



Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement

Christophe Hoarau

► To cite this version:

Christophe Hoarau. Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2008. Français. NNT : . tel-00342727

HAL Id: tel-00342727

<https://theses.hal.science/tel-00342727>

Submitted on 28 Nov 2008

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.

UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

ECOLE DOCTORALE E.E.A.T.S

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JOSEPH FOURIER

Spécialité : Optique et Radiofréquence

Préparée à l'**Institut de Microélectronique, Electromagnétisme, et Photonique –
Laboratoire d'Hyperfréquence et de Caractérisation**

Présentée et publiquement soutenue par
Christophe Alexandre HOARAU

**Dispositifs accordables en radiofréquence :
Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et
d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement**

Thèse dirigée par **Pascal XAVIER**
Codirigée par **Jean-Daniel ARNOULD**

Soutenue le 13 Octobre 2008

Jury

M. Jean-Emmanuel BROQUIN	Professeur des Universités,	Président
M. Serge TOUTAIN	Professeur des Universités,	Rapporteur
M. Gérard TANNE	Professeur des Universités,	Rapporteur
M. Alexandre GIRY	Ingénieur,	Examineur
M. Pascal XAVIER	Professeur des Universités,	Directeur de thèse
M. Jean-Daniel ARNOULD	Maître de Conférence,	Codirecteur de thèse

Remerciement

Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé à l'aboutissement de cette thèse.

Tout d'abord, je remercie mes directeurs de thèse Pascal Xavier et Jean-Daniel Arnould pour m'avoir encadré durant ces trois années de thèse.

Je remercie ensuite Monsieur Serge Toutain et Monsieur Gérard Tanné qui m'ont fait l'honneur de rapporter sur ce travail. De même, je remercie Monsieur Alexandre Giry qui a accepté de faire partie de ce jury de thèse.

Je remercie Monsieur Jean-Emmanuel Broquin pour avoir présidé à ma soutenance de thèse et pour m'avoir accompagné sur la partie conception en salle blanche.

Je remercie Monsieur Francis Balestra, et par la suite Monsieur Gérard Ghibaudo, en tant que directeurs de laboratoire, ont bien voulu signer mes chartes de thèse.

Je remercie pour leurs conseils tout le groupe de dispositif RF : Philippe Ferrari, Jean Marc Duchamp, Jean-Michel Fournier, Simon Hemour, Kaddour Darine, Maury Ghislaine, Dominique Raully, Florence Podevin, Jean Chilo, Pierre Saguet, Anne Vilcot, ...

Je remercie aussi Lionel Duvillaret, Raphaël Clerc et Lionel Bastard avec qui j'ai eu des discussions constructives à plus d'une reprise.

Je remercie les différents ingénieurs responsables de la plateforme de caractérisation, par ordre chronologique, Olivier Exshaw, Pierre-Eric Bailly et Nicolas Corrao.

Je remercie les ingénieurs salle blanche Aude Bouchard et Gregory Grosa.

Je remercie aussi Martine Gri et Xavier Mescot pour leurs aides et leurs conseils.

Ce travail de thèse, a été aussi l'occasion d'encadrer des stagiaires de Master et de licences pro, je remercie Christophe Gorges, Ibrahim Salem, et Sylvain Martines.

Ce manuscrit n'en fait pas mention, mais j'ai eu l'occasion de côtoyer des personnes de Spintec et je les remercie d'avoir enrichie mes connaissances en magnétisme, tout particulièrement, Jean-Philippe Michel, Bernard Viala et Ursula Ebels.

Je remercie le personnel administratif pour sa disponibilité et son efficacité, j'ai nommé Dalhila Alouani, Valérie Miscioscia, Chalha Domenget et Brigitte Rasolofoniaina.

Je remercie toutes les personnes que j'ai rencontrées au cours de cette thèse à l'IMEP ou par l'IMEP : Khalil Merzouk, Philippe Lombard, Rafael Salas-Montiel, Jérôme Grelin, Luiz Poffo, Guillaume Bacles-Min, Lydie Onestas, Florent Gardillou (mon grand maître spirituel du "wafer bonding"), Lydie Marillat, Claire Gendrin, Elise Ghibaudo, Yannis Le Guennec, Nathalie Mathieu, Siegfried Dossou, Davide Bucci, Anne-Laure Perrier, Emmanuel Pistono, Farah Guillot, Brice Ivira, Luca Lucci, Franck Moukanda Mbango, Hervé Eusebe, Issa Hamza, Karim Hamioud, René Gary, ...

Petite mention spéciale à la nouvelle "dream team" : Bertrand Charlet, Armin Schimpf et Thomas Nappez (qui m'a tout appris sur le wafer bonding).

Je remercie le cidre Beowulf du Druid's Bar et Maxence (le gars qui servait le cidre).

A313, krnw yu~| z~n un wxv m0~w jrxw5 l0n|} un wxv m~ k~{nj~ lxvyx|ò mn Vj£rvn Kn{wrn{5 K{~wx Vj{}}rw5 Z~nw}rw [joqjð n} vxr vóvn7 Nw mn~£ jw| mn jrn lxvv~wn5 jx~| jjn¥ rwou~nwlò vj jrn krnw yu~| z~n yn{|xwwn m~{jw} ln| q~r} mn{wrñ{n| jwwòn| lmny~r| vxw j{|r|ò nw O{jwln vò}{xyxur}jrwn27 Sn w0jr yj| nwlx{n lxvy{r| }x~}n| un| |~k}rur}ò| mn uj mòorwr}rxw vò}{xyxur}jrwn m~ }n{vn +jvr}rò+5 vjr| jx~| jx~| jjn¥ vxw joonl}rxw7 Sn jx~| |x~qjr}n ~wn kxwwn lxw}rw~j}rxw5 nw n|yò{jw} z~n wx| lqnvrv| |n l{xr|n{xw} é wx~|nj~7.

Je remercie Nicolas Lechat, qui en plus d'avoir activement participé à l'élaboration de ce manuscrit en composant les figures III-1 et III-7, est mon grand dalon avec qui il est toujours agréable de passer du temps.

Enfin, je remercie mon père, ma mère, mes frères et le reste de ma famille. Personne n'a jamais crue en moi autant qu'eux.

"Moins que d'autres, je ne savais si le but de notre vie avait un sens. Mais je savais, plus que quiconque, qu'elle avait une valeur. Pas elle-même, directement, hors de toute réussite ou déroute. Cette valeur venait du combat."

Alain Damasio, *La Horde du Contrevent*

Sommaire

Remerciement	3
Introduction	9
Chapitre I : Les technologies envisageables pour la réalisation de dispositifs RF accordables	15
1. Introduction	16
2. Semiconducteurs : du circuit imprimé au circuit intégré	17
2.1. Les interrupteurs et les varactors	17
2.2. Les inductances variables	18
2.3. Les limitations des composants à semiconducteurs	20
3. La technologie MEMS	22
3.1. Point de vue général	22
3.2. Les interrupteurs et les varactors	23
3.3. Les inductances variables	27
4. Les matériaux à permittivité variable	29
4.1. Les matériaux ferroélectriques	30
4.2. Les matériaux piézoélectriques	31
5. Les matériaux magnétiques	33
5.1. La perméabilité variable	33
5.2. La résonance ferromagnétique	34
5.3. L'effet Faraday	35
5.4. Effet d'oscillation de spin	36
6. Le contrôle optique	37
6.1. Présentation	37
6.2. Le contrôle optique à l'IMEP-LAHC	38
6.3. Le contrôle optique dans d'autres laboratoires	39
7. Discussion	41
Chapitre II : Adaptateur d'impédance accordable en technologie hybride	45
1. Introduction	46
2. Etat de l'art des adaptateurs d'impédance accordables	47
2.1. Influence de la topologie	47
2.2. Technologie MEMS	48
2.3. Technologie semiconducteur	49
2.4. Technologie ferroélectrique	49
3. Conception	52
3.1. Choix de la topologie et modélisation théorique des composants	52
3.2. Modélisation fine des composants	55
3.3. Méthodologie de simulation	57
3.4. Dimensionnement des composants	60
4. Réalisation	62
5. Mesures linéaires	63
5.1. Méthodes classiques	63
5.2. Nouvelle méthode de caractérisation	65
6. Mesures non linéaires et mesure du facteur de bruit	68
6.1. Point de compression à 1 dB	68
6.2. Point d'interception du troisième ordre	69
6.3. Facteur de bruit	70

7.	<i>Discussion</i>	71
7.1.	Résultats de mesures	71
7.2.	Etude de l'effet du facteur de qualité	71
7.3.	Perspective d'intégration	73
8.	<i>Conclusion</i>	75
Chapitre III : Filtre réjecteur sans bande coupée parasite		77
1.	<i>Introduction</i>	78
2.	<i>Les filtres périodiques réjecteurs sans bandes parasites</i>	79
3.	<i>Etude d'un filtre coupe bande à structure périodique</i>	83
3.1.	Théorie des modes couplés	83
3.2.	Méthode de synthèse	86
3.3.	Modélisation électrique	87
4.	<i>Apodisation</i>	91
4.1.	Théorie	91
4.2.	Discussion	92
5.	<i>Réalisations et résultats</i>	95
5.1.	Structure de base	95
5.2.	Structures apodisées	96
5.3.	Multi coupe bande ou passe-bande	97
6.	<i>Vers un dispositif accordable</i>	99
6.1.	Structure avec un défaut dans la périodicité spatiale	99
6.2.	Structure avec défauts dans le plan de masse	102
7.	<i>Conclusion</i>	104
Chapitre IV : Filtre passe-bas à structure périodique contrôlé optiquement		105
1.	<i>Introduction</i>	106
2.	<i>Conception</i>	107
2.1.	Principe	107
2.2.	Les contraintes technologiques	109
2.3.	Simulation	109
3.	<i>Réalisation</i>	112
3.1.	La réalisation du substrat	112
3.2.	La réalisation des dispositifs	114
4.	<i>Caractérisation</i>	116
4.1.	Les dispositifs de tests	116
4.2.	Le dispositif final	117
5.	<i>Conclusion</i>	118
Conclusion		119
Bibliographie		125

Introduction

Durant le XIX^{ième} siècle, Faraday, Lord Rayleigh, et Maxwell, entre autres, ont participé à la compréhension et à la formalisation de la théorie de l'électromagnétisme telle qu'on la connaît aujourd'hui [1]. Les premières expériences sur des ondes électromagnétiques furent menées par Hertz à la fin du XIX^{ième} siècle. La légende veut que ce dernier ait déclaré durant un cours que les ondes électromagnétiques n'auraient aucune application utile; l'histoire l'aura fait mentir.

Les premières applications apparaissent au début du XX^{ième} siècle dans les domaines des télécommunications radios et des radars. Les développements en micro-onde se multiplient durant la seconde guerre mondiale en particulier sur des points stratégiques comme les radars.

Durant la guerre froide, les recherches s'élargissent, entre autres, aux ferrites, aux effets des ondes acoustiques, *etc.*; c'est aussi le début des circuits intégrés. En effet, après la validation expérimentale de l'effet transistor en 1946, le développement des dispositifs micro-ondes intégrés suit celui de l'industrie de la microélectronique.

Aujourd'hui, le domaine des radiofréquences couvre un large spectre d'applications.

Les micro-ondes sont utilisées dans la génération de plasma dans les lampes UV, ou pour le dépôt par vapeurs chimiques [2]. Des expérimentations sur le transport d'énergie par voie hertziennne ont été menées [3]. De même, en utilisant la résonance des molécules d'eau, les micro-ondes permettent de coller, sécher, pasteuriser, stériliser et cuire.

Dans le domaine médical, les micro-ondes ont apporté de nouvelles possibilités de traitements, pour certains cancers, certaines maladies cardiaques, *etc.* [4]. De plus, grâce aux micro-ondes, des systèmes d'imagerie, utiles au diagnostic, ont été développés. Les plus connus sont l'imagerie par résonance magnétique et la tomographie assistée par ordinateur.

Ceci étant dit, depuis la guerre froide, les principaux domaines d'application sont des dispositifs micro-ondes pour l'armée, les télécommunications terrestres, et les télécommunications satellitaires [5].

L'armée exploite les micro-ondes essentiellement pour des applications de transmission d'information et de détection, comme les radars, le contrôle à distance, les télécommunications, la géolocalisation, *etc.*

Au mot télécommunication, on associe, en premier lieu, les téléphones portables. En fait il s'agit plus généralement, des systèmes de télécommunication de personne à personne incluant aussi bien les téléphones satellitaires, que différents types de radios dont les radios de la "Citizen-Band". Il existe, en plus, les télécommunications d'ordinateur à ordinateur ou des réseaux sans fil d'ordinateurs (Wireless-LAN) par le biais de protocoles tel que le Wifi. Finalement, des transferts d'informations peuvent se faire entre appareils électroniques, grâce à des protocoles de type Bluetooth.

Il est à noter que toutes ces applications n'auraient pas vu le jour sans qu'en parallèle les outils de développement et les appareils de caractérisation aient évolué pour s'adapter aux besoins des développeurs.

Une constante volonté de perfectionnement et de multiplication des fonctions radiofréquences, a entraîné ces dernières décennies le développement de dispositifs accordables.

Outre le fait que les composants accordables aient permis l'intégration de certaines fonctions (antennes à balayage, *etc.*), ils permettent une compensation des dispersions technologiques. Cet aspect, dans le cadre des technologies intégrées en particulier, n'est pas négligeable car la précision sur les composants varie dans ce cas de 10 à 30%. Pour réaliser des fonctions en bande étroite, ou lorsque les contraintes du cahier des charges sont fortes, un minimum d'accord en fréquence permet de corriger les écarts entre le dispositif conçu et celui réalisé. La compensation des dispersions technologiques se fait simplement en remplaçant certains composants clefs par des composants accordables. Ainsi, une valeur de composant légèrement décalée par rapport à sa valeur nominale, pourra être compensée.

Si le fait d'être accordable, améliore globalement certaines fonctions micro-ondes, cela a aussi un impact sur l'instrumentation. Par exemple, les dispositifs accordables ont rendu possible une méthode de caractérisation en bruit de dispositifs intégrés [6]. Pour une caractérisation complète en bruit d'un amplificateur faible bruit, plus précisément, pour extraire le coefficient de réflexion optimal, il est nécessaire de caractériser l'amplificateur pour plusieurs impédances d'entrée différentes. Généralement, ces mesures sont réalisées avec des adaptateurs d'impédances externes, comme illustrées sur la Figure 0-1.

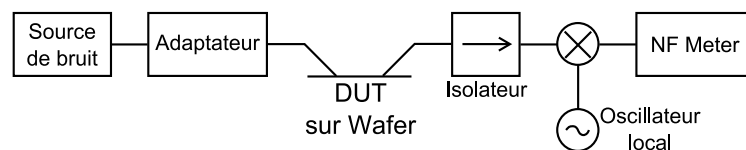


Figure 0-1: Schéma d'un banc de mesure du facteur de bruit [6].

Cependant, l'intégration de l'adaptateur d'impédance a des avantages évidents. Cela permet de supprimer les effets parasites des connecteurs ou ceux des pointes. De plus, l'application de la charge directement au port du dispositif à tester facilite l'extraction des résultats de mesures.

Enfin, c'est essentiellement à cause de l'explosion des besoins en télécommunications de ces dernières décennies, que les dispositifs accordables sont devenus une nécessité. Les dispositifs accordables permettent une diminution du nombre de fonctions et une augmentation du débit, sans pour autant diminuer les performances globales. Les fonctions accordables sont une nécessité pour la conception des futurs dispositifs de télécommunication multi-bandes, multi-protocoles. Un exemple couramment employé pour illustrer cette nécessité, est la téléphonie mobile tri bandes, 900, 1800, et 2400 MHz par exemple. La première solution à avoir été proposée pour la conception de dispositifs fonctionnant sur les trois bandes fut d'intégrer trois systèmes d'émission/réception en parallèle. Evidemment, pour des raisons d'encombrement et de coût, cette solution a été supplantée par la possibilité d'utiliser un seul système que l'on pourrait accorder sur l'une des trois bandes, comme l'illustre la Figure 0-2.

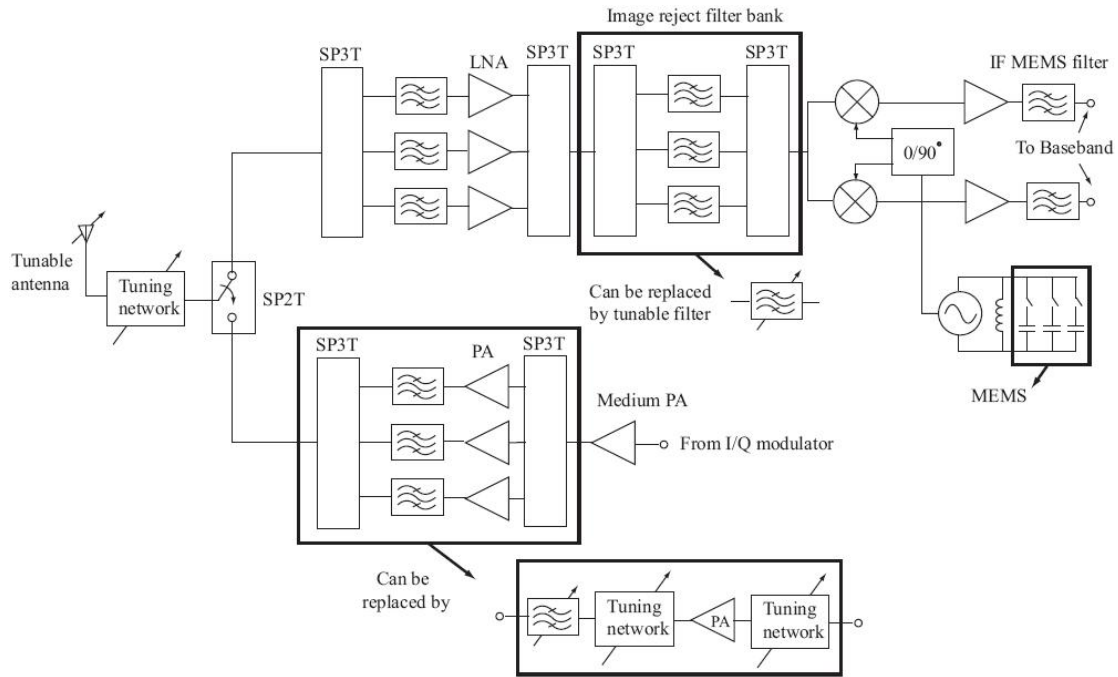


Figure 0-2: Schéma émetteur/récepteur tri bande [7].

La solution de la Figure 0-2 est idéalisée car avec des gabarits aussi draconiens que ceux exigés pour la téléphonie mobile, les filtres coupes bandes sont difficilement réalisables en technologie CMOS. Un compromis doit alors être trouvé entre dispositifs accordables et systèmes reconfigurables.

Les dispositifs accordables RF n'en restent pas moins nécessaires. Ainsi, de nombreuses fonctions doivent être accordables : oscillateur, filtre, déphaseur, atténuateur, diviseur de puissance, pour ce qui est des éléments linéaires, générateur d'harmoniques, amplificateur paramétrique, mise en forme d'impulsion, mixeur, pour les éléments non-linéaires.

Le travail effectué durant cette thèse n'a pas pour vocation de s'inscrire dans un domaine d'application en particulier. Malgré cela, les développements présentés dans ce manuscrit peuvent se placer dans le cadre de l'amélioration de l'instrumentation, en particulier pour le dispositif présenté dans le chapitre II, *i. e.*, un adaptateur d'impédance accordable, ou dans les télécommunications terrestres multi bandes et/ou multifréquences. Les réalisations suivantes, qui tournent autour de la fonction de filtrage accordable, pourraient avoir des applications dans les télécommunications multi bandes et/ou multifréquences. Le fil conducteur des travaux réalisés durant cette thèse a été l'étude de fonctions accordables, avec une première réalisation complète dans une technologie éprouvée, et une seconde étude plus prospective.

Le chapitre I de ce manuscrit énumère les différentes technologies envisageables pour concevoir des dispositifs accordables en radiofréquences. Ce chapitre synthétise les différents moyens d'accorder une fonction. Ensuite, un inventaire – non exhaustif, mais qui se veut représentatif des potentialités de chaque technologie – des composants accordables est mené. Ce travail académique a été motivé par un besoin de synthèse à destination des concepteurs de dispositifs RF accordables.

Dans les chapitres suivants, deux technologies sont étudiées conformément à l'expérience et aux compétences existantes au sein du laboratoire sur les structures hybrides et sur le contrôle optique.

Dans le chapitre II, un adaptateur d'impédance accordable est présenté. L'accord du dispositif a été optimisé pour tester une nouvelle méthodologie de conception et de caractérisation d'adaptateurs d'impédance largement accordables. Nous nous sommes imposés une large gamme d'impédances adaptables sur une bande de fréquence étroite. Ce chapitre commence par un état de l'art des adaptateurs d'impédance compacts et accordables en fonction des caractéristiques principales attendues d'un adaptateur d'impédance accordable et de sa technologie de réalisation. Ensuite, les étapes de conception sont présentées, du choix de la topologie à la méthode de simulation. Par la suite, les caractérisations linéaires sont présentées avec l'introduction d'une nouvelle méthode de caractérisation pour les adaptateurs d'impédance accordables. Un ensemble de caractérisations non linéaires est ensuite proposé pour caractériser complètement notre démonstrateur. Avant de conclure le chapitre, une discussion est menée sur les résultats obtenus avec le démonstrateur, sur une étude théorique de l'impact du facteur de qualité des composants sur l'accord en fréquence et les pertes, et sur les perspectives d'intégration d'une telle structure.

Le chapitre III aborde l'étude d'un filtre réjecteur. Le filtre est composé d'une ligne de transmission dont l'impédance caractéristique varie périodiquement. Ce genre de filtre réfléchit les ondes qui entre en résonance dans la structure, *i. e.*, dont la longueur d'onde est égale à deux fois la période de variation de la structure. Ces dernières années, quelques équipes de scientifiques sont parties en quête d'une modulation particulière de l'impédance qui n'autoriserait qu'à une seule bande de fréquences de résonner et donc d'être réfléchi. Grâce à une étude utilisant la théorie des modes couplées, une modulation de l'impédance caractéristique est extraite, ainsi que les règles de conception d'un filtre réjecteur. Ensuite, un ensemble de démonstrateurs est caractérisé, afin de valider la partie théorique de cette étude. La fonction élémentaire a ainsi été testée, avec d'autres fonctions. Grâce à cet ensemble de démonstrateurs et de fonctions, les potentialités de la fonction de rejection ont été testées afin de préparer la conception d'une fonction accordable. Un filtre passe-bande, un filtre sélectif et un filtre réjecteur ont été réalisés et caractérisés.

Dans le chapitre IV, un filtre passe-bas à structure périodique en technologie microruban est présenté. Ce filtre à saut d'impédance a la particularité d'avoir un plan de masse troué périodiquement pour renforcer la fonction de filtrage due à la périodicité de la ligne microruban. L'accord en fréquence est rendu possible par le contrôle des trous. En se contentant d'observer la bande basse, on réalise, ainsi, un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure dépend de la présence des trous dans le plan de masse. La réalisation d'un filtre passe-bas dans la bande X contrôlé optiquement est présentée dans ce chapitre. Cette étude commence par la méthode de contrôle optique envisagée, le moyen de l'utiliser avec notre structure et la démonstration théorique de sa faisabilité. La méthode de conception d'un tel filtre est présentée par la suite. Finalement, les différentes étapes de réalisation en salle blanche sont détaillées avant que la caractérisation des prototypes réalisés soit exposée.

Enfin, une conclusion synthétise le travail effectué et des perspectives aux études menées sont proposées.

Chapitre I :

Les technologies envisageables pour la réalisation de dispositifs RF accordables

Sommaire

1.	<i>Introduction</i>	16
2.	<i>Semiconducteurs : du circuit imprimé au circuit intégré</i>	17
2.1.	Les interrupteurs et les varactors	17
2.2.	Les inductances variables	18
2.3.	Les limitations des composants à semiconducteurs	20
3.	<i>La technologie MEMS</i>	22
3.1.	Point de vue général	22
3.2.	Les interrupteurs et les varactors	23
3.2.1.	Les interrupteurs	23
3.2.2.	Les capacités variables	25
3.3.	Les inductances variables	27
4.	<i>Les matériaux à permittivité variable</i>	29
4.1.	Les matériaux ferroélectriques	30
4.2.	Les matériaux piézoélectriques	31
5.	<i>Les matériaux magnétiques</i>	33
5.1.	La perméabilité variable	33
5.2.	La résonance ferromagnétique	34
5.3.	L'effet Faraday	35
5.4.	Effet d'oscillation de spin	36
6.	<i>Le contrôle optique</i>	37
6.1.	Présentation	37
6.2.	Le contrôle optique à l'IMEP-LAHC	38
6.3.	Le contrôle optique dans d'autres laboratoires	39
7.	<i>Discussion</i>	41

1. Introduction

Comme nous l'avons montré dans l'introduction générale, les dispositifs micro-ondes accordables permettent une compensation des dispersions technologiques, l'amélioration de l'instrumentation et l'augmentation de l'intégration de fonctions.

Pour réaliser une fonction accordable la méthode est dans le principe assez simple: à partir d'un dispositif existant, il suffit de remplacer les composants fixes par des composants variables. Dans la pratique, la conception s'avère être souvent complexe. En effet, chaque composant variable exige un contrôle, typiquement, une tension ou un courant de polarisation. Pour des raisons pratiques, il est difficile d'avoir énormément de contrôles par dispositif. De ce fait, lorsqu'un dispositif compte plus de deux, trois ou quatre composants, il devient impératif de sélectionner les composants à rendre accordables. De plus, certaines topologies ou fonctions sont plus ou moins sensibles à l'accord, il est par exemple difficile d'accorder en fréquence un résonateur à haut facteur de qualité. Les fonctions complexes doivent donc faire l'objet d'études complètes et précises.

Quelle que soit la méthode de conception, pour développer des fonctions accordables, il est nécessaire de disposer de composants variables. Plusieurs technologies existent. Les composants à semiconducteur (varactor et transistor) sont les composants les plus utilisés, ceci pour des raisons historiques et des raisons économiques. Les alternatives en sont encore à l'état de prospectives, à l'exception des composants en technologie MEMS (Micro-Electrical Mechanical System).

Dans ce chapitre, les principaux composants variables existants sont répertoriés et rangés par technologies. Dans la première section, nous faisons une présentation des méthodes utilisées pour obtenir un accord en fréquence ou en impédance à partir de composants à semiconducteur sur circuits imprimés et en intégrés. Ensuite, leurs limitations sont présentées.

A partir de la seconde section, des alternatives aux composants à semiconducteur sont énumérées. Nous abordons d'abord les composants variables en technologie MEMS. Ces composants exploitent des variations mécaniques pour induire des variations électromagnétiques.

La propagation d'une onde électromagnétique dans un guide d'onde est fonction de la permittivité, de la perméabilité et de la conductivité des matériaux utilisés dans ce guide d'onde. Si, par une méthode quelconque, on peut contrôler un de ces paramètres, alors la conception de fonctions accordables devient envisageable. Dans les troisième et quatrième sections, les composants utilisant des matériaux aux propriétés électromagnétiques variables sont investigués.

La dernière technologie présentée est celle qui regroupe les composants contrôlés optiquement.

Enfin, ce chapitre est conclu par une brève discussion sur les avantages et les inconvénients des différentes technologies.

2. Semiconducteurs : du circuit imprimé au circuit intégré

Depuis le début des années 50, les dimensions des dispositifs radiofréquences ne cessent d'être réduites. Cette diminution des dimensions a d'abord été rendue possible par l'utilisation des techniques de circuits imprimés issues de l'électronique classique grâce à de nombreuses études portant sur des guides d'ondes adaptés aux techniques de conception de circuits imprimés, par exemples, les lignes microrubans, coplanaires, à fentes, *etc.* [8].

Ensuite, les dimensions ont encore été réduites par la conception de circuits intégrés monolithiques sur des substrats semiconducteurs.

Dans cette section, les différents moyens de réaliser les fonctions de commutation, de variation de capacité et de variation d'inductance sont énumérés. La section se conclut par une présentation succincte des limitations des composants à semiconducteur.

2.1. Les interrupteurs et les varactors

La démonstration expérimentale de l'effet transistor a été faite sur un barreau de germanium, le germanium étant le semiconducteur le plus facile à obtenir sous forme cristalline pure. Ensuite, l'utilisation du silicium s'est développée, pour des raisons pratiques : le bande interdite du germanium étant faible, le semiconducteur est vite dégénéré lorsque la température augmente. La filière silicium de l'électronique numérique tend à tirer vers le haut les recherches des dispositifs RF sur silicium. Cependant des alternatives au silicium existent pour des applications spécifiques.

D'abord, les semiconducteurs III-VI ont été utilisés. Il ont une mobilité plus forte que celle du silicium ce qui permet de concevoir des dispositifs plus rapides. L'arséniure de gallium (AsGa) a dominé le domaine pendant plusieurs décennies. Ensuite, le phosphore d'indium (InP) s'est révélé plus efficace pour la conception de dispositif à très hautes fréquences. Ces dernières années, on retrouve du germanium sous forme épitaxiée sur silicium pour la conception de composant qui concurrencent ceux en AsGa.

La gamme des composants réalisés en semiconducteur est très large. La fonction d'interrupteur est réalisée par les diodes, en particulier la diode PIN, et les transistors.

Leurs caractéristiques principales sont le temps de commutation et la résistance série. L'ordre de grandeur du temps de commutation varie en fonction de la technologie entre 1 ns et 100 ns. La résistance série varie de même entre 0,1 Ω et quelques ohms.

Les semiconducteurs permettent aussi de concevoir des capacités variables en fonction de la polarisation. Essentiellement, la fonction de varactor est réalisée par une diode Schottky polarisée en inverse. Parfois la capacité de jonction entre la grille et la source d'un transistor MOSFET est utilisée. Dans ces deux cas, les caractéristiques principales sont comme pour les interrupteurs la résistance série, le temps de réaction, et en plus le ratio entre le maximum et le minimum de la capacité, et l'inductance parasite due à la topologie. Les ordres de grandeur des deux premières caractéristiques sont équivalents à ceux des interrupteurs. Le rapport entre le maximum et le minimum de la capacité est de l'ordre de 5 à 10.

Il est à noter que le quotient de la partie imaginaire et de la partie réelle de l'impédance du varactor est le facteur de qualité du composant; ce facteur est très souvent préféré comme caractéristique plutôt que les paramètres intrinsèques associés. De même, la fréquence de résonance est la fréquence à laquelle l'inductance et la capacité entre en résonance : après cette fréquence la partie imaginaire de l'impédance du composant est inductive.

2.2. Les inductances variables

Les interrupteurs et les varactors sont les composants variables de base des dispositifs compacts. Les inductances accordables sont encore des composants de laboratoire, parce que la réduction de la taille des inductances a toujours été un challenge, et qu'en faire un composant accordable est un défi plus grand encore. Dans cette sous-section, trois types d'inductances accordables sont présentés.

Une méthode pour faire varier une inductance est d'en commuter des parties, ainsi on modifie le nombre de spires et donc l'inductance. Selon ce principe, l'inductance en Figure I-1 cumule une topologie à trois niveaux de métallisation pour maximiser l'intégration de l'inductance.

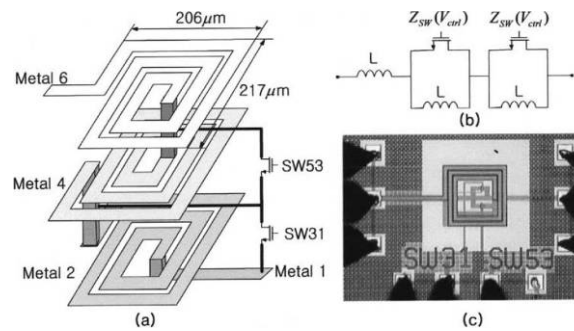


Figure I-1: (a) Schéma de principe, (b) équivalent et (c) photographie d'une inductance variable [9].

Dans l'exemple de la Figure I-1, la commutation est assurée par des transistors MOSFET. Ces transistors peuvent avoir des états intermédiaires de commutation, avec une résistance de drain plus ou moins élevée en fonction de la tension de grille, ce qui permet de rendre la variation de l'inductance continue de 8 à 23 nH lorsque la tension de contrôle varie de 0 à 1,6 V pour une fréquence de 2,4 GHz [9]. L'inconvénient majeur de ce composant, comme pour toutes inductances intégrées, est un faible facteur de qualité, inférieur à 10 [9], et une fréquence de résonance faible de 3,9 GHz [9].

Une autre méthode pour concevoir une inductance variable est d'utiliser deux inductances couplées avec, aux bornes de la seconde inductance, le même signal que sur la première mais déphasé et atténué (Figure I-2). Le contrôle de la valeur de l'inductance se fait par le contrôle de la phase et de l'atténuation; en fonction de la phase, les effets inductifs seront plus ou moins cumulatifs ou soustractifs, et en fonction de l'atténuation, l'effet sera plus ou moins important.

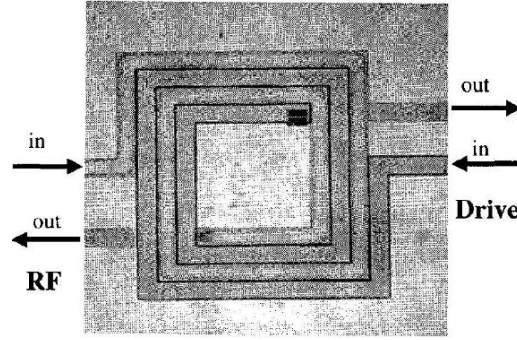


Figure I-2: photographie de deux inductances couplées [10].

Ce moyen d'accord de l'inductance entraîne une large dynamique, car dans l'exemple [10] la variation de l'inductance est égale à 100%, ou supérieure à 50% pour [11]. De plus, cette topologie permet une forte augmentation du facteur de qualité à comparer à la même inductance sans le contrôle. Ainsi, le facteur de qualité de l'inductance peut atteindre 2000 [10] [11]. Mais le facteur de qualité étant fonction de la phase du signal de contrôle, il n'est pas constant sur toute la plage de variation de l'inductance. Néanmoins, le facteur de qualité reste supérieur à 100 pour une variation de l'impédance d'au moins 50% [11]. Cette topologie n'augmente pas significativement la fréquence de résonance, 15 GHz [11]. L'inconvénient majeur de cette topologie est le moyen de contrôle. En effet, il est nécessaire de récupérer le signal d'entrée, de contrôler sa phase et son atténuation. La topologie devient lourde pour réaliser une inductance variable. Malgré cela, un fort facteur de qualité peut justifier son utilisation.

La dernière inductance variable présentée dans cette sous-section est active. Les inductances actives variables, ou TAI (de l'anglais Tunable Active Inductor), sont réalisées à partir de composants actifs qui constituent un gyrateur d'impédance, et d'un composant passif qui fixe le référentiel de phase de l'impédance synthétisée. Il existe plusieurs architectures de TAI : gyrateur C, montage cascode, et différentes topologies rebouclées. Un exemple d'architecture d'inductance active est illustré Figure I-3.

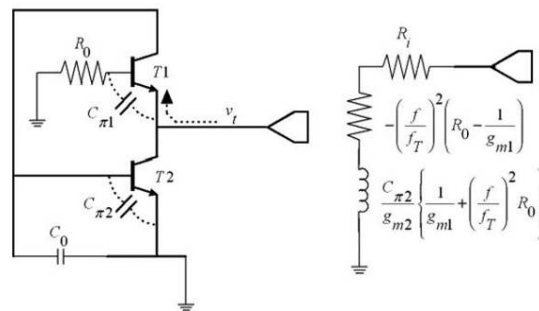


Figure I-3: Schémas électriques et schémas équivalents d'une inductance active [12].

L'utilisation de composant actif pour synthétiser une inductance a pour avantage de supprimer les couplages magnétiques parasites avec le reste du circuit. De plus, certaines architectures usent astucieusement des composants actifs pour compenser les pertes, et ainsi obtenir de très forts facteurs de qualité, par exemple, sur une bande de fréquences de 7 à 15 GHz, le facteur de qualité est supérieure à 1000 [13]. L'encombrement des TAI est aussi un de leur point fort; en effet, les inductances intégrées sont souvent gourmandes en surface,

typiquement, une inductance de quelques nano henrys mesure $200 \times 200 \mu\text{m}^2$. La taille des TAI est dépendante de la technologie, $40 \times 50 \mu\text{m}^2$ en technologie BiCMOS $0,18 \mu\text{m}$ [14]. La plage de variation de l'inductance est fonction de l'architecture, les architectures à base de gyrateur C ont une plage d'accord réduite à une bande de fréquences étroites, alors que les montages cascode ou à "rebouclage" ont des dynamiques plus fortes, en exemples, une inductance qui varie de 0,1 à 15 nH avec des fréquences de résonance supérieure à 2,5 GHz [14], ou encore, une variation de l'inductance de 80% pour les fréquences de 6 à 9 GHz [12].

Mais, le fait d'utiliser des composants actifs implique aussi la génération de bruit, la consommation d'énergie (1,8 mW dans [14]), et des effets non-linéaires. De plus, la valeur de l'inductance synthétisée est toujours fonction des paramètres du transistor, en particulier, de sa transconductance.

2.3. Les limitations des composants à semiconducteurs

Les semiconducteurs utilisés en circuits monolithiques ou en hybride avec des circuits imprimés sont à la base de la conception en radiofréquence. Cependant, l'utilisation de semiconducteurs présente certains inconvénients : les pertes, les non-linéarités, le bruit, les limitations en puissance, *etc.*

Les pertes diélectriques dans les substrats semiconducteurs sont fortes, dues, en particulier, à une conductivité des semiconducteurs relativement élevée. En effet, la conductivité dans le silicium, communément utilisé en microélectronique, est de l'ordre de 10 à $100 \Omega\cdot\text{cm}$. Sur la Figure I-4, sont répertoriés les différents substrats semiconducteurs, quelques substrats pour circuits imprimés, ainsi que des céramiques.

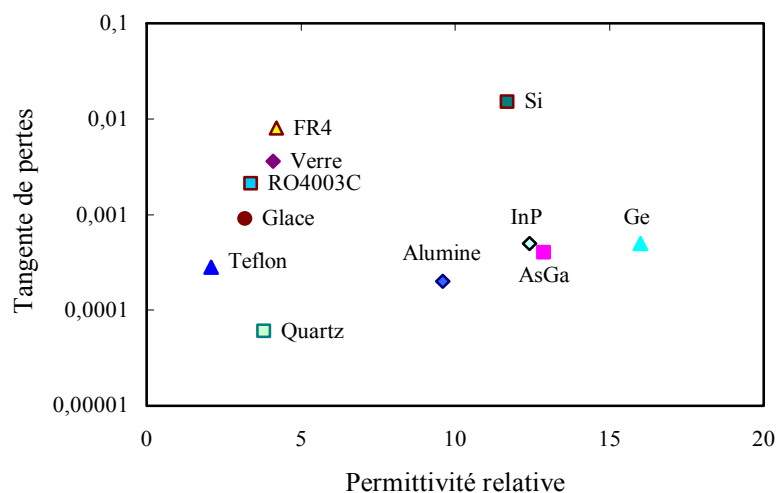


Figure I-4: pertes diélectrique en fonction de la permittivité relative à 10 GHz [15].

Les semiconducteurs, en particulier le silicium, ont des tangentes de pertes diélectriques relativement fortes. Cette remarque doit être nuancée. Des techniques de croissance, comme le "Float Zone", se démocratisent; elle assure une grande pureté du silicium et ainsi une forte résistivité, *e. g.*, supérieure à $10\,000 \Omega\cdot\text{cm}$. Néanmoins, les semiconducteurs sont de mauvais substrats aux radiofréquences.

Il faut ajouter à cela que les pertes par conduction, dans les circuits intégrés, sont relativement fortes en raison d'épaisseurs de métaux faibles, les épaisseurs des couches de métallisation étant en effet généralement inférieures au micron.

Ces deux inconvénients des semiconducteurs peuvent être compensés par une amplification. Il est à noter qu'aujourd'hui, la fonction d'amplification n'existe en technologies intégrées qu'avec les semiconducteurs. Malgré cela, pour la conception de fonctions uniquement passives, ces pertes restent un inconvénient.

Les semiconducteurs classiques des dispositifs intégrés ont des conductivités thermiques insuffisantes pour être utilisés à fortes puissances. Sur la Figure I-5, sont représentés la fréquence de fonctionnement des différents composants en semiconducteurs en fonction de la puissance.

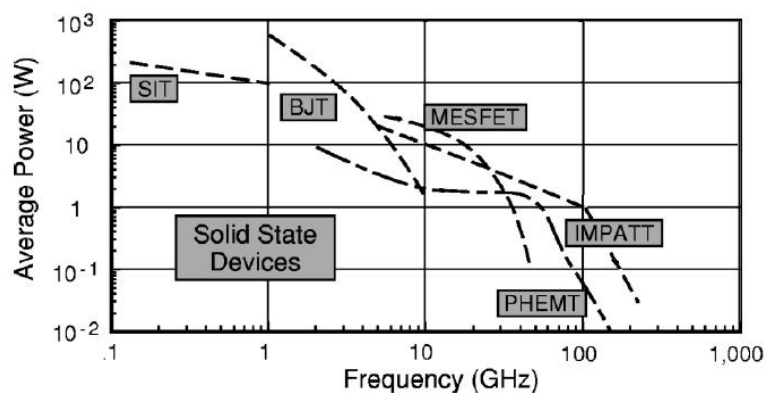


Figure I-5: Puissance moyenne en fonction de la fréquence [16].

Durant cette dernière décennie, les recherches sur des substrats semiconducteurs alternatifs se sont multipliées. L'un des substrats qui ressort est le carbure de silicium qui est compatible avec le nitrure de gallium. Des dispositifs RF de moyenne puissance ont été ainsi conçus [17], mais cela reste inférieur à 100 W pour les fréquences supérieures à 10 GHz.

Un inconvénient supplémentaire de l'utilisation des semiconducteurs est l'apparition de non-linéarités et d'intermodulations à moyenne puissance. La cause est simplement que les caractéristiques de courant en fonction de la tension dans les jonctions semiconductrices ne sont pas linéaires.

De plus, les jonctions semiconductrices sont de bonnes sources de bruits. Pour la caractérisation, ceci peut être un outil fort intéressant, mais dans le cas de réalisation de fonctions passives, la génération de bruit nuit à l'intégrité du signal.

Pour toutes ces raisons ont été aussi développées des technologies alternatives aux semiconducteurs.

3. La technologie MEMS

Les MEMS (Micro-Electrical Mechanical System) sont des micro systèmes mécaniques dont certaines parties peuvent être déplacées ou déformées. Dans le domaine des dispositifs accordables, les MEMS exploitent une action mécanique pour modifier des propriétés électriques.

Depuis la fin des années 80, la technologie des MEMS est la technologie du "futur". De nombreux développements ont été menés. Il existe pléthore de capteurs MEMS pour mesurer la pression, la température, l'accélération, *etc.*

En radiofréquences, les composants variables MEMS élémentaires sont les interrupteurs et les varactors qui sont présentés dans les seconde et troisième sous-sections. De manière plus prospective, on trouve aussi des inductances variables MEMS, elles sont présentées dans la dernière sous-section. Mais avant d'autopsier les différents composants, la première section considère de manière générale la technologie MEMS.

3.1. Point de vue général

La technologie MEMS, afin d'offrir une gamme de composants RF, met en oeuvre des moyens technologiques spécifiques. Pour concevoir les composants MEMS, il est nécessaire d'utiliser d'étapes technologiques insolites ou inexistantes dans le monde de la microélectronique CMOS. Par exemple, une technique communément admise pour la conception de structure surélevée et non accrochée au substrat, est l'emploi d'une couche sacrificielle. Il peut être aussi nécessaire d'avoir recours à des techniques de gravure profonde, de gravure sélective, de dépôts de couches épaisses, *etc.* La technologie est à ce point unique que l'on qualifie de micro-usinés les dispositifs conçus par ces méthodes.

L'actionnement des composants MEMS se fait, le plus généralement, par une force électrostatique. Mais on trouve aussi des MEMS actionnés par une déformation thermique; l'interrupteur schématisé en Figure I-6 est actionné par un courant qui, par effet joule, entraîne un échauffement, et donc une déformation, du composant. Aussi, certains MEMS sont actionnés grâce à une couche de matériaux piézoélectriques; une polarisation du matériau provoque une déformation du cristal. Il existe encore d'autres types d'actionnement, plus exotiques, comme la magnétostatique, l'électrostriction, la magnétostriction, *etc.*

Pour exploiter au mieux les forces nécessaires aux déplacements des dispositifs MEMS, les développeurs débordent d'ingéniosité pour concevoir des architectures efficaces; les figures de cette section en illustrent quelques unes. Au demeurant, il existe énormément d'architectures possibles. La partie amovible du composant peut être une membrane déformable, une micro-poutre, où "l'ancrage" peut prendre des formes diverses et variées, avec ou sans soutien, *etc.* L'architecture a une influence sur la réalisation ou l'actionnement ou des performances. De plus, l'architecture peut être une source de parasites. Nonobstant, cette problématique n'est pas abordée dans le reste de ce manuscrit, pour se concentrer sur les caractéristiques radiofréquences des composants existants.

3.2. Les interrupteurs et les varactors

Les principaux composants MEMS variables sont les interrupteurs et les varactors. Les uns sont présentés dans la première sous-section et les autres dans la suivante.

3.2.1. Les interrupteurs

Il existe deux types d'interrupteur MEMS : ils sont soit ohmiques, soit capacitifs.

Un interrupteur ohmique est composé d'une partie déformable qui permet, via un contrôle, de rétablir, par contact métal-métal, une liaison entre deux parties d'un guide d'onde, ainsi que le montre la Figure I-6.

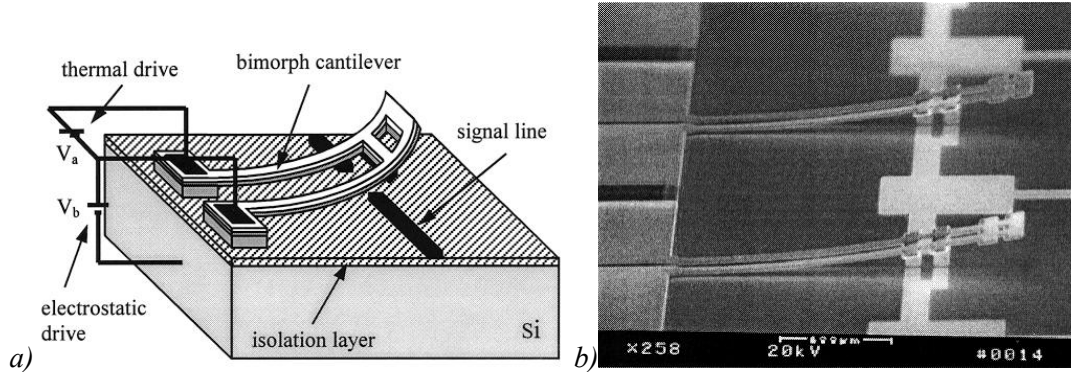


Figure I-6: (a) Schéma et (b) photographie d'un interrupteur série ohmique MEMS [18].

Un interrupteur ohmique est modélisé par une résistance de contact R_{on} à l'état fermé, et par une capacité C_{off} à l'état ouvert. Un facteur de mérite, communément admis pour caractériser les interrupteurs ohmiques MEMS, est la fréquence de coupure théorique du composant; elle est obtenue lorsque l'interrupteur a la même impédance aux états ouvert et fermé :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{on} C_{off}}. \quad (1.1)$$

Cette fréquence de coupure théorique est de l'ordre de 20 à 80 THz. En comparaison, les composants à semiconducteur accomplissant une fonction similaire ont des fréquences de transition inférieure d'un ordre de grandeur.

Un interrupteur capacitif est modélisé théoriquement par deux capacités C_{on} et C_{off} . Ce type d'interrupteur est actionné de la même manière que les interrupteurs ohmiques, mais le contact est de type métal-isolant. Ainsi on obtient un condensateur plan. Un exemple d'interrupteur capacitif est schématisé et photographié Figure I-7.

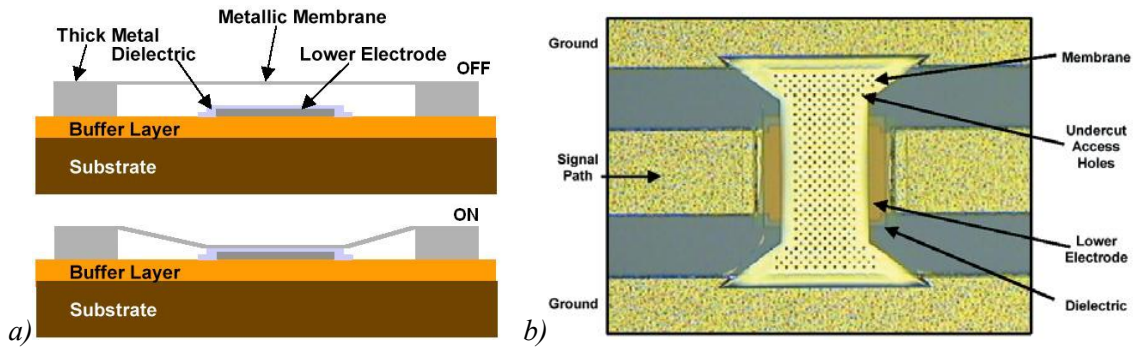


Figure I-7: (a) Schéma et (b) photographie d'un interrupteur capacitif MEMS shunt [19].

Un des éléments caractéristiques de ce type d'interrupteur est le ratio C_{off}/C_{on} . Ce ratio caractérise la différence entre les deux états de l'interrupteur, son ordre de grandeur est de 10. En basse fréquence, ce composant a une forte impédance.

Les interrupteurs peuvent être placés en série, comme sur la Figure I-6, ou de manière à court-circuiter la ligne de transmission, en shunt.

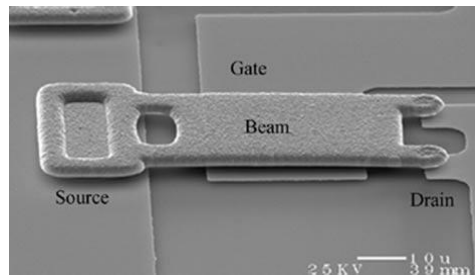


Figure I-8: Photographies d'interrupteurs séries ohmiques MEMS [19].

Les interrupteurs ohmiques MEMS mis en parallèle pour court-circuiter le guide d'onde, sont relativement peu utilisés en raison de l'apparition d'une inductance parasite qui diminue fortement leur efficacité à l'état fermé [20].

Les interrupteurs ohmiques MEMS placés en série ont de très bonnes performances radiofréquences. La fréquence de coupure théorique est élevée. Ils ont des résistances séries relativement faibles, typiquement inférieure à 1Ω [19] et présente une isolation supérieure à 20 dB [19].

Contrairement aux interrupteurs ohmiques, dans le cas des interrupteurs capacitifs, la configuration en shunt est privilégiée, comme illustrée Figure I-9. Pour qu'un interrupteur capacitif en série ait des caractéristiques convenables, il faudrait un ratio C_{off}/C_{on} important [20], ce qui est relativement difficile à réaliser.

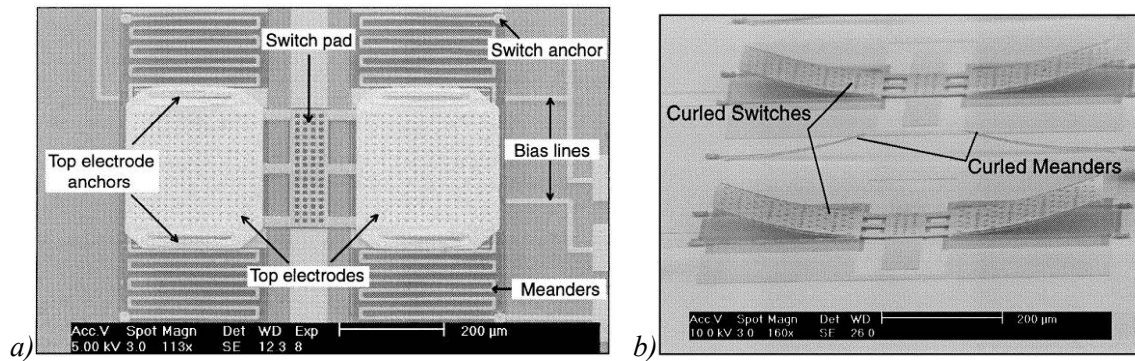


Figure I-9: Photographies d'interrupteurs capacitifs parallèles MEMS [23].

Le contact métal-isolant est moins résistif que celui des interrupteurs ohmiques, *e. g.*, $0,1 \Omega$ [21].

On trouve des dispositifs RF avec des interrupteurs capacitifs MEMS fonctionnant jusqu'à 220 GHz [22].

Les interrupteurs MEMS sont plus ou moins encombrants. En effet, leur surface peut aller de $80 \times 160 \mu\text{m}^2$ à $2000 \times 2500 \mu\text{m}^2$ [19].

Cette technologie, contrairement à celle des semiconducteurs, ne présente pas de problème de distorsion ou de non linéarité [24]. Mais de fortes puissances de signal entraînent des phénomènes d'auto-actionnement quand elles ne détériorent pas le composant [25].

Les interrupteurs MEMS souffrent actuellement de problèmes de fiabilité, car la durée de vie d'un composant MEMS va de 1 à 100 millions de cycles, ce qui est trois ordres de grandeur plus faible que la durée de vie des composants à semiconducteur pour des conditions normales d'utilisation [19].

De manière générale, les MEMS sont, de par leur principe de fonctionnement, des composants lents, le temps de réaction allant de $1 \mu\text{s}$ à 1 ms [19]. De plus, l'actionnement électrostatique met en jeu des tensions élevées (70 V dans [26]).

3.2.2. Les capacités variables

Un interrupteur est un composant à deux états. Cependant, s'il est possible de contrôler de manière continue la hauteur entre deux conducteurs, on obtient une capacité variable. Les capacités moyennes obtenues, grâce à ce principe, sont de l'ordre du picofarad, *e. g.*, $0,5 \text{ pF}$ [27] et $4,2 \text{ pF}$ [28]. Les varactors de ce type ont des facteurs de qualité variant entre 10 [28] et 60 [29] à 1 GHz. L'accord en impédance est correct. En fonction de la topologie, elle vaut par exemple 15% [29], 22% [28], et 66% [27].

Des configurations de capacité en peigne interdigité semblables à celle de la Figure I-10 ont été démontrées. Dans ce genre de capacité le déplacement est horizontal. Généralement, les surfaces sont importantes, typiquement 1 mm^2 ($3000 \times 500 \mu\text{m}$ [30]). La valeur moyenne de la capacité ainsi obtenue est encore de l'ordre du picofarad, *e. g.*, $1,5 \text{ pF}$ [31]. L'accord est de 50 à 100 %, *e. g.*, 95% avec 4 V de polarisation [32], 50% pour 20 V de [30].

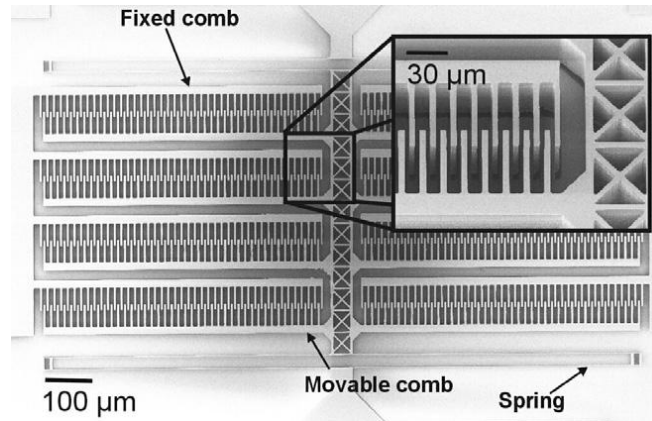


Figure I-10: Photographie d'un varactor MEMS interdigité [31].

Grâce à ce genre de topologie, le facteur de qualité est relativement élevé : 87 à 1 GHz [32], 36 à 4 GHz ou 133 à 2 GHz [30].

Sur un principe de variation différent, A. Cruau *et al.* ont présenté un condensateur plan dont l'une des parties métalliques se déplace horizontalement pour ne plus être en vis-à-vis de l'autre partie métallique [33]. De plus, pour réduire les dimensions, les plans métalliques ont été réalisés sur une surface en V, comme le montre la Figure I-11.

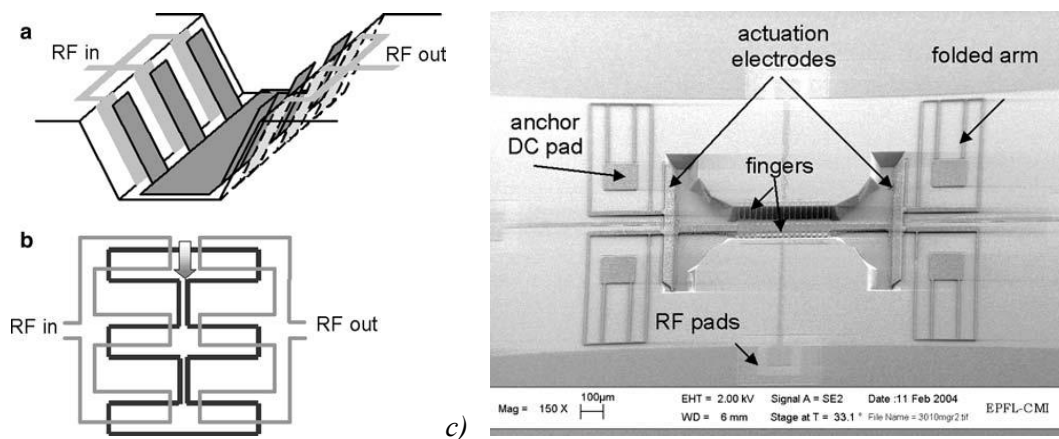


Figure I-11: (a) Schéma 3D, (b) en vue de dessus, et (c) photographie d'un varactor MEMS [33].

Le varactor ainsi réalisé a une capacité de 8 pF variable de 30%.

À l'image de ce varactor, des études sur les architectures sont en cours, dans le but d'augmenter la variation de capacité, tout en conservant des caractéristiques RF intéressantes.

Enfin, il est à noter que l'on trouve abondamment des capacités variables de manière discrète. Elles sont composées d'un réseau de capacités fixes commutées par des interrupteurs capacitifs MEMS. En usant de la technique de fabrication des MEMS, les capacités fixes réalisées peuvent avoir des facteurs de qualité élevés, par exemple, en remplaçant par de l'air le diélectrique du condensateur plan créant ainsi une capacité métal-air-métal (MAM) [34].

Ce genre de capacité permet d'avoir un nombre fini de valeurs, exactement égal à 2^N , N étant le nombre de capacités fixes. Ceci permet d'obtenir un relativement grand nombre de capacités. Mais la variation de capacité est discrète.

D'un point de vue micro-onde, ces capacités ont les propriétés des capacités MAM, avec une dégradation négligeable des interrupteurs capacitifs MEMS en série.

3.3. Les inductances variables

Le dernier composant variable étudié en technologie MEMS est l'inductance. Comme en technologie à semiconducteurs, les inductances restent difficiles à intégrer. La technologie MEMS essaie d'apporter des solutions pour améliorer le facteur de qualité des inductances en limitant, entre autres, les pertes diélectriques en concevant des inductances suspendues par exemple. Malgré les propriétés en terme d'accord de la technologie MEMS, la conception d'inductance accordable n'est pas évidente. Dans cette sous-section, quatre méthodes pour rendre accordable les inductances sont présentées.

La première méthode, à l'instar de celle présentée dans la section précédente, utilise des interrupteurs pour commuter, ou non, certaines parties d'une inductance spirale. Ainsi, le nombre de spires de l'inductance est variable. Cette méthode permet une variation relativement forte de l'inductance, allant de 2,5 à 325 nH à 1,6 GHz [18].

Cette inductance a des inconvénients équivalents à ceux des inductances classiquement obtenues sur semiconducteur, un faible facteur de qualité de 3,3 à 1,6 GHz [18], et une faible fréquence de résonance, 4,6 GHz [18]. De plus, cette topologie d'inductance est encombrante, par exemple 3150 x 930 μm^2 dans la référence [18].

Pour obtenir une inductance variable, une autre méthode consiste à déplacer les spires les unes par rapport aux autres de manière à faire varier le couplage magnétique entre elles, comme le montre la Figure I-12.

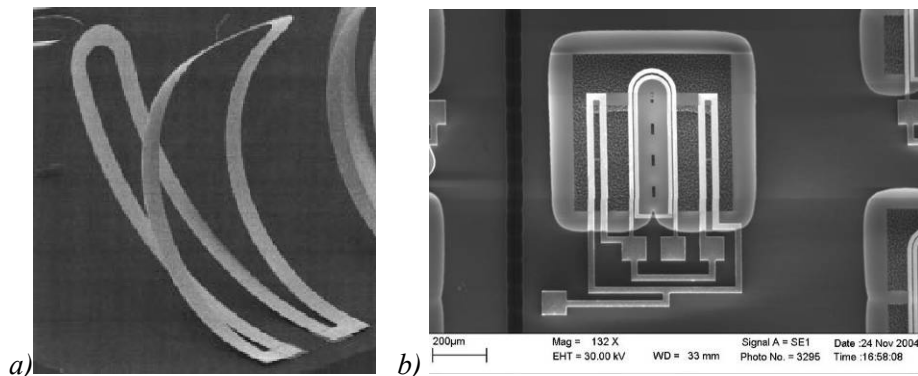


Figure I-12: photographies d'inductances MEMS variables (a) [35] et (b) [36].

Dans les exemples donnés [35] [36], le déplacement se fait par dilatation thermique. L'échauffement est provoqué par effet Joule en faisant circuler un courant [36].

Cette méthode, permet de faire varier la position d'une seule spire par rapport à une autre, ce qui implique que l'inductance soit relativement faible. En effet, la valeur de l'inductance est de 0,85 nH [35], ou de 1,05 nH [36]. L'accord en impédance est de 18% sur une bande de fréquences de 2 à 8 GHz [35] et de 24% sur une bande de 1 à 10 GHz [36]. Cette topologie d'inductance diminuant les effets capacitifs, la fréquence de résonance est légèrement plus élevée que celle de l'inductance précédemment présentée; les fréquences de résonance sont de 18 GHz [35] et de 35 GHz [36]. Cependant, des pertes ohmiques subsistent et le facteur de qualité dépasse difficilement la dizaine.

L'inconvénient majeur est le moyen de contrôle; l'inductance varie de 18% sur une plage de températures 25 – 200 °C. Ce type d'inductance est aussi relativement encombrant, par

exemple, environ $500 \times 500 \mu\text{m}^2$ pour une inductance moyenne de 1,15 nH [36]. Enfin, ce type d'inductance pose l'inéluctable problème de l'encapsulation inhérent aux MEMS.

Pour conclure sur les inductances variables MEMS, deux derniers types d'inductance sont présentés. Dans le premier cas, l'accord est obtenu grâce à la variation de la position d'un plateau métallique au-dessus d'une inductance spirale, comme illustré sur la Figure I-13. Le champ magnétique est plus ou moins couplé dans le plateau dont la hauteur, et donc la valeur de l'inductance varie.

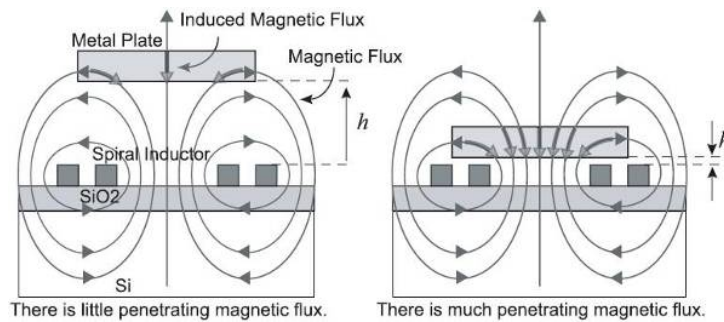


Figure I-13: Schéma de principe d'une inductance MEMS variable [37].

Dans le second cas, le principe d'accord est conservé, à ceci près que le couplage se fait dans une inductance court-circuitée comme l'illustre la Figure I-14.

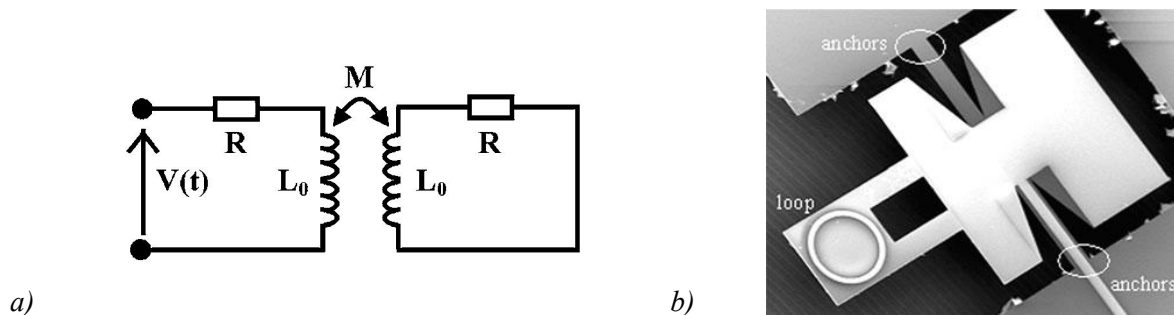


Figure I-14: (a) Schéma de électrique et (b) photographie d'une inductance MEMS variable [38].

La variation de l'inductance par ces méthodes est bonne, 36% autour de 0,8 nH [38] et 80% autour de 3,5 nH [37]. La fréquence de résonance et le facteur de qualité sont proches de ceux des inductances en technologie intégrée. Par exemples, la fréquence de résonance vaut 10 GHz [37], et le facteur de qualité vaut 5 à 5 GHz [38].

L'inconvénient principal est l'encombrement; dans l'exemple [38], le diamètre de l'inductance est de $800 \mu\text{m}$, et, comme on peut le constater sur la photographie de la Figure I-14, le dispositif nécessaire au déplacement de l'inductance couplée est d'environ quelques millimètres carrés. De plus, une telle masse à déplacer impose une forte tension de polarisation, de 150 V [38].

Ici prend fin la présentation des composants MEMS variables. Si les MEMS se placent comme des substituts potentiels aux semiconducteurs, les technologies qui sont présentées dans les sections suivantes, sont plus des alternatives complémentaires aux composants semiconducteurs.

4. Les matériaux à permittivité variable

Un moyen d'agir sur une onde électromagnétique est de contrôler la permittivité diélectrique. Dans l'une des équations de Maxwell, la permittivité est le coefficient de proportionnalité entre le champ électrique et le déplacement électrique. La permittivité d'un matériau est sa susceptibilité au champ électrique, en quelque sorte, la capacité du matériau à se polariser sous un champ électrique.

Il existe quatre causes possibles de polarisation sous l'effet d'un champ électrique : les polarisations électronique, ionique, dipolaire, et interfaciale. Ces phénomènes de polarisation présentent des temps de relaxation, *i. e.*, à une certaine fréquence du champ électrique, le phénomène entre en résonance. Après cette fréquence, le phénomène n'apparaît plus. Par ordre de fréquences de résonance croissantes, les différentes polarisations interviennent selon l'ordre suivant : dipolaires, ioniques et électroniques (cf. Figure I-15).

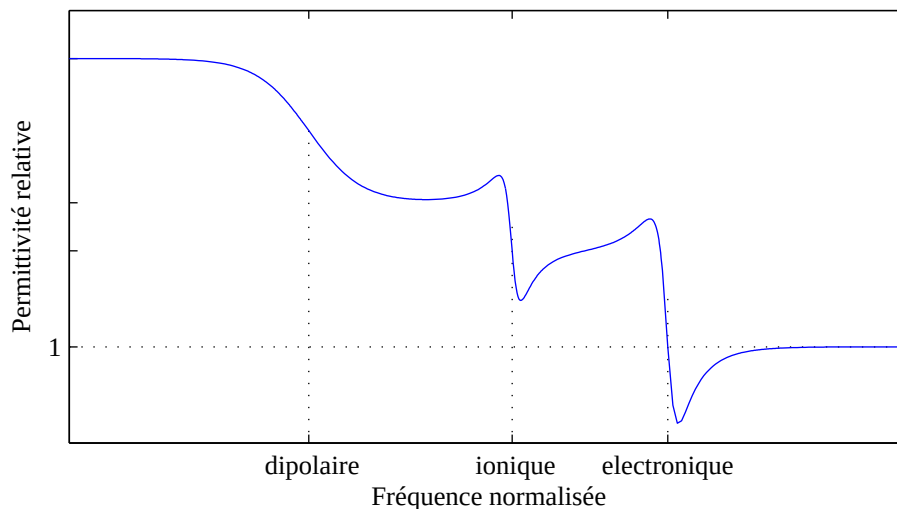


Figure I-15: La permittivité relative d'un matériau type en fonction de la fréquence [39].

La polarisation dipolaire relaxe typiquement dans la gamme des ultras hautes fréquences, la polarisation ionique relaxe dans l'infrarouge, et la polarisation électronique relaxe dans l'ultraviolet [39]. Dans la gamme de fréquence qui nous intéresse, le phénomène essentiellement mis en jeu est la polarisation dipolaire.

La permittivité a été jusqu'alors présentée comme une constante. Pourtant, la linéarité de la relation entre le déplacement et le champ électrique n'est qu'une approximation bien qu'elle s'avère justifiée dans la majorité des cas. Cependant, il existe des matériaux plus sensibles au champ électrique dont la permittivité peut varier à cause d'effets divers et variés, tels que les effets ferroélectrique, piézoélectrique, pyroélectrique, voire, par électrostriction, ...

Dans cette sous-section, nous étudions les deux effets les plus communément utilisés dans le domaine des radiofréquences, à savoir, l'effet ferroélectrique et l'effet piézoélectrique.

4.1. Les matériaux ferroélectriques

Les cristaux ferroélectriques possèdent un moment dipolaire électrique, et cela, même en l'absence de champ électrique extérieur. L'effet ferroélectrique disparaît à partir de la température de transition, ou température de Curie, lorsque le matériau entre dans un état paraélectrique où la permittivité décroît en fonction du champ appliqué. Les matériaux ferroélectriques communément utilisés dans le domaine des radiofréquences ont une structure cristalline du type Perovskite [40].

Les cristaux ferroélectriques sont obtenus en couche mince par des procédés sous vide comme, PLD (Pulsed Laser Deposition), MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapour Deposition), CCVD (Combustion Chemical Vapour Deposition), ou par pulvérisation cathodique. Ces procédés sont proches de ceux employés par la filière silicium intégré.

Sur la Figure I-16, un ensemble de réalisation à base de matériaux ferroélectriques est présenté.

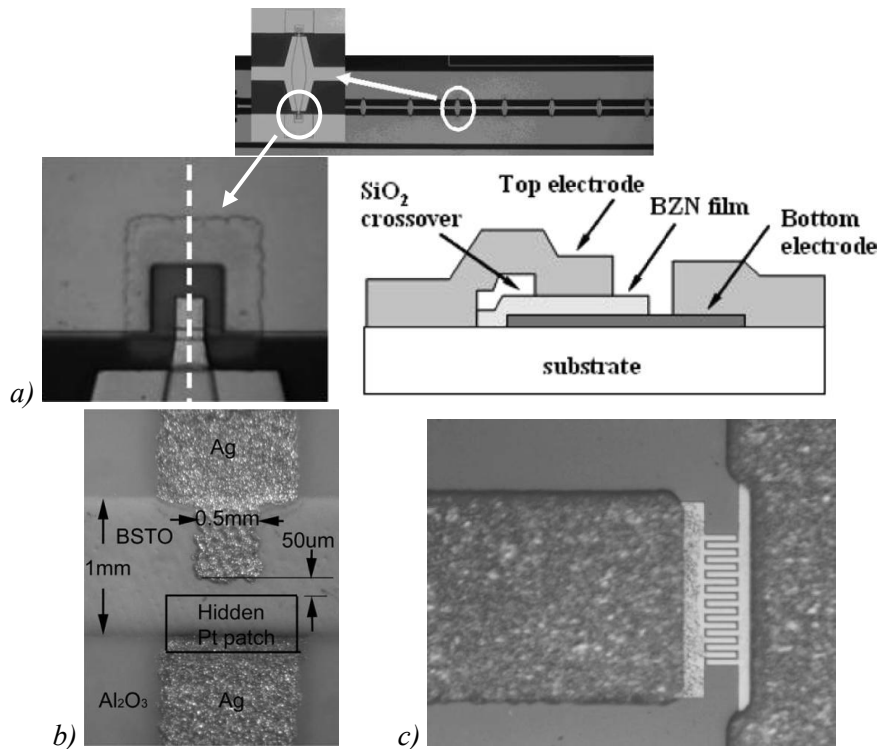


Figure I-16: Photographies, en (a), d'une ligne à capacités distribuées et un zoom sur la capacité [41], en (b), d'une capacité plan [43], et, en (c), d'une capacité interdigitée [42].

La capacité étant proportionnelle à la permittivité relative du diélectrique, sa variation en fonction de la tension de polarisation est du même ordre de grandeur. En effet, C_{max}/C_{min} vaut 3 [43], 2 [42], et 1,5 [44]. Les facteurs de qualité obtenus sont aussi fortement liés aux pertes diélectriques et sont de l'ordre de la dizaine (environ 25 dans [44]). Les capacités ferroélectriques fonctionnent dans la gamme du gigahertz, mais l'on trouve des capacités fonctionnant bien au-delà : 60 GHz reportés par L. Burgnies *et al.* [42] et 30 GHz obtenus par Z. Y. Zhao *et al.* [45]. Les dispositifs à base de matériaux ferroélectriques ont une linéarité relativement bonne, avec un point d'interception d'ordre trois OIP3 de 19 dBm [46], IIP3 de 30 dBm [45], et IIP3 de 40 dBm [47].

Un défaut non négligeable des capacités à base de cristaux ferroélectriques est la tension de polarisation nécessaire à la commande; le champ électrique doit être de quelques volts par micromètre, 34 V/ μm [48], 4 V/ μm [44] et 0,5 V/ μm [49], ce qui implique des tensions de polarisation de l'ordre de 200 V. Cependant, la polarisation peut parfois être moins élevée grâce à des arrangements topologiques particuliers ou des modifications des matériaux via des dopages, *e. g.*, 0 – 9 V [46] et 0 – 30 V [42].

Il est à remarquer qu'on peut trouver des cristaux ferroélectriques sous forme solide ou de cristaux liquides. Les cristaux liquides ont approximativement les mêmes propriétés que les matériaux ferroélectriques solides. Deux différences sont néanmoins notables : les coûts et les temps de réponse. En effet, les cristaux liquides ne nécessitent aucun moyen technologique complexe, car les cristaux liquides sont généralement piégés entre deux couches de diélectriques RF comme illustré Figure I-17, donc cette technologie est peu chère.

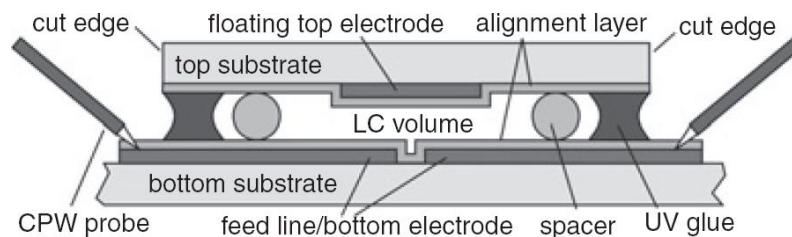


Figure I-17: Ligne de transmission coplanaire avec pour diélectrique des cristaux liquides [50].

Les cristaux liquides sont polarisés par l'orientation de tous les cristaux. Cette opération est naturellement lente; l'ordre de grandeur du temps de réaction est de la milliseconde.

4.2. Les matériaux piézoélectriques

La différence entre les matériaux ferroélectriques et piézoélectriques est assez subtile. En effet, les deux phénomènes sont intimement liés. Un champ entraîne une déformation du cristal qui entraîne l'apparition d'une polarisation qui modifie la permittivité relative du matériau, et inversement. Sur la Figure I-18, les déformations possibles sont schématisées suivant l'application d'un champ électrique.

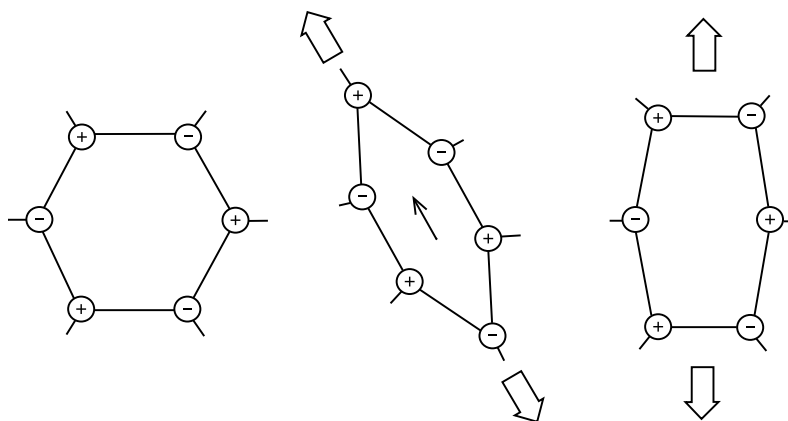


Figure I-18: Schéma de l'effet piézo-électriques [40].

Les matériaux sont plus ou moins déformables et leurs permittivités relatives sont plus ou moins sensibles à ces déformations. Ce qui fait que l'on considère un matériau ferroélectrique

ou piézoélectrique est, sa sensibilité à la déformation ou à la variation de permittivité, et le contexte dans lequel on l'utilise.

Les matériaux piézoélectriques sont essentiellement utilisés pour générer ou détecter des ondes acoustiques. Une onde acoustique se propage longitudinalement ou transversalement, comme illustré en Figure I-19.

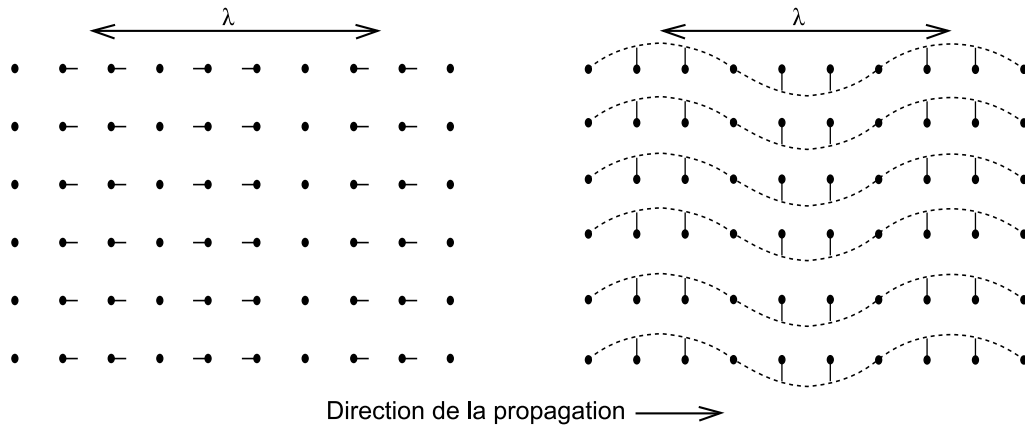


Figure I-19: Schéma de propagation d'une onde acoustique longitudinale et transversale [51].

La vitesse de propagation d'une onde acoustique est fonction du matériau, et elle vaut environ 3000 à 6000 m/s pour une onde transversale, entre 5000 et 10000 m/s pour une onde longitudinale [51]. Une onde acoustique peut être volumique, *i. e.*, une onde acoustique de volume (Bulk Acoustic Wave), ou en surface, *i. e.*, une onde acoustique de surface (Surface Acoustic Wave), ou entre les deux, les ondes "pseudo-SAW". Un exemple de dispositif utilisant les ondes acoustiques de surface est schématisé Figure I-20.

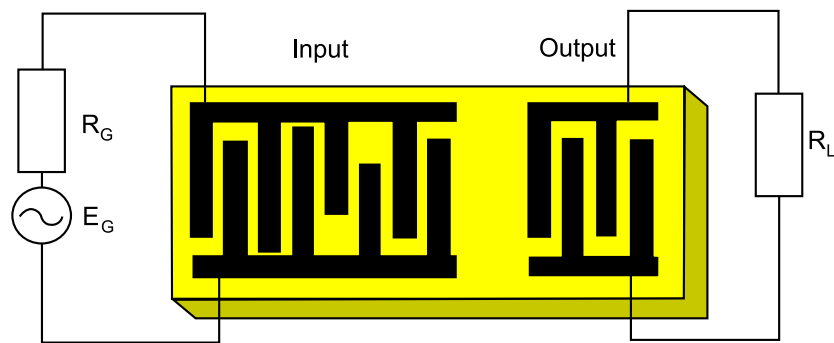


Figure I-20: Schéma d'un dispositif à propagation d'onde acoustique de surface [52].

Les matériaux piézoélectriques sont généralement utilisés pour réaliser des oscillateurs ou des résonateurs. Leur principale caractéristique est un fort facteur de qualité, pouvant atteindre 10000 et bien plus. La contre partie est que l'accord en fréquence est faible, par exemple, un résonateur avec une topologie à onde de surface présente une variation de la fréquence centrale de 1 MHz autour de 2,48 GHz pour une polarisation de 5 V [53]. Egalement, le résonateur à base d'onde de volume présentée en [54] a une fréquence centrale qui varie de 5% autour de 4,4 GHz pour 14 V de polarisation. Enfin, un résonateur à onde acoustique de volume présentée dans [55] a une fréquence de résonance pouvant varier de 1,5% autour de 1,55 GHz.

De plus, il a déjà été mentionné qu'il existe des commutateurs micro usinés utilisant les effets piézoélectriques ou d'électrostriction pour réaliser des interrupteurs.

5. Les matériaux magnétiques

Il existe une analogie entre la perméabilité et le champ magnétique, et la permittivité et le champ électrique. L'induction magnétique dans un matériau est la somme du champ magnétique appliqué et de la polarisation magnétique.

La polarisation dans les matériaux ferromagnétiques est permanente, on parle de champ magnétique rémanent. Comme cette polarisation est fonction du champ magnétique externe, il est possible de réaliser des composants accordables.

Cette propriété est exploitée dans la première sous-section pour concevoir des inductances variables. La seconde sous-section présente l'exploitation de la résonance ferromagnétique pour la conception de dispositifs RF accordables. Enfin dans la dernière sous-section, les potentialités de la spintronique sont abordées.

5.1. La perméabilité variable

Les matériaux ferromagnétiques peuvent être utilisés pour leur perméabilité variable à l'instar des matériaux à permittivité variable. On obtient ainsi des lignes de transmission à perméabilité variable, souvent employées pour réaliser des déphaseurs [56].

De plus, de telles lignes de transmission sont utilisées pour réaliser des inductances accordables. Il existe ainsi des inductances spirales ou solénoïdales, Figure I-21.

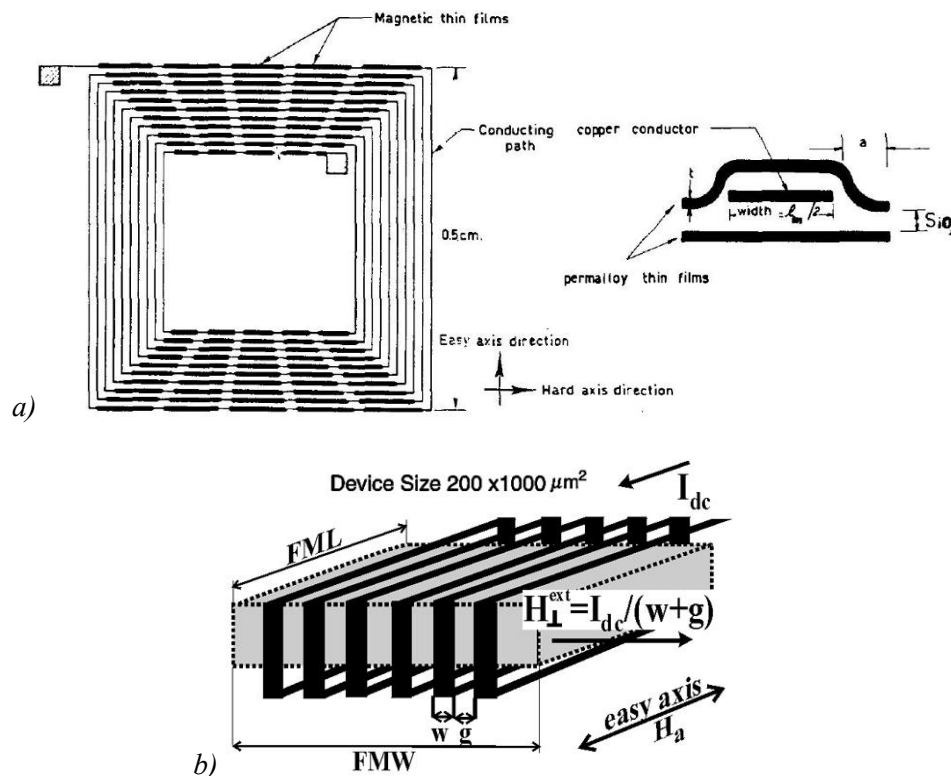


Figure I-21: (a) Schéma d'une inductance spirale [57] et (b) d'une inductance solénoïdale [58].

L'association d'un matériau magnétique à une topologie d'inductance intégrée, permet une augmentation de la valeur de l'inductance, e. g., une inductance de 50 nH [58]. De plus, en modifiant le champ magnétique rémanent, l'inductance est modifiée, par exemple,

l'inductance varie entre 30 – 50 nH [58], et 15 % de variation autour de 1 et 6 nH pour, respectivement, [59] et [60]. En comparaison aux autres inductances intégrées sans matériaux magnétiques, le facteur de qualité est légèrement amélioré (35 dans [60]), car les matériaux magnétiques permettent une augmentation de l'inductance pour des pertes par insertion équivalentes. La fréquence de résonance de telles inductances est équivalente à celles obtenues pour des inductances intégrées, à savoir, proche du gigahertz, 2 GHz [60] et 10 GHz [59]. Les dimensions aussi sont proches de celles des inductances intégrées, 200 x 1000 μm^2 pour une inductance de 50 nH ou 200 x 200 μm^2 pour 6 nH [58].

En ce qui concerne la réalisation, cette technologie est proche de la technologie intégrée, à l'exception du dépôt du matériau magnétique. L'inconvénient majeur de cette technologie est le moyen de contrôle. Les courants de polarisation sont relativement forts, de l'ordre de 100 mA [58], ce qui implique une consommation d'énergie non négligeable de 0,3 W [58].

Dans la suite de la sous-section, trois effets magnétiques exploités de manière prospective dans des dispositifs radiofréquences sont présentés : la résonance ferromagnétique, la rotation de Faraday, et l'oscillation de spin.

5.2. La résonance ferromagnétique

Dans le cas d'un matériau ferromagnétique, l'application d'un champ magnétique variable va entraîner une précession du moment magnétique du matériau. Cette précession est soumise à un phénomène de relaxation. A la fréquence de résonance ferromagnétique, l'oscillation du moment magnétique est maximale, ainsi que, l'énergie absorbée. La fréquence de résonance est fonction de la polarisation et du matériau, elle se situe dans les radiofréquences entre 500 MHz à 50 GHz.

Par exemple, sur ce principe T. Korn *et al.* ont réalisé le guide d'onde coplanaire présenté sur la Figure I-22 dont la longueur est 900 μm et qui contient une couche de matériau ferromagnétique [61].

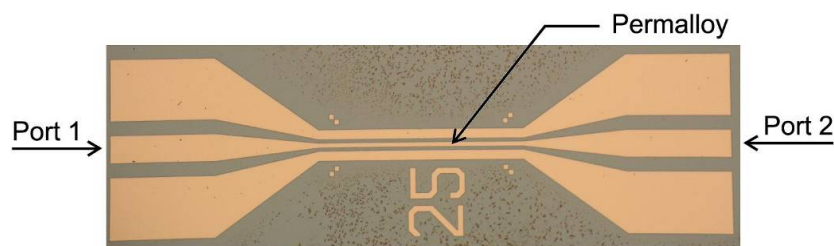


Figure I-22: ligne coplanaire avec une couche de matériau ferroélectrique (Permalloy) [61].

Ainsi, la résonance ferromagnétique est fonction du champ magnétique statique. Ce champ est induit par un courant continu. Le dispositif réalisé correspond à un filtre réjecteur ou un atténuateur à fréquence variable, dont la réponse est visible sur la Figure I-23.

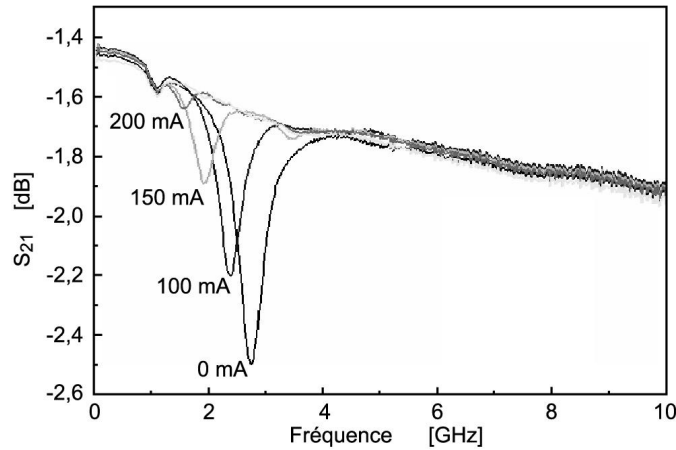


Figure I-23: Résonance ferromagnétique en fonction du courant polarisant [61].

L'exploitation de la résonance ferromagnétique pour la réalisation d'un atténuateur a des inconvénients. En effet, les matériaux magnétiques ont des pertes diélectriques non négligeables, ce qui contribue à des pertes par insertion relativement fortes. De plus, l'atténuation est fonction de l'absorption d'énergie dans la couche magnétique, ce qui signifie que l'atténuation est fonction des propriétés du matériau utilisé et de la quantité de matériau ferromagnétique; l'emploi de couches minces limite l'efficacité de la fonction. Ainsi, M. Tsusumi *et al.* ont obtenu une rejection de 40 dB en utilisant de l'YIG (Yttrium Iron Garnet) mais avec une ligne microruban de 1 cm de long [62]. En outre, la méthode de contrôle consomme de l'énergie, si la polarisation est faite par une source de courant. Si le contrôle est obtenu par l'application directe d'un champ magnétique, cela nécessite l'intégration d'un système complexe.

5.3. L'effet Faraday

La rotation de Faraday est un effet dû à une perméabilité anisotrope du matériau magnétique aux fréquences proches de la fréquence de résonance ferromagnétique. L'onde électromagnétique tourne autour de l'axe de polarisation magnétique du matériau. En exploitant cet effet, on obtient des circulateurs ou des isolateurs, comme le montre la Figure I-24.

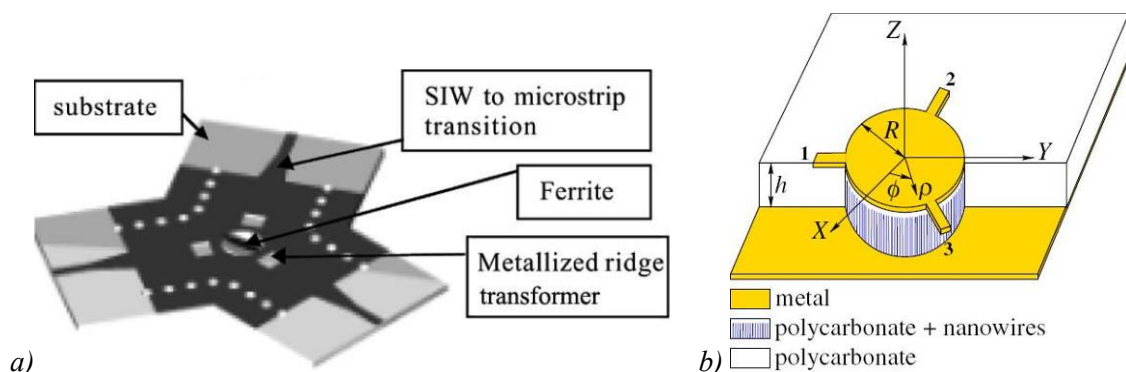


Figure I-24: Exemples de circulateurs (a) [63] et (b) [64].

En changeant la polarisation, on change le sens du circulateur [56]. Les inconvénients des dispositifs exploitant l'effet Faraday sont les mêmes que ceux présentés dans le précédent paragraphe.

5.4. Effet d'oscillation de spin

Pour conclure la section sur les matériaux magnétiques, un exemple d'application de la spintronique aux radiofréquences est donné.

La spintronique est la science cherchant à exploiter le spin de l'électron. Entre autres, la précession des spins sous un champ magnétique DC est exploitée pour réaliser des oscillateurs accordables. Ainsi l'injection d'un courant polarisé en spin permet de créer un champ magnétique DC de commande. La résistance du matériau varie alors avec la précession : on obtient donc un oscillateur commandé en courant, Figure I-25.

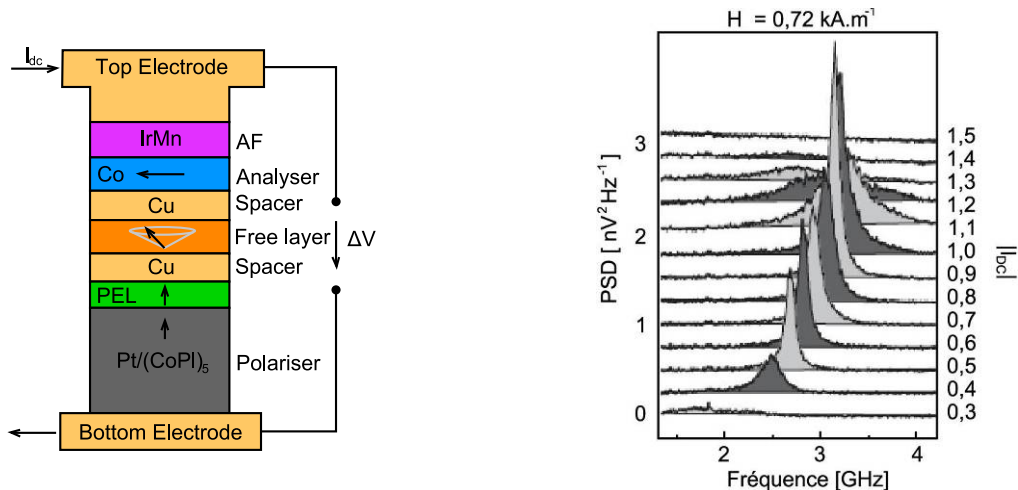


Figure I-25: Oscillateur contrôlé en courant schéma et résultats de mesures [65].

D'un point de vue théorique, l'accord en fréquence d'un tel oscillateur peut atteindre une décade autour du gigahertz. Mais les études dans le domaine de la spintronique sont encore prospectives. L'inconvénient majeur actuel des oscillateurs à spin est l'intensité du signal généré, de l'ordre de quelques centaines de nano watts et la trop grande largeur de raie (bruit de phase) [65].

6. Le contrôle optique

Dans cette pénultième section, le contrôle optique utilisé pour la conception de fonctions accordables en radiofréquence est investigué.

Le contrôle optique est apparu vers le milieu des années 70. Le principe est relativement simple : au niveau d'un espacement entre deux parties d'un guide d'onde, l'éclairement d'un semiconducteur crée des paires électrons-trous qui augmentent localement la conductivité du semiconducteur : ainsi le contact est rétabli entre les deux parties du guide d'onde.

Après une présentation rapide de l'histoire et des différents moyens d'utiliser le contrôle optique, une sous-section expose les recherches effectuées au sein du laboratoire IMEP-LAHC. Enfin, une sous-section détaille les plus récents travaux dans le domaine.

6.1. Présentation

L'une des premières applications utilisant le contrôle optique est un photocommutateur réalisé au Bell Labs par D. H. Auston [66], composé d'une ligne microruban sur un substrat en silicium, voir photographie Figure I-26. L'illumination génère 10^{20} paires électrons-trous par centimètre cube, ce qui implique une variation de la conductivité de 10^{-4} à $10^3 (\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$.

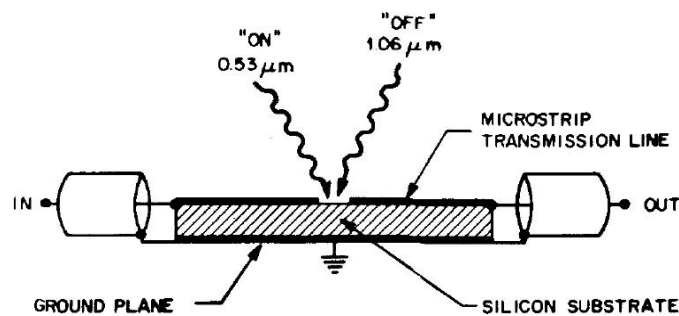


Figure I-26: Schéma d'un photocommutateur [66].

Relativement peu d'études ont été menées sur le sujet. Le contrôle optique est utilisé pour le contrôle de gain, le contrôle d'oscillateurs [67], d'antennes à balayage de phase, de déphaseurs, d'atténuateurs, *etc.*, ainsi que dans certaines méthodes de caractérisation ou de test [68].

A. S. Nagra propose de faire la distinction entre un contrôle direct et indirect. Le contrôle est indirect lorsque l'illumination sert à générer une différence de potentiel, ou un courant, qui commande un composant RF, comme par exemple un varactor. Ainsi dans la référence [69] A. S. Nagra *et al.* utilisent un ensemble de détecteurs photovoltaïques pour piloter un varactor dont la capacité varie de 0,35 à 0,95 pF pour un signal optique de puissance maximale de 1,3 mW. Ce dispositif est réalisé sur un substrat en arséniure de gallium. Cela permet de réaliser un filtre réjecteur avec une réjection de -20 dB à la fréquence centrale qui est accordable entre 4 et 6 GHz.

[illegible]

Par la suite, nous nous intéressons aux composants passifs contrôlés directement.

Coplanar waveguide
 $s=40\text{ }\mu\text{m}$ and $w=100\text{ }\mu\text{m}$
 Silicon
 Oxide
 Optical waveguide (Si_3N_4)

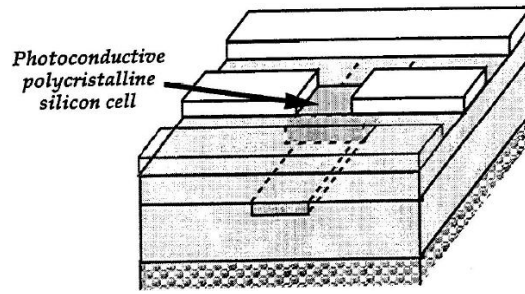


Figure I-28: Schéma d'un dispositif optiquement contrôlé avec une intégration d'un guide d'onde optique [74].

Cette étude a débouché sur la réalisation d'un déphaseur avec une variation de la phase de 13° pour des pertes par insertion de 7 dB (autour de 20 dB à 10 GHz) [75]. M. El Khaldi a réalisé un ensemble de dispositifs accordables contrôlés optiquement, comme un déphaseur avec un déphasage de 100° sur une gamme de fréquence allant de 4 à 12 GHz pour 24 mW de puissance optique [76], ainsi qu'un atténuateur de 0-15 dB sur une gamme de fréquence de 1 à 12 GHz pour une puissance maximale de 148 mW. Il a aussi étudié un ensemble de déphaseurs utilisant ingénieusement des architectures diverses et variées comme un coupleur 3 dB [77] avec variation de la phase de 0 à 130° autour de 11 GHz et les pertes d'insertion varient de 5 à 10 dB pour une gamme de fréquence allant de 5 à 17 GHz, un résonateur en anneau avec 10 à 20 dB de pertes par insertion, et un déphasage de 120° sur une plage de fréquence de 9 à 12 GHz [77], et un anneau de Wilkinson, illustré Figure I-29, fonctionnant entre 8 à 12 GHz pour un déphasage de 90° et des pertes par insertion inférieure à 10 dB et une adaptation d'environ 20 dB.

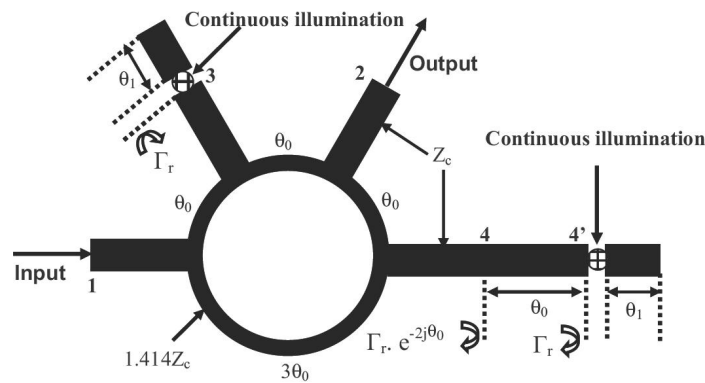


Figure I-29: Schéma d'un déphaseur [77].

6.3. Le contrôle optique dans d'autres laboratoires

Durant cette dernière décennie, les recherches ont porté sur l'amélioration des composants contrôlés optiquement, sur la détermination d'autres méthodes d'exploitation du contrôle optique et sur la réalisation de fonctions complexes.

L'une des améliorations d'un composant contrôlé optiquement est illustrée par S. Lee *et al.* qui proposent une amélioration au photocommutateur en ligne coplanaire confinant les porteurs photocréés grâce à une gravure de la ligne coplanaire à l'endroit du photocommutateur [78], Figure I-30. Ainsi, les pertes par insertion sont atténuées de 6 dB.

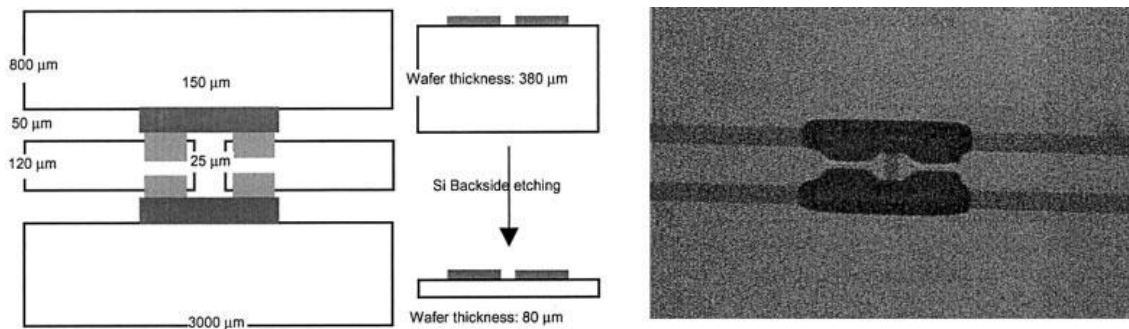


Figure I-30: Schéma et photographie d'un photocommutateur [78].

A l'illumination, les pertes par insertion sont de 2 dB pour une puissance lumineuse de 20 mW sur un espacement de 25 μm .

H. P. Li et K. T. Chan proposent de modifier l'architecture du photocommutateur classique sur ligne microruban [79]. Ainsi un déphaseur est réalisé en utilisant une capacité interdigitée contrôlée optiquement. Le déphasage est de 37° à 1,8 GHz pour une puissance optique de 8 mW et les pertes par insertion sont de 8 dB. Avec la même architecture, en combinant l'illumination d'une puissance de 0,2 μW et une polarisation de 5 V, le ratio de capacités peut atteindre 113 [80].

D'autres recherches ont porté sur un moyen alternatif d'exploiter le contrôle optique, comme W. Platte *et al.* qui proposent un éclairage périodique [81]. La périodisation de l'éclairage entraîne l'apparition d'une bande rejetée due à un effet de résonance avec le réseau. En modifiant la périodicité de l'illumination, on modifie la fonction de réjection. Mais la réjection est faible, *i. e.*, le coefficient de réflexion est au maximum de 0,04; cependant la fréquence centrale du filtre est accordable sur une bande de fréquence de 10 à 30 GHz.

J. Wu *et al.* ont conçu un filtre réjecteur avec des défauts dans le plan de masse périodiquement répartis. Une couche de sulfure de cadmium (CdS) déposée sur le plan de masse permet, sous illumination, de court-circuiter la fonction de rejection. Les pertes par insertions sont alors de 5 dB à 15 GHz.

D. Cadman *et al.* ont réalisé un filtre réjecteur avec une ligne microruban et un plan de masse avec des défauts circulaires périodiquement répartis sur un substrat de silicium [82]. Les trous sont masqués par l'illumination qui rétablit localement la conductivité. De ce fait, le filtre peut avoir pour fonction un état réjecteur ou passant. Les simulations concluent à un rétablissement du plan de masse pour l'état illuminé avec -1 dB de pertes par insertion.

N. Bheema et A. N. Chandorkar utilisent l'illumination pour établir un couplage dans une inductance et ainsi faire varier l'inductance de 30% [83].

Enfin, la majeure partie des recherches menées dans le domaine du contrôle optique porte sur la conception de fonctions avancées. P.-J. Liu *et al.* ont conçu un filtre réjecteur à 11,65 GHz avec une isolation de 50 dB [84]. Avec l'éclairage, le contact est rétabli et court-circuite le filtre. Les pertes par insertion sont alors de 0,59 dB. G. Zouganelis et D. Budimir proposent un résonateur en anneau ouvert en ligne microruban sur un substrat diélectrique [85]. L'ouverture de l'anneau est optiquement contrôlée grâce à une fine couche de silicium qui court-circuite la fonction sous éclairage. Les pertes par insertion sont d'environ 5 dB.

Enfin, un filtre passe bande à base de résonateurs en anneaux couplés en ligne microruban est proposé par J. Wu et I. Shih [86]. Une couche de CdS est déposée sur la ligne signal par

une méthode de dépôt par bain chimique. Sous éclairage, la résistivité de la couche de CdS passe de 10^9 à $300 \Omega/\square$ ce qui court-circuite la fonction passe bande. Les pertes par insertion sont alors de 4 dB à 20 GHz.

7. Discussion

Sans vouloir être exhaustifs et avec toute la prudence que l'on doit avoir au regard de l'imposante bibliographie qui existe sur le sujet et que nous avons essayé de collecter et d'analyser, nous allons tenter dans la discussion suivante de dresser les avantages et inconvénients de chaque technologie.

La technologie semiconductrice reste la plus développée pour réaliser des dispositifs accordables RF de part le développement de toute la technologie de l'électronique numérique et en vue d'une co-intégration des parties RF et numériques. Pourtant, les pertes diélectriques engendrées par les substrats de silicium, la faible mobilité des porteurs, la faible conductivité thermique, *etc.*, font que d'autres semiconducteurs se sont développés en parallèle. Le silicium a de nombreux défauts, mais le fait qu'énormément de recherches soient menées sur ce matériau contribue à améliorer ses propriétés jusqu'à les rendre intéressantes pour des applications à faibles et moyennes puissances en dessous de la vingtaine de gigahertz dédiées à la production de masse. Pour les applications aux fréquences supérieures à la centaine de gigahertz, l'InP (phosphore d'indium) s'est imposé devant l'AsGa (arséniure de gallium). Néanmoins, l'AsGa reste le semiconducteur de prédilection pour les applications à faibles niveaux et faibles bruits. Ces dernières années, les développements sur les substrats en carbure de silicium se sont multipliés. Ce semiconducteur a un coefficient de conductivité thermique approximativement quatre fois plus fort que celui du silicium. Ainsi, il tolère la conception de dispositif de puissance inférieure proche de 100 W, pour les fréquences de fonctionnement inférieure à 20 GHz.

Les semiconducteurs sont limités en puissance autour de 100 W au maximum. Les pertes diélectriques et par conduction sont relativement fortes dans les substrats semiconducteurs. La courbe caractéristique de tension / courant d'une jonction semiconductrice n'étant pas une droite, les composants semiconducteurs sont non-linéaires et provoquent des intermodulations en forts signaux. Enfin, les jonctions semiconductrices sont des sources de bruits. Pour toutes ces raisons, des technologies alternatives ont été développées.

L'alternative la plus proche de la production de masse est la technologie MEMS. Les moyens technologiques mis en jeu permettent de réaliser des composants moins sujets aux pertes. En effet, l'utilisation de substrat ayant de plus faibles pertes que les semiconducteurs combinée à des techniques de réalisation "sur pilotis" permet une diminution des pertes diélectriques. Des couches de conducteurs plus épaisses permettent de limiter les pertes par conduction. De plus, cette technologie ne souffre pas de problème de distorsion ou de non linéarité [24] [87]. Toutefois, de fortes puissances de signal entraînent des phénomènes d'auto-actionnement quand cela ne détériore pas le composant [25]. En outre, les composants variables MEMS ne sont pas bruyants. Enfin, l'un des avantages présentés par les partisans de

la technologie MEMS, est la fréquence théorique de coupure des interrupteurs MEMS très élevée de l'ordre de la dizaine de térahertz.

L'une des limitations principales de la technologie MEMS est la mise en boîtier [24]. En effet, la technologie MEMS est relativement sensible à l'environnement extérieur, entre autres aux poussières, ce qui nécessite une encapsulation hermétique de petites dimensions, qui ne doit pas pour autant dégrader les performances RF. De plus cette étape d'encapsulation doit être faite suivant des procédés basse température, typiquement inférieure 300 °C, pour ne pas endommager les composants. Un exemple d'utilisation hybride des MEMS et d'encapsulation est représenté Figure I-31.

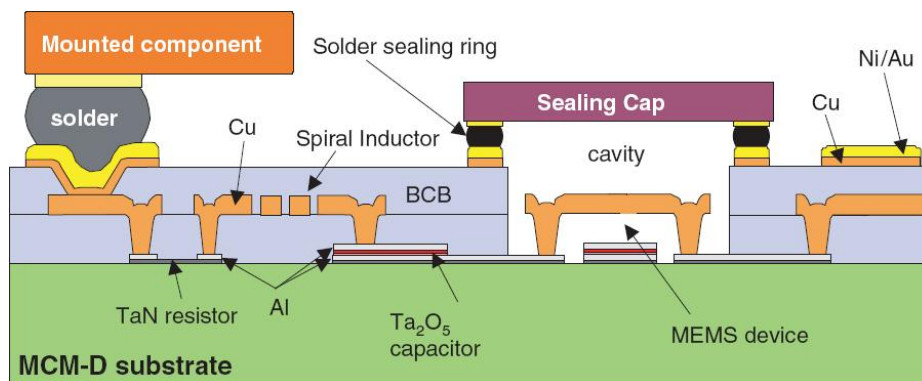


Figure I-31: Illustration d'une encapsulation [89].

Les interrupteurs MEMS souffrent actuellement de quelques problèmes de fiabilité, la durée de vie d'un composant MEMS est de 1 à 100 millions de cycles [88], ce qui est trois ordres de grandeur en dessous de la durée de vie des composants à semiconducteur [19].

De manière générale, les MEMS sont, de par leur principe de fonctionnement, des composants dont la variation est lente; le temps de réaction est de 1 μ s à 1 ms [19]. De plus, l'actionnement électrostatique met en jeu des tensions relativement élevées (70 V [26]). Néanmoins, ce type de commande ne consomme que très peu d'énergie, essentiellement durant les transitions, contrairement aux actionnements thermiques ou magnétiques.

Les interrupteurs de puissance nécessitent parfois une coupure du signal pendant le changement d'état.

Les composants MEMS, essentiellement représentés par les interrupteurs ohmique et capacitif, et, dans une moindre mesure, par les capacités variables, permettent la conception de dispositifs RF passifs, moyennes puissances, très faible bruit, haute fréquence (supérieure à 100 GHz), et faibles pertes. P. Blondy préconise l'utilisation des interrupteurs ohmiques en série et des interrupteurs capacitifs en parallèle pour minimiser les effets parasites et augmenter leurs efficacités [20].

Les matériaux ferroélectriques permettent la conception de capacités variables. Ils pourraient permettre la réalisation de composant à fort facteur de qualité et d'un accord en impédance plus grand que celui des jonctions semiconductrices. De plus, il semble que les composants ferroélectriques aient une bonne tenue en puissance et une grande linéarité. Les matériaux piézoélectriques ont une variation de leur permittivité très limitée, mais les coefficients de qualité obtenus sont inégalés. Cependant est ce que cela justifierait

l'introduction d'étapes technologiques supplémentaires dans la chaîne de conception des circuits intégrés ? Les études sur les matériaux ferroélectriques sont souvent faites en parallèle de celles sur leur intégration dans la filière MOS RF comme une activité de veille technologique de la plupart des grands fabricants de circuits intégrés mondiaux. Cette technologie a l'avantage d'être quasiment compatible à la technologie MOS.

Les matériaux magnétiques offrent des possibilités de réalisation de fonctions accordables inédites, comme des isolateurs, des circulateurs et des oscillateurs larges bandes. Aussi les matériaux magnétiques pourraient améliorer les performances des inductances intégrées. Cependant, l'intégration de la commande magnétique, ou les modifications dans le but de la rendre intégrable, restent un défi majeur. De manière générale, les performances des matériaux magnétiques sont encore à améliorer pour envisager de manière pérenne leur intégration à la technologie CMOS. Nous en sommes encore ici au stade des recherches amont en laboratoire.

Le contrôle optique de composants RF existe depuis plus d'une trentaine d'année. Ce moyen de contrôle a de nombreux avantages, comme, une très forte isolation entre la commande et le signal, un temps de réponse rapide, un faible bruit, une compatibilité électromagnétique élevée, une fréquence de fonctionnement et une puissance maximale dépendant uniquement du guide d'onde. Cependant, les études sont relativement peu nombreuses et les développements encore prospectifs. Il ne semble pas qu'il existe, pour le moment, de topologie efficace qui exploite le phénomène de contrôle optique sans introduire trop de pertes. Il semble être nécessaire de confiner les porteurs photocréés dans une zone bien délimitée. Le sulfure de cadmium est un matériau qui paraît prometteur, car la variation de sa conductivité est intéressante pour une réalisation technologique simple.

Le contrôle optique a comme inconvénient principal de nécessiter une puissance lumineuse constante et relativement forte pour qu'il y ait une modification significative de la conductivité du semiconducteur. De plus, pour le moment les seuls composants élémentaires viables sont l'interrupteur et le défaut dans le plan de masse.

Certainement que cette technologie mériterait qu'on s'y intéresse d'avantage.

Ainsi, se conclut cette étude sur les différents composants accordables radiofréquences.

Dans la suite de ce manuscrit, deux technologies sont étudiées par le biais d'études de fonctions accordables, suivant les compétences et l'expérience acquises au sein du laboratoire sur les structures hybrides et dans le domaine du contrôle optique.

Chapitre II :

Adaptateur d'impédance accordable en technologie hybride

Sommaire

1.	<i>Introduction</i>	46
2.	<i>Etat de l'art des adaptateurs d'impédance accordables</i>	47
2.1.	Influence de la topologie.....	47
2.2.	Technologie MEMS.....	48
2.3.	Technologie semiconducteur	49
2.4.	Technologie ferroélectrique	49
3.	<i>Conception</i>	52
3.1.	Choix de la topologie et modélisation théorique des composants	52
3.2.	Modélisation fine des composants	55
3.3.	Méthodologie de simulation	57
3.4.	Dimensionnement des composants.....	60
4.	<i>Réalisation</i>	62
5.	<i>Mesures linéaires</i>	63
5.1.	Méthodes classiques	63
5.1.1.	Méthodes de caractérisation d'adaptateur d'impédance pour charge fixe.....	63
5.1.2.	Méthodes de caractérisation par mesure du coefficient de réflexion	65
5.2.	Nouvelle méthode de caractérisation	65
5.2.1.	Principe de la méthode.....	66
5.2.2.	Résultats.....	66
6.	<i>Mesures non linéaires et mesure du facteur de bruit</i>	68
6.1.	Point de compression à 1 dB.....	68
6.2.	Point d'interception du troisième ordre	69
6.3.	Facteur de bruit	70
7.	<i>Discussion</i>	71
7.1.	Résultats de mesures.....	71
7.2.	Etude de l'effet du facteur de qualité	71
7.3.	Perspective d'intégration.....	73
8.	<i>Conclusion</i>	75

1. Introduction

L'adaptation d'impédance est une fonction dont le but est de maximiser la transmission de puissance entre deux dispositifs. Ce maximum de puissance dépend des impédances, aval et amont, des deux dispositifs. De nombreux ouvrages traitent de cette question. Ces dernières années, dans un contexte de télécommunications multi-bandes et multi-standards, un besoin d'accord en impédance est apparu. Une même fonction accordable peut alors adapter plusieurs impédances et/ou à différentes fréquences. En effet, les adaptateurs d'impédance accordables se retrouvent alors aux niveaux des antennes [90] [91], et/ou des amplificateurs de puissance [92] [93] [94]. De plus, ces adaptateurs d'impédance accordables rendent envisageables les systèmes de mesure de bruit sur puce [6] [95] [96]. D'autre part, l'accord en fréquence ou en impédance peut également permettre une compensation de dispersions technologiques.

Cette nouvelle aptitude à varier ramène aux concepteurs, non seulement des possibilités de nouvelles applications; mais hélas aussi de nouvelles problématiques en conception et en caractérisation. En effet, en plus des caractéristiques historiques telles que les pertes par insertion et par réflexion, de nouvelles caractéristiques doivent être prises en compte comme l'accord en fréquence et en impédance, le temps de réponse, la consommation de la commande, et faute d'études, bien des caractéristiques à prendre en compte lors de la conception de ces nouveaux dispositifs restent encore à déterminer.

Dans ce chapitre un adaptateur d'impédance accordable est étudié. L'accord en impédance du dispositif a été optimisé pour tester une méthodologie de conception et de caractérisation d'adaptateurs d'impédance largement accordables. Nous nous sommes imposés une large gamme d'impédances adaptables sur une bande de fréquences étroite. De tels adaptateurs ayant une large couverture d'impédances peuvent être par exemple utilisés comme briques élémentaires d'un système de mesure de bruit.

Ce chapitre commence par un état de l'art des adaptateurs d'impédance compacts et accordables, via une comparaison entre les différentes technologies envisagées en fonction des caractéristiques principales attendues d'un adaptateur d'impédance accordable. Ensuite sont présentées les étapes de conception, du choix de la topologie à la méthode de simulation. Par la suite sont présentées les caractérisations linéaires avec l'introduction d'une nouvelle méthode de caractérisation pour les adaptateurs d'impédance accordables. Un ensemble de caractérisations non linéaires est ensuite proposé pour caractériser complètement notre démonstrateur. Avant de conclure le chapitre, une discussion est menée sur les résultats obtenus avec le démonstrateur, sur l'étude théorique de l'impact du facteur de qualité des composants sur l'accord en impédance et les pertes, et sur les perspectives d'intégration d'une telle structure.

2. Etat de l'art des adaptateurs d'impédance accordables

A notre connaissance, l'un des premiers travaux sur le sujet a été publié en 1994; W. Bischof a alors présenté une structure distribuée périodiquement chargée par des capacités parallèles commutables par transistor [97]. La couverture en impédances adaptables est faible, seulement 16 états différents, mais la démonstration d'un adaptateur d'impédance accordable et intégré est faite. Suit en 1997, un démonstrateur de J. H. Sinsky *et al.* avec une structure en Π à base de varactors et de lignes de propagation quart d'onde qui permet de couvrir une plus grande gamme d'impédances [98]. Suivent alors une trentaine de publications dans le domaine, usant de technologies et de topologies diverses et variées [90]-[117]. La technologie MEMS, est la plus représentée dans la littérature. L'accord en impédance est assurée par des capacités variables [21] [88] [99] [100], des capacités commutées locales [26] [34] [101] ou distribuées [22] [96] [102]-[105] ou des stubs commutés [106]. La technologie intégrée à base de semiconducteur rencontre elle aussi un certain succès avec des capacités commutées par transistor [97] [107], des inductances commutées [6], et des varactors [94]. La technologie hybride, à base de composants montés en surface (CMS) sur des substrats RF, permet de réaliser des adaptateurs d'impédance accordables via des capacités commutées par diode PIN [90] [108] ou des varactors [91] [109]-[112]. Enfin, on trouve aussi une technologie plus exotique avec des capacités variables à base de matériaux ferroélectriques [93] [110] [113] [114].

2.1. Influence de la topologie

Au cours de ces études de nombreuses topologies ont été mises en œuvre avec différentes technologies. Avant de commencer une énumération des différentes topologies, un petit aparté terminologique est nécessaire; dans la suite du paragraphe ont été attribués – de manière relativement arbitraire – les termes de topologies localisée, semi-localisée et semi-distribuée; L'adjectif "localisé" qualifie une réalisation à base de composants dont la dimension est grandement inférieure à la longueur d'onde, les effets de propagation n'y sont pas pris en compte. A contrario, "distribué" est un qualificatif usité pour des structures de longueur équivalente à la longueur d'onde, comme un stub ou une ligne quart d'onde. Les structures mélangeant ces deux types de composants ont été, dans ce manuscrit, divisées en deux catégories dites semi-localisées ou semi-distribuées lorsque les composants y sont équivalents respectivement à des composants localisés ou distribués.

Des adaptateurs d'impédances accordables sont réalisés avec des topologies en L [94] [113], Π [90] [115], T [99] [114], et cela en localisés [109] [116] ou semi-localisés [6] [34]. Les structures semi-distribuées [22] [26] permettent de réaliser des dispositifs accordables à base de stubs localement chargés [6] [117], de stubs chargés par des capacités distribuées [22] [105], des lignes de transmission localement chargées [34] [102] ou des lignes de transmission à MEMS distribué ou en anglais Distributed MEMS Transmission Line (DMTL) [21]. De plus, il existe des structures plus exotiques comme des lignes de propagation à impédance caractéristique variable [108] [112] ou encore des topologies utilisant des transformateurs [94].

Les structures à impédance caractéristique variable ont de part leur topologie une faible couverture en impédance, *e. g.*, trois possibilités d'adaptation [108], et une faible couverture due à une faible variation de l'impédance caractéristique [112]. Les structures en L et à simple stub ont une couverture en impédance plus importante mais limitée, bien que leurs utilisations puissent naturellement se justifier de part l'application visée, *e. g.*, l'adaptation d'un amplificateur de puissance [94]. Les autres structures permettent une couverture complète de l'abaque de Smith. Il est à noter quel que soit le type de structure utilisée, l'augmentation du nombre de paramètres accordables, par la mise en parallèle de plusieurs structures de bases, permet d'accroître le contrôle sur le dispositif [118]. On peut ainsi élargir la gamme d'accord en impédance. On peut aussi maîtriser plus finement la forme de la fonction de transfert et donc réaliser des adaptateurs larges bandes [91]. Ceci ne se fait pas sans concession, entre autres sur les pertes d'insertion [91].

Les structures semi-distribuées sont plutôt dédiées aux applications très hautes fréquences, typiquement au-dessus de la dizaine de gigahertz [21] [34] [95] [104]. Les dimensions deviennent raisonnables pour des dispositifs intégrés et leurs performances deviennent meilleures que celles de certains composants discrets. En particulier, les inductances ont des fréquences de résonance dépassant difficilement la dizaine de gigahertz. A l'inverse les structures localisées et semi-localisées sont largement employées dans la gamme de fréquences autour du gigahertz. En plus des critères de dimensionnement, l'utilisation de ces structures se justifie en considérant les pertes dans les guides d'ondes. En effet à ces fréquences, les pertes dans les structures semi-distribuées peuvent être rédhibitoires, *e. g.*, des structures à stubs avec des pertes d'insertion entre 5 et 10 dB [6] ou encore 11 dB [91]. Malgré le fait que certaines topologies aient un effet sur les pertes par insertion, on ne peut pas conclure que le choix de la topologie se fera sur ce critère, mais plutôt qu'un emploi inapproprié de certaines topologies peut conduire à la réalisation de dispositif à fortes pertes. Aussi les structures localisées et distribuées semblent dédiées à certaines bandes de fréquence. Nous verrons par la suite que les technologies ont aussi des gammes de fréquence de fonctionnement privilégiées, d'où un choix de topologies associé au choix de la technologie.

Après considération des répercussions des topologies sur la forme de la fonction de transfert, et la gamme d'impédances accordables, c'est la technologie qui influencera les caractéristiques principales du dispositif. Dépendront de la technologie, les pertes, la fréquence de fonctionnement, la puissance maximale, les non-linéarités, le facteur de bruit, le temps de réaction, l'amplitude et la consommation de la grandeur de contrôle, les dimensions, la mise en boîtier et le coût.

2.2. Technologie MEMS

Les composants MEMS, de part leur conception grâce à l'utilisation de capacité métal – air – métal (MAM) [26] [104], de commutateurs à contact métallique *etc.*, devraient assurer de faibles pertes. Les réalisations de la littérature revendiquent des pertes inférieures à 2,5 dB en moyenne, *e. g.* 0,15 – 0,3 dB [26], et 0,3 – 5 dB [21]. La technologie MEMS est particulièrement utilisée pour la conception de dispositifs hautes fréquences; l'ordre de grandeur de la fréquence de fonctionnement se situe entre la dizaine et la centaine de gigahertz, *e. g.* 8,5 – 27,8 GHz [21] et 110 – 180 GHz [34]. De ce fait, les topologies

distribuées sont pleinement répandues pour ce type de technologies. Comme pour toutes les technologies intégrées, les dimensions des réalisations à base de MEMS sont millimétriques allant de $0,32 \times 0,64 \text{ mm}^2$ [34] à $11 \times 18 \text{ mm}^2$ [101]. Globalement les avantages et les inconvénients de la technologie MEMS se répercutent sur les réalisations. Les réalisations en technologie MEMS permettent le transfert de moyennes puissances, *e. g.* 1 W (30 dBm) [99], 1 à 2 W (33 dBm) [101], et 4 W (36 dBm) [88]. Les MEMS sont considérés comme ayant une bonne linéarité en fonction de la puissance; les mesures du point d'interception du troisième ordre (IP3) se situent autour de 66 dBm [87], et de 87 dBm [21]. L'un des points problématiques de la technologie à MEMS est le moyen de contrôle. Les tensions mises en jeu sont élevées, entre la dizaine et la centaine de volts : 30 V [99], 35 – 55 V [101], 70 V [26], et 55 V [88]. De plus, comme énoncé dans le chapitre précédent, les composants MEMS sont des systèmes mécaniques lents, leur durée de vie est limitée, la mise en boîtier est problématique, *etc.*

2.3. Technologie semiconducteur

La conception de circuits à base de composants à semiconducteur est équivalente en technologie hybride ou intégrée. Les ordres de grandeur des dimensions sont néanmoins notablement différents : millimétrique pour les réalisations intégrées, *e. g.*, $1 \times 1 \text{ mm}^2$ [97] et $3 \times 4 \text{ mm}^2$ [107], et centimétrique pour les réalisations hybrides, *e. g.*, $7 \times 2 \text{ cm}^2$ [108] et $2,9 \times 1 \text{ cm}^2$ [112]. Les fréquences de fonctionnement sont légèrement plus élevées en technologie intégrée, *e. g.*, 25 GHz [97] et de 3 à 5 GHz [107], contre, de 380 à 400 MHz [90] et 2,14 GHz [108] pour les circuits hybrides. Les pertes par insertion sont meilleures en technologie hybride, *e. g.*, entre 0,6 et 0,9 dB [98], 0,5 dB [109] et 0,2 dB [108], contre entre 3,5 et 5,8 dB [107], et entre 5 et 10 dB [6]. Le problème vient probablement des substrats non adaptés aux applications RF et/ou aux choix de topologies non appropriées étant données les faibles valeurs des coefficients de qualité des lignes à ces fréquences de travail [6] [91]. Ces deux technologies sont indéniablement avantagées par rapport à la technologie MEMS en terme de grandeur des moyens de contrôle. En effet les tensions de contrôle des varactors, des diodes PIN ou des transistors sont de l'ordre du volt ou de la dizaine de volts (20 V [98], 3,5 V [92], et 1 V [90]). Les temps de commutation sont compris entre 1 et 100 ns. De plus, la fiabilité de ces technologies est bien éprouvée. Le désavantage majeur des technologies à semi-conducteur est certainement les effets des non linéarités en fonction de la puissance, même si des réalisations à base de diodes PIN revendiquent de pouvoir fonctionner correctement sous des puissances supérieures à 40 dBm [90]. Ces technologies sont dédiées aux applications nécessitant moins d'une trentaine de dBm, en fait de 15 à 25 dBm [98]. Les études sur les distorsions et le bruit des adaptateurs d'impédances manquent cruellement. Enfin, de part leurs procédés de réalisations, ces deux technologies sont particulièrement intéressantes économiquement pour la réalisation de prototypes, et de produits en petites et moyennes séries pour la technologie hybride; de produits en moyennes et en grandes séries pour la technologie intégrée.

2.4. Technologie ferroélectrique

Récemment, une technologie, à base de capacités variables utilisant un matériau ferroélectrique, est apparue pour concevoir des adaptateurs d'impédance accordables. Les réalisations sont hybrides avec des capacités variables soudées sur des substrats RF [93] [113]

[116]. On doit donc s'attendre à des dimensions d'ordre de grandeur équivalentes, *e. g.* $2 \times 2 \text{ cm}^2$ [116]. Avec les matériaux utilisés, les fréquences de fonctionnement sont de l'ordre du gigahertz, *e. g.*, 500 MHz [113], 1,95 GHz [116], et 850 MHz – 1,95 GHz [93]. Les pertes par insertion sont de l'ordre du décibel, *e. g.*, 0,4 – 0,8 dB [93] et 0,3dB – 1,15dB [116]. L'inconvénient principal de cette technologie semble être les grandeurs des tensions de contrôle 0 – 15 V [113], 0 – 30 V [93], 0 – 100 V [116]. Les capacités variables à base de matériau ferroélectrique amènent peu de non linéarités. Cela a pour conséquence de faibles intermodulations, *e. g.*, une intermodulation d'ordre 3 (OIP3) égale à 49,6 dBm dans [116].

Pour conclure, le choix de la technologie devra se faire en fonction des critères de conception fixés. Pour résumer, les principales caractéristiques des différentes technologies présentées ci-dessus sont répertoriées dans le Tableau II-1.

Tableau II-1 Etat de l'art des adaptateurs d'impédance compacts et accordables.

Ref.	Technologie	Dimensions	Fréquences	Accord en Impédance	Tension de contrôle Temps de réaction	Puissance Maximale	Pertes
[97] [107] [6] [94]	Circuit intégré Transistor + Capacité	1 – 10 mm ²	1 – 30 GHz	+	0 – 5 V 1 – 100 ns	20 dBm	3 – 10 dB
	Transistor + Inductance		1,5 GHz	+		28 dBm	
	Varactor						
[90] [108] [91] [98] [109]-[111] [112]	Hybride Diode PIN + Capacité	100 – 1000 mm ²	390 MHz	++	0 – 5 V 1 – 100 ns	20 – 40 dBm	0,2 dB
	Diode PIN + Ligne		2,14 GHz	-			
	Varactor		1 – 10 GHz	++	0 – 20 V 1 – 100 ns	20 dBm	0,5 – 1 dB
	Varactor + Ligne		900 MHz	-			
[88] [99] [21] [22] [26] [96] [101] [106]	MEMS Capacité variable	1 – 10 mm ²	30 GHz	+	0 – 40 V	30 – 36 dBm	1 – 2,5 dB
	Interrupteur + Capacité		1 – 180 GHz	++	0 – 80 V 1 – 100 µs	20 – 33 dBm	0,1 – 1 dB
	Interrupteur + Stub		2 GHz				
[93] [113] [116]	Ferroélectrique Capacité variable	100 – 1000 mm ²	0,8 – 2 GHz	++	0 – 100V 1 – 100 ns	33 dBm	1 dB

3. Conception

Comme il a déjà été écrit dans l'introduction du chapitre, l'accord en impédance du dispositif a été optimisé en vue d'être confrontée aux nouveaux problèmes engendrés en conception et en caractérisation, par ce même accord. Notre étude n'est donc pas portée sur la réalisation en elle-même, mais sur la méthodologie de conception et de caractérisation d'un dispositif accordable sur une large plage d'impédance. La technologie hybride a été choisie pour réaliser un démonstrateur bas coût, et simple à réaliser.

Dans cette section, nous décrivons une méthodologie de conception d'adaptateurs d'impédance accordables : du choix des composants à leurs dimensionnements en passant par les étapes de choix de la topologie, modélisation des composants et méthodologie de simulation.

3.1. Choix de la topologie et modélisation théorique des composants

Pour la réalisation d'adaptateurs d'impédance, plusieurs topologies, présentées sur la Figure II-1, sont envisageables: T, Π , L, à base de transformateur (d'inductances couplées), de ligne de propagation à impédance variable, à saut d'impédance, ou de stubs.

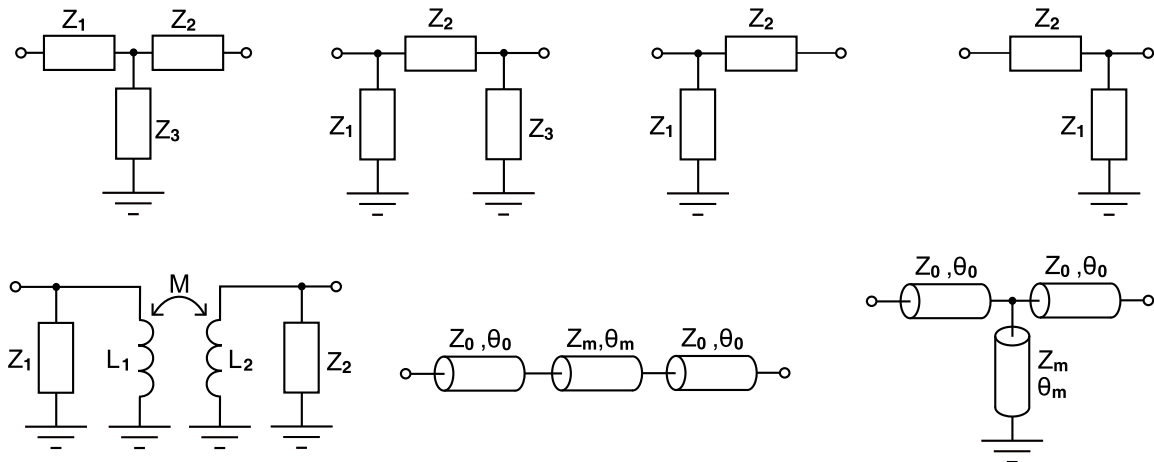


Figure II-1: Schéma de différentes topologies envisageables.

Les topologies semi-distribuées sont inappropriées en raison de leurs dimensions et des trop faibles facteurs de qualité de lignes de propagation en technologie hybride. Les topologies en L ne permettent qu'une couverture partielle de l'abaque de Smith. Elles deviennent pertinentes pour des applications où la zone à adapter est réduite, comme par exemple en sortie d'un amplificateur ou d'une antenne, mais pas pour notre étude.

Pour choisir entre les topologies en Π ou en T, une étude de l'accord en impédance et en fréquence doit être menée. Pour cela le composant accordable doit être préalablement choisi.

En technologie hybride, l'accord peut être obtenue de manière discrète par commutation d'inductance, de capacité ou de ligne de propagation grâce à une diode PIN, ou de manière continue par un varactor, *i. e.*, une diode Schottky montée en inverse. En nous basant sur des travaux précédemment réalisés au sein de l'IMEP [119], nous proposons de mettre en série un varactor et une inductance, voir Figure II-2.



Figure II-2: Schéma de l'impédance équivalente à la mise en série d'un varactor et d'une inductance.

On obtient ainsi une impédance totale équivalente, Z_i , ayant une partie imaginaire pouvant changer de signe en fonction de la polarisation du varactor, comme le montre la Figure II-3.

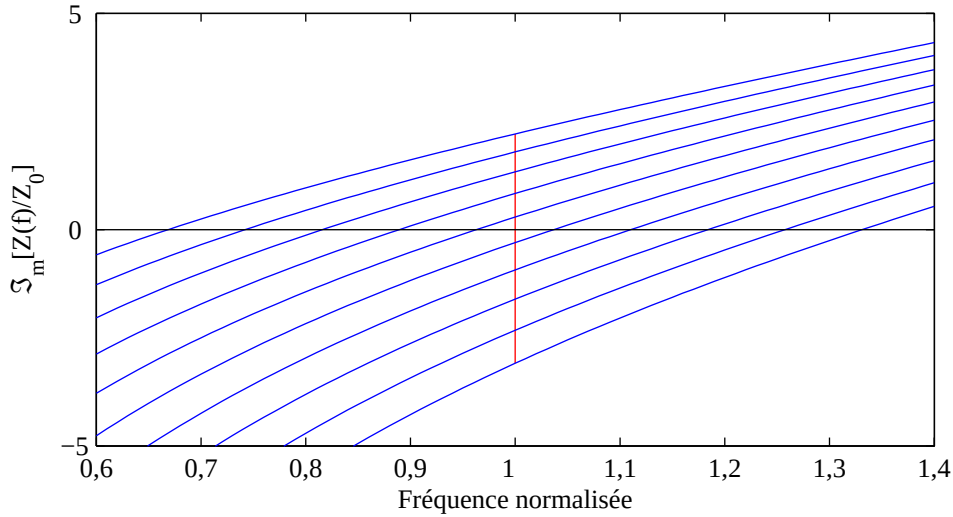


Figure II-3: Partie imaginaire de l'impédance pour différentes polarisations.

Ainsi à une fréquence donnée, la mise en série des composants équivaut, en fonction de la polarisation appliquée, à une capacité ou une inductance.

En considérant un varactor et une inductance idéale, *i. e.* sans pertes, l'impédance de la mise en série de ces deux composants est schématisée sur la figure précédente, et peut s'exprimer par l'équation suivante :

$$Z_i = j \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{0i}} - \frac{\omega_{0i}}{\omega} \right) \cdot \sqrt{\frac{L_i}{C_i}}, \quad (\text{II.1})$$

avec ω_{0i} la pulsation de résonance telle que $\omega_{0i} = 1/\sqrt{L_i C_i}$.

Dans une structure en Π ou en T, trois de ces impédances sont utilisées. Ainsi on peut réaliser toutes les combinaisons possibles de réseau à capacités et inductances. Chaque combinaison correspond à un état de polarisation des varactors. Des simulations ont été faites pour une capacité variable suivant un ratio $C_{\max}/C_{\min}$ de 5:1. La méthode de simulation sera présentée plus loin dans cette section.

Cette étude a montré que les couvertures en impédance des deux structures sont aussi larges; les fortes impédances sont mieux couvertes par la structure en Π tandis que la structure en T adapte mieux les faibles impédances. Notre contrainte sur la couverture de l'abaque de Smith n'est pas "géographique", mais elle doit être la plus large possible. Cette étude n'a donc pas permis pas de discerner une structure plus efficace que l'autre. Pour aller plus loin dans la comparaison, le modèle de l'impédance, équation (II.1), est agrémenté d'un

facteur de qualité Q_i qui permet la prise en compte des pertes résistives, en particulier celles dues au bobinage de l'inductance.



Figure II-4: Schéma de l'impédance équivalente avec la prise en compte des pertes.

L'impédance est maintenant schématisée sur la Figure II-4, et exprimée par :

$$Z_i = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \cdot \left[\frac{1}{Q_i} + j \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{0i}} - \frac{\omega_{0i}}{\omega} \right) \right], \quad (\text{II.2})$$

avec

$$Q_i = \frac{1}{R_i} \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (\text{II.3})$$

Avec cette nouvelle définition de Z_i , on simule les structures Π et T à la fréquence centrale de fonctionnement, *i. e.*, $\omega = \omega_{0i}$, pour différents facteur de qualité, Figure II-5.

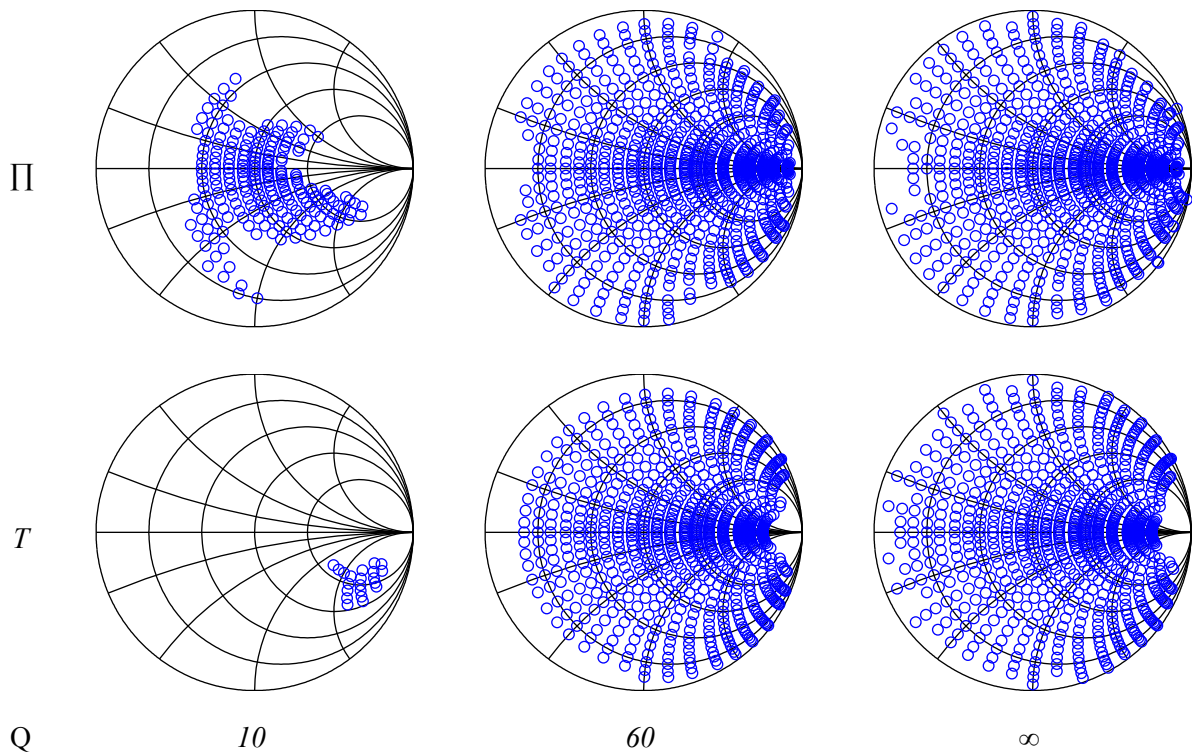


Figure II-5 : Lieux des impédances adaptables des structures Π et T en fonction du facteur de qualité.

Il apparaît de cette simulation que la topologie en Π est moins sensible au facteur de qualité que celle en T; en particulier lorsque l'on observe l'abaque de Smith des impédances adaptables pour $Q_i=10$. Ainsi pour limiter les effets des pertes dans les composants CMS, la structure en Π a été choisie pour la conception du démonstrateur.

3.2. Modélisation fine des composants

Le modèle d'impédance, exprimé par l'équation (II.2), est suffisamment pertinent pour choisir la topologie, mais la conception d'un adaptateur d'impédance nécessite des modèles plus précis prenant en compte un maximum d'effets parasites.

Pour dissocier les trois polarisations des trois varactors, une capacité de découplage est indispensable. De plus pour faciliter la conception, les lignes d'accès sont en guide coplanaire. En conséquence, les bras parallèles sont doublés afin de conserver la symétrie dans le guide d'onde. Le schéma électrique du montage est présenté en Figure II-6.

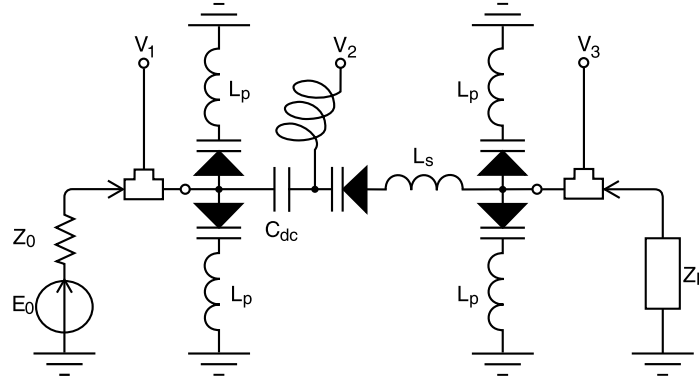


Figure II-6 : Schéma électrique du démonstrateur. V_1 , V_2 et V_3 sont les trois points de polarisation.

Les composants doivent être précisément modélisés pour un dimensionnement correct. Pour cela, le modèle "constructeur" de l'inductance est schématisé sur la figure suivante. Ce modèle prend en compte l'inductance L_L , l'effet résistif du bobinage R_L et la capacité C_L ramenée par le boîtier du CMS.

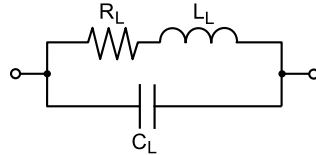


Figure II-7 : Schéma électrique équivalent d'une inductance.

Le modèle électrique du varactor, Figure II-8, est un peu plus complexe pour prendre en compte la variation de la capacité C_j en fonction de la polarisation ainsi que celle de la résistance série R_j . De plus les effets du packaging sont pris en compte par une capacité C_c due au boîtier et une inductance L_c due à la connectique.

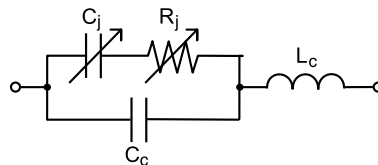


Figure II-8 : Schéma électrique équivalent d'un varactor.

Dans une diode Schottky, la capacité C_j est directement proportionnelle au produit de la permittivité du semiconducteur par le rapport de l'aire de contact entre le métal et le

semiconducteur sur la longueur de la zone de charge d'espace dans le semiconducteur. Plus la tension de polarisation inverse est grande plus la longueur de la zone de charge d'espace augmente et donc la capacité diminue. D'après S. M. Sze [120], la capacité C_j s'exprime suivant

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - V/V_{bi}}} \quad (\text{II.4})$$

avec C_{j0} la capacité à polarisation très faible et V_{bi} la barrière Schottky. La résistance R_j peut s'exprimer en première approximation par une fonction linéaire. Il est à noter que les modèles habituels des varactors ont une résistance en parallèle à la mise en série de la résistance et de la capacité. Cette résistance modélise les fuites de la capacité qui sont très faibles, d'autant qu'elles deviennent négligeables à la fréquence de fonctionnement.

Tous les paramètres sont donnés par le constructeur. Mais pour avoir des valeurs précises, deux séries de mesures avec l'analyseur vectoriel ont été faites : une avec les composants montés en série à une ligne de propagation et l'autre avec les composants montés en parallèle. On extrait les paramètres des modèles électriques en les faisant correspondre aux mesures; l'exemple de l'impédance du varactor est présenté Figure II-9.

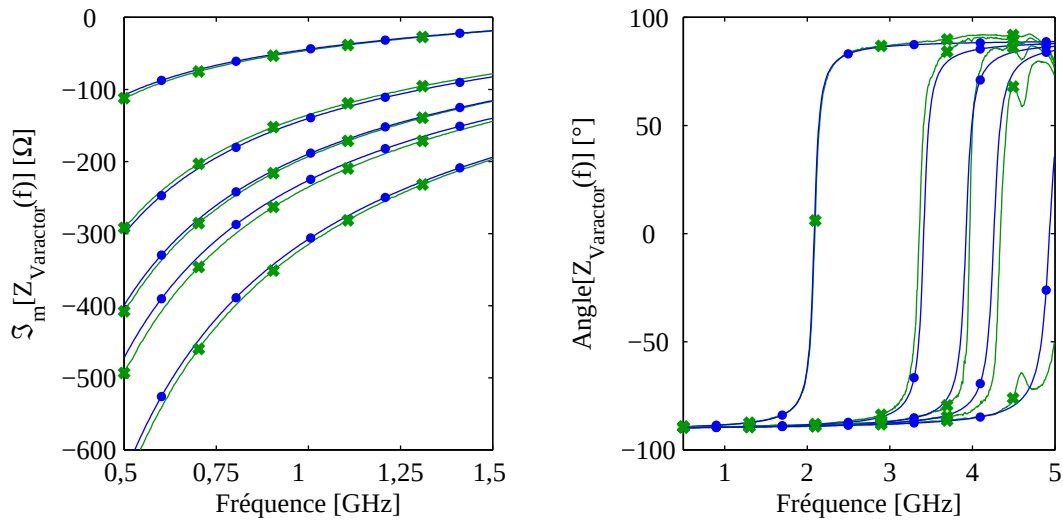


Figure II-9 : Mesures et simulations de la partie imaginaire et de la phase de l'impédance du varactor pour différentes polarisations (0, 4, 8, 12 et 25 V). Légende : en o bleu les impédances simulées et x vert les impédances extraites de mesures.

Cette extraction a été faite pour un ensemble de composants. Grâce aux modèles précis des composants, on procède aux simulations par la méthode décrite ci-après. Les paramètres extraits des composants sélectionnés grâce aux simulations sont donnés plus loin dans cette section.

3.3. Méthodologie de simulation

Le but de la simulation est de déterminer quelles impédances de charge peuvent être adaptées par le dispositif. Avant cela, il faut définir ce que signifie "adapter". Lorsque l'impédance de sortie d'un générateur est différente de l'impédance d'entrée de la charge, on introduit entre les deux dispositifs un adaptateur d'impédance pour minimiser les réflexions à l'interface, comme schématisé sur la Figure II-10.

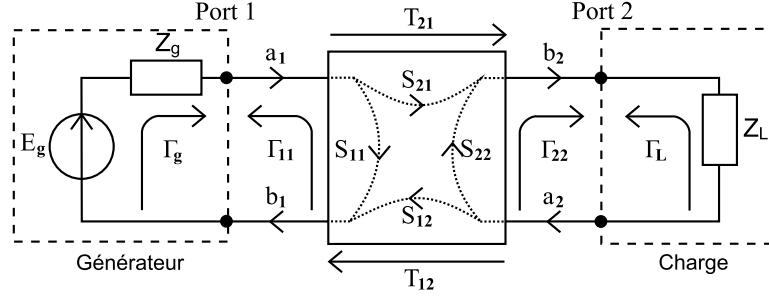


Figure II-10 : Schéma d'un adaptateur d'impédance dans son contexte.

Pour un port donné, "adapter" va signifier faire correspondre le coefficient de réflexion de sortie de l'un des dispositifs à celui d'entrée conjugué de l'autre :

$$\begin{cases} \Gamma_{11} = \Gamma_g^* \\ \Gamma_{22} = \Gamma_L^* \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

avec

$$\Gamma_L^* = \frac{z_L^* - 1}{z_L^* + 1} \quad (\text{II.6})$$

où z_L^* est le complexe conjugué de l'impédance de charge Z_L , normalisé par 50Ω , et de même pour Γ_g en prenant l'impédance de sortie du générateur Z_g .

Dans le cas particulier où l'on a $z_g = z_0$, pour le port 2, le système (II.5) se simplifie en :

$$\begin{cases} \Gamma_{11} = \Gamma_g^* = 0 \\ s_{22} = \Gamma_L^* \end{cases}, \quad (\text{II.7})$$

D'où la méthode de simulation communément admise dans la littérature, qui consiste à visualiser les coefficients de réflexion du port 2, s_{22} , obtenus par une simulation du dispositif pour un ensemble d'états de polarisation. La visualisation des impédances est directe sur un abaque de Smith.

Cependant, en considérant l'adaptateur d'impédance dans son ensemble, nous devons nous intéresser à l'amplitude réfléchie au port du générateur ainsi qu'à celle transmise du générateur à la charge.

Pour cela, S. J. Orfanidis propose de faire les calculs en utilisant un formalisme classique des ondes de puissances [121] :

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{V_i + Z_i \cdot I_i}{2\sqrt{\Re_e[Z_i]}} \\ b_i &= \frac{V_i - Z_i^* \cdot I_i}{2\sqrt{\Re_e[Z_i]}} \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Ainsi, on calcule le coefficient de réflexion au port 1 et le gain transducique de l'adaptateur d'impédance chargé par Z_L . Le gain transducique est un gain effectif qui tient compte de la réflexion sur le port 2. Pour éviter toute confusion avec les paramètres S, en anglais "Scattering parameters", le coefficient de réflexion au port 1 est défini par Γ et celui de transmission du port 1 vers 2 par T , tel que

$$\Gamma = s_{11} - \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot (1 - z_L)}{1 + s_{22} + z_L \cdot (1 - s_{22})}, \quad (\text{II.9})$$

$$T = \frac{2 \cdot s_{21} \cdot \sqrt{\Re_e[z_L]}}{1 + s_{22} + z_L \cdot (1 - s_{22})}, \quad (\text{II.10})$$

où $\Re_e[z_L]$ est la partie réelle de l'impédance normalisée z_L .

Le point important est que lorsque l'on ne fait pas d'approximation sur les pertes dans le dispositif, même si la relation (II.7) implique une adaptation du port 2, la transmission du port 1 vers 2 et l'adaptation au port 1 ne sont pas garanties simultanément. De plus, même les conditions sur les réflexions sur les deux ports (voir équation (II.5)), ne sont pas suffisantes pour maximiser les transmissions. Pour une définition plus générale de l'adaptation, un compromis doit être trouvé entre la transmission et la réflexion.

L'idée générale de la méthode de calcul est, dans un premier temps, de déterminer les paramètres S du dispositif en connectant une charge Z_L égale à Z_0 , ici 50 Ω . Les paramètres S sont calculés pour un ensemble d'états de polarisation et de points de fréquence. Dans un second temps, à partir des paramètres S obtenus, Γ et T sont calculés suivant les équations (II.9) et (II.10) pour une impédance normalisée de charge z_L à tester. L'impédance de charge z_L est jugée adaptée, si les coefficients Γ et T remplissent la condition :

$$(\Gamma_{dB} \leq -x_\Gamma) \& (T_{dB} \geq -x_T) \text{ [dB]}, \quad (\text{II.11})$$

où x_Γ et x_T sont des limites fixées par l'utilisateur.

Dans notre application, une impédance de charge est jugée "adaptée" avec $x_\Gamma = 20$ dB et $x_T = 3$ dB dans l'équation (II.11). L'algorithme de simulation complet est un algorithme itératif qui suit la méthode précédemment décrite pour un ensemble d'impédances de charge. L'algorithme est présenté sur l'organigramme Figure II-11 et a été implémenté sous Matlab[®].

Si plusieurs états de polarisation répondent aux conditions fixées par l'équation (II.11), l'utilisateur peut alors affiner les conditions sur la transmission et/ou la réflexion. Dans cette étude, si plusieurs états de polarisation valident les conditions d'adaptation, alors le cas qui maximise la transmission est choisi.

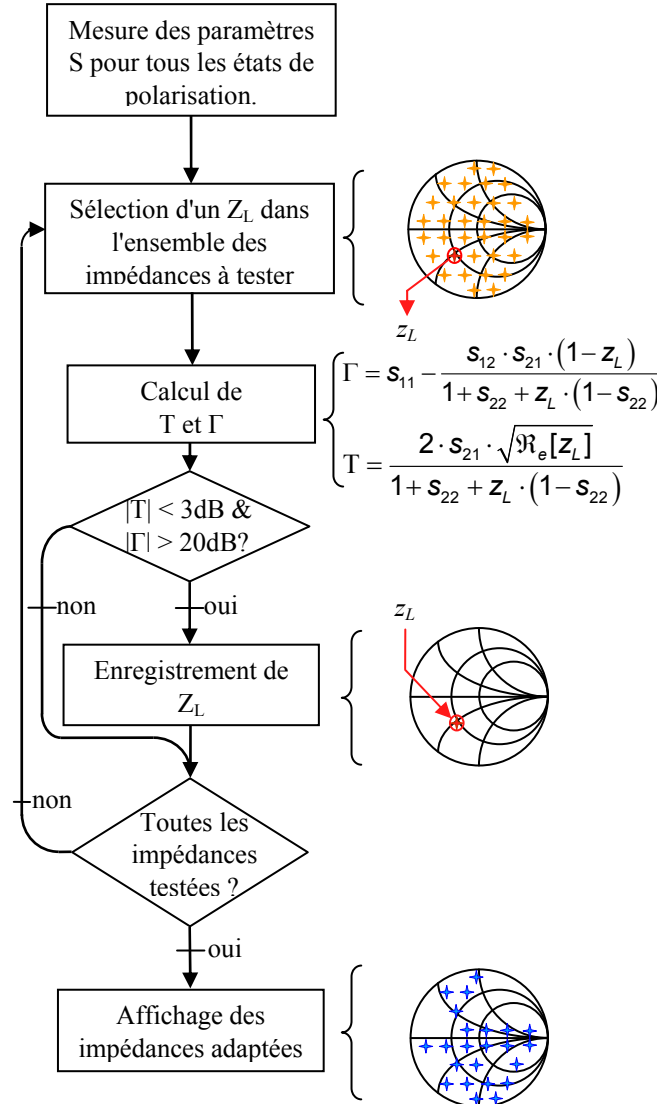


Figure II-11 : Schéma organigramme de l'algorithme.

On peut remarquer que certains auteurs évoquent le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS), en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR), comme indicateur pour déterminer si l'adaptation est valable [99]. Le ROS est calculé à partir du coefficient de réflexion par l'équation :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (II.12)$$

L'utilisation de cet indicateur n'est pas mise en cause, et le choix de cet indicateur plutôt que celui du coefficient de réflexion, est essentiellement fonction de l'affinité qu'à l'utilisateur avec l'un ou l'autre. Toutefois, cet indicateur n'est pas suffisant. Le problème est qu'il ne prend

en compte que la réflexion or dans un dispositif à pertes, un coefficient de réflexion faible n'implique pas une transmission convenable. Il est nécessaire d'avoir un deuxième indicateur pour les pertes, comme le coefficient de transmission T. De plus, dans notre cas, en fixant $x_T = 20$ dB, on assure un $ROS \leq 1,22$.

La topologie et le schéma choisis, les composants étant modélisés et la méthode de simulation mise au point, les valeurs des composants peuvent être déterminées.

3.4. Dimensionnement des composants

Le dimensionnement est fait en comparant les résultats de simulations de la structure avec différents composants. Pour comparer les simulations, un facteur de mérite a été utilisé pour qualifier quantitativement la couverture de l'abaque de Smith : le nombre d'impédances jugées adaptables divisé par le nombre total d'impédances testées. Ce facteur de mérite est pertinent lorsque c'est l'utilisateur qui fixe l'ensemble des impédances testées. De plus cet ensemble d'impédances doit être choisi pour valider au mieux le cahier des charges. Dans notre étude, l'ensemble des impédances testées a été choisi pour une couverture complète de l'abaque de Smith, voir Figure II-12.

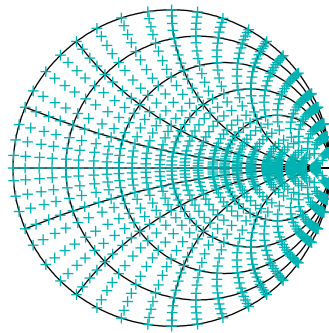


Figure II-12 : Abaque de Smith des impédances testées.

Pour d'autres applications, ce facteur de mérite peut être optimisé en pondérant les points. Cette pondération peut être fonction de leurs positions sur l'abaque, pour des applications autour d'impédances particulières. Elle peut aussi être optimisée en fonction des coefficients Γ et T. Les valeurs des composants utilisés sont présentées dans le tableau suivant.

	C_j	R_j	L_c	C_c
	$C_{j0} = 2,67$ pF $V_{bi} = 0,56$ V	$0,7 \Omega$	$2,1$ nH	100 fF
	L_L (parallèle)	R_L (parallèle)		C_L (parallèle)
	22 nH	$1,3 \Omega$		150 fF
	L_L (série)	R_L (série)		C_L (série)
	33 nH	$1,8 \Omega$		150 fF

Tableau II-2 : Valeurs des paramètres des modèles électriques des composants.

Dans la section 3.3 de ce chapitre, pour la modélisation du varactor, a été évoquée une résistance parallèle à la capacité C_j . D'après les données du constructeur cette résistance vaut 160 M Ω et peut donc sereinement être négligée à nos fréquences de travail.

On procède à la simulation du dispositif sous un environnement Matlab[®].

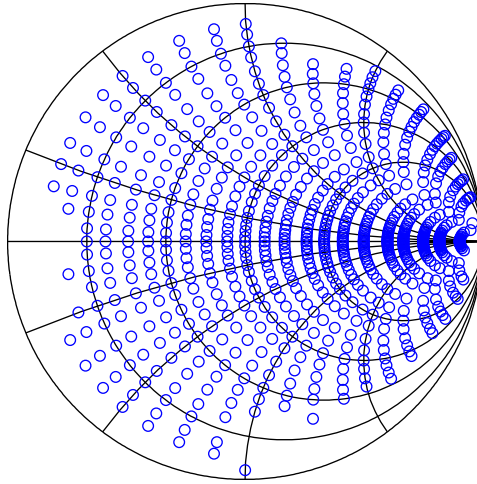


Figure II-13 : Abaque de Smith de simulation des impédances adaptables par le dispositif à 1GHz.

On peut observer, sur la Figure II-13, une bonne couverture de l'abaque de Smith.

Des simulations complémentaires seront présentées dans la partie mesure pour une comparaison directe entre simulations et mesures.

4. Réalisation

Les avantages principaux de la technologie hybride sont sa simplicité de fabrication et son bas coût. En effet, la méthode est celle de la réalisation des circuits imprimés de l'électronique classique. Les substrats sont vendus métallisés et, dans la plupart des cas, recouverts d'une couche de résine photosensible. Hélas, ce ne fut pas le cas de notre substrat; il est alors possible d'appliquer ce type de résine par aérosol (un peu d'entraînement est nécessaire à l'obtention d'une couche homogène). S'ensuivent les étapes de photolithographie et de gravure du cuivre dans un bain de perchlorure de fer. Après nettoyage, la dernière étape est celle de brasage des composants.

Le substrat choisi est un RO4003CTM de Rogers Corporation de permittivité relative 3,38, de tangente de pertes 0,0021, d'une épaisseur de diélectrique de 813 μm , et d'une épaisseur de cuivre de 35 μm . Les accès sont réalisés par une transition vers une ligne d'impédance caractéristique de 50 Ω avec une largeur de 6,34 mm et un gap de 330 μm .

Les varactors utilisés sont de M/A-COM (MA46H071). Les inductances sont de la série 0603CS de Coilcraft, une inductance série de 33 nH et des inductances parallèles de 22 nH. Les modèles électriques équivalents de ces composants, ainsi que leurs valeurs, ont été présentés antérieurement dans le Tableau II-2.

Le démonstrateur réalisé mesure 19 x 27 mm², photographie en Figure II-14.

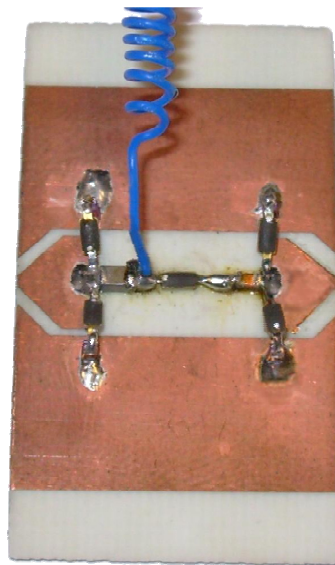


Figure II-14 : Photographie du démonstrateur réalisé.

Le fil de polarisation est torsadé pour faire office de filtre RF par le biais d'un effet inductif. Le bobinage se fait par plusieurs étapes "d'essai – erreur" lors de la première expérimentation.

5. Mesures linéaires

Dans l'ensemble des caractérisations réalisées pour valider notre démonstrateur, cette section détaille les mesures linéaires. Ces mesures ont pour but de caractériser l'accord en impédance en évaluant la couverture de l'abaque de Smith et de caractériser l'accord en fréquence en répétant la mesure pour plusieurs points de fréquence.

L'accord est une nouvelle contrainte à prendre en compte dans ce genre de mesure : les méthodes que l'on trouve dans la littérature sont décrites dans la première sous-section, ainsi que leurs limites. Dans la dernière sous-section, une nouvelle méthode de caractérisation est proposée pour dépasser les limites des précédentes méthodes.

5.1. Méthodes classiques

Dans la littérature, on peut trouver principalement deux méthodes de caractérisation. Une première méthode est directement issue de la mesure des adaptateurs d'impédance non accordables. Evidemment certaines contraintes, dues à l'accord des nouveaux adaptateurs d'impédance, limitent fortement son utilisation. La seconde méthode, plus pragmatique face au besoin de caractériser les adaptateurs sur une large gamme d'impédances, s'est imposée dans les publications les plus récentes. Mais nous verrons que l'amélioration en confort de manipulation ne s'est pas fait sans quelques concessions sur l'exactitude des résultats.

5.1.1. Méthodes de caractérisation d'adaptateur d'impédance pour charge fixe

a. Méthode de mesure

Le principe est de faire la mesure des paramètres S, à l'analyseur vectoriel de réseau, de l'adaptateur d'impédance réellement chargé par une impédance complexe. La charge est réalisée par un autre adaptateur d'impédance accordable mécaniquement pré-calibré et présente de faibles pertes. Le banc de mesure est présenté sur la figure suivante.

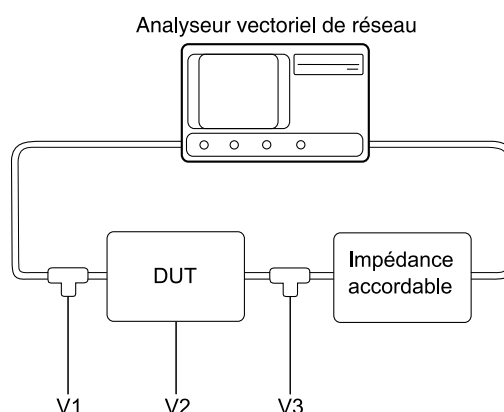


Figure II-15 : Schéma du banc de mesure pour impédance de charge fixe.
DUT pour dispositif sous test (Device Under Test).

L'adaptateur d'impédance du banc de mesure peut être fermé par une charge 50Ω pour faire des mesures en réflexion uniquement. Il peut aussi être monté en transmission et ainsi la mesure des pertes d'insertion du dispositif sous test devient possible.

b. Avantages et inconvénients

Cette méthode est exacte. On extrait directement de la mesure les coefficients de transmission et de réflexion du dispositif chargé. Cette méthode est particulièrement pertinente pour les adaptateurs d'impédance non accordables. Mais pour les dispositifs accordables, la méthode devient lourde. En effet, faire une mesure d'un point d'impédance implique une étape de calibrage de l'adaptateur d'impédance de référence, une étape de mise en place du dispositif à caractériser dans la chaîne de mesure, une étape d'optimisation des polarisations et enfin une étape pour enlever le dispositif du montage pour recommencer la mesure pour une autre impédance de charge. Le temps de la mesure est donc relativement long et il devient invisable de tester un grand ensemble d'impédances de charge et donc difficile de caractériser la couverture de l'abaque de Smith. En effet, il faut noter que ne tester que les extrema de l'abaque ne certifie pas que la couverture est continue et que des trous dans la gamme d'impédances n'existent pas.

c. Résultats de mesures

Avec cette méthode de caractérisation, un petit nombre d'impédances de charge a été testé, voir Figure II-16.

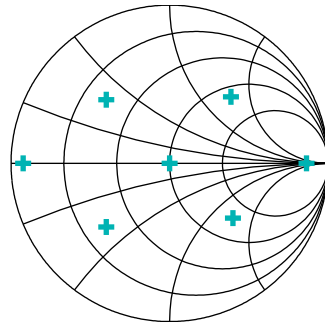


Figure II-16 : Abaque de Smith des impédances des charges testées.

Les résultats de la caractérisation du démonstrateur effectué par cette méthode sont présentés pour quelques impédances de charge sur la Figure II-17 et Figure II-18.

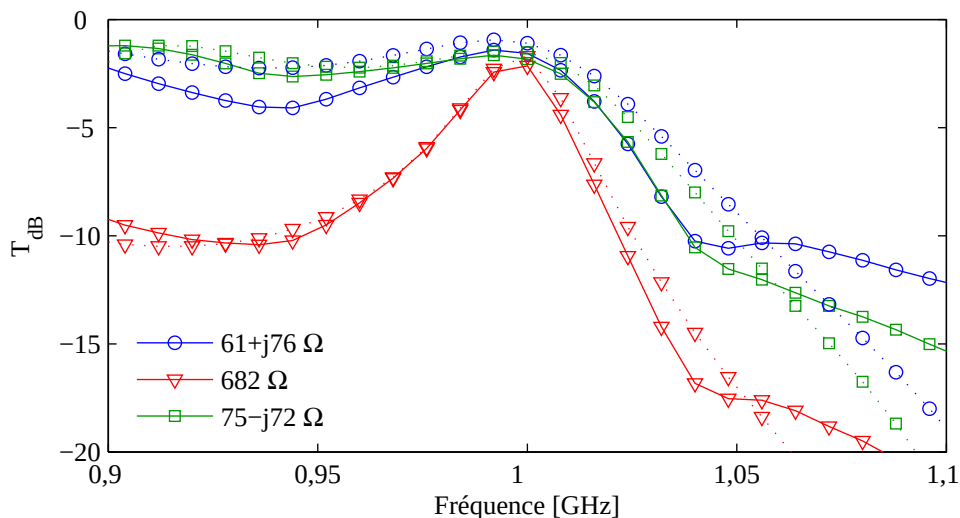


Figure II-17 : Coefficients de transmission pour différentes charges.
Légende : simulations en traits pointillés et mesures en traits pleins.

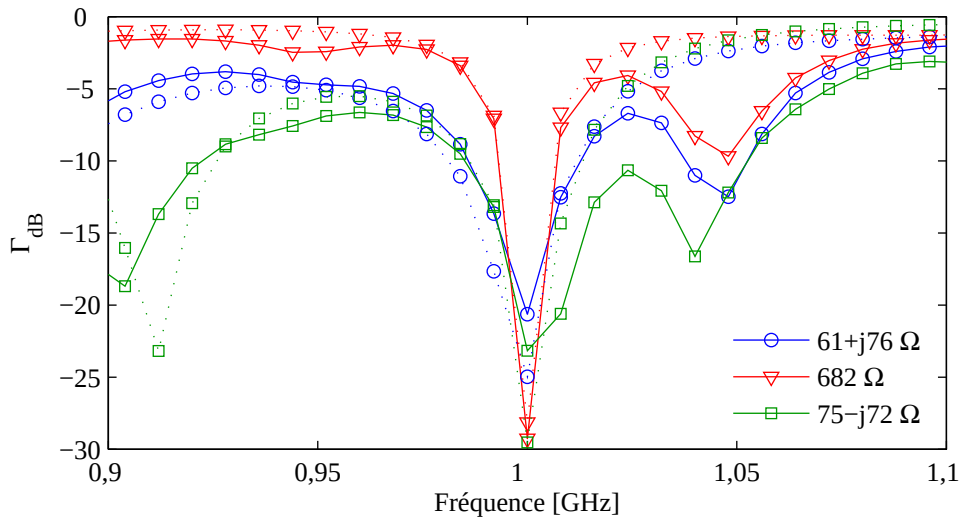


Figure II-18 : Coefficients de réflexion pour différentes charges.
Légende : simulations en traits pointillés et mesures en traits pleins.

Les résultats sont en accord avec la théorie à la fréquence de fonctionnement de 1 GHz; les coefficients de réflexion Γ et de transmission T respectent la condition fixée dans l'équation (II.11), avec $x_{\Gamma} = 20$ dB et $x_T = 3$ dB.

5.1.2. Méthodes de caractérisation par mesure du coefficient de réflexion

a. Méthode de mesure

La méthode de caractérisation précédente n'étant pas pratique pour caractériser les dispositifs accordables, une autre méthode de mesure s'est répandue : elle consiste à mesurer les paramètres S du dispositif chargé par les ports de l'analyseur vectoriel de réseau, *i. e.* $Z_0 = 50 \Omega$. Cette mesure est effectuée pour un ensemble d'état de polarisation. Les impédances adaptables par le dispositif sont ensuite déduites par les coefficients de réflexion grâce à l'équation (II.7).

b. Avantages et inconvénients

Cette méthode de mesure est bien plus rapide à mettre en œuvre, *a fortiori* si la mesure des paramètres S en fonction des états de polarisation est automatisée. Les problèmes sont les mêmes que ceux présentés dans la sous-section 3.3 de ce chapitre, à savoir que l'utilisation de l'équation (II.7) pour calculer l'impédance de charge adaptable au port 2 ne garantit ni une bonne transmission, ni une bonne adaptation au port 1. De plus, il manque des informations sur les pertes par insertion du dispositif.

5.2. Nouvelle méthode de caractérisation

Pour palier les inconvénients des méthodes précédentes, une nouvelle méthode de caractérisation est étudiée dans cette section. Elle combine la rigueur de la première méthode et les commodités expérimentales de la seconde.

5.2.1. Principe de la méthode

La méthode de mesure suit exactement les mêmes étapes que celle présentée dans la sous-section 3.3 de ce chapitre, aux données d'entrées près. Dans la méthode de simulation les paramètres S sont obtenus par simulation; ici, ils sont le fruit de mesures à l'analyseur vectoriel de réseaux.

Ainsi la caractérisation commence par une mesure des paramètres S sous $50\ \Omega$. La mesure est faite à l'analyseur vectoriel de réseaux, HP 8510C. Les paramètres S sont mesurés pour un ensemble d'état de polarisation, *i. e.*, chaque varactor est polarisé de 0 à 20 V. La mesure est automatisée par le logiciel Labview™ qui pilote via un port GPIB les sources de tension et l'analyseur de réseau vectoriel. Le banc de mesure est photographié sur la Figure II-19.



Figure II-19 : Photographie du banc de mesure.

Une fois les paramètres S mesurés, un post-traitement suivant un algorithme itératif permet de déterminer les impédances adaptables par le dispositif. Cet algorithme est celui présenté dans la sous-section 3.3 de ce chapitre, décrit par l'organigramme de la Figure II-11.

5.2.2. Résultats

Suivant cette méthode de caractérisation, la couverture en impédance et l'accord en fréquence sont évalués.

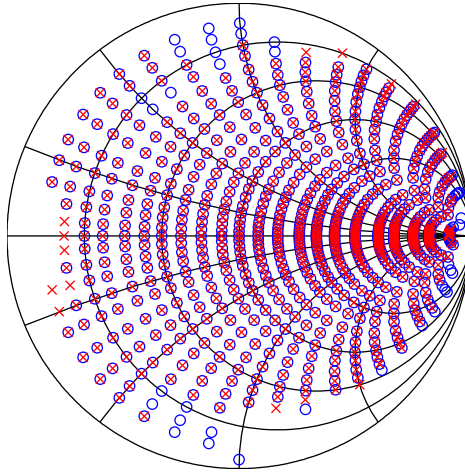


Figure II-20 : Abaque de Smith des impédances adaptées en fonction de la fréquence.
Légende : en bleu (o) les simulations, et rouge (x) les mesures.

On observe un bon accord entre mesures et simulations. La couverture en impédance est large, *i. e.*, le dispositif permet d'adapter des impédances allant en module de 6,3 à 1120 Ω . Pour caractériser l'accord en fréquence, a été extraite la bande de fréquences dans laquelle plus de 50% des impédances restent adaptées. Cette bande va de 750 MHz à 1,25 GHz soit 50% de bande relative, la bande étant normalisée par sa fréquence centrale.

Ces résultats sont difficilement comparables à ceux des dispositifs de l'état de l'art, car la méthode de mesure présentée ici est expérimentée pour la première fois. Cependant, si l'on admet que les pertes par insertion sont négligeables dans les dispositifs présentés dans la littérature, alors on peut comparer les résultats obtenus par une mesure de coefficient de réflexion avec les nôtres. Il en ressort que l'accord en impédance de notre dispositif est comparable à ceux des meilleurs de l'état de l'art. Cependant, l'accord en fréquence des structures à lignes de transmission à MEMS distribués est meilleur, *e. g.*, une couverture en impédance totalement conservée sur une bande de fréquence relative de 80% est reportée par Q. Shen et N. S. Barker [21].

6. Mesures non linéaires et mesure du facteur de bruit

La couverture de l'abaque de Smith et l'accord en fréquences déterminées, reste encore à caractériser le dispositif en puissance, en distorsion, en intermodulation, et en bruit. Tous ces paramètres sont d'une grande importance pour la conception de chaîne de réception et/ou de transmission radiofréquence.

Pour des raisons pratiques, toutes les mesures qui suivent sont faites pour un état de polarisation particulier : celui qui permet d'adapter $50\ \Omega$ à $50\ \Omega$.

Dans cette section, le dispositif est d'abord caractérisé en puissance et en distorsion par la mesure du point de compression à 1 dB. Ensuite une mesure du point d'interception du troisième ordre (IP3) permet de caractériser l'intermodulation dans le dispositif. Enfin, le dispositif est caractérisé en bruit par une mesure du facteur de bruit.

6.1. Point de compression à 1 dB

Le point de compression à 1 dB est obtenu lorsque le coefficient de transmission s_{21} est atténué de 1 dB avec l'augmentation de la puissance d'entrée. La mesure est effectuée à l'analyseur vectoriel de réseaux HP8510C équipé d'une source contrôlable en puissance. Le point de compression à 1 dB est directement extrait de la courbe de mesure du coefficient de transmission en fonction de la puissance d'entrée, (Figure II-21).

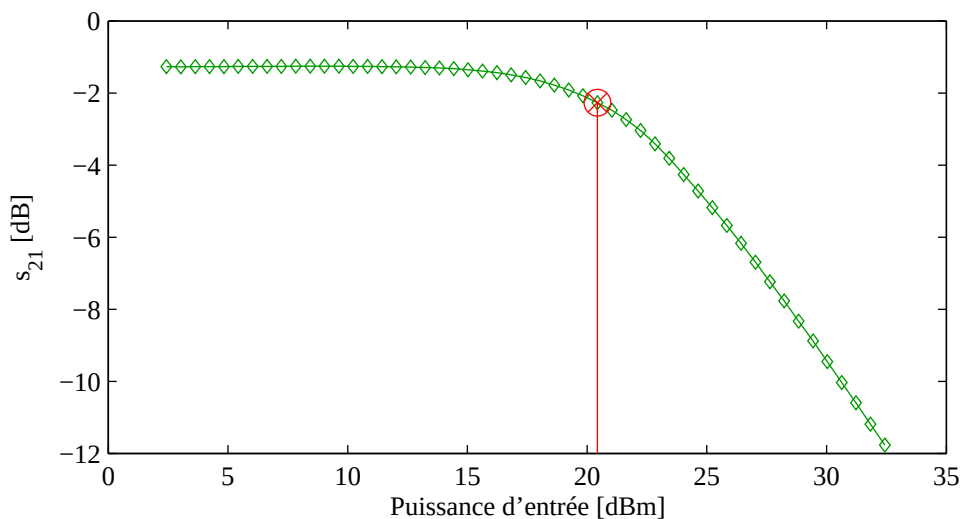


Figure II-21 : Mesure du point de compression de 1 dB.

La mesure a été effectuée à la fréquence centrale de fonctionnement 1 GHz.

Pour atteindre la puissance de compression l'utilisation d'un amplificateur 32 dB a été nécessaire, ainsi qu'un atténuateur en entrée de l'analyseur vectoriel de réseaux.

Le point de compression à 1 dB est mesuré pour une puissance d'entrée de 20,5 dBm. Cette valeur reste dans l'ordre de grandeur des valeurs de l'état de l'art, voir Tableau II-1.

6.2. Point d'interception du troisième ordre

Le point d'interception du troisième ordre (IP3) caractérise l'intermodulation en sortie, de deux signaux d'entrée de fréquences proches. Les deux signaux génèrent des harmoniques à des fréquences combinaisons des fréquences des signaux d'entrée. Dans cette mesure, on s'intéresse aux intermodulations d'ordre trois. Pour des fréquences f_1 et f_2 des signaux d'entrées, les puissances des signaux de fréquences $2f_2 - f_1$ et $2f_1 - f_2$ sont mesurées, voir Figure II-22. Du fait des non linéarités dans les composants actifs du dispositif, les puissances de sortie de ces deux derniers signaux croissent en fonction de la puissance des signaux d'entrée plus vite que celle des signaux de sortie aux fréquences f_1 et f_2 . Le point d'interception du troisième ordre est obtenu lorsque les deux puissances sont égales. Ce point d'interception est défini par sa puissance d'entrée (IIP3) et sa puissance de sortie (OIP3).

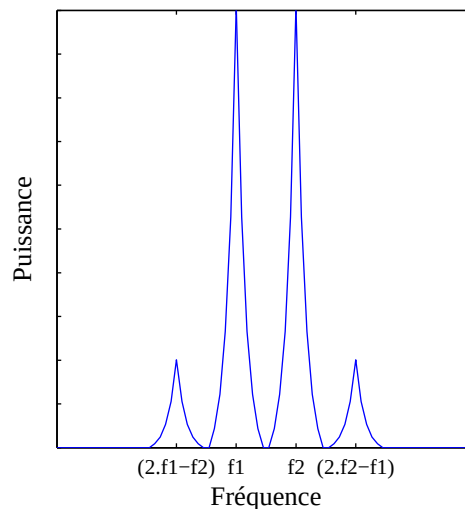


Figure II-22 : Spectre des intermodulations du troisième ordre.

Cette mesure est effectuée avec un analyseur de spectre Anritsu MS2668C, deux sources de signaux Agilent 83711B, combinés par un diviseur de puissance HP11636B. Les générateurs d'onde sont isolés, par des isolateurs C2 9010N de Sodhy, pour éviter les intermodulations par réflexion. De plus deux tés de polarisation sont insérés autour du dispositif pour la polarisation. Le schéma du banc de mesure est représenté Figure II-23.

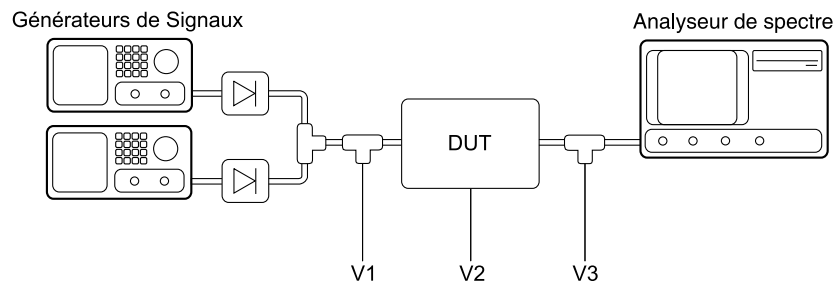


Figure II-23 : Schéma du banc de mesure d'IP3. DUT pour dispositif sous test (Device Under Test).

Une étape de calibrage est nécessaire avant la mesure pour accorder en puissance les générateurs et pour vérifier qu'il n'y a pas d'intermodulation due au banc de mesure.

La mesure d'IP3 a été faite pour des signaux d'entrée autour de 1 GHz avec deux différences de fréquence une de 1 kHz et une autre de 10 kHz. En Figure II-24, est représentée une mesure d'IP3 pour une différence de fréquence de 1 kHz entre les deux signaux d'entrée.

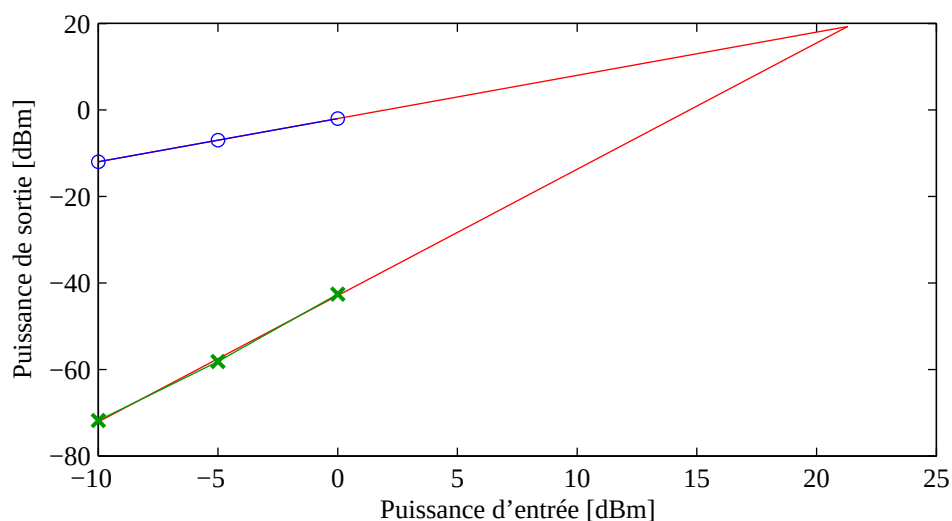


Figure II-24 : Mesure d'IP3. (Légende : en (o) bleu les signaux aux fréquences des signaux d'entrées et en (x) vert les signaux résultants d'intermodulation de troisième ordre.)

Le point d'interception est atteint pour une puissance d'entrée (IIP3) de 21 dBm et en sortie (OIP3) 19 dBm pour une différence de fréquence de 1 kHz. Dans le cas des 10 kHz, on obtient un IIP3 de 18 dBm et un OIP3 de 16 dBm.

6.3. Facteur de bruit

La caractérisation en bruit des adaptateurs d'impédance est inexistante dans la littérature. Ceci vient probablement du fait qu'historiquement les adaptateurs pour charge fixe sont totalement réactifs et donc peu bruyants. Avec l'avènement de l'accord, les dispositifs sont désormais conçus avec des composants actifs et la caractérisation en bruit devient donc indispensable. Elle n'est pas à négliger pour des applications en télécommunication et encore moins si le dispositif est destiné à devenir l'élément d'un banc de mesure de bruit.

La caractérisation en bruit se fait par la mesure du facteur de bruit du dispositif. La mesure est faite sur un analyseur de facteur de bruit Agilent N8975A avec une source de bruit N4002A. Deux tés de polarisation sont insérés autour du dispositif pour polariser le dispositif.

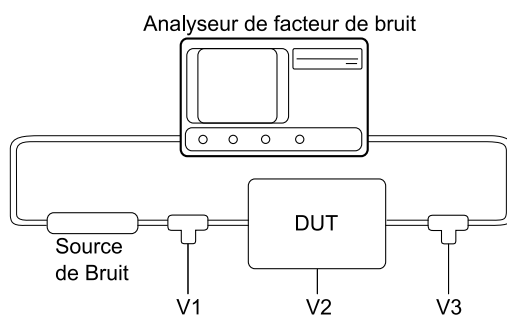


Figure II-25 : Schéma du banc de facteur de bruit. DUT pour dispositif sous test.

La mesure est faite à température ambiante soit 287 K. A 1 GHz, le facteur de bruit obtenu est de 4,2 dB.

7. Discussion

7.1. Résultats de mesures

Pour les mesures linéaires, on observe un bon accord entre mesures et simulations, avec une large couverture en impédance de 6,3 à 1120 Ω . De plus, l'accord en fréquence est correct avec une bande de fréquence relative de fonctionnement de 50% tout en conservant 50% de la couverture en impédance.

Les résultats des mesures non linéaires et du facteur de bruit sont plus mitigés : certes les résultats sont de l'ordre de grandeur de l'état de l'art, voir Tableau II-1, des dispositifs réalisés en technologie hybride. Mais pour une application en télécommunications, le bruit est trop fort pour envisager de placer le dispositif dans une chaîne de réception et la puissance maximale est trop faible pour le mettre dans une chaîne de transmission.

P. Sasaki et H. Hataoka proposent d'améliorer les propriétés de non linéarité en mettant en série deux varactors [122], ou en plaçant en série au varactor une capacité fixe. On peut ainsi espérer augmenter la puissance maximale tolérée par le dispositif de manière à avoir des performances convenables pour une chaîne de transmission. Cependant, en contre partie de cette amélioration des performances non-linéaires, on diminue l'accord en impédance du dispositif.

7.2. Etude de l'effet du facteur de qualité

Les caractéristiques linéaires, *i. e.*, l'accord en fréquence et surtout la couverture en impédance, sont fonctions des pertes dans les composants et donc fonctions du facteur de qualité défini dans l'équation (II.2). Pour comprendre les effets de ce facteur de qualité, une étude de la couverture en impédance du dispositif en fonction du facteur de qualité a été menée, ainsi qu'une étude de la forme des coefficients Γ et T en fonction de la fréquence pour différents facteurs de qualité.

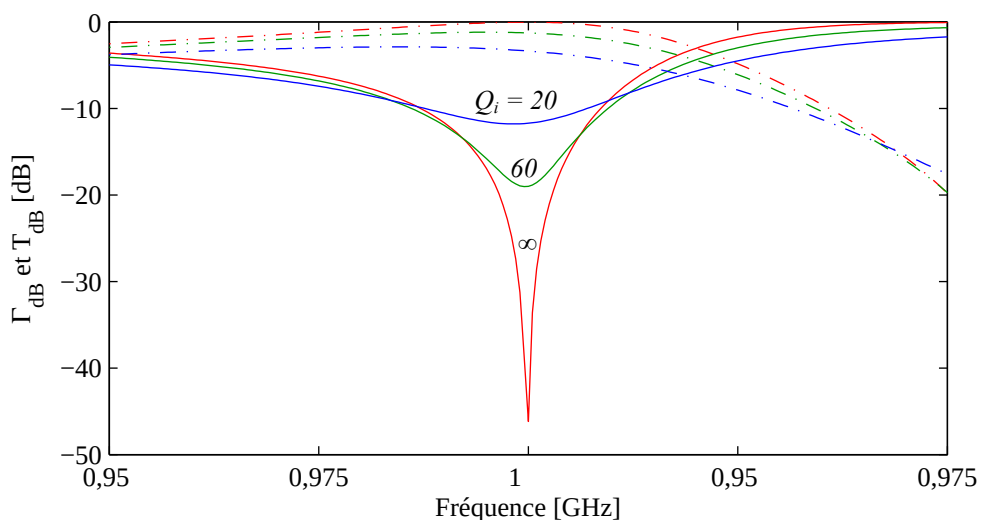


Figure II-26 : Simulations des coefficients de transmission en pointillé et de réflexion en trait plein en fonction du facteur de qualité de l'impédance accordable.

Dans l'équation (II.3), le facteur de qualité est défini en fonction d'une capacité C_i , une inductance L_i et une résistance R_i . L'inductance et la résistance sont deux paramètres fixes, et la capacité variable; le facteur de qualité est donc variable. Les facteurs de qualité indiqués sur la Figure II-26 sont calculés pour une capacité moyenne. Pour une inductance et une moyenne de capacités variables de valeurs fixées, différents facteurs de qualité de la Figure II-26 impliquent différentes résistances séries. Pour les simulations présentées dans cette sous-section, le rapport $\sqrt{L_i / C_i}$ moyen est pris égal à 200Ω et le ratio de la capacité maximum sur la capacité minimum égal à 5. Ces valeurs sont proches des valeurs de notre démonstrateur, la correspondance facteur de qualité moyen et résistance série est donnée dans le Tableau II-3.

Q_i	R_i
20	10Ω
60	$3,33 \Omega$
70	$2,86 \Omega$
∞	0Ω

Tableau II-3 : Correspondance entre la résistance série et le facteur de qualité moyen.

Le facteur de qualité des composants a un effet sur la qualité de l'adaptation. Ici avec un facteur de qualité de 60 et plus, le dispositif adapte les impédances de charge en respectant la relation (II.11), avec $x_T = 20 \text{ dB}$ et $x_T = 3 \text{ dB}$.

Sur les figures suivantes, le facteur de mérite correspond au nombre d'impédances adaptables suivant la conditions fixées dans l'équation (II.11), les pertes par insertion acceptées correspondent au x_T de la condition précédente et la moyenne des pertes par insertion est la moyenne du coefficient de transmission en décibel pour les impédances adaptables.

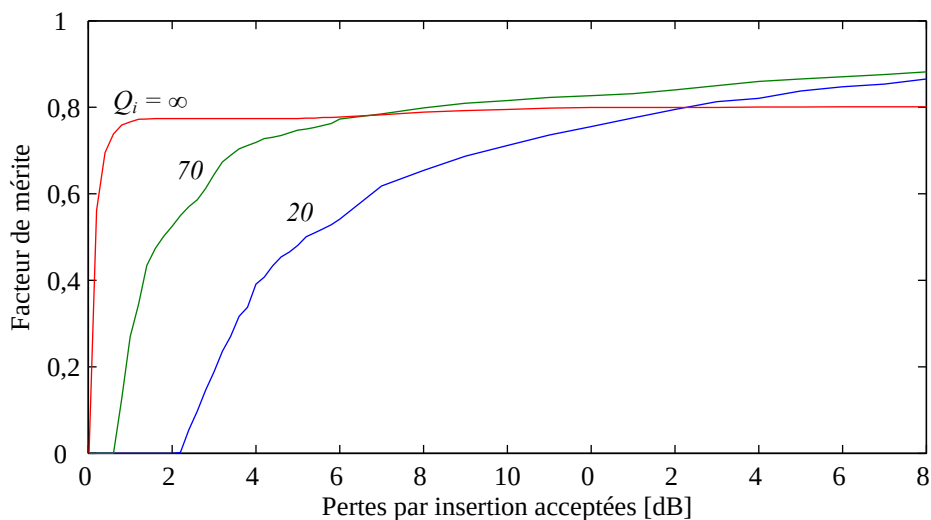


Figure II-27 : Simulations de l'effet du facteur de qualité sur le nombre d'impédance adaptable en fonction des pertes par insertion acceptées.

Sur les Figure II-27 et II-28, on peut constater qu'avec un facteur de qualité élevé, on a une grande couverture avec peu de pertes par insertion. Avec un facteur de qualité plus faible, une plus grande gamme d'impédances peut être couverte, mais avec de plus grandes pertes par insertion en moyenne. A la précédente remarque, on peut ajouter, qu'avec des composants parfaits, on n'obtient pas une couverture complète de l'abaque de smith. Les impédances à partie réelle forte sont difficilement adaptables. Les dispositifs à faible facteur de qualité y parviennent plus efficacement, si l'on accepte des pertes par insertion.

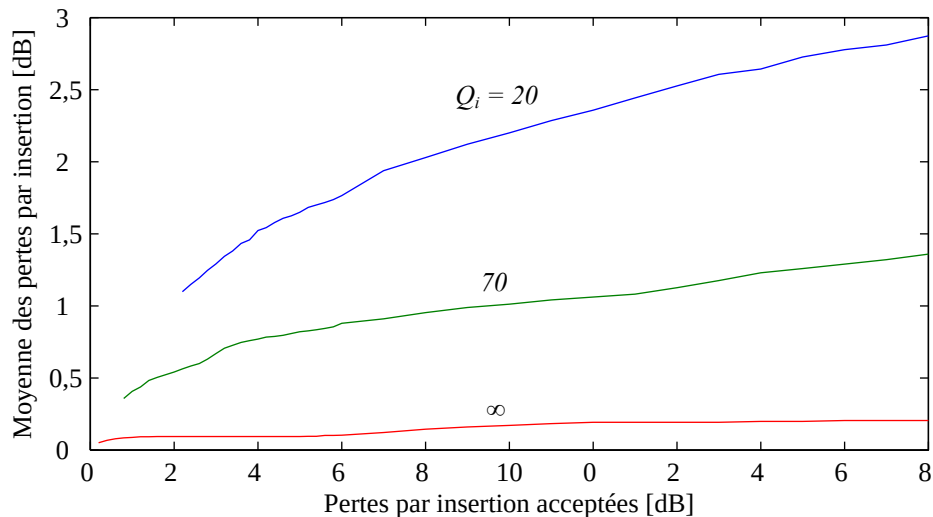


Figure II-28 : Simulations de l'effet du facteur de qualité sur la moyenne du des pertes par insertion en fonction des pertes par insertions acceptées.

Le facteur de qualité ne contraint pas l'adaptation, si tant est que l'on choisisse des conditions d'adaptation adéquates, *i. e.*, les x_r et x_t en accord au facteur de qualité. Deux conclusions sont à tirer de cela, premièrement que des composants à faible facteur de qualité ne permettront pas d'adapter pour des conditions sévères sur x_r et x_t , et deuxièmement que pour satisfaire une condition sur x_r et x_t données, il n'est pas utile de chercher des composants parfaits. Par exemple, dans notre cas, pour une réflexion maximum de -3 dB, des composants avec un facteur de qualité de 70 s'avèrent aussi efficaces que des composants avec un facteur de qualité infini.

Enfin, sur les lieux des impédances adaptables de la Figure II-5, la relation (II.11) est vérifiée, avec $x_r = 20$ dB et $x_t = 3$ dB. Mais la zone de couverture de l'abaque est diminuée à partir d'un certain facteur de qualité. Pour des conditions d'adaptation donnée, l'utilisation de composants à faible facteur de qualité va impliquer des concessions sur l'accord en impédance.

7.3. Perspective d'intégration

La topologie d'adaptateur d'impédance accordable proposée dans cette thèse, pourrait être une bonne candidate à la conception d'un dispositif en technologie intégrée. Son point fort étant les pertes et les dimensions du fait de l'utilisation de composants localisés. Un bémol peut être posé par les inductances qui sont volumineuses et ont de faibles facteurs de qualité.

D'après l'étude ci-dessus, les limitations des facteurs de qualité ne sont pas rédhibitoires, mais cela implique la nécessité de concession sur l'accord en impédance. Une étude a été menée pour la réalisation d'un dispositif avec la technologie intégré CMOS AMS 0,35 μm .

Les simulations d'une telle structure sont présentées Figure II-29.

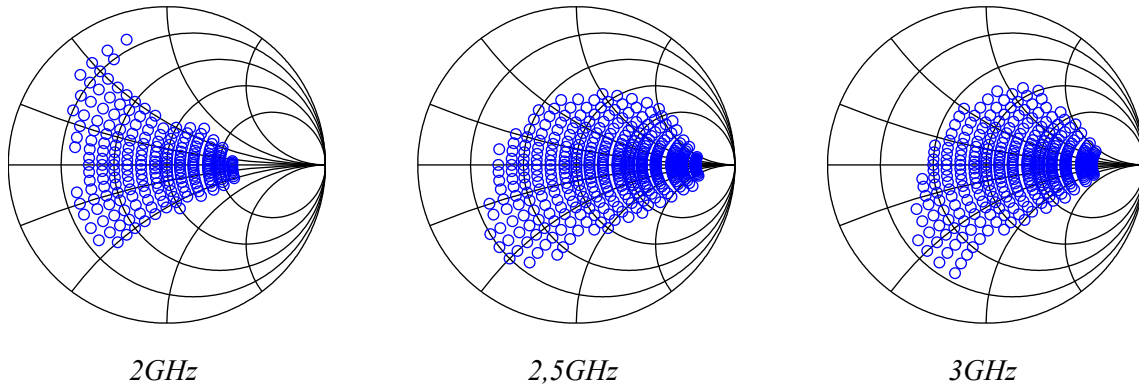


Figure II-29 : Abaque de Smith des simulations d'un dispositif en technologie CMOS AMS 0,35 μm .

Les simulations ont été faites pour une structure en Π pour un varactor de type CMOS (cvar1981fF) et des inductances en spirale (en série SP021S200T et en parallèle SP073S250T).

Seulement un quart de l'abaque de Smith est couvert, mais cette couverture est sur une bande de 1 GHz autour de la fréquence centrale à 2GHz.

De plus, on peut envisager de diminuer le nombre de composant en concevant un dispositif en L plutôt qu'en Π . A cela on peut combiner une des techniques proposées par P. Sasaki et H. Hataoka [122] pour améliorer les performances non linéaires.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude, la conception, la réalisation et la caractérisation d'un adaptateur d'impédance compact et accordable. Les premières conceptions d'adaptateurs d'impédances accordables sont relativement récentes, puisqu'elles datent d'une dizaine d'années. L'accord en impédance a amené des difficultés supplémentaires tant en conception qu'en caractérisation. Pour étudier ces nouvelles problématiques, l'adaptateur d'impédance bande étroite présenté dans ce chapitre avait comme objectif d'être largement accordable en fréquence et en impédance.

La conception d'un adaptateur d'impédance accordable commence par le choix d'un moyen de le rendre accordable. Dans cette étude, une inductance est mise en série à un varactor pour avoir une impédance variable équivalente à une inductance ou une capacité. Ensuite une étude succincte de la couverture en impédance de différentes structures en fonction de la fréquence et du facteur de qualité de l'impédance permet de sélectionner une topologie en Π pour minimiser les effets des pertes des composants montés en surface. Une modélisation électrique précise des composants a été nécessaire pour la conception et le dimensionnement du prototype. Un prototype a été réalisé en technologie hybride à base de composants discrets et de lignes coplanaires sur substrat RF. Pour caractériser le prototype une nouvelle méthode a été développée, simple à mettre en œuvre et prenant en compte les pertes. Enfin, pour caractériser complètement le dispositif un ensemble de mesures non-linéaires et une mesure de bruit ont été accomplis.

Une large couverture en impédance de 6,3 à 1120 Ω en module a été observée. De plus, l'accord en fréquence est bon avec une bande de fréquence relative de fonctionnement de 50% en conservant 50% de la couverture en impédance. Les mesures non-linéaires ont révélées des résultats de l'ordre de grandeur de l'état de l'art des dispositifs réalisés en technologie hybride. Pour une application en télécommunications, ces résultats ne sont pas satisfaisants, mais une solution, consistant à mettre en série un second varactor ou une capacité, permettrait d'améliorer les performances du démonstrateur.

Ainsi on peut envisager, en perspective, une conception d'un dispositif en technologie intégrée. Une étude a été menée en technologie CMOS AMS 0,35 μm : une concession sur l'accord en impédance doit être faite; seulement un quart de l'abaque de Smith est couverte.

Chapitre III :

Filtre réjecteur sans bande coupée parasite

Sommaire

1.	<i>Introduction</i>	78
2.	<i>Les filtres périodiques réjecteurs sans bandes parasites</i>	79
3.	<i>Etude d'un filtre coupe bande à structure périodique</i>	83
3.1.	Théorie des modes couplés	83
3.2.	Méthode de synthèse.....	86
3.3.	Modélisation électrique	87
4.	<i>Apodisation</i>	91
4.1.	Théorie.....	91
4.2.	Discussion.....	92
5.	<i>Réalisations et résultats</i>	95
5.1.	Structure de base.....	95
5.2.	Structures apodisées.....	96
5.3.	Multi coupe bande ou passe-bande.....	97
6.	<i>Vers un dispositif accordable</i>	99
6.1.	Structure avec un défaut dans la périodicité spatiale	99
6.2.	Structure avec défauts dans le plan de masse	102
7.	<i>Conclusion</i>	104

1. Introduction

Dans le chapitre précédent, une étude complète d'un adaptateur d'impédance accordable a été présentée, avec une caractérisation exhaustive du démonstrateur. Dans ce chapitre et le suivant, une étude plus prospective est faite d'un filtre accordable grâce à une commande optique. Dans ce but, une topologie particulière de filtre est investiguée, ainsi que ces potentialités d'accord en fréquence.

Nous nous plaçons dans le contexte précédemment évoqué des télécommunications multi-bandes et multi-standards. Les filtres accordables ont alors une place importante [123], car ils sont relativement nombreux et remplissent des fonctions indispensables. En effet, dans une chaîne classique d'émission/réception, on peut trouver des filtres passe-bande, passe-bas ou passe-haut, après l'antenne, ainsi qu'après chaque élément non linéaire, pour augmenter le rapport signal à bruit. De plus, on peut en trouver entre l'amplificateur de puissance et une antenne large bande pour coller au gabarit fixé par la norme d'émission et ne pas émettre dans les bandes adjacentes. Des filtres sélectifs permettent de récupérer, avant démodulation, uniquement la bande étroite de fréquences modulées. Enfin, les filtres réjecteurs permettent de supprimer des bandes parasites dans la bande passante, ou même hors, si la différence de puissances entre signaux utile et parasite est grande. Aussi, on trouve parfois des filtres de type réjecteur utilisés comme passe-bas ou passe-haut, en négligeant, à tort ou à raison, une des deux bandes passantes.

Avant la conception et la réalisation d'un filtre accordable présenté dans le chapitre suivant, nous étudions dans ce chapitre, une topologie de filtre originale : à savoir, un filtre réjecteur à base de structure périodique sans bandes rejetées parasites.

On considère pour cela une ligne de transmission dont l'impédance caractéristique varie périodiquement. Une onde qui se propage sur une ligne de transmission d'impédance caractéristique variable est en partie réfléchi continûment au cours de la propagation. Au bout d'une période, l'onde résultante est la somme des ondes réfléchies et de l'onde incidente. Les interférences d'une onde, dont la demi longueur d'onde égale la période de variation, sont destructives au bout d'une période, d'où une fonction de type réjecteur. Les variations d'impédances étant relativement faibles, les effets d'une telle structure deviennent conséquents en cumulant les périodes.

Ces dernières années, quelques équipes de scientifiques sont parties en quête d'une modulation particulière de l'impédance qui n'autoriserait qu'à une seule bande de fréquence de résonner et donc d'être réfléchi.

Grâce à une étude, utilisant la théorie des modes couplés, une modulation de l'impédance caractéristique est extraite, ainsi que les règles de conception d'un filtre réjecteur.

Ensuite, un ensemble de démonstrateur est caractérisé pour valider la partie théorique de cette étude. La fonction élémentaire a été testée, ainsi que d'autres fonctions. Avec cet ensemble de démonstrateurs et de fonctions, les potentialités de la fonction de réjection sont testées afin de préparer la conception d'une fonction accordable. Un filtre passe-bande, un filtre sélectif et un filtre réjecteur ont été réalisés et caractérisés.

2. Les filtres périodiques réjecteurs sans bandes parasites

Le dispositif que nous étudions dans ce chapitre fait partie des filtres réjecteurs de bande à base de structure périodique sur ligne microruban.

La structure périodique la plus simple est celle constituée de sauts d'impédance entre Z_{cmin} et Z_{cmax} sur une période Λ répétée N fois, représentée sur la Figure III-1.

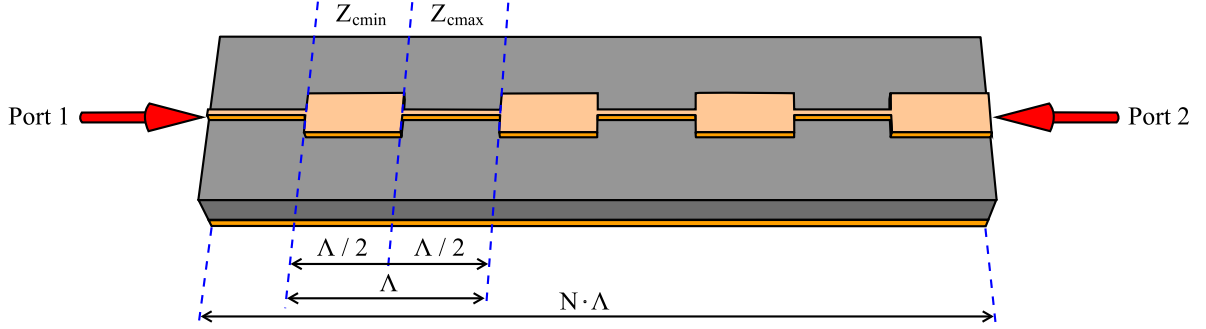


Figure III-1 : Ligne microruban, vue de dessus, d'un filtre à sauts d'impédances.

Avec cette topologie, l'onde est partiellement réfléchiée à chaque saut d'impédance. Ces réflexions sont destructives lorsqu'une période de variation de l'impédance caractéristique correspond à une demi longueur d'onde, modulo la longueur d'onde; d'où l'atténuation de certaines bandes dans la transmission. On définit alors la fréquence de Bragg comme la fréquence centrale de la première bande rejetée. Pour une structure de période spatiale Λ , la fréquence de Bragg est définie par :

$$f_0 = c_0 / (2\Lambda\sqrt{\varepsilon_m}), \quad (\text{III.1})$$

avec la permittivité effective moyenne ε_m définie, suivant T. Lopetegi *et al.* [125], comme

$$\varepsilon_m = \left(\frac{1}{\Lambda} \int_0^\Lambda \sqrt{\varepsilon_{eff}(z)} \cdot dz \right)^2, \quad (\text{III.2})$$

avec $\varepsilon_{eff}(z)$ la permittivité effective dans le guide d'onde suivant z , l'axe de propagation.

Une telle structure, avec 6,5 périodes et une impédance caractéristique variant de 28Ω à 90Ω , a donc des coefficients de diffraction de l'allure de ceux présentées en Figure III-2.

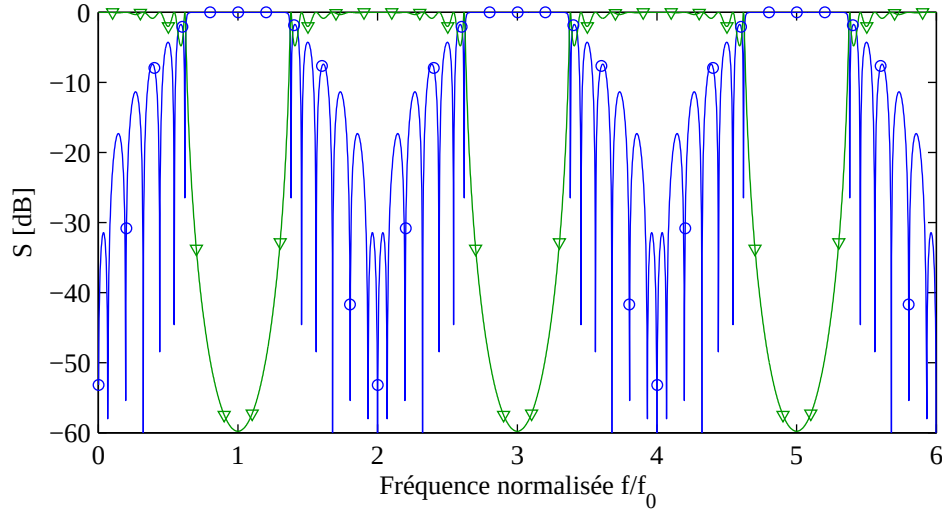


Figure III-2 : Paramètres S d'une structure périodique à saut d'impédances.
Légende : en $\circ$ bleu le coefficient de réflexion et en ∇ vert le coefficient de transmission

Les courbes de la Figure III-2 sont obtenues par des simulations de modèles électriques. La méthode de simulation et les modèles sont présentés dans la section suivante.

On observe bien sur la Figure III-2, que la bande rejetée autour de la fréquence de Bragg est répétée pour toutes les harmoniques impaires de la fréquence fondamentale.

Ces dernières années, quelques auteurs se sont interrogés sur une modulation particulière de l'impédance caractéristique dans la longueur du dispositif, qui permettrait à une seule bande de fréquence de résonner et donc d'être réfléchie [124]-[129]. En particulier, il y a trois publications qui proposent une modulation simple de l'impédance caractéristique pour réaliser une fonction coupe bande sans bandes harmoniques.

En 2001, D. Nesic et A. Nesic publiaient une fonction de l'impédance caractéristique [124] :

$$Z_c(z) = Z_0 - (Z_0 - Z_{c\min}) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right), \quad (\text{III.3})$$

pour $0 \leq z \leq \Lambda/2$ et

$$Z_c(z) = Z_0 + (Z_{c\max} - Z_0) \cdot \left| \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right) \right|, \quad (\text{III.4})$$

pour $\Lambda/2 \leq z \leq \Lambda$, avec z la variable dans la longueur, Z_c variant autour de $Z_0 = 50 \Omega$ entre une impédance maximale $Z_{c\max}$ et minimale $Z_{c\min}$ sur une période spatiale Λ .

La même année, T. Lopetegi *et al.* proposaient une variation de la largeur de la ligne [125] :

$$w(z) = w_{\text{moy}} \cdot \left(1 + \frac{m}{2} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right) \right), \quad (\text{III.5})$$

avec w_{moy} la largeur moyenne modulée d'une amplitude m sur une période spatiale Λ .

Enfin, en 2006, B. D. Hunt propose une fonction de l'impédance caractéristique [126] :

$$Z_c(z) = \frac{Z_{\text{cmax}} + Z_{\text{cmin}}}{2} + \frac{Z_{\text{cmax}} - Z_{\text{cmin}}}{2} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right) \quad (\text{III.6})$$

On peut observer sur la Figure III-3 l'allure des trois relations, précédemment citées, de l'impédance caractéristique suivant l'axe de propagation.

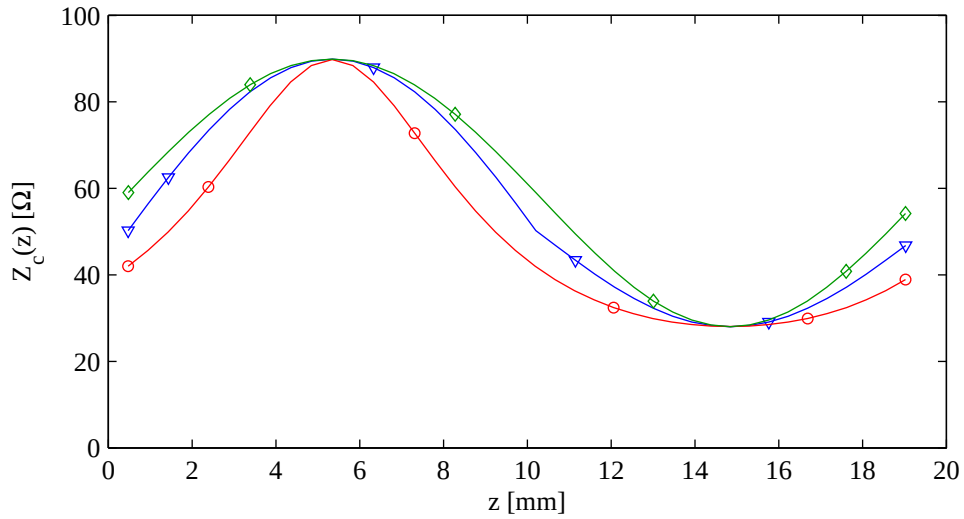


Figure III-3 : Impédances caractéristiques des trois fonctions sur une période. Légende : Les fonctions proposées par A. Nesic et al. en o rouge T. Lopetegi et al. en $\diamond$ vert, et B. Hunt en ∇ bleu.

Pour la Figure III-3, les impédances caractéristiques minimale et maximale sont, respectivement, 28 et 90 Ω . La période indiquée est telle que la fréquence de Bragg est de 5 GHz.

Pour tracer les coefficients de réflexion de la Figure III-4, la période est choisie pour couper à 5 GHz de fréquence centrale, le dispositif compte 6,5 périodes et l'impédance caractéristique varie de 28 Ω à 90 Ω . La méthode de simulation est présentée dans la section suivante.

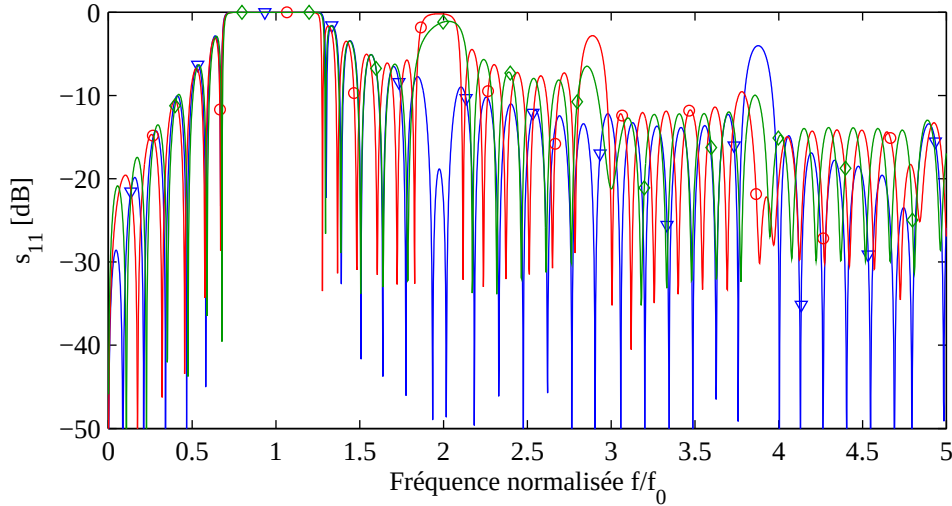


Figure III-4 : Comparaisons des coefficients de réflexion suivant les trois fonctions de l'impédance caractéristique. Légende : Les fonctions proposées par A. Nesic et al. en o rouge T. Lopetegi et al. en $\diamond$ vert, et B. Hunt en ∇ bleu.

Seuls les coefficients de réflexion sont représentés en Figure III-4, car ils suffisent à illustrer l'apparition des lobes harmoniques.

Ces trois fonctions de l'impédance caractéristique atténuent fortement les résonances harmoniques mais ne les suppriment pas, comme on peut le constater en observant les coefficients de réflexion Figure III-4.

Nous allons donc, dans la section suivante, nous attarder sur l'étude théorique de la propagation d'une onde électromagnétique dans une structure périodique dans le but d'extraire une fonction de l'impédance caractéristique qui supprimerait complètement les résonances parasites de l'onde dans la structure.

3. Etude d'un filtre coupe bande à structure périodique

Dans cette section, nous faisons l'étude de la périodisation d'une ligne de transmission à impédance caractéristique variable. Pour faire l'étude de structures périodiques, la théorie des modes couplés, présentée dans la première sous-section, se révèle être particulièrement efficace. A partir de cette étude théorique, une méthode de synthèse d'un filtre coupe bande est extraite dans la sous-section suivante. Pourtant cette étude ne permet pas de prendre en compte tous les critères de conception habituels d'un filtre. Entre autres, les effets des pertes sont étudiés grâce à une simulation électrique de la structure développée dans la dernière sous-section.

3.1. Théorie des modes couplés

Avec le formalisme de la théorie des modes couplés, peuvent exister plusieurs modes de propagation dans une structure donnée; chacun défini par une constante de propagation fonction de la fréquence de l'onde mais constant dans toute la structure [131]-[133]. Ainsi une variation périodique sur un élément d'un guide d'onde est une perturbation qui induit un couplage entre les modes de propagation non perturbés dans le dit guide d'onde. Dans le cas d'une ligne de transmission à permittivité effective variable, deux modes, propagatif et contrapropagatif, peuvent se propager avec pour amplitudes normalisées $a^+(z)$ et $a^-(z)$, voir Figure III-5.

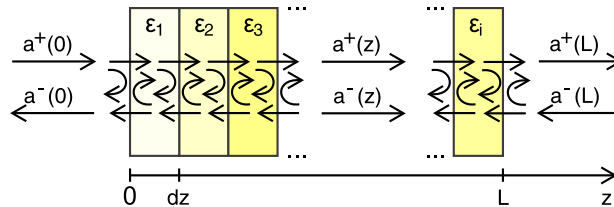


Figure III-5 : Schéma de la propagation d'une onde dans une structure à permittivité variable.

On considère un guide d'onde dont la permittivité effective varie autour d'une permittivité moyenne tel que :

$$\varepsilon(z) = \varepsilon_m + \Delta\varepsilon \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right) \quad (\text{III.7})$$

Le cas simple d'une variation sinusoïdale de la permittivité effective peut être facilement adapté à n'importe quel autre cas dont on peut exprimer la permittivité en série de fourrier.

Dans le cas de faibles variations où l'on néglige les effets des dérivées secondes des champs, d'après I. Arnedo *et al.* [131], les équations d'ondes s'écrivent :

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a^+(z) \\ a^-(z) \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} \beta & -\kappa \\ \kappa & -\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^+(z) \\ a^-(z) \end{bmatrix}, \quad (\text{III.8})$$

avec

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\epsilon_m} / c_0, \quad (\text{III.9})$$

où β est la constante de propagation, c_0 la vitesse de la lumière dans le vide, et κ le coefficient de couplage.

Ces équations ont une solution de la forme [131-131] :

$$\begin{bmatrix} a^+(z) \\ a^-(z) \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} \cosh(\gamma z) + j \frac{\delta}{\gamma} \sinh(\gamma z) & j \frac{\kappa}{\gamma} \sinh(\gamma z) \\ -j \frac{\kappa^*}{\gamma} \sinh(\gamma z) & \cosh(\gamma z) - j \frac{\delta}{\gamma} \sinh(\gamma z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^+(0) \\ a^-(0) \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

avec $\gamma^2 = |\kappa|^2 + \delta^2$ et $\delta = \beta - \pi / \Lambda$.

On identifie les amplitudes normalisées des ondes grâce à la Figure III-5, avec la longueur totale L du dispositif égale au nombre N de périodes fois la longueur d'une période Λ :

$$\begin{bmatrix} a^+(0) & a^-(0) \\ a^-(N \cdot \Lambda) & a^+(N \cdot \Lambda) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \end{bmatrix}, \quad (\text{III.11})$$

A partir de l'équation (III.10), en identifiant les amplitudes normalisées données par l'équation (III.11), on déduit les coefficients de diffraction qui s'écrivent :

$$S = \begin{bmatrix} \frac{-j\kappa \sinh(\gamma N\Lambda)}{\gamma \cosh(\gamma N\Lambda) + j\delta \sinh(\gamma N\Lambda)} & \frac{\gamma}{\gamma \cosh(\gamma N\Lambda) + j\delta \sinh(\gamma N\Lambda)} \\ \frac{\gamma}{\gamma \cosh(\gamma N\Lambda) + j\delta \sinh(\gamma N\Lambda)} & \frac{-j\kappa \sinh(\gamma N\Lambda)}{\gamma \cosh(\gamma N\Lambda) + j\delta \sinh(\gamma N\Lambda)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Enfin, il reste à déterminer le coefficient de couplage κ . Le coefficient de couplage est défini par l'intégrale de recouvrement du vecteur de Pointing des champs dus à la variation dans la structure divisée par le vecteur de Pointing des champs totaux [131]. Dans notre cas particulier le paramètre sur lequel nous allons appliquer une variation est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. Pour déterminer la valeur du coefficient de couplage par rapport à l'impédance caractéristique, on définit les amplitudes normalisées du champ en fonction des tensions, courants et des impédances caractéristiques, dans une ligne de transmission, selon la définition des "traveling-waves" [134] :

$$\begin{bmatrix} a^+(z) \\ a^-(z) \end{bmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{Z_c(z)}} \begin{bmatrix} V(z) + Z_c(z) \cdot I(z) \\ V(z) - Z_c(z) \cdot I(z) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

On injecte ces nouveaux paramètres dans l'équation (III.10). En posant, suivant la théorie des modes couplés, que les tensions et courants ne sont fonctions de z que de part leurs propagations. On en déduit que le coefficient de couplage est une série de Fourier dont les éléments s'expriment :

$$\kappa_n = -j \cdot \frac{1}{\Lambda} \cdot \int_{\Lambda} j \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{Z_c(z)} \cdot \frac{dZ_c(z)}{dz} \cdot e^{j \frac{2\pi}{\Lambda} \cdot n \cdot z} \cdot dz, \quad (\text{III.14})$$

κ_n étant le $n^{\text{ième}}$ coefficient d'une série de Fourier. En constatant que ce coefficient est fonction de l'impédance caractéristique $Z_c(z)$ sous une forme dérivée d'un logarithme népérien, la fonction de l'impédance caractéristique doit être de forme exponentielle de sinus pour qu'un seul coefficient de la série de Fourier du coefficient de couplage existe.

C'est pourquoi nous proposons comme fonction de l'impédance caractéristique :

$$Z_c(z) = Z_m \cdot \exp\left(\ln(r) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right)\right), \quad (\text{III.15})$$

avec $\ln$ la fonction logarithme népérien. Cette équation peut être mise sous la forme :

$$Z_c(z) = Z_m \cdot r^{\sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right)}, \quad (\text{III.16})$$

avec l'impédance caractéristique moyenne Z_m :

$$Z_m = \sqrt{Z_{c\max} \cdot Z_{c\min}}, \quad (\text{III.17})$$

et r la raison :

$$r = \sqrt{Z_{c\max} / Z_{c\min}}. \quad (\text{III.18})$$

Grâce aux équations (III.14) et (III.16), on calcule le coefficient de couplage :

$$\kappa = -\frac{\pi \cdot \ln(r)}{2 \cdot \Lambda} \quad (\text{III.19})$$

Ainsi, les coefficients de diffraction sont simulés, voir Figure III-6.

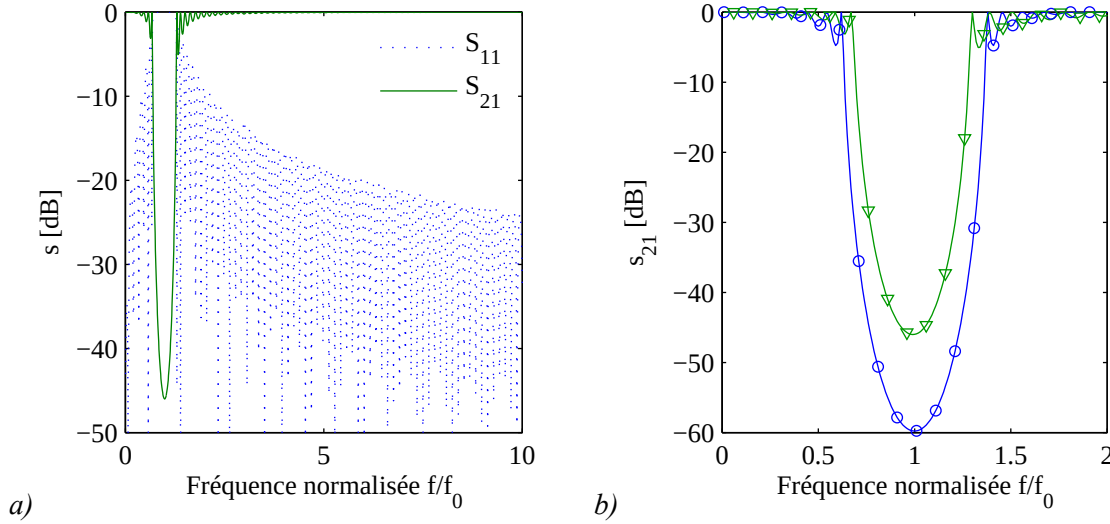


Figure III-6 : Paramètres S pour une structure à variation de l'impédance en exponentiel de sinus (a) et comparaison du coefficient de transmission avec celui d'une structure à saut d'impédances (b).
Légende (b) : une structure à saut d'impédance en o bleu et l'autre en ∇ vert.

Pour tracer les courbes de la Figure III-6, le dispositif compte 6,5 périodes. L'impédance caractéristique est comprise entre Z_{cmin} et Z_{cmax} , respectivement 28 et 90 Ω .

La fonction de l'impédance caractéristique, proposée ici, n'engendre qu'une seule bande rejetée sur une bande de 10 fois la fréquence centrale, cf. Figure III-6 (a). Mais cela ne se fait pas sans compromis sur la réjection. En effet, une comparaison avec la structure à saut d'impédance, pour un même couple maximum et minimum de l'impédance caractéristique montre que l'atténuation est réduite de 14 dB, voir Figure III-6 (b).

3.2. Méthode de synthèse

La synthèse d'un filtre réjecteur nécessite de pouvoir définir les paramètres physiques, tels que, pour une ligne microruban, la variation de la largeur de ligne, la périodicité spatiale et le nombre de périodes, à partir des paramètres spectraux voulus comme la fréquence centrale de réjection f_0 , la largeur de la bande rejetée $\Delta f/f_0$, ainsi que l'atténuation maximale dans la bande rejetée S_{21min} .

Le substrat fixe l'épaisseur et la permittivité relative du diélectrique. La fréquence centrale du filtre étant la fréquence de Bragg donnée théoriquement par l'équation (III.1), la périodicité spatiale est définie par :

$$\Lambda = \frac{c_0}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_m}} \quad (III.20)$$

En définissant la bande de fréquence rejetée comme la bande entre les deux plus proches 0 de transmission autour de la fréquence centrale, on obtient, à partir de l'équation (III.12), l'équation de la bande relative :

$$\ln(r) = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (III.21)$$

En imposant, de manière arbitraire, l'impédance caractéristique moyenne Z_m à 50Ω , on détermine $Z_{\max}$ et $Z_{\min}$ en faisant, respectivement, le produit et le quotient des équations (III.17) et (III.18).

Enfin, le maximum de réflexion est atteint pour la fréquence égale à la fréquence de Bragg f_0 . En calculant la transmission en décibel à cette fréquence, on extrait le minimum de transmission, ou l'atténuation maximale :

$$S_{21\min} = 20 \cdot \log(0.5) + 10\pi \cdot N \cdot \log(r) \text{ [dB]}. \quad (\text{III.22})$$

Ce minimum est une fonction de la raison r déterminée grâce à (III.21), et du nombre de périodes N . L'atténuation maximale souhaitée impose donc le nombre de périodes N .

Il est à remarquer que l'équation (III.16) donne la variation de l'impédance; la largeur de la ligne est déduite numériquement [135].

En résumé, le substrat étant fixé, la synthèse d'un filtre réjecteur à variation périodique de l'impédance caractéristique, suivant l'équation (III.16), commence par la détermination de la périodicité spatiale grâce à l'équation (III.20). Les impédances caractéristiques sont imposées par la bande de fréquence rejetée dans l'équation (III.21). Enfin le nombre de périodes est fonction de l'atténuation maximale voulue, grâce à l'équation (III.22).

3.3. Modélisation électrique

Les modèles analytiques permettent d'extraire des règles de conception, mais pour optimiser les réalisations, en particulier, pour optimiser en fonction des pertes, une modélisation électrique s'impose.

Une ligne à impédance caractéristique variable est modélisée par une concaténation de ligne à impédance fixe. La structure périodique est discrétisée en morceaux de lignes de transmission, comme le montre la Figure III-7 de manière exagérée.

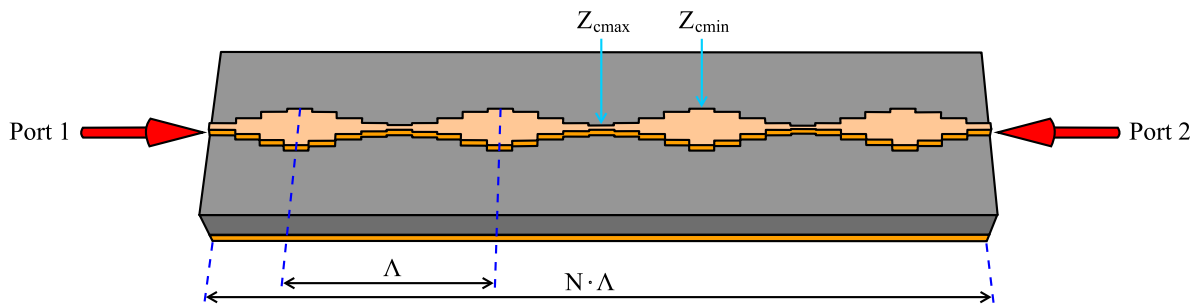


Figure III-7 : Discrétisation de la ligne de transmission.

Une ligne de transmission de longueur L_i , d'impédance caractéristique Z_{ci} et constante de propagation β_i , est modélisée par une matrice ABCD [135] :

$$ABCD_i = \begin{bmatrix} \cos(\beta_i L_i) & j \cdot Z_{ci} \cdot \sin(\beta_i L_i) \\ j \cdot \sin(\beta_i L_i) / Z_{ci} & \cos(\beta_i L_i) \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

La concaténation des lignes se fait par la multiplication de leurs matrices ABCD. La variation entre deux lignes étant faible, les effets parasites dus aux sauts d'impédances sont négligés. Grâce aux formules de passage de D. Frickey [136], les coefficients de diffraction sont calculés à partir la matrice ABCD de la structure.

Plus le pas de discrétisation est fin, plus le saut d'impédances caractéristiques est faible, et donc les effets sont négligeables. Ainsi, un pas de discrétisation donné implique une erreur sur les coefficients de diffraction qui diminue avec la taille du pas, *i. e.*, avec le nombre de points de discrétisation.

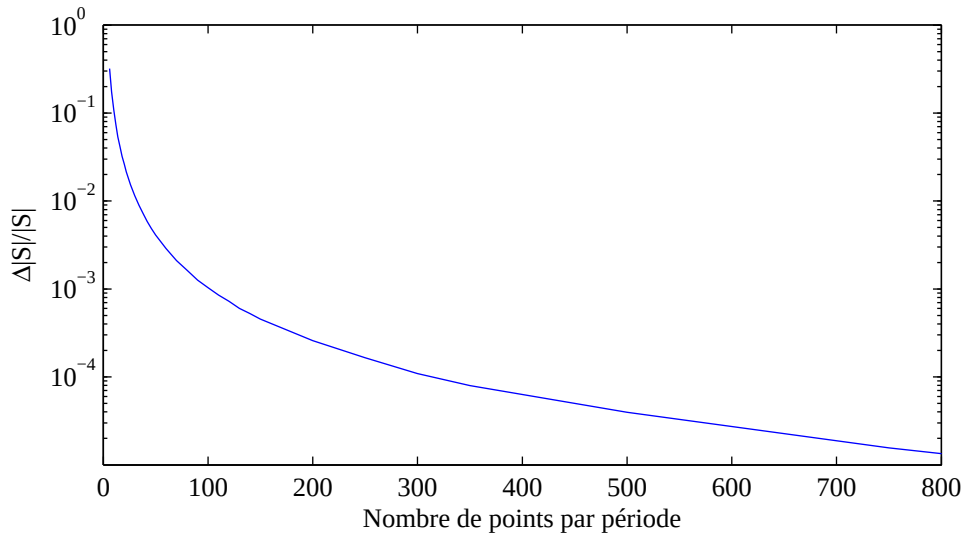


Figure III-8 : Erreur sur la transmission en fonction du pas de discrétisation.

Pour calculer l'erreur relative sur le coefficient de transmission, une simulation avec une discrétisation de 5000 points par périodes est prise comme référence.

Il est à remarquer que l'erreur relative sur les coefficients de diffraction tracé en Figure III-8, est calculée uniquement pour les nombres pairs de points par période. Dans le cas de nombres impairs, la courbe d'erreur est altérée d'un ordre de grandeur environ.

A partir de 32 points par période, l'erreur relative sur le coefficient de transmission est inférieure au pourcent. Dans ce manuscrit, les simulations présentées sont faites avec 40 points par périodes, ainsi l'erreur relative sur les coefficients de diffraction vaut 5%.

De plus, un échantillonnage d'une fonction continue entraîne une périodisation du spectre à toutes les harmoniques de la fréquence d'échantillonnage. Cela a pour conséquence, dans notre cas, une répétition spectrale des coefficients de diffraction à des fréquences proportionnelles aux nombres de points par périodes. L'observation d'une bande coupée, dans notre cas à 40 fois la fréquence centrale du filtre, n'est due qu'à un effet de la discrétisation des lignes de transmission.

Cette méthode de simulation a le grand avantage de permettre la prise en compte des pertes diélectriques et conductrices par le biais des coefficients d'atténuation :

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (\text{III.24})$$

Ces coefficients d'atténuation sont donnés par des formules empiriques; les simulations présentées dans ce chapitre utilisent les formules de R. A. Pucel *et al.* [137].

La matrice $ABCD_i$ d'une ligne de transmission à perte s'écrit alors [135] :

$$ABCD_i = \begin{bmatrix} \cosh((\alpha_i + j\beta_i) \cdot L_i) & Z_{ci} \cdot \sinh((\alpha_i + j\beta_i) \cdot L_i) \\ \sinh((\alpha_i + j\beta_i) \cdot L_i) / Z_{ci} & \cosh((\alpha_i + j\beta_i) \cdot L_i) \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Comme nous venons de le voir, la méthode de simulation électrique a pour avantage de permettre la simulation des pertes. Il faut ajouter à cela que cette méthode est plus simple d'utilisation que la théorie des modes couplés; en effet, grâce à une modélisation électrique n'importe quelle variation de l'impédance caractéristique peut être simulée, même lorsque que le coefficient de couplage est difficile à déterminer comme dans le cas d'une variation suivant la fonction proposée par D. Nesic et A. Nesic [124].

De plus, la théorie des modes couplés a deux autres limites qui n'existent pas avec une modélisation électrique. Premièrement, dans le développement de la théorie des modes couplés fait précédemment, une approximation est faite en négligeant les effets des dérivées secondes des champs dans l'équation d'ondes (III.8). Cette approximation se révèle être, dans la majorité des cas, justifiée. Mais dans les cas de fortes variations de l'impédance caractéristique, la fréquence centrale de la bande rejetée est décalée, l'atténuation est plus grande et la bande est plus large que ce qui est attendu théoriquement. Deuxièmement, l'impédance caractéristique moyenne est choisie arbitrairement à 50Ω . Cette valeur a le grand avantage de référencer les résultats de simulation de la théorie des modes couplés à l'impédance de 50Ω . Dans les autres cas, un changement d'impédance de référence est nécessaire.

La modélisation électrique nous affranchit de ces désagréments.

Grâce à cette méthode, est faite une étude de l'influence du déphasage ϕ de la périodicité sur l'atténuation maximale. On écrit l'équation (III.16) pour prendre en compte un déphasage à l'origine :

$$Z_c(z) = Z_m \cdot r^{\sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda}z + \phi\right)} \quad (\text{III.26})$$

Pour faire l'étude en Figure III-9, la période est choisie pour couper à 5 GHz de fréquence centrale et le dispositif compte 6 périodes. L'impédance caractéristique est comprise entre Z_{cmin} et Z_{cmax} , respectivement 28 et 90Ω .

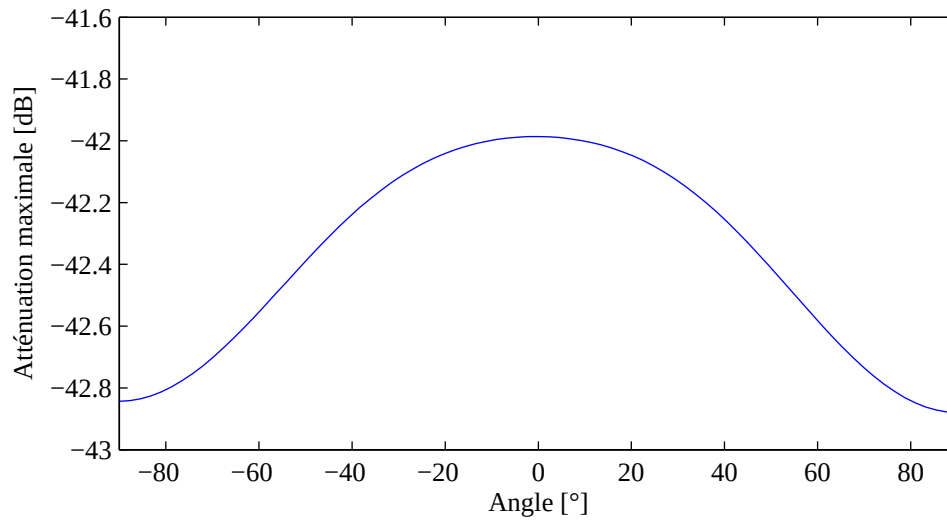


Figure III-9 : Effet de l'angle de départ sur l'atténuation maximale.

Sur la Figure III-9, on peut observer que l'atténuation est maximale pour un angle de plus ou moins 90° ou $\pi/2$ radians. On a donc un maximum d'atténuation pour une structure symétrique.

4. Apodisation

L'étape d'apodisation permet une amélioration de l'adaptation, dans la bande passante, du dispositif aux ports d'entrée et de sortie.

4.1. Théorie

Plusieurs fenêtres d'apodisation sont envisageables. S. Y. Huang et Y. H. Lee [138] font état des fonctions de fenêtrage communément utilisées. L'ensemble des fenêtres testées, dans le cadre de notre étude, est présenté dans le Tableau III-1.

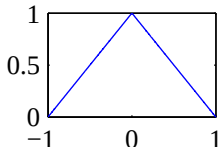
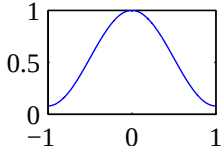
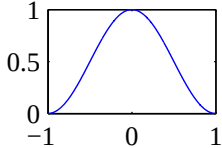
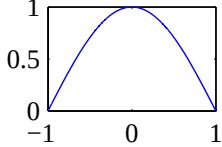
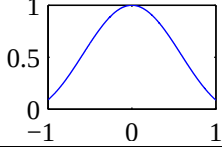
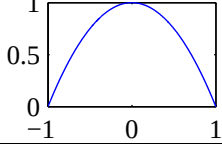
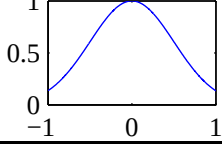
Type	Fonction	Représentation
Bartlett	$1 - x $	
Hamming	$0.54 + 0.46 \cos(\pi x)$	
Hanning	$\cos^2(\pi x / 2)$	
Cosinus	$\cos(\pi x / 2)$	
Kaiser-Bessel	$I_0 \left(4\sqrt{1 - (2x)^2} \right) / I_0(4)$	
Welch	$1 - \frac{x^2}{1}$	
Gaussienne	$\exp(-x^2 / (2\sigma^2))$	

Tableau III-1: Les fenêtres d'apodisation, avec I_0 fonction de Bessel modifiée de première espèce et σ l'écart type de la gaussienne.

L'apodisation peut être appliquée à l'ensemble de la structure ou seulement sur quelques périodes aux niveaux des accès.

Une fenêtre d'apodisation est appliquée à la variation de l'impédance caractéristique :

$$Z_c(z) = Z_m \cdot r^{f(z) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right)} \quad (\text{III.27})$$

4.2. Discussion

Avant de faire une étude de l'efficacité des différentes fonctions de fenêtrage, sont définies, sur la Figure III-10, l'atténuation maximale A0 dans la bande rejetée et la réflexion maximale R dans la bande passante.

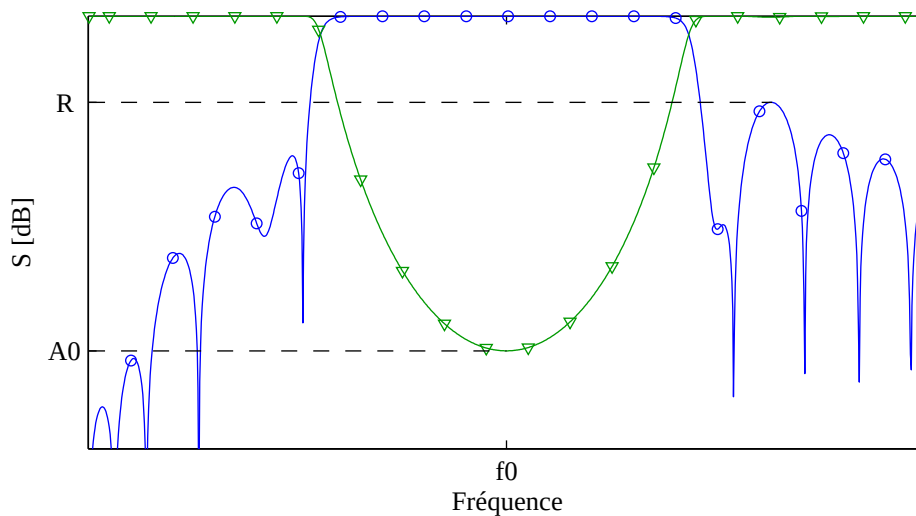


Figure III-10 : Paramètres S.

Légende : les coefficients en o bleu de réflexion et en ∇ vert de transmission.

Il est à remarquer que dans le cas d'une structure avec une apodisation, la réflexion maximale dans la bande passante n'est pas obligatoirement sur le premier lobe autour de la bande rejetée.

Les simulations présentées Figure III-11 sont réalisées pour des variations d'impédances entre 28 et 90 Ω , sur 6,5 périodes et avec une fréquence de Bragg de 5 GHz. Aussi seulement les résultats de trois fonctions sont présentés, à savoir, la fonction de Welch, de Bartlett, et la fonction cosinus; les résultats des fonctions Welch et cosinus bornent les autres résultats.

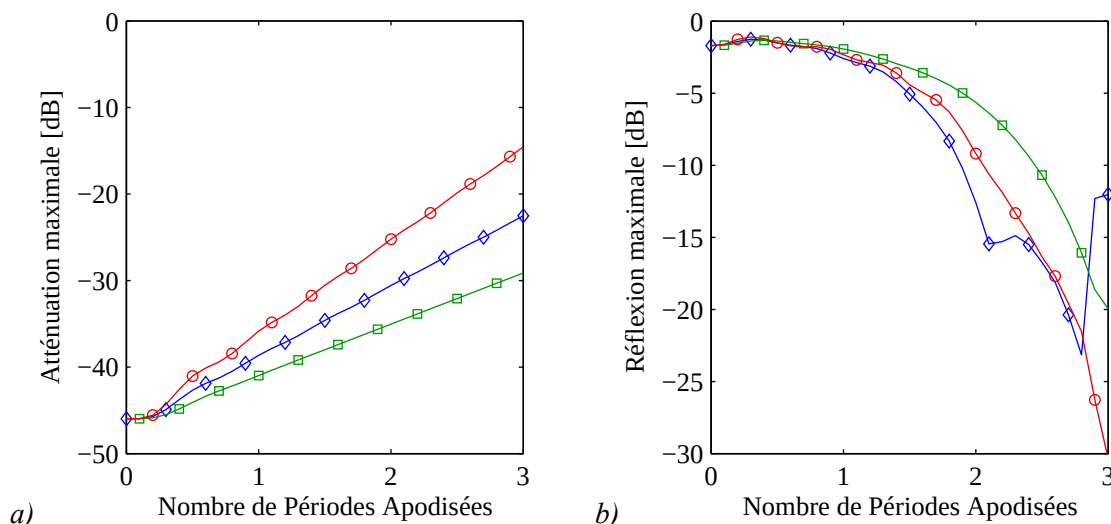


Figure III-11 : Effet du nombre de période d'apodisation sur l'atténuation maximale (a) et sur la réflexion maximale (b). Légende : en $\square$ vert cosinus, en $\diamond$ bleu Bartlett et en $\circ$ rouge Welch.

L'apodisation permet de diminuer la réflexion maximale dans la bande passante, mais, en contre partie, elle atténue l'atténuation maximale dans la bande rejetée. Un compromis est alors à trouver sur la fonction d'apodisation et sur le nombre de périodes de l'apodisation, comme le montre la Figure III-11.

La constatation faite sur la détérioration de l'atténuation maximale au profit d'une meilleure adaptation dans la bande passante, ne permet pas de juger l'efficacité d'une fonction par rapport à une autre; en effet, meilleure l'adaptation est, plus dégradée est l'atténuation.

Pour cela, la Figure III-12 visualise la réflexion maximale en fonction de l'atténuation maximale.

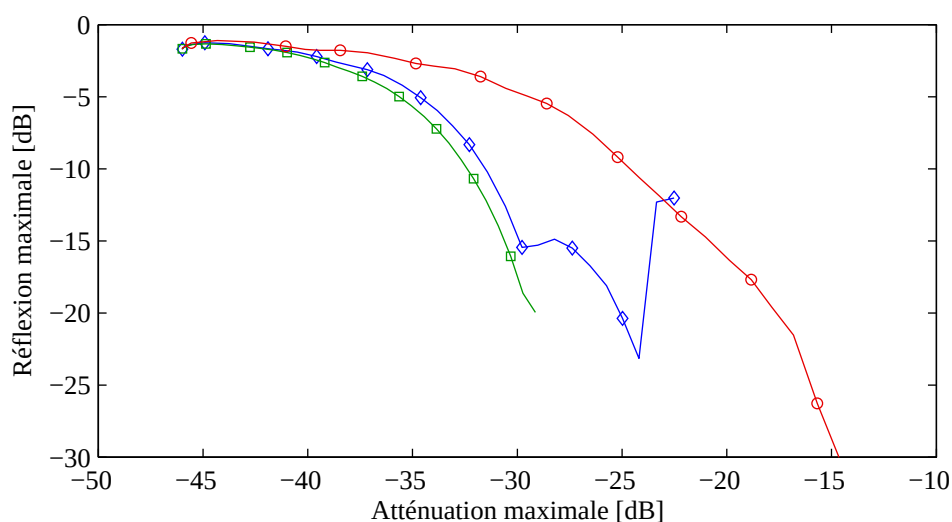


Figure III-12 : Efficacité de l'apodisation.

Grâce à ce type de courbes, cf. Figure III-12, on peut constater que la fonction d'apodisation cosinus permet d'améliorer l'adaptation en minimisant les effets sur l'atténuation. Il est à noter que la fonction de Bartlett a des résultats très proches.

La différence de résultats entre les fenêtres de Bartlett et cosinus étant relativement mince, le choix du fenêtrage s'est portée sur la fonction la plus simple à mettre en oeuvre, à savoir, la fonction de Bartlett.

Sur la Figure III-13, les simulations sont faites pour des variations d'impédances entre 28 et 90 Ω , sur 6,5 périodes et avec une fréquence de Bragg de 5,5 GHz.

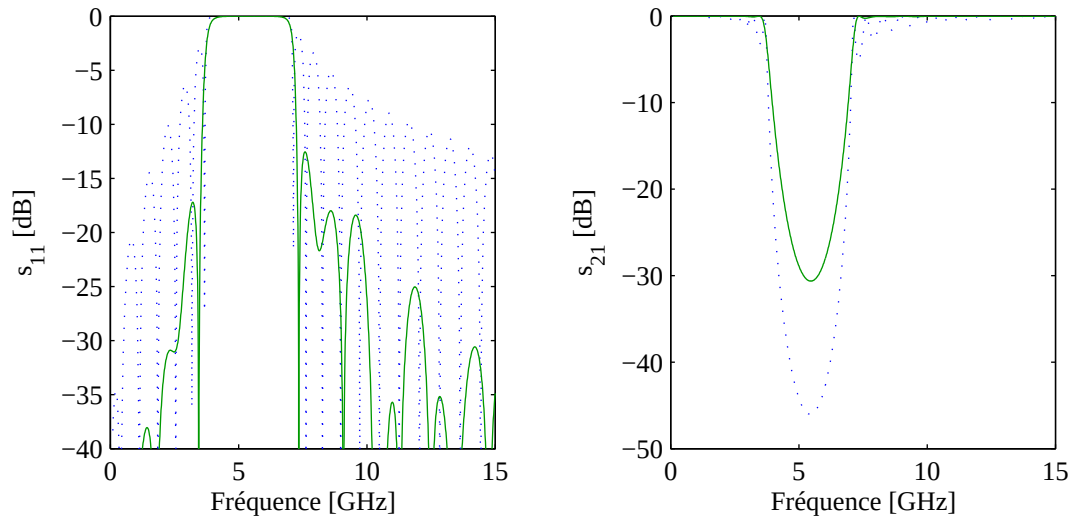


Figure III-13 : Paramètres S de structures avec et sans apodisation.

Légende : en trait plein vert avec apodisation et en pointillé bleu sans apodisation.

Une apodisation améliore l'adaptation; l'adaptation est supérieure à 10 dB. Mais elle détériore l'efficacité de la fonction de réjection; dans le cas de notre démonstrateur l'atténuation maximale est diminuée de 16 dB.

En résumé, la fonction d'apodisation la plus efficace est la fonction cosinus. Le nombre de périodes d'application de l'apodisation implique un compromis à faire entre l'amélioration de l'adaptation et la détérioration de l'efficacité du filtre. Un abaque de l'atténuation maximale en fonction de la réflexion maximale, comme celui de la Figure III-12, permet de visualiser simplement le compromis à faire.

5. Réalisations et résultats

Dans le but de valider la partie théorique de cette étude, un ensemble de démonstrateurs est réalisé.

Les démonstrateurs sont réalisés sur un substrat de Rogers Corporation RO4003CTM. Ce substrat est caractérisé par une permittivité relative de 3,38, une tangente de pertes de 0,021, une épaisseur de diélectrique de 813 μm , et une épaisseur de cuivre de 35 μm .

Les étapes de réalisation sont celles des circuits imprimés de l'électronique classique, déjà décrites dans le chapitre précédent.

Un démonstrateur de filtre réjecteur, dans un premier temps, suivi d'une structure apodisée, sont conçus, réalisés et caractérisés.

Enfin un dernier démonstrateur utilise, de manière dérivée, la fonction de variation de l'impédance caractéristique de l'équation (III.16), pour obtenir une autre fonction; deux filtres coupes bandes sont associés pour obtenir une fonction de transfert du type passe-bande.

5.1. Structure de base

Un filtre réjecteur de bande est réalisé pour une fréquence centrale f_0 de 5,5 GHz, une bande de rejection Δf de 3,4 GHz et une atténuation maximale supérieure à 40 dB. Ces caractéristiques ont conduit aux propriétés physiques suivantes : une périodicité spatiale de 17,3 mm, un nombre de périodes de 6,5, d'où une longueur totale du dispositif de 112 mm, une impédance caractéristique allant de 28 à 90 Ω d'où des largeurs de lignes comprises entre 4,30 et 0,67 mm, comme le montre la Figure III-14.

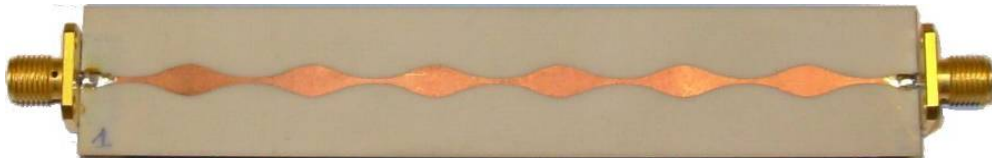


Figure III-14 : Photographie du démonstrateur d'un filtre réjecteur à structure périodique.

Les mesures sont réalisées avec un analyseur vectoriel de réseau HP8510C. Pour réaliser les mesures, le dispositif est connecté en SMA. Les mesures sont calibrées par une méthode SOLT, garantissant une impédance de référence de mesures égale à 50 Ω aux bornes des connecteurs SMA.

Jusqu'à 10 GHz, les simulations sont très proches des mesures, comme on peut l'observer sur la Figure III-15. Après cette fréquence, il a été confirmé par mesures que les effets des connecteurs SMA utilisés sur le démonstrateur ne sont pas négligeables. De plus, dans nos simulations, une hypothèse de modélisation est que le mode de propagation dans les lignes de transmission est TEM; cette hypothèse a probablement aussi des conséquences sur le fait que les courbes de simulations et de mesures ne collent pas parfaitement aux hautes fréquences.

Sur la Figure III-15, on peut observer des pentes, prises pour les coefficients de transmission entre -3 et -35 dB, de 340 dB par décade et une atténuation maximale de 48 dB.

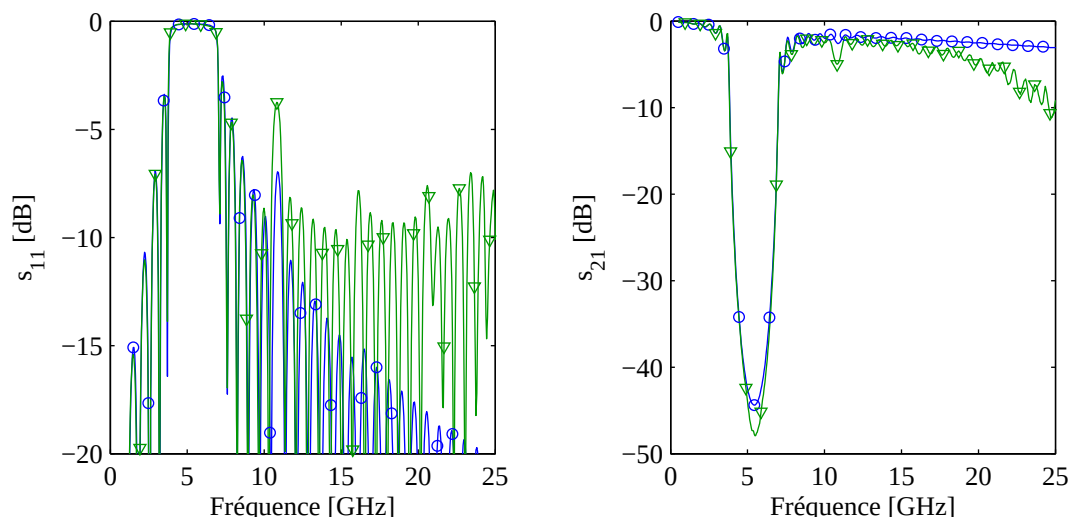


Figure III-15 : Paramètres S , simulations en $\circ$ bleu et mesures en ∇ vert.

Certains paramètres des simulations présentées sur la Figure III-15 sont ajustés pour que les résultats de simulations soient au plus proche des résultats de mesures. Les impédances caractéristiques sont diminuées de 3%, ce qui correspond à une variation de 50 μm de la largeur des lignes. De plus, la fréquence centrale est déplacée de 10 MHz soit de 0,5% par rapport aux prédictions faites à la conception. Ces différents ajustements sont de l'ordre de grandeur de variations attendues pour des dispersions technologiques sur la permittivité du substrat et sur la gravure de la ligne microruban.

Il est à remarquer qu'une atténuation supplémentaire apparaît à 10,8 GHz. Cette remontée est due à une maladresse dans la discrétisation de la fonction de l'impédance caractéristique; Lorsque l'on considère chaque bout de ligne de transmission, il y a deux façons de définir leurs longueurs : à longueur électrique constante ou à longueur physique constante. La seconde définition de la longueur correspond à un échantillonnage à pas variable ce qui engendre des harmoniques. La remontée à 10,8 GHz que l'on observe sur la Figure III-15 n'est due qu'à une inadvertance lors de la conception. Ceci étant dit, la différence entre les deux définitions des longueurs de ligne de transmission reste modeste.

5.2. Structures apodisées

La fonction d'apodisation est aussi testée. La fenêtre d'apodisation utilisée, pour le démonstrateur réalisé, est une fonction de Bartlett appliquée sur toute la longueur de la structure. Pour compenser le manque d'efficacité de la fonction de réjection due à l'apodisation, le ratio d'impédances caractéristiques est augmenté. Ainsi les impédances caractéristiques sont comprises entre 20 et 125 Ω , ce qui correspond respectivement à des largeurs de lignes de 6,60 et 0,26 mm. Le démonstrateur mesure 79 mm de long sans compter les 2 cm d'accès de part et d'autre du dispositif, voir la Figure III-16.

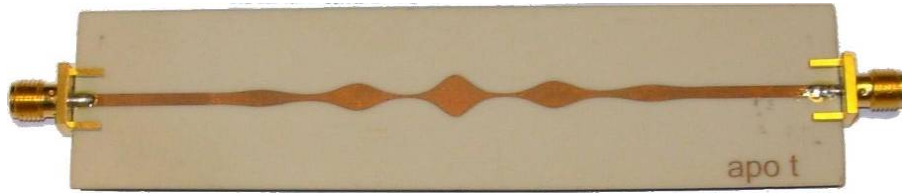


Figure III-16 : Photographie du démonstrateur d'un filtre coupe bande apodisé.

Le dispositif est caractérisé avec l'analyseur vectoriel de réseau dans les mêmes conditions que la précédente caractérisation.

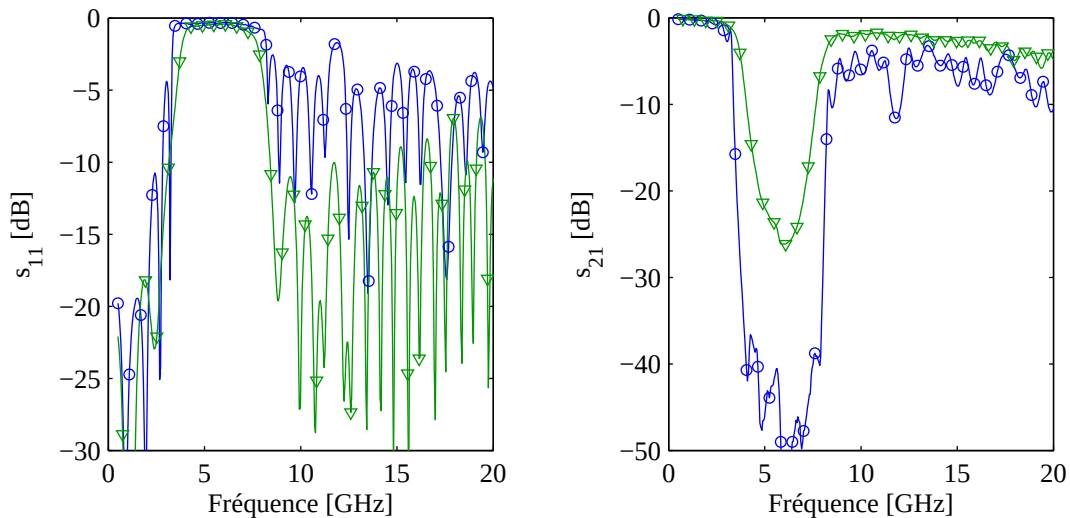


Figure III-17 : Mesures des coefficients de diffraction de structures sans et avec apodisation.
Légende : en o bleu sans apodisation et en ∇ vert avec.

On remarque que le coefficient de transmission dans la bande rejetée est bruité, ce qui n'est pas étonnant à la vue du niveau d'atténuation.

On peut constater que l'adaptation est améliorée avec une apodisation : le coefficient de réflexion est inférieure à -10 dB. Mais cela ne se fait pas sans concession sur la rejection. L'atténuation maximale est de 26 dB au lieu de >50 dB (théorique sans bruit) pour la même structure sans fenêtrage.

5.3. Multi coupe bande ou passe-bande

La fonction testée dans cette sous-section est la fonction passe-bande. En combinant deux filtres réjecteurs de fréquences centrales suffisamment éloignées, une bande passante apparaît entre les deux bandes coupées. La fonction de transfert obtenue est proche de celles des filtres passe-bande du type DBR (Dual Behaviour Resonators) [139].

L'intérêt de la structure périodiquement précédemment présentée, est que pour réaliser deux filtres réjecteurs en une seule structure il n'est pas nécessaire de les placer en série, mais la modulation de l'impédance caractéristique peut être double.

Pour obtenir un tel filtre, la fonction de variation de l'impédance caractéristique (III.16) est révisée :

$$Z_c(z) = Z_m \cdot r^{\sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda_1} z\right) + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_1} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Lambda_2} z\right)} \quad (\text{III.28})$$

avec les deux périodicités spatiales Λ_1 et Λ_2 correspondant aux deux fréquences centrales des bandes rejetées comme précédemment définie (III.20). Il est à remarquer qu'un coefficient rapport des deux périodes spatiales est multiplié à la seconde variation sinusoïdale. Ce coefficient a pour vocation de compenser les effets de la différence du nombre de période, la longueur totale du dispositif étant fixe pour les deux périodes. Ce coefficient permet donc de conserver la même largeur pour les deux bandes rejetées.

Il est aussi possible d'ajouter en plus une fenêtre d'apodisation, toujours dans le but d'améliorer l'adaptation du dispositif.

Un démonstrateur est alors conçu avec pour fréquences centrales des bandes rejetées 5 et 10 GHz. Les bandes rejetées Δf sont de 2,5 GHz. Une fonction d'apodisation de Bartlett sur l'ensemble de la structure permet une amélioration de l'adaptation dans la bande passante.

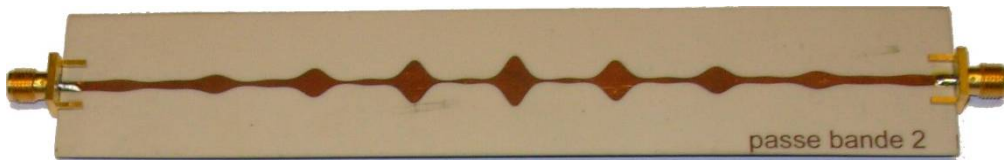


Figure III-18 : Photographie du démonstrateur d'un filtre passe-bande.

Le dispositif est caractérisé avec l'analyseur vectoriel de réseau dans les mêmes conditions que la précédente caractérisation.

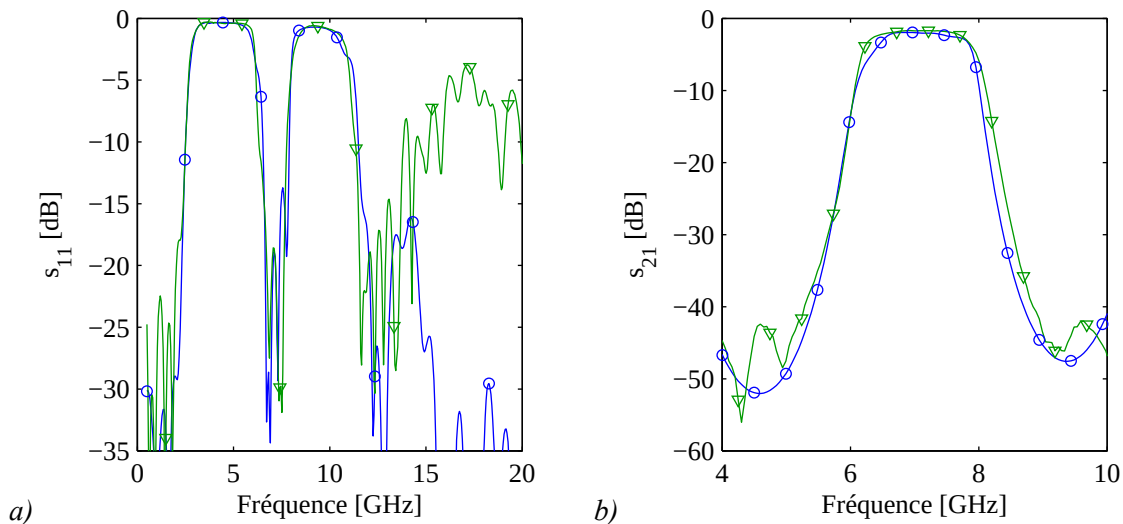


Figure III-19 : Mesures et simulations du coefficient de réflexion (a) et zoom sur le coefficient de transmission (b). Légende : les simulations en o bleu et en ∇ vert les mesures.

La fréquence centrale du filtre passe-bande est mesurée à 7,07 GHz et la bande passante à -3 dB est de 1,75 GHz. Les pentes montante et descendante de la bande passante sont respectivement de 583 et -684 dB par décade. Les pertes par insertion sont de 1,7 dB. L'adaptation dans la bande passante est d'au moins 18,5 dB. Il apparaît des ondulations dans la bande passante atténuées par l'apodisation de 0,05 dB.

6. Vers un dispositif accordable

Dans la section précédente, deux filtres réjecteurs, un sans et un avec apodisation, ainsi qu'un filtre passe-bande ont été caractérisés. La méthode de simulation éprouvée, d'autres fonctions sont envisageables.

Dans cette section, une structure avec un défaut dans la périodicité est testée, car ce genre de structure autorise une remontée dans la bande rejetée. De plus, une structure à plan de masse troué périodiquement est caractérisée, le plan de masse troué renforçant la fonction de réjection due à la variation d'impédance.

Le but est de tester les potentialités de la topologie à variation d'impédance caractéristique pour préparer la conception d'un dispositif accordable, présentée dans le chapitre suivant.

6.1. Structure avec un défaut dans la périodicité spatiale

Le démonstrateur de cette sous-section est un filtre sélectif. Il est obtenue par la mise en série de deux filtres coupes bandes de même période spatiale séparés d'un résonateur demi onde. On réalise cela en introduisant, dans la périodicité, un défaut qui correspond à un déphasage de π dans la variation d'impédance.

A partir de cette structure, pourrait être envisagée la réalisation d'un dispositif accordable, si il est possible de jouer sur la longueur électrique effective du défaut comme dans la publication de E. Pistono *et al.* [140] où un varactor est utilisé à cet effet.

Contrairement aux structures à sauts d'impédances, le fait d'avoir une variation continue de l'impédance permet de placer le défaut à n'importe quel endroit dans la structure. Un défaut correspond alors à un saut de phase dans la périodicité. La remontée dans la bande rejetée est à une fréquence telle que le déphasage au niveau du défaut correspond à un déphasage de π pour l'onde.

Un démonstrateur est réalisé pour une remontée au centre de la bande rejetée.

Dans le but de tester la variation en fréquence de la fonction de transfert de cette structure, un deuxième démonstrateur est conçu avec un trou dans le plan de masse, au niveau du défaut dans la périodicité. Un trou dans le plan de masse a pour conséquence d'augmenter l'impédance caractéristique et la permittivité effective. Ainsi la longueur électrique du défaut est différente avec ou sans trou.

En utilisant un autre substrat, on pourrait imaginer compenser optiquement la présence du trou dans le plan de masse par la photo génération de charges électriques qui rétabliraient la conduction. On aurait donc deux filtres sélectifs différents contrôlés optiquement.

Le démonstrateur avec un trou dans le plan de masse est présenté Figure III-20.

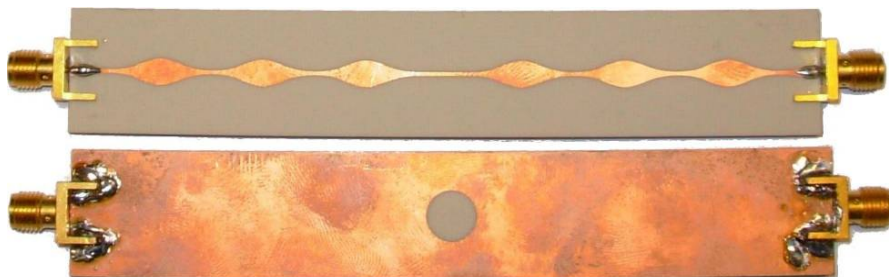


Figure III-20 : Photographies du démonstrateur de filtre sélectif avec un trou dans le plan de masse.

Le diamètre du trou est fixé grâce à des simulations sous HFSS™ et il vaut 8 mm.
La méthode de caractérisation précédemment utilisée est conservée.

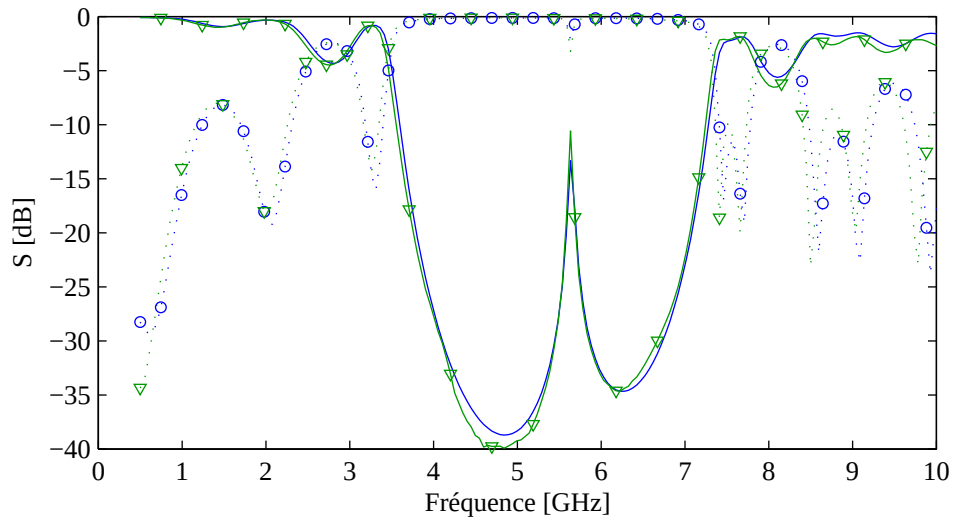


Figure III-21 : Mesures et simulations des paramètres S du démonstrateur d'un filtre sélectif, sans trou dans le plan de masse. Légende : en trait plein les coefficients de transmission et en pointillé les coefficients de réflexion, en $\circ$ bleu les simulations et en ∇ vert les mesures.

Le filtre est, comme prédit en simulation, sélectif. Les pentes sont supérieures à 1900 dB par décades et le facteur de qualité est de 150, avec 37 MHz de bande passante à -3 dB. De plus entre les deux démonstrateurs, avec et sans trou dans le plan de masse, la fréquence est décalée de 690 MHz, ce qui correspond à une variation relative à la fréquence centrale de 12%, Figure III-22.

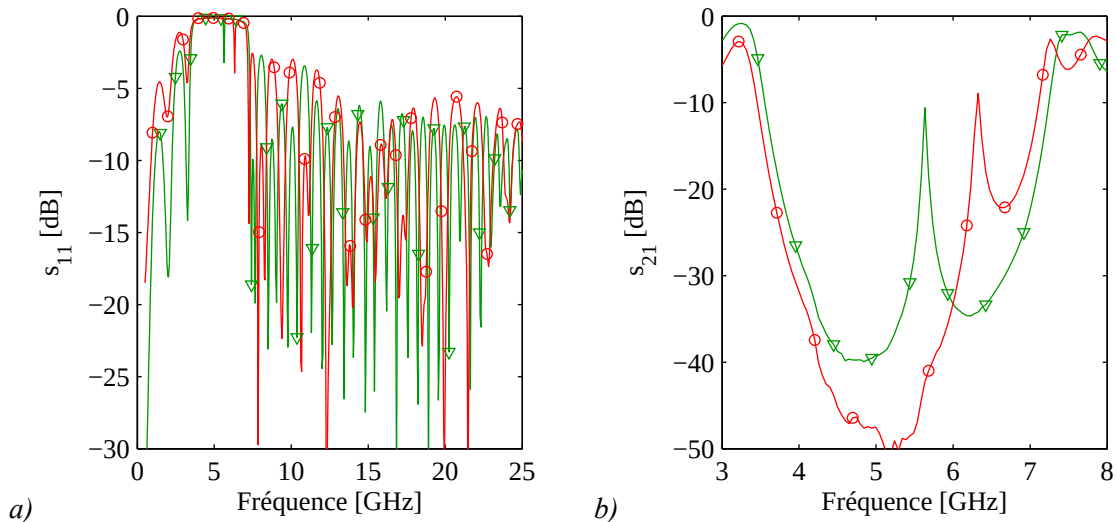


Figure III-22 : Mesures des coefficients de réflexion (a) et de transmission (zoomé) (b) des filtres sélectifs avec et sans trou dans le plan de masse. Légende : en $\circ$ rouge avec trou et en ∇ vert sans.

Cependant, le filtre souffre de fortes pertes par insertion, 10,6 dB dans le pire cas. Aussi, l'adaptation est inférieure à 5 dB. La fonction de transfert du filtre sélectif est entourée de remontées parasites en basse fréquence et en haute fréquence. Ces remontées parasites sont

proches de la fonction de filtrage sélectif avec 1,5 GHz de part et d'autre de la fréquence du pic de transmission, dans le meilleur cas, et moins de 1 GHz dans le pire cas.

A. Griol *et al.* [141] ont réalisé des structures à plusieurs défauts dans la périodicité pour faire apparaître plusieurs pics de transmission dans la bande rejetée. Une solution aux problèmes de faible remontée de notre fréquence sélectionnée pourrait être d'augmenter le nombre de défauts dans la structure ayant tous la même longueur effective électrique dans le but "d'additionner" les remontées.

Dans cet esprit, une structure avec deux défauts dans la périodicité, voir Figure III-23, est conçue.

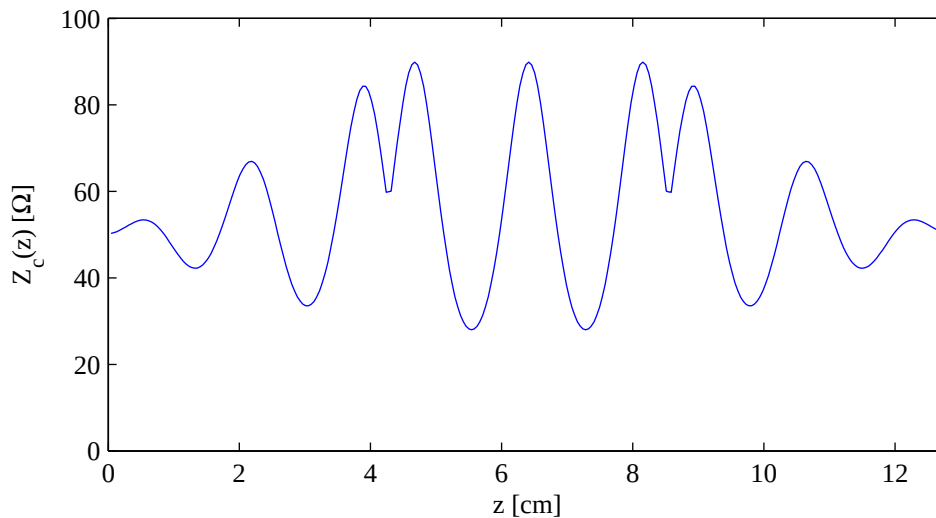


Figure III-23 : Impédances en fonction de la longueur de la structure.

L'impédance caractéristique de la structure simulée varie entre 28 et 90 Ω sur une période de 17,4 mm, soit une fréquence centrale de 5,5 GHz. Une fenêtre d'apodisation de type Bartlett est appliquée sur les deux premières et dernières périodes. Le nombre total de périodes est de 5,5, ce qui engendre une longueur totale de 12,7 cm.

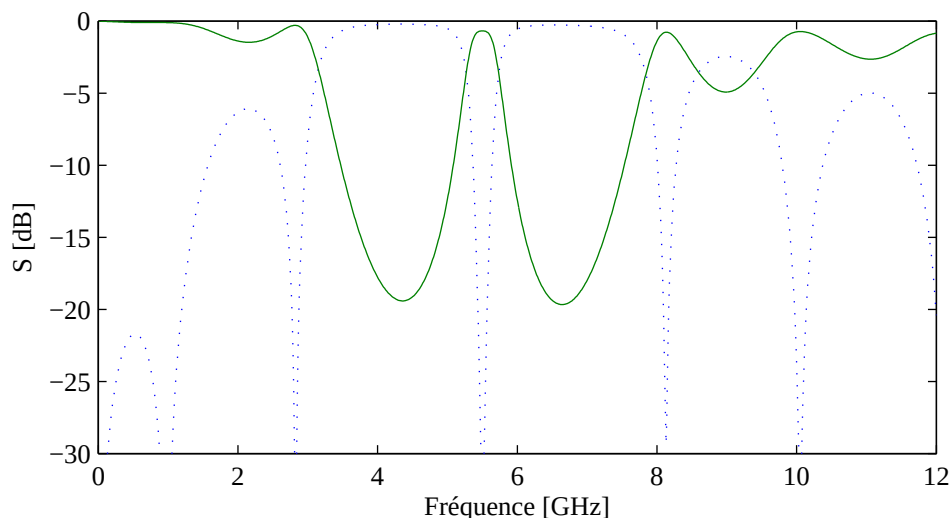


Figure III-24 : Simulations du filtre sélectif à plusieurs défauts dans le plan de masse.
Légende : en trait plein le coefficient de transmission et en pointillé le coefficient de réflexion.

Ici, nous rappelons que les pertes diélectriques et conductrices des lignes de transmission sont prises en compte dans les simulations.

Comme le montre la Figure III-24, les pertes d'insertion sont réduites à 0,7 dB grâce au doublement du nombre de défauts. Mais la rejection autour de la fréquence sélectionnée est moins fortes avec une atténuation maximale de 19,5 dB pour une longueur totale de filtre à peu près équivalente au démonstrateur réalisé. De plus, l'augmentation du nombre de défauts dans la périodicité a pour effet d'augmenter la largeur de la bande sélectionnée, ce qui a pour conséquence, pour ce résultat de simulation, de diminuer le facteur de qualité à 12. La fonction de transfert est plus proche de celle d'un filtre passe-bande de 450 MHz que de celle d'un filtre sélectif. De plus, les remontées parasites en basse fréquence et en haute fréquence sont toujours présentes.

6.2. Structure avec défauts dans le plan de masse

Le dernier démonstrateur réalisé est une filtre réjecteur, avec une variation de l'impédance caractéristique comme précédemment présentée, complétée de trous dans le plan de masse. Les trous périodiquement répartis, de même période que la variation de l'impédance, ont pour effet d'augmenter l'impédance caractéristique et la permittivité effective. Les trous sont positionnés aux niveaux des maximums d'impédance caractéristique, voir la Figure III-25, ce qui accentue l'effet de variation d'impédance.

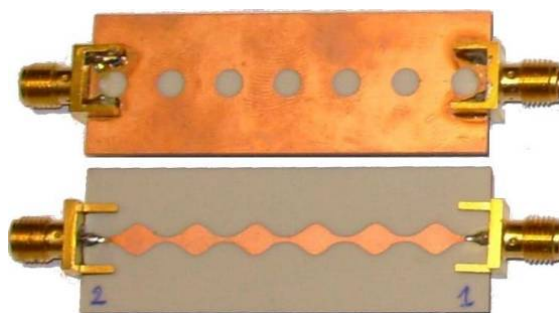


Figure III-25 : Photographie du démonstrateur d'un filtre coupe bande avec plan de masse troué.

Comme pour la structure présentée précédemment, cette structure pourrait être envisagée sur un autre substrat pour permettre un contrôle optique des impédances maximales de la structure.

Une augmentation du $Z_{\max}$ a pour conséquence d'augmenter l'impédance caractéristique moyenne Z_m (III.17) et la raison r (III.18). Un accroissement de la raison engendre une augmentation de la largeur de la bande et de l'atténuation maximale. Une augmentation de l'impédance caractéristique moyenne est un effet parasite qui contribue à une détérioration de l'adaptation.

Le démonstrateur est réalisé pour fonctionner à 11 GHz.

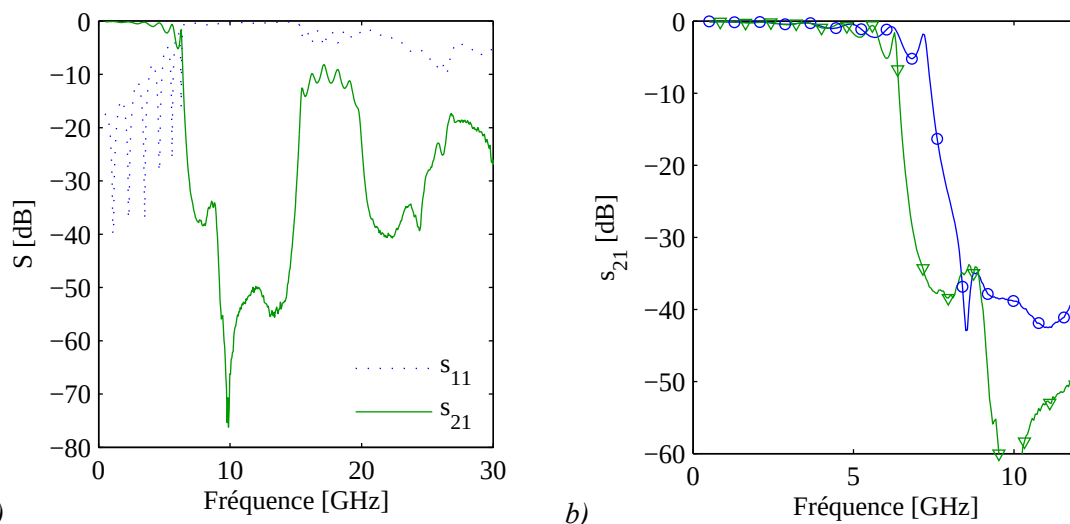


Figure III-26 : Mesures des coefficients de transmission des filtres coupe bande avec trous dans le plan de masse (a) et comparaison des coefficients de transmission des structure avec et sans trous (b).
Légende (b) : en ∇ vert avec trous et en $\circ$ bleu sans (b).

La fréquence est déplacée de 890 MHz et l'atténuation augmentée de 10 dB.

Il apparaît un lobe secondaire, autour de 22 GHz, dû à une variation de l'impédance caractéristique d'une forme différente de celle de l'équation (III.16) lorsque le plan de masse est troué. Il faudrait utiliser des trous d'une forme particulière pour que la fonction de l'impédance caractéristique conserve sa forme en exponentiel de sinusé. Une étude de la forme des trous dans le plan de masse a été menée par T. Lopetegi *et al.* [142]. Avec une étude similaire, en utilisant, à la place d'une ligne microruban de largeur fixe sur le niveau signal, une ligne à impédance caractéristique variable, l'effet des trous se limiterait à une augmentation de la raison et de la valeur moyenne de l'impédance mais ne jouerait pas sur la forme de la variation.

Pour s'affranchir des problèmes observés en haute fréquence, on peut assimiler le filtre réalisé, en ne considérant que la bande basse, à un filtre passe-bas. La fréquence de coupure du filtre est alors fonction de la présence ou non des trous dans le plan de masse.

7. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude sur les dispositifs périodiques a d'abord été menée.

En s'appuyant sur la théorie des modes couplées, nous avons extrait une méthode de synthèse de filtre coupe bande à base de structure périodique à bande rejetée unique.

Ensuite l'exploitation de cette étude, a contribué à la réalisation et caractérisation de différents démonstrateurs.

Après validation de la structure élémentaire et des propriétés de l'apodisation sur celle-ci, un filtre passe-bande a été réalisé; ce filtre a les inconvénients d'avoir des remontées parasites en basse et haute fréquences, des pertes par insertion de 1,7 dB et, surtout, rendre accordable un tel filtre s'avère être une opération complexe.

Deux démonstrateurs ont alors été conçus dans le but de tester les potentialités de l'accord en fréquence à partir de la variation sinusoïdal. Le premier démonstrateur a été un filtre sélectif; grâce à l'introduction d'un défaut dans la périodicité de la structure, une fréquence autorisée apparaît dans la bande de fréquence rejetée. Cette structure a l'avantage d'être potentiellement accordable par le biais du défaut. Mais les pertes par insertion sont relativement élevées, environ 10 dB. De plus autour de la bande rejetée, des remontées parasites apparaissent.

Un dernier démonstrateur de filtre coupe bande a été réalisé. Ce filtre a la particularité d'avoir un plan de masse troué périodiquement pour renforcer l'effet coupe bande de la périodicité de la ligne microruban. Ce filtre, contrairement à la structure de base étudiée dans ce chapitre, a des remontées parasites aux fréquences harmoniques de la fréquence centrale. Ceci est dû à l'utilisation des trous qui modifient la fonction de l'impédance caractéristique. Mais l'accord en fréquence est possible, par le contrôle des trous. De plus, si l'on se contente d'observer la bande basse, la fonction de transfert du filtre est celle d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure dépend des trous dans le plan de masse.

Utilisant les résultats du dernier démonstrateur présenté, un filtre passe-bas accordable contrôlé optiquement est étudié dans le chapitre suivant.

Chapitre IV :

Filtre passe-bas à structure périodique contrôlé optiquement

Sommaire

1.	Introduction	106
2.	Conception.....	107
2.1.	Principe.....	107
2.2.	Les contraintes technologiques	109
2.3.	Simulation.....	109
3.	Réalisation.....	112
3.1.	La réalisation du substrat	112
3.1.1.	Le principe du collage par adhésion moléculaire.....	112
3.1.2.	En pratique	114
3.2.	La réalisation des dispositifs.....	114
4.	Caractérisation.....	116
4.1.	Les dispositifs de tests	116
4.2.	Le dispositif final.....	117
5.	Conclusion.....	118

1. Introduction

Les études précédemment faites à l'IMEP-LAHC sur l'axe de recherche du contrôle optique ont contribué à la compréhension des phénomènes de déplacements de charges photocréées sous champs électromagnétiques ainsi qu'à la compréhension de l'impact de ces charges sur les pertes par conduction dans le semiconducteur. En conclusion de ces travaux, une idée proposée pour diminuer les pertes, est de localiser les charges dans une couche mince de semiconducteur. Plus précisément, est proposé d'utiliser un substrat de silicium sur isolant (SOI).

Afin d'exploiter aux mieