupleur hybride 3dB/90°, nous avons développé un système comprenant une entrée et deux sorties (cf. Figure V.19). Chaque voie de sortie comprend deux commutateurs MEMS qui laissent passer le signal à l'état haut ou empêchent sa circulation à l'état bas en provoquant un court-circuit. Si les MEMS d'une voie sont à l'état haut, ceux de l'autre voie sont à l'état bas. Ainsi, le signal entrant est dirigé sur une seule des deux voies.

Les deux voies chargées par des MEMS sont en fait composées d'une succession de lignes larges et de lignes étroites, ce qui équivaut à une capacité en parallèle (C) et à une inductance en série (L). Chaque MEMS chevauche la ligne large de son réseau C-L associé afin d'obtenir la capacité la plus forte, plus particulièrement à l'état bas. Chaque réseau C-L permet de compenser les perturbations du signal dues à la présence des MEMS. En fait, il s'agit d'une structure filtrante dont nous cherchons à contrôler la fréquence de coupure induite par les MEMS lorsqu'ils sont à l'état haut.



**Figure V.19. Sélecteur de voies.**

La réponse électrique de ce sélecteur est donnée ci-dessous (cf. Figure V.20) lorsque la voie 2 est passante. Cette réponse est issue de simulations réalisées sous le logiciel HFSS d'Ansoft®. Celles-ci prennent en compte les caractéristiques de la technologie MEMS développée au LAAS qui sera présentée au paragraphe suivant (§V.3.2.1.3).

En se basant sur le paramètre de réflexion S11, notre sélecteur est centré à 40.6 GHz. A cette fréquence, le signal transmis (S12) a un niveau de pertes de 1.3 dB et l'isolation sur la voie 3 (S13) est

de 23.3 dB. Les MEMS sont ici à contact capacitif et présentent une capacité d'environ 1 pF. Nous n'obtenons donc pas un court-circuit parfait. Par conséquent, une partie du signal passe également par la voie "non passante", ce qui implique des pertes en transmission et un niveau d'isolation relativement moyen.

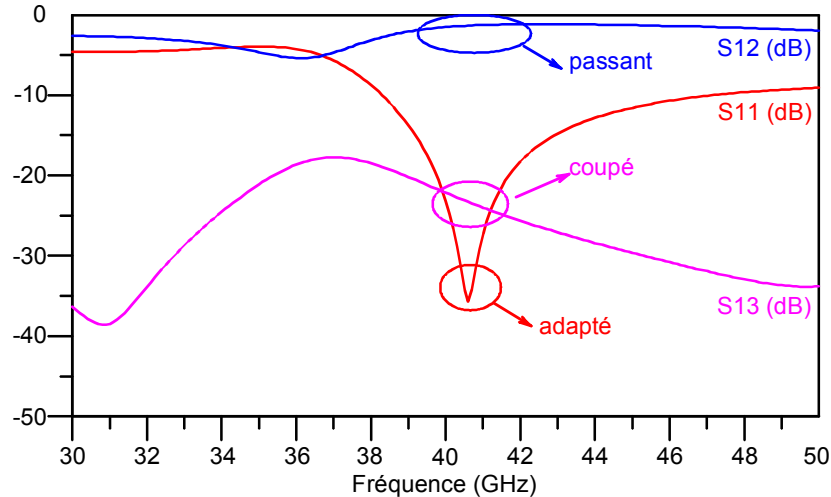


Figure V.20. Réponse électrique du sélecteur de la Figure V.19.

*Remarque 1 :* les simulations ci-dessus ont été réalisées avec le logiciel HFSS d'Ansoft<sup>®</sup> et non pas ADS-Momentum d'Agilent<sup>®</sup>. En effet, ce dernier ne parvenait pas à simuler le sélecteur complet en raison du facteur d'échelle important sur la structure, le gap laissé entre le métal et les MEMS à l'état bas étant de l'ordre de 0.3  $\mu\text{m}$ .

*Remarque 2 :* les MEMS à contact ohmique n'étant pas encore disponible au LAAS, nous avons dû utiliser ici des MEMS capacitifs même si les premiers seraient plus appropriés pour une telle application.

#### V.3.2.1.3. La technologie MEMS au LAAS

Au LAAS, les MEMS sont réalisés sur des substrats silicium de 300 à 500  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et de résistivité supérieure à 2  $\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$  [V.28], [V.29].

La première étape de fabrication est le dépôt d'une bicouche de titane et d'or (Ti/Au). Deux méthodes sont possibles :

- ✓ Par évaporation en utilisant la technique dite du "lift-off" pour obtenir de faibles épaisseurs de métal (entre 1 et 2  $\mu\text{m}$ ). L'or est alors peu rugueux.
- ✓ Par dépôt électrolytique pour des épaisseurs d'or plus importantes (2 à 10  $\mu\text{m}$ ). Ceci permet de minimiser les pertes résistives dans les conducteurs mais augmente la rugosité de la couche métallique.

Avec cette première couche d'or, nous obtenons les lignes conductrices et plans de masse de la structure (cf. Figure V.21).

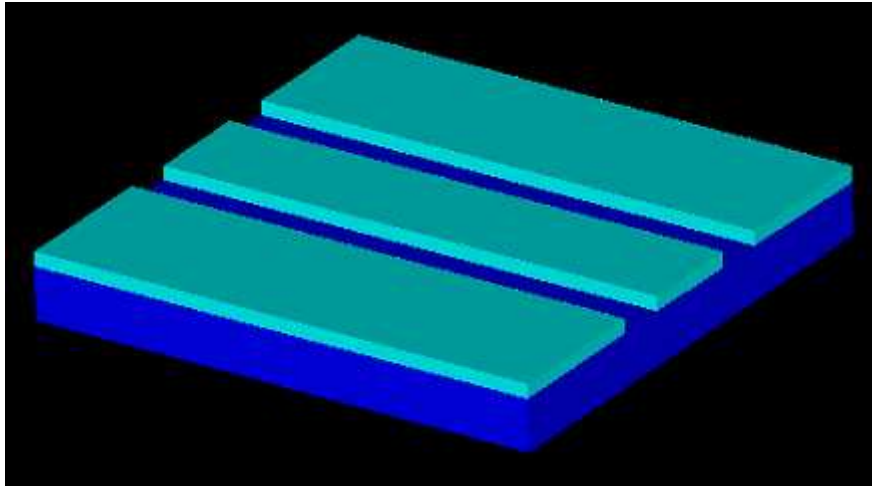


Figure V.21. Dépôt et gravure de la première couche d'or.

Une couche de diélectrique (nitrure de silicium,  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), d'environ 2500 Å, est ensuite déposée sur l'ensemble de la plaque par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition). Ce diélectrique est ensuite gravé. Il prévient tout contact direct entre les deux électrodes des MEMS (cf. Figure V.22)

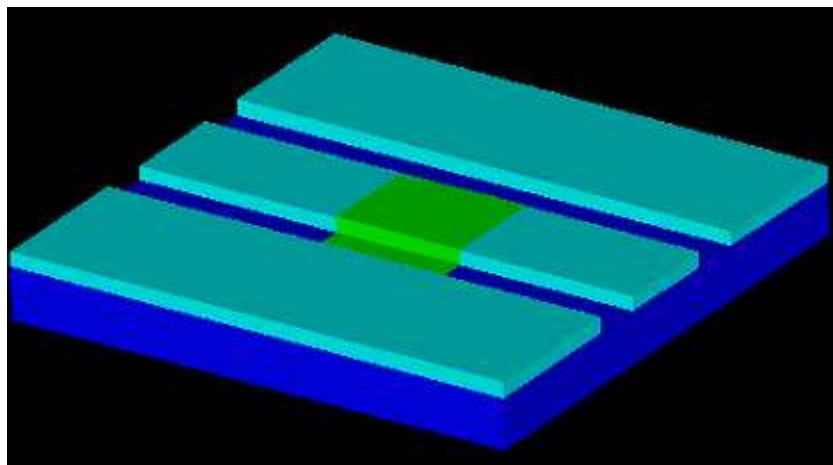


Figure V.22. Photogravure du diélectrique.

L'étape suivante est le dépôt d'une couche de résine sacrificielle photorésistante de 3 µm. Cette résine est également gravée (cf. Figure V.23).

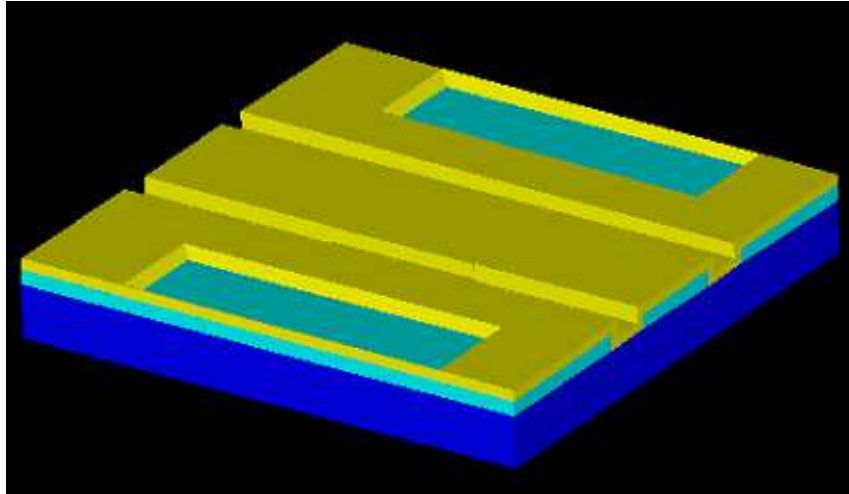


Figure V.23. Photogravure de la couche sacrificielle.

Une seconde couche d'or de  $2.2 \mu\text{m}$  est alors déposée sur l'ensemble de la plaque. Cette couche est ensuite gravée pour obtenir les ponts fixes ou mobiles (cf. Figure V.24).

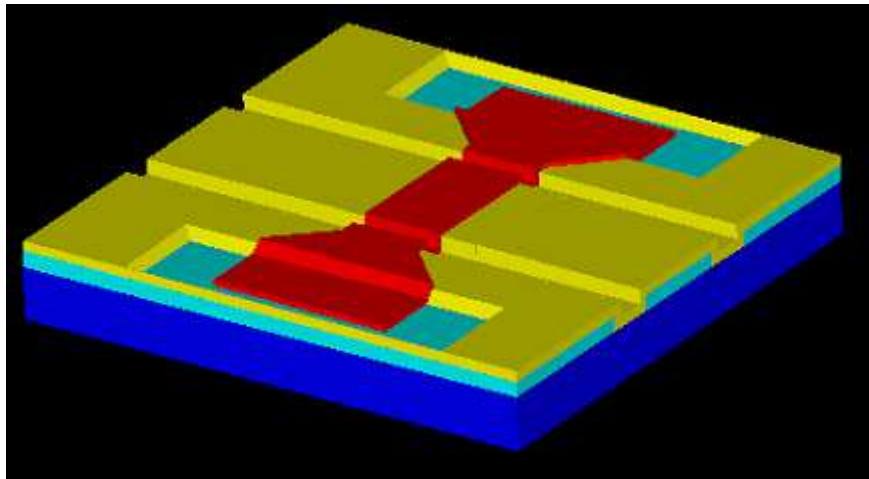


Figure V.24. Photogravure des ponts.

La dernière étape est la libération des ponts et le séchage de la structure (cf. Figure V.25).

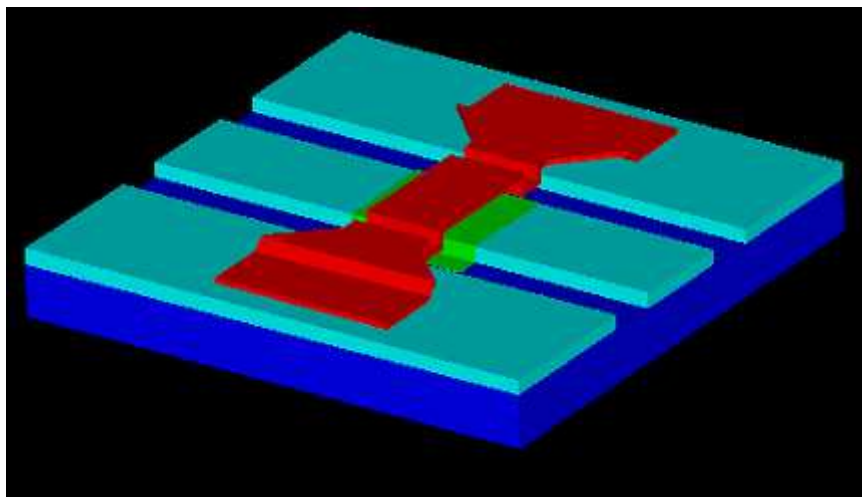


Figure V.25. Libération des ponts.



Le procédé décrit ci-dessus est adapté à la fabrication de MEMS sur silicium massif. Pour des structures sur substrat membrane, deux étapes supplémentaires s'ajoutent à celles décrites ici :

- ✓ Le dépôt de la membrane avant la première couche d'or. Cette membrane peut être soit une couche de BCB, soit une bicouche d'oxyde et de nitrure de silicium.
- ✓ La libération de la membrane avant la libération des ponts.

Il est également possible de réaliser de multiples petits trous sur les plots de polarisation afin de relaxer les contraintes et ainsi obtenir des surfaces plus planes en diminuant la déformation résiduelle. Ce procédé permet également de diminuer la raideur de la structure ce qui devrait réduire la tension d'activation des ponts mobiles.

#### V.3.2.1.4. Caractéristiques des MEMS réalisés

Nous avons donc réalisé une première série de MEMS à partir de ce procédé technologique en choisissant l'évaporation pour le dépôt de l'or. Nous présentons ici leurs principales caractéristiques en terme de planéité et de performances électriques.

La figure ci-dessous (cf. Figure V.26) représente une vision 3D d'un MEMS réalisé au LAAS. Nous observons une très bonne planéité comme le confirme les mesures présentées Figure V.27. Le pont a une épaisseur quasi-constante de 2.2  $\mu\text{m}$  sur toute leur longueur à une hauteur de 2.6  $\mu\text{m}$ .

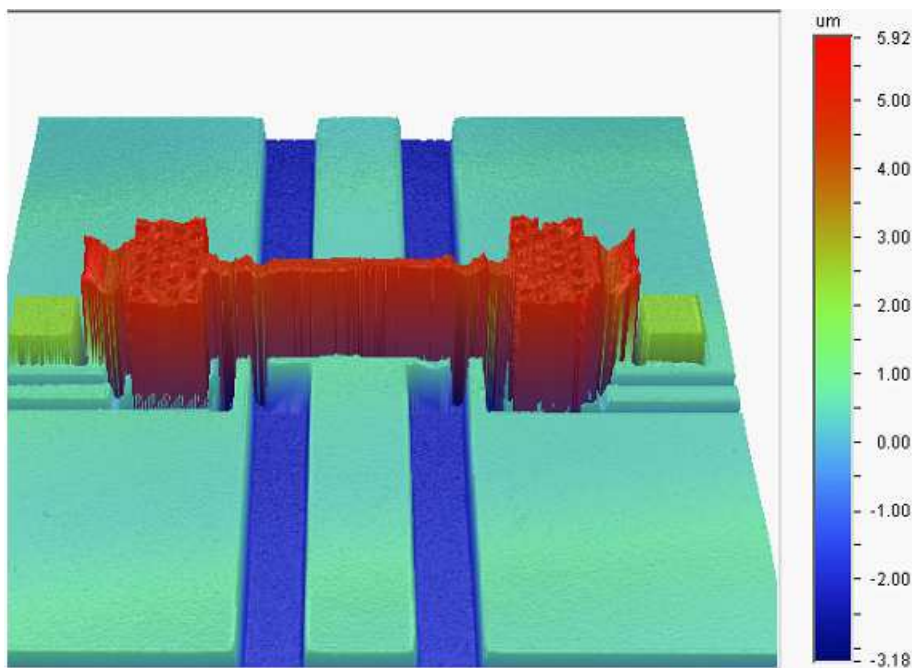


Figure V.26. Profil en 3D d'un MEMS réalisé au LAAS.

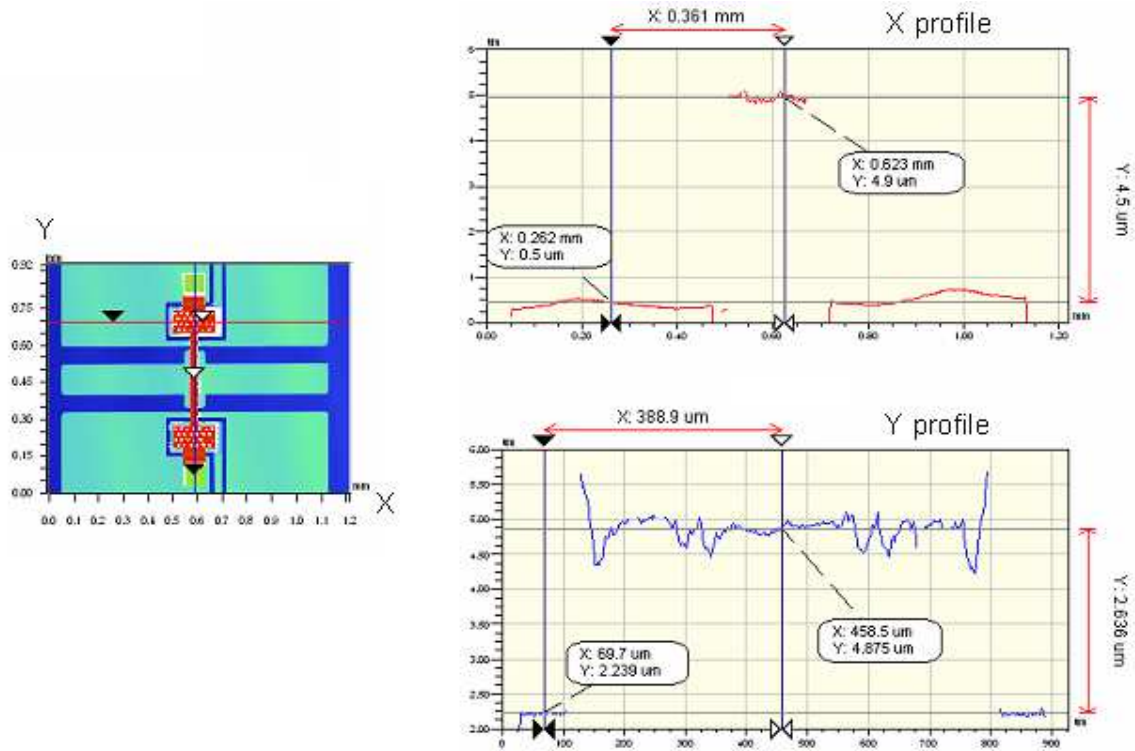
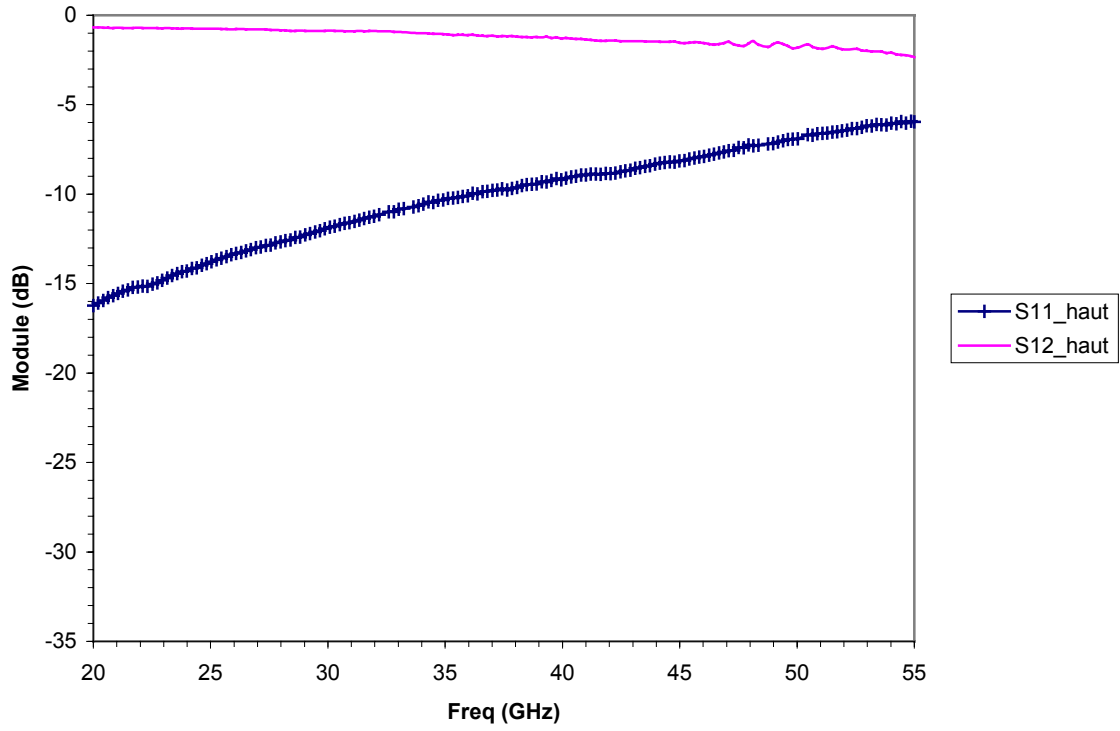


Figure V.27. Mesure de la planéité du MEMS de la Figure V.26.

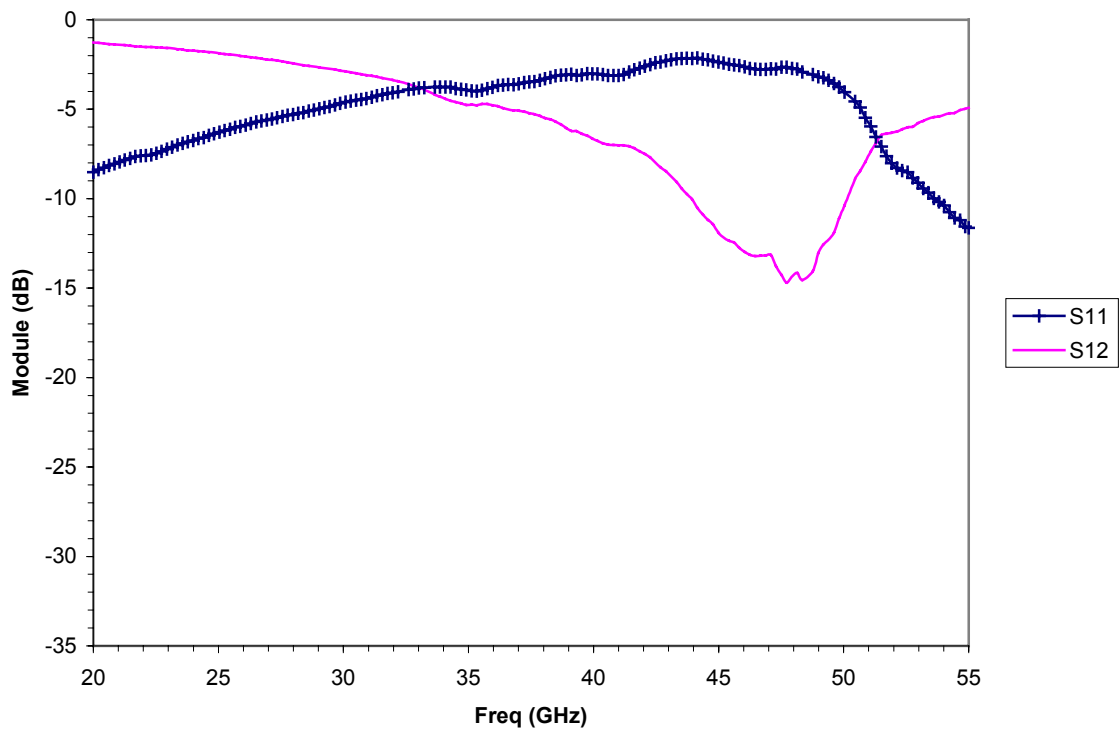
Nous obtenons donc un MEMS présentant une très bonne platitude. Cependant, ce n'est pas encore toujours le cas et certains MEMS sont bombés avec une hauteur allant de  $3 \mu\text{m}$  au niveau des électrodes à un peu plus de  $5.2 \mu\text{m}$  au centre du pont. Nous avons donc dû faire attention au choix des ponts pour mesurer leurs performances électriques.

Les mesures des paramètres S de ces ponts ont été réalisées sur un analyseur de réseau Wiltron 360B entre 20 et 55 GHz à l'aide d'une station sous pointe. Seule une calibration SOLT a été effectuée, les résultats obtenus correspondent, par conséquent, aux paramètres S à  $500 \mu\text{m}$  de part et d'autre des MEMS. Nous présentons ci-dessous (cf. Figure V.28) les performances en termes de transmission et d'isolation pour un MEMS en particulier. Les mesures ont été effectuées dans différents cas :

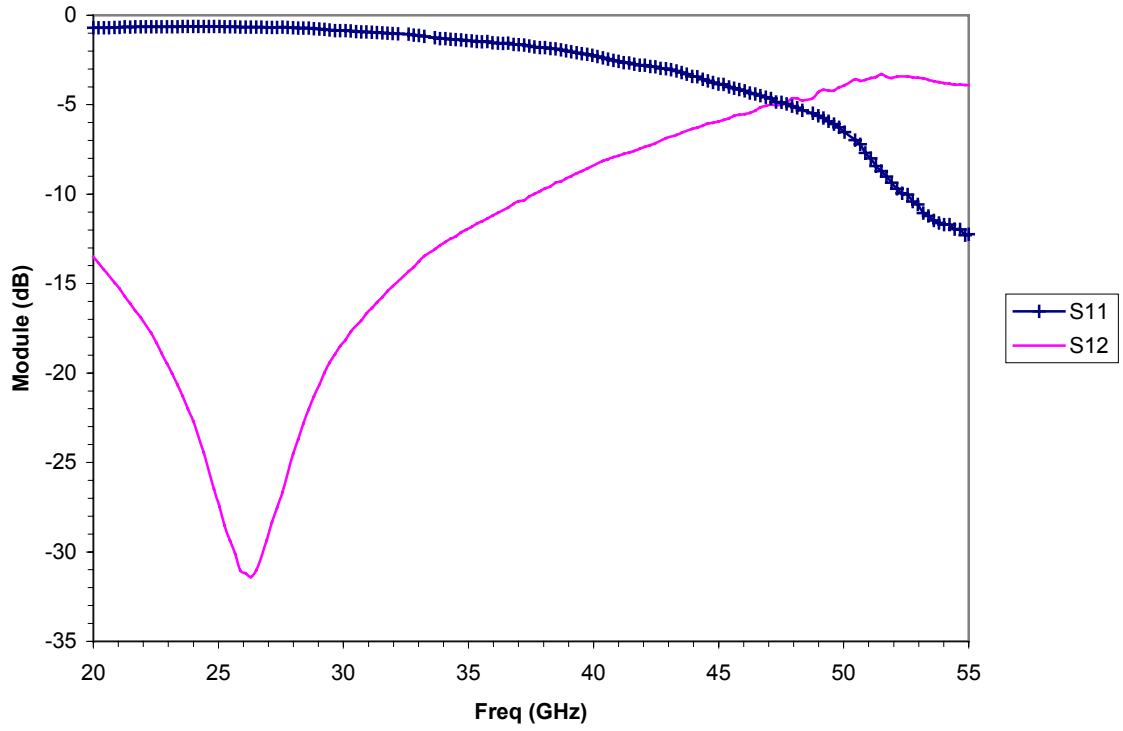
- ✓ (a) : les MEMS ne sont soumis à aucune activation (MEMS à l'état haut)
- ✓ (b) : les MEMS sont soumis à une activation de 30V uniquement au niveau des électrodes.
- ✓ (c) : les MEMS sont soumis à une activation de 30V uniquement au niveau de la ligne centrale.
- ✓ (d) : les MEMS sont soumis à une activation de 30V au niveau des électrodes et de 25V au niveau de la ligne centrale.



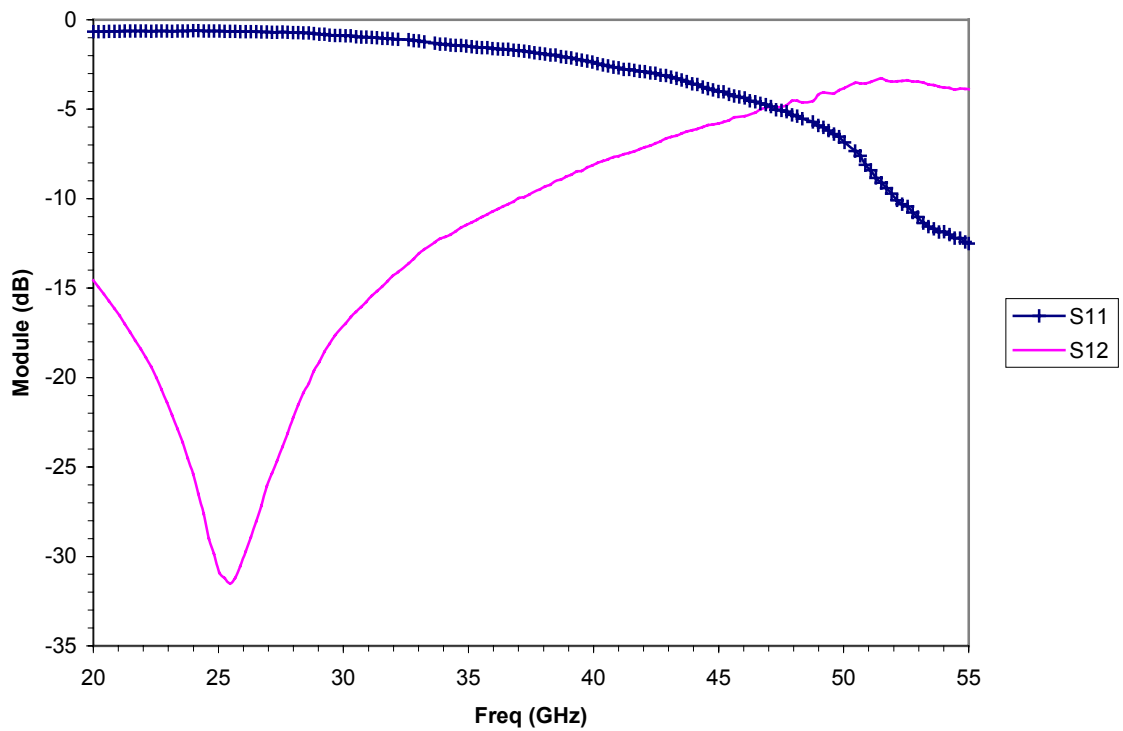
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure V.28. Paramètres S mesurés d'un MEMS.

Nous obtenons donc à l'état haut un niveau de pertes en transmission inférieur à 1 dB jusqu'à 34 GHz et inférieur à 2 dB jusqu'à 53 GHz. Notons toutefois que le coefficient de réflexion est relativement élevé puisque supérieur à -15 dB dès 23 GHz et supérieur à -10 dB au-delà de 36 GHz.

Les figures (b), (c) et (d) montrent que l'activation la plus efficace ici se fait par la ligne centrale qui crée une différence de potentiel directement entre les deux électrodes du MEMS. Le report de l'activation sur les électrodes déportées ne permet pas, pour le moment, d'obtenir un aussi bon contact à l'état bas. Nous obtenons, pour la meilleure configuration, une isolation supérieure à 30 dB et un coefficient de réflexion supérieur à -1 dB.

Ces résultats sont encourageants, mais des efforts restent à faire au niveau de l'activation des MEMS. Dans notre application (sélecteur de voie), l'activation principale doit être effectuée au niveau des électrodes déportées et non pas au niveau de la ligne centrale. En effet, si nous appliquons une tension sur la ligne centrale, elle se répartira sur les deux voies de notre sélecteur et par conséquent, tous les MEMS la subiront. Si elle est trop importante, nous risquons d'activer tous les MEMS simultanément et donc de ne laisser passer le signal par aucune des voies. L'introduction de capacités de découplages seraient envisageable pour contrer ce phénomène, mais elle induirait des pertes supplémentaires sur la structure.

#### *V.3.2.1.5. Coupleur à déphasage variable : simulations et mesures*

Le coupleur avec contrôle d'accès est issu de l'association d'un coupleur hybride 3dB/90° et du sélecteur de voies présenté au paragraphe §V.3.2.1.2. Le masque complet de cette structure est donné Figure V.29.

Les réponses simulées en paramètres S et en déphasage en sortie sont données en Figure V.30, respectivement (a) et (b). Le déphasage en sortie est celui obtenu lorsque les MEMS de la voie supérieure sur le masque sont à l'état haut et ceux de la voie inférieure à l'état bas. La structure étant symétrique, nous obtenons les mêmes réponses (en alternant les paramètres S12 et S13) lors de l'activation complémentaire. La structure est centrée à  $F_0 = 41$  GHz, fréquence à laquelle le déphasage est de +90° sur la voie 2 vis-à-vis de la voie 3. Ces deux voies ont un niveau d'atténuation de -5.8 dB. Ces 2.8 dB de pertes se répartissent, en simulation, entre les pertes métalliques (conductivité de  $4.1 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ ) et les pertes dues au substrat silicium ( $\tan \delta = 0.02$ ) à hauteur d'environ 1 et 1.4 dB respectivement. Nous pensons que les 0.4 dB restant sont liés au contact capacitif des MEMS comme nous l'évoquions au paragraphe précédent.

En suivant le même critère qu'au paragraphe §V.3.2.1.1, nous obtenons ici une bande passante absolue égale à 3.06 GHz, soit une bande passante relative de 7.5 %. Le déphasage en sortie est alors compris entre 77.7° et 98.3°. Cette évolution importante semble principalement liée au fait que les ponts à l'état bas ne créent pas un court-circuit parfait. Par conséquent, une partie du signal entre par la voie dite isolée, ce qui perturbe les signaux en sortie du coupleur.

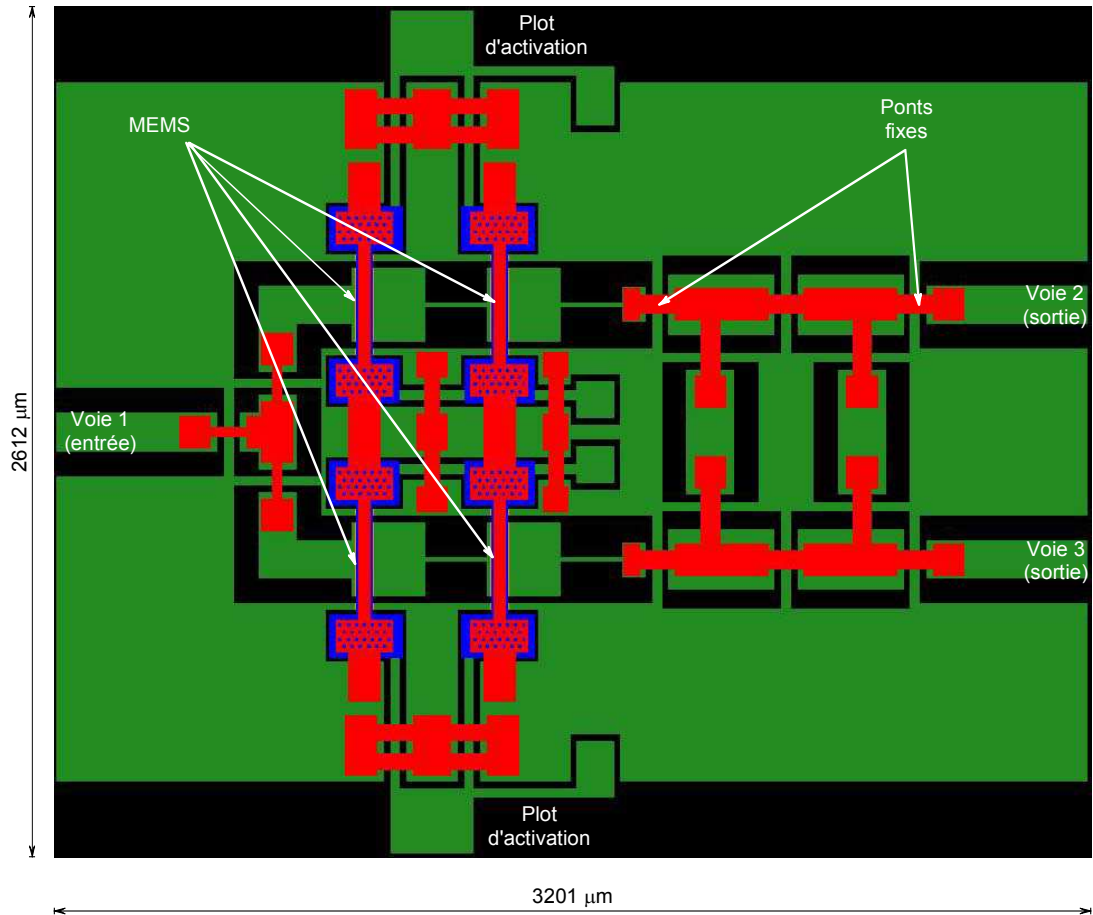


Figure V.29. Coupleur à déphasage variable (+90° ou -90°).

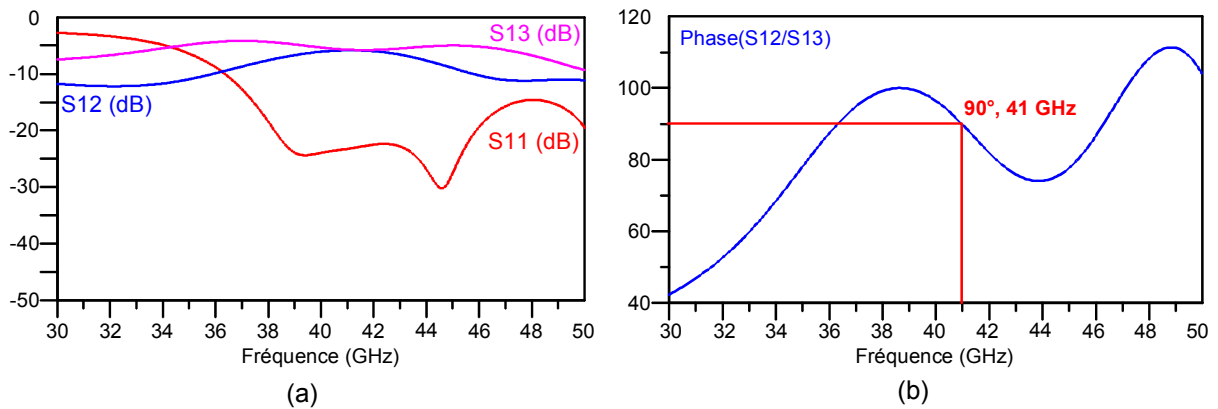


Figure V.30. Paramètres S (a) et déphasage entre les sorties (b) de la structure de la Figure V.29.

Au moment de la rédaction de cette thèse, ce coupleur était en cours de réalisation au LAAS. Les mesures ne sont donc pas disponibles ici.

*Remarque :* La tension d'actionnement des ponts est fonction de leur longueur,  $L$ , suivant la relation  $V_p \propto L^{-3/2}$ , mais elle est indépendante de sa largeur. La longueur des ponts fixes est ici environ 5 fois plus petite que celle des ponts mobiles. Les tensions nécessaires à l'activation des ponts fixes sont donc environ 11 fois plus grandes. Ce rapport important garantit la non activation des ponts fixes

même si les ponts mobiles sont activés par deux ou trois fois leur tension d'actionnement pour diverses raisons (rapidité...) [V.30].

### V.3.2.2. Association coupleur/antenne

Pour réaliser une antenne à diversité de polarisation, nous associons l'antenne présentée au paragraphe V.3.1.2 et le coupleur présenté ci-dessus. Le masque complet de la structure est donné Figure V.31.

A partir de cette structure, nous obtenons la diversité de polarisation de l'antenne en modifiant l'état des MEMS. Lorsque les MEMS de la ligne supérieure sont à l'état haut et les autres à l'état bas, l'antenne est alimentée dans les mêmes conditions qu'au paragraphe V.3.1.2. La polarisation est donc circulaire gauche. Si nous inversons maintenant l'état des MEMS, la polarisation devient alors circulaire droite.

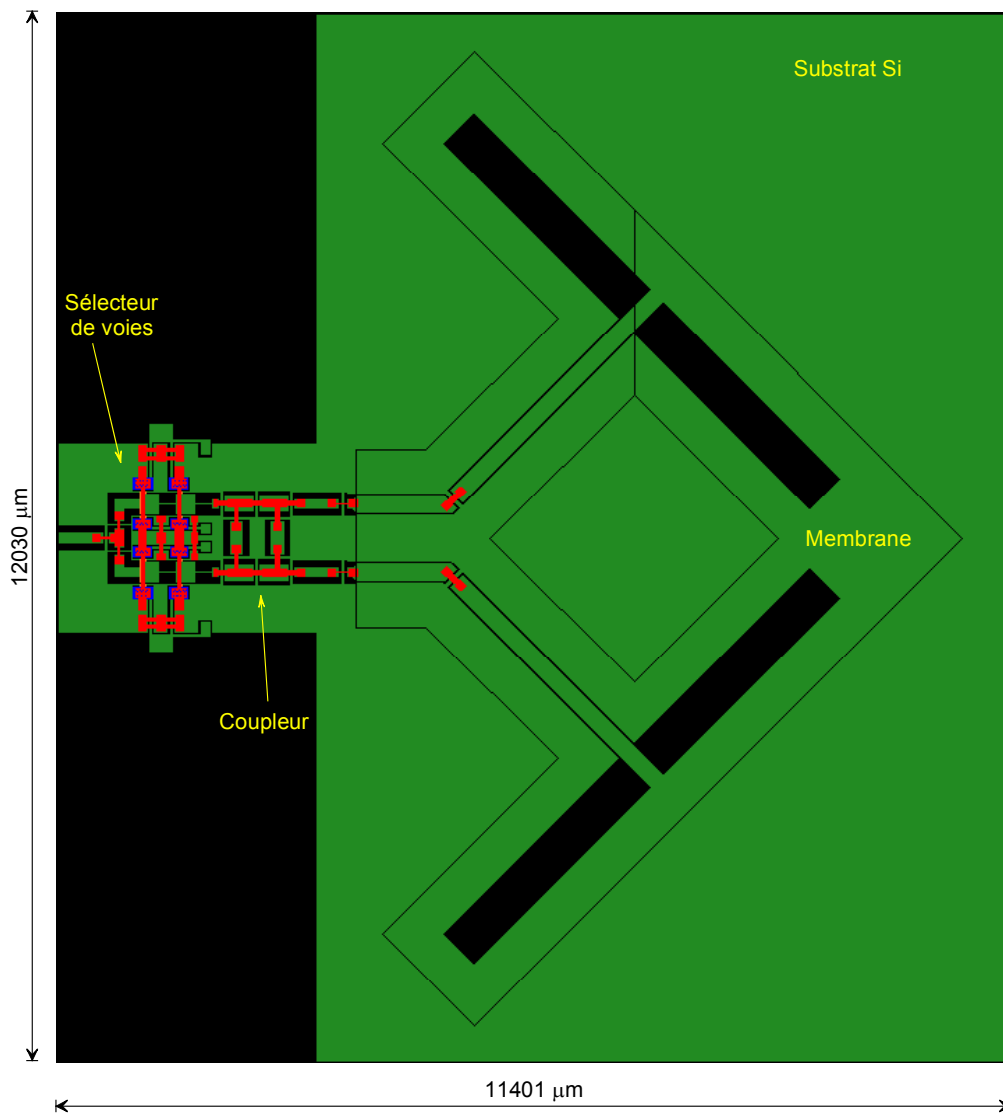


Figure V.31. Antenne à diversité de polarisation et alimentation par coupleur hybride reconfigurable.

### V.3.2.3. Perspectives

#### V.3.2.3.1. Réalisation du coupleur sur membrane

L'un des premiers points que nous chercherons à améliorer sur la structure développée ici est le niveau de pertes de l'ensemble. Pour cela, nous prévoyons de réaliser la totalité de cette structure sur substrat membrane. Il s'agira donc de concevoir le système de sélection de voies et le coupleur hybride sur membrane et non plus sur silicium massif. Ceci devrait nous permettre d'éliminer toutes les pertes directement liées au substrat qui, en simulation, sont estimées à 1.4 dB (cf. V.3.2.1.5).

Cependant, le transfert du coupleur et du sélecteur de voies sur substrat membrane s'accompagnera d'une augmentation importante des dimensions de la structure. En effet, pour une longueur électrique donnée, la longueur physique correspondante de chaque élément est divisée par la racine carrée de sa permittivité électrique effective qui est fonction de la permittivité électrique du substrat. Plus cette dernière est importante, plus la longueur physique des éléments sera petite. Dans notre cas, nous passons d'un substrat silicium dont la permittivité électrique est 11.9 à un substrat membrane de permittivité électrique effective proche de 1.

Pour limiter cette augmentation des dimensions, nous avons opté pour une conception de type localisée au niveau du coupleur. Chaque tronçon de ligne le constituant sera composé de deux capacités et d'une inductance semi-distribuée (cf. Figure V.32) [V.30], [V.31]. L'impédance caractéristique,  $Z_0$ , de la ligne inductive et la valeur,  $C$ , des capacités sont données par les équations Eq. V.1 et Eq. V.2 respectivement, dans lesquelles  $Z_{ref}$  est l'impédance de la ligne avant modification et  $\theta$  le déphasage électrique de la ligne.

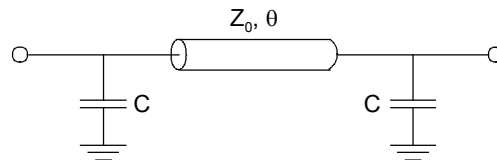


Figure V.32. Tronçon de ligne modifié.

$$Z_0 = \frac{Z_{ref}}{\sin(\theta)} \quad \text{Eq. V.1}$$

$$C = \frac{\cos(\theta)}{Z_{ref} \omega} \quad \text{Eq. V.2}$$

Le taux de réduction des longueurs dépend alors de la gamme d'impédances et de capacités disponibles. Notons d'ailleurs que les ponts fixes ou mobiles en technologie coplanaire peuvent servir avantageusement pour réaliser les capacités car elles évitent de rapporter de nouveaux composants.



V.3.2.3.2. Coupleur large bande

Outre l'amélioration du niveau de pertes du coupleur hybride 3dB/90° développé dans ce chapitre, nous nous attarderons également sur l'élargissement de sa bande passante. En effet, l'association de l'antenne à un coupleur large bande permettra de couvrir une gamme de fréquences plus importante. En fait, ce sera le filtre accordable qui précède cet ensemble qui déterminera la bande passante de la structure globale. Disposer d'une bande passante plus large pour le coupleur permettra alors au filtre de couvrir une plage de fréquences plus importante.

Pour cela, nous nous baserons sur une variante du coupleur hybride classique utilisé jusqu'à présent. Cette variante, développée par G. P. Riblet [V.32], permet d'obtenir une bande passante plus importante (environ 2 fois supérieure). Elle est basée sur l'intégration d'un réseau d'adaptation composé d'une ligne quart d'onde et d'un stub en circuit ouvert à chaque accès du coupleur (cf. Figure V.33). Nous présentons également en Figure V.34 les paramètres S de ce coupleur (a) ainsi que le déphasage entre les sorties (b) en considérant la voie 1 comme entrée. Le coupleur, centré à 41 GHz, a une bande passante absolue égale à 12.87 GHz ce qui équivaut à une bande passante relative de 31.4 %.

L'utilisation de cette topologie devrait cependant s'accompagner d'une augmentation importante de la dimension de la structure (environ 2 à 3 fois plus grand).

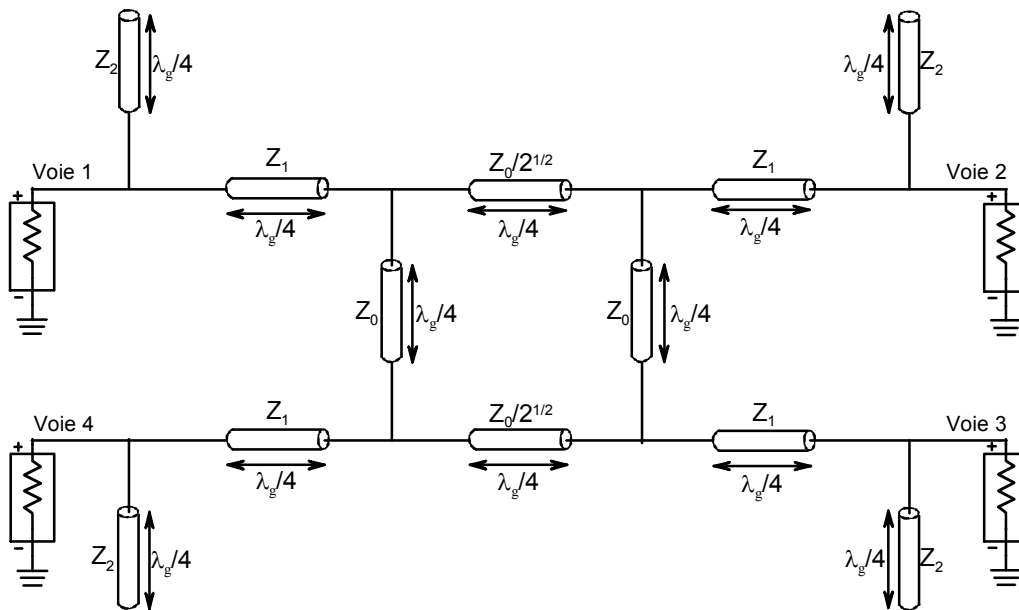


Figure V.33. Coupleur hybride 3dB/90° large bande.

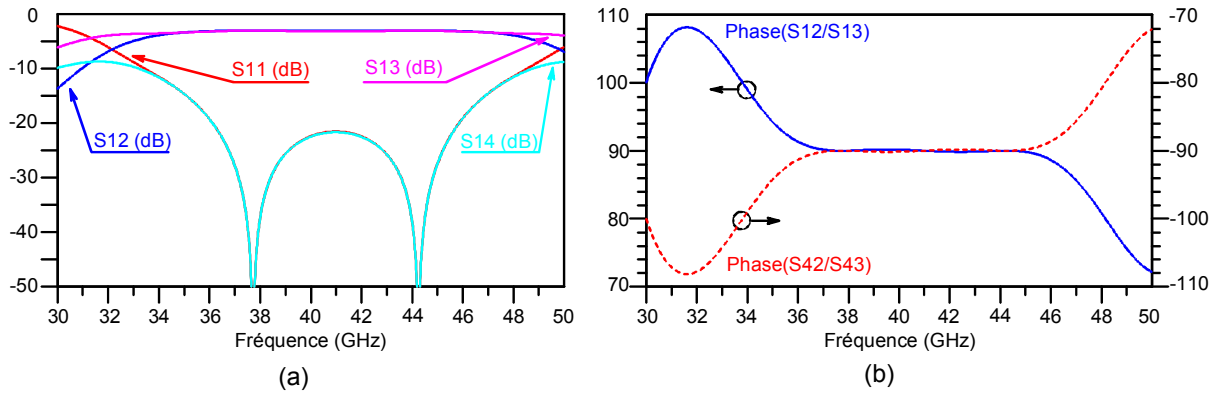


Figure V.34. Paramètres S simulés (a) et déphasage entre les sorties (b) du coupleur large bande de la Figure V.33.

## V.4. Conclusion

Ce dernier chapitre a donc été l'occasion de présenter nos premiers travaux concernant l'élaboration d'une antenne à diversité de polarisation à base de MEMS. Ils ne constituent que les toutes premières pierres d'un projet de système d'émission/réception reconfigurable mené en collaboration avec le LAAS et l'IRCOM dans le cadre de l'EPML 53, "Agilité", du CNRS [V.1].

Le second procédé de fabrication des MEMS utilisé ici propose des résultats très intéressants en terme de transmission à l'état haut et d'isolation à l'état bas. Cependant, même si la tension appliquée reste raisonnable, des progrès doivent encore être faits sur le système d'activation. En effet, l'activation appliquée sur les électrodes déportées doit être la principale source d'abaissement du pont et non pas l'activation appliquée par la ligne centrale, cette dernière ne permettant pas, pour certaines applications, une séparation complète de l'activation des MEMS.

Nous avons également présenté ici la conception d'une première antenne à diversité de polarisation. Dans un premier temps, nous nous sommes efforcés à réaliser un système relativement simple permettant uniquement la diversité de polarisation. De nombreux efforts restent maintenant à faire afin de trouver une structure rayonnante qui nous permettra d'offrir un maximum de reconfigurations sans augmenter à outrance les dimensions et la complexité de la structure.

## Bibliographie du chapitre V

- [V.1] **Site internet de l'EPML 53 – Agilité**  
<http://www.univ-brest.fr/lest/imdh/EPML/index.php>
- [V.2] **D. H. SCHAUBERT, F. G. FARRAR, A. SINDORIS, S. T. HAYES**  
"Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 29, N°1, p. 118-123, Janvier 1981.
- [V.3] **P. M. HASKINS, P. S. HALL, J. S. DAHELE**  
"Active patch antenna element with diode tuning."  
Electronics Letters, Vol. 27, N°20, 26 Septembre 1991.
- [V.4] **M. P. PURCHINE, J. T. ABERLE, C. R. BRITCHER**  
"A tunable L-band circular microstrip patch antenna."  
Microwave Journal, p. 80-88, Octobre 1993.
- [V.5] **G. LE RAY, M. HIMDI, J. P. DANIEL**  
"Frequency agile slot-fed patch antenna."  
Electronics Letters, Vol. 32, N°1, 4 Janvier 1996.
- [V.6] **R. N. SIMONS, D. CHUN, L. P. B. KATEHI**  
"Microelectromechanical systems (MEMS) actuators for antenna reconfigurability."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p 215-218, Phoenix, USA, Mai 2001.
- [V.7] **C. BOZLER, R. DRANGMEISTER, S. DUFFY, M. GOUKER, J. KNECHT, L. KUHNER, R. PARR, S. RABE, L. TRAVIS**  
"MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 1, p 153-156, Boston, USA, Juin 2000.
- [V.8] **W. H. WEEDON, W. J. PAYNE, G. M. REBEIZ**  
"MEMS-switched reconfigurable antennas."  
IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 3, p. 654-657, Boston, USA, Juillet 2001.
- [V.9] **G.M. REBEIZ**  
"RF MEMS, Theory, Design, and Technology."  
John Wiley and Sons Publication, Hoboken, New Jersey, 2003.
- [V.10] **Y. E. ERDEMLI, K. SERTEL, R. A. GILBERT, D. E. WRIGHT, J. L. VOLAKIS**  
"Frequency-selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 50, N°12, Décembre 2002.
- [V.11] **E. R. BROWN**  
"On the gain of a reconfigurable-aperture antenna."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 49, N°10, Octobre 2001.
- [V.12] **D. M. POZAR, V. SANCHEZ**  
"Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate."  
Electronics Letters, Vol. 24, N° 12, 9 Juin 1988.
- [V.13] **P. J. RAINVILLE, F. J. HARACKIEWICZ**  
"Magnetic tuning of a microstrip patch antenna fabricated on a ferrite film."  
IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 2, N°12, p. 483-485, Décembre 1992.
- [V.14] **H. Y. D. YANG**  
"Characteristics of switchable ferrite microstrip antennas."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 44, N°8, p. 1127-1132, Août 1996.
- [V.15] **A. D. BROWN, J. L. VOLAKIS, L. C. KEMPEL, Y. Y. BOTROS**  
"Patch antennas on ferromagnetic substrates."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 47, N°1, p. 26-31, Janvier 1999.

- [V.16] **K. A. JOSE, V. K. VARADAN, V. V. VARADAN**  
"Experimental investigations on electronically tunable microstrip antennas."  
Microwave And Optical Technology Letters, Vol. 20, N°3, p. 166-169, 5 Février 1999.
- [V.17] **V. LE HOUE, P. POCHAT, P. GELIN**  
"Réalisation d'une antenne agile en fréquence sur substrat cristal liquide."  
10<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, p. 160-161, Saint-Malo, Mai 1997.
- [V.18] **N. MARTIN, P. LAURENT, C. PERSON, P. GELIN, F. HURET**  
"Patch antenna adjustable in frequency using liquid crystal."  
33<sup>rd</sup> European Microwave Conference, Vol. 1, p. 699-702, Munich, Octobre 2003.
- [V.19] **H. R. CHUANG, L. C. KUO**  
"3-D FDTD design analysis of a 2.4-GHz polarisation-diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarisation-switching circuit for WLAN and wireless communications applications."  
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N°2, p. 374-381, Février 2003.
- [V.20] **F. YANG, Y. RAHMAT-SAMII**  
"A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity."  
IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 12, N°3, p. 96-98, Mars 2002.
- [V.21] **R. N. SIMONS, D. CHUN, L. P. B. KATEHI**  
"Polarization reconfigurable patch antenna using microelectromechanical systems (MEMS) actuators."  
IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, p. 6-9, Cleveland, USA, Juin 2002.
- [V.22] **M. K. FRIES, M. GRANI, R. VAHLDIECK**  
"A reconfigurable slot antenna with switchable polarization."  
IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 13, N°11, p. 490-492, Novembre 2003.
- [V.23] **D. SIEVENPIPER, J. SCHAFFNER, R. LOO, G. TANGONAN, S. ONTIVEROS, R. HAROLD**  
"A tunable impedance surface performing as a reconfigurable beam steering reflector."  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 50, N.°3, p. 384-390, Mars 2002.
- [V.24] **O. M. BUCCI, A. CAPOZZOLI, G. D'ELIA**  
"Power pattern synthesis of reconfigurable conformal arrays with near-field constraints. "  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 52, N.°1, p. 132-141, Janvier 2004.
- [V.25] **J. C CHIAO, Y. FU, I. M. CHIO, M. DELISIO, L. Y. LIN**  
"MEMS reconfigurable Vee antenna."  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 4, p 1515-1518, Anaheim, USA, Juin 1999.
- [V.26] **J. C. CHIAO**  
"MEMS technologies for high frequency applications."  
Proceedings of International Conference on Smart Materials Structures and Systems, Bangalore, Inde, Juillet 2002.
- [V.27] **P. F. COMBES**  
"Micro-ondes. Circuits passifs, propagation, antennes."  
Edition Dunod, Paris, 1997.
- [V.28] **K. GRENIER**  
"Conception, réalisation et caractérisation de structures micro-usinées sur silicium : applications aux micro-systèmes millimétriques."  
Thèse de Doctorat en Electronique, LAAS, Université Paul Sabatier, Toulouse, Novembre 2000.
- [V.29] **P. PONS, K. GRENIER**  
"Circuits on membrane process available at LAAS-CNRS."  
Présentation AMICOM, 2004.
- [V.30] **B. DUCAROUGE, D. DUBUC, S. MELLE, M. SAADAOU, L. RABBIA, K. GRENIER, P. PONS, L. BARY, P. CALMON, R. PLANA, J. C. CAYROU**  
"Conception d'un *single pole double throw* à base de commutateurs MEM."  
13<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 2A1-1, Lille, Mai 2003.

**[V.31] T. HIROTA, A. MINAKAWA, M. MURAGUCHI**

"Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uniplanar MMIC's."

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, N°3, p. 270-275, Mars 1990.

**[V.32] G. P. RIBLET**

"A directional coupler with very flat coupling."

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 26, N°2, p. 70-74, Février 1978.

# CONCLUSION





## **Conclusion Générale**

L'objectif des travaux menés dans le cadre de cette thèse est de concevoir et réaliser un démonstrateur de système d'émission/réception reconfigurable utilisant les MEMS comme éléments d'accord. Ces travaux sont effectués en collaboration avec l'IRCOM et le LAAS dans le cadre d'une équipe projet multi-laboratoires, EPML 53 – "Agilité", soutenue par le CNRS.

Nous avons commencé par effectuer un état de l'art sur les besoins actuels des systèmes de télécommunications en terme d'adaptabilité. Pour cela, nous avons examiné en détails les principales fonctions d'une chaîne d'émission/réception. Nous avons également dressé un bilan des différents procédés d'accord existants, utilisant des éléments discrets, des matériaux agiles ou des MEMS.

Pour concevoir des systèmes reconfigurables, nous avons associé des topologies passives et des éléments à réactance variable, en l'occurrence des MEMS. Nous avons choisi ces derniers pour leurs performances en termes de pertes, de bruit, de consommation de puissance..., supérieures à celles des éléments discrets classiques (diodes PIN ou varactor, transistor FET...). En outre, les MEMS sont directement intégrés au processus de fabrication des éléments passifs. Cependant, des améliorations sont encore nécessaires pour faire des MEMS un élément d'accord très performant. De nombreux laboratoires, comme l'IRCOM, le LAAS ou l'IEMN (Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie, UMR CNRS 8520, Lille), s'y attellent d'ailleurs actuellement en France.

Nous avons entamé notre travail par le cas des filtres accordables. A ce sujet, un état de l'art a montré que si l'agilité en fréquence centrale est maintenant assez bien maîtrisée, ce n'est toujours pas le cas pour le contrôle de la largeur de la bande passante.

Le premier filtre conçu est un filtre interdigité à accord discret. Les MEMS servent ici de commutateurs pour connecter ou non une ligne additionnelle à chaque résonateur. Cette structure permet de contrôler aisément la fréquence centrale du filtre mais pas la bande passante.

Nous avons ensuite développé une seconde structure basée sur la topologie DBR. Cette topologie associée à des capacités variables permet de contrôler indépendamment et simultanément à la fois la fréquence centrale et la bande passante de notre filtre. Nous avons montré qu'elle permet également le contrôle des bandes atténuées autour de la bande passante. Les MEMS ont dans un premier temps été utilisés comme des varactors afin d'obtenir des variations continues des caractéristiques de notre filtre. Nous avons cependant pu constater que, dans le cas d'une activation électrostatique, leur dynamique de variations est relativement faible.



Pour améliorer la dynamique d'accord de nos filtres, nous avons alors conçu des filtres à variations discrètes en utilisant les MEMS comme commutateurs. Cependant, nous avons dû modifier les inverseurs séparant les résonateurs DBR afin de conserver un niveau d'adaptation correct dans toutes les bandes. Nous avons donc remplacé les inverseurs classiques à lignes quart d'onde par des structures passe-bas accordables. Le filtre ainsi obtenu peut alors commuter discrètement entre deux spécifications différentes en termes de fréquence centrale et de bande passante.

Toujours dans le but d'améliorer la qualité de nos structures à base de résonateurs DBR, nous avons ensuite associé un filtre DBR avec un filtre à lignes couplées. Le premier propose une très bonne réjection aux abords de la bande passante, mais il est transparent vis-à-vis du continu et des basses fréquences et la première remontée parasite en bande haute est très proche de la bande passante. Le second coupe le continu et les basses fréquences et le premier harmonique est relativement loin de la bande passante. Il présente cependant une réjection faible aux abords de cette bande. Leur association donne naissance à un filtre hybride ayant une très bonne réjection, coupant le continu et les basses fréquences et repoussant relativement loin les premières remontées parasites. Nous avons également utilisé cette structure pour réaliser un filtre accordable discrètement à base de commutateurs MEMS et avons constaté qu'elle conserve ses qualités malgré la commutation.

Enfin, nous avons entamé la conception d'une antenne reconfigurable. Notre premier projet est la réalisation d'une antenne à diversité de polarisation. Pour cela, nous agissons non pas sur l'antenne elle-même, mais sur un coupleur hybride 3dB/90° qui l'alimente. Un système à base de MEMS, précédent ce dernier, permet de sélectionner l'entrée du coupleur et ainsi de modifier le déphasage en sortie. L'antenne peut alors avoir une polarisation circulaire droite ou gauche.

Afin de poursuivre ces travaux, il s'agira dans un premier temps de finaliser le démonstrateur de l'extrémité radio entamé dans le cadre de l'équipe projet multi-laboratoires (EPML 53 – "Agilité"). Nous pourrons alors en tirer un certain nombre d'enseignements, en particulier sur les améliorations que nous pourrons lui apporter pour parvenir au final à un ensemble filtre/antenne proposant un maximum de configurations. Nous chercherons toutefois à conserver un système le plus simple possible. Une collaboration avec des industriels est également envisageable à ce niveau pour connaître plus précisément leurs besoins et leurs exigences.

Dans cette perspective, les travaux devront, a priori, se concentrer essentiellement sur la partie antenne. Deux voies seront à explorer et pourraient faire l'objet de nouvelles thèses : les antennes à variations continues ou discrètes de leur fréquence et les antennes multi-bandes pour des applications discrètes. Chaque type d'antennes pourra également proposer, si possible, une diversité de polarisation et/ou une reconfigurabilité de son diagramme de rayonnement.

A plus long terme, il s'agira de concevoir des systèmes reconfigurables permettant le passage par voie logicielle à l'un des différents standards en présence. Les composants RF devront alors être

souples et paramétrables, la sélection de la meilleure configuration possible se faisant par voie logicielle. Nous rejoignons à ce niveau la notion de "radio-logicielle (RL)" ou de "Software Defined Radio (SDR)".



# ANNEXE





## ANNEXE : Détermination par la mesure de la polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne est définie par le type de polarisation de l'onde qu'elle transmet dans une direction donnée (généralement l'axe principal) dans la zone lointaine. L'état de polarisation de l'onde qu'une antenne rayonne peut être :

- ✓ **Linéaire** : le champ électrique,  $\vec{E}_m$ , est toujours parallèle à une direction durant la propagation. Il est contenu dans un plan contenant la direction de propagation appelé plan de polarisation.
- ✓ **Circulaire** : à une coordonnées  $z = z_0$ , l'extrémité du vecteur  $\vec{E}_m$ , représentant le champ électrique, décrit un cercle à vitesse angulaire constante dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Elle peut être produite par deux ondes polarisées linéairement, de même amplitude et déphasées de  $\pm 90^\circ$ .
- ✓ **Elliptique** : c'est le cas général. L'extrémité du vecteur  $\vec{E}_m$  décrit une ellipse dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation mais tourne à une vitesse angulaire non constante dans le plan  $z = z_0$ .

Pour connaître le type de polarisation d'une antenne, il faut déterminer son taux d'ellipticité, T [A-1]. Trois cas se présentent alors :

- ✓  $T = 0$  ou  $T \rightarrow \infty$  : la polarisation est linéaire.
- ✓  $T = 1$  : la polarisation est circulaire.
- ✓ Pour toute autre valeur de T, la polarisation est elliptique.

Pour cela, nous disposons deux antennes à chaque extrémité d'une chambre anéchoïque. La première est l'antenne à mesurer, la seconde une antenne de référence (un cornet par exemple). La mesure s'effectue dans l'axe principal de l'antenne sous test et à une fréquence donnée. L'antenne de réception est mise en rotation autour de son axe de symétrie et nous recueillons la puissance délivrée pour chaque position angulaire,  $\Omega$ . Ceci nous permet de tracer la courbe suivante :

$$q(\Omega) = 2 \frac{|\vec{E}_m|^2}{E_{\max}^2}$$

Eq. A. 1

Où  $E_{\max}$  est la valeur maximale du champ mesuré  $\vec{E}_m$ . Cette courbe évolue entre deux valeurs limites,  $q_{\min}$  et  $q_{\max}$ , toujours situées à des angles  $\Omega_{\min}$  et  $\Omega_{\max}$  espacés de  $90^\circ$ .

Le taux d'ellipticité de l'antenne, à une fréquence donnée et dans une direction donnée (ici, l'axe principal), est obtenu par :

$$T = \left( \frac{q_{\max}}{q_{\min}} \right)^{1/2}$$

**Eq. A. 2**

Enfin, pour connaître le sens de la polarisation, nous étudions la phase du signal reçu. Si elle est croissante (respectivement décroissante), la polarisation est gauche (respectivement droite).

## **Bibliographie de l'annexe**

**[A-1] G. TROUILLARD**

"Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne à bord des véhicules automobiles. Conception, réalisation et tests des antennes correspondantes."

Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique, Université de Limoges, Limoges, N° 34-2003, Octobre 2003.





# **LISTE DES TRAVAUX**





# Liste des travaux

## Publication internationale

- ✓ E. FOURN, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, P. BLONDY, G. TANNE, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET  
"MEMS switchable interdigital coplanar filter", IEEE Microwave Theory and Techniques special issue on RF MEMS, Vol. 51, n°1, pp 320-324, Janvier 2003.

## Communications internationales

- ✓ E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, J.C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, G. TANNE, F. HURET  
"Reconfigurable bandpass filters using Dual-Behavior Resonators (DBR) and RF MEMS", 5<sup>th</sup> Workshop on MEMS for millimeter wave applications "MEMSWAVE", Uppsala, Suède, 30 Juin - 2 Juillet 2004.
- ✓ E. FOURN, C. QUENDO, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, J.C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, G. TANNE, E. RIUS, F. HURET  
"Switchable and tunable coplanar filters", 4<sup>th</sup> Workshop on MEMS for millimeter wave applications "MEMSWAVE", Toulouse, France, 2-4 Juillet 2003.
- ✓ E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, J.C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, G. TANNE, C. PERSON, F. HURET  
"Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter using MEMS cantilevers", IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Philadelphie, PA, Etats-Unis, Juin 2003.
- ✓ E. FOURN, A. POTHIER, D. MERCIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, P. BLONDY, G. TANNE, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET  
"Switchable interdigital coplanar filter using MEMS capacitors", Workshop on Microwave Filters, CNES, Toulouse, France, Juin 2002.
- ✓ E. FOURN, C. QUENDO, A. POTHIER, D. MERCIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, P. BLONDY, G. TANNE, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET  
"Investigations on tunable filter topologies using MEMS cantilevers for millimeter wave applications", 3<sup>rd</sup> Workshop on MEMS for millimeter wave applications "MEMSWAVE", Héraklion, Crête, Juin 2002.
- ✓ P. BLONDY, A. POTHIER, E. FOURN, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, G. TANNE, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET  
"Tunable interdigital coplanar filters using MEMS capacitors", European Microwave Conference (EuMC), Milan, Italie, Septembre 2002.
- ✓ E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, G. TANNE, C. PERSON, F. HURET, P. BLONDY, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT.  
"Bandwidth and central frequency tunable bandpass filter", European Microwave Conference (EuMC), Milan, Italie, Septembre 2002.

## Communication nationale

- ✓ E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, G. TANNE, C. PERSON, F. HURET  
"Filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale à capacités variables de type MEMS", 13<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, pp. 2A1, Lille, Mai 2003.











## Résumé

Ce travail porte sur l'étude et la conception de dispositifs micro-ondes agiles pour les systèmes de télécommunications. Il s'agit en fait des premiers pas vers l'élaboration d'une extrémité radio reconfigurable utilisant des capacités variables ou des micro-commutateurs MEMS. Cette technologie, relativement jeune, n'est pas encore arrivée à maturité, mais elle offre déjà de très bonnes performances. Ce travail se situe dans la gamme d'ondes millimétriques.

Nous avons débuté par un travail important sur les filtres agiles. Après la réalisation d'un premier filtre basé sur une topologie classique, une structure originale, la topologie DBR (Dual Behavior Resonator), a été utilisée afin de contrôler indépendamment et simultanément la fréquence centrale et la bande passante de notre filtre. Un filtre DBR à accord continu puis deux autres à variations discrètes ont alors été développés. Sur ces deux dernières structures, nous avons associé des fonctions spécifiques de filtrage à la topologie DBR afin d'en améliorer les performances.

Nous avons poursuivi par l'élaboration d'une antenne à diversité de polarisation. Pour cela, un coupleur hybride est associé à deux antennes fentes. Ces dernières constituent globalement une antenne à polarisation circulaire. En modifiant le déphasage en sortie du coupleur, nous pouvons changer le sens de cette polarisation circulaire de gauche à droite.

**Mots clés :** *Hyperfréquences – Micro-ondes – Systèmes de télécommunications – Filtres passe-bandes – Filtres à accord continu ou discret en fréquence centrale et en bande passante – Synthèse de filtres – Antenne à diversité de polarisation – Coupleur hybride – Capacités variables – Micro-commutateurs – MEMS – Technologie coplanaire – Technologie micro-ruban*

## Abstract

This research work was aimed at designing reconfigurable microwave components for telecommunication systems. It corresponds to the first steps towards the realisation of a reconfigurable radio front-end using MEMS as varactors or switches. Even though this rather young technology has not yet reached its full development, it already provides devices with really good performances.

The very first step consisted in solid investigations about reconfigurable filters. So, we first, designed a switchable filter based on a classical topology. Then, we used an original topology termed Dual Behavior Resonator, (DBR), in order to independently and simultaneously control the central frequency and the bandwidth of our filter. Afterwards, we developed a tunable DBR filter and two switchable ones. At last, the performances of the last two filters were improved by associating specific filtering functions with the DBR topology.

Finally, we designed a polarisation diversity antenna. Such a device results from the association of two slot antennas with a branch-line hybrid coupler. The slot antennas create a circular polarisation; a phase shift at the end of the coupler allows switching between the right and left polarisations.

**Keywords:** *Microwave – Telecommunication systems – Bandpass filters – Central frequency and bandwidth tunable or switchable filters – Filters synthesis – Polarisation diversity antenna – Branch-line hybrid coupler – Varactors – Switches – MEMS – Coplanar technology – Microstrip technology*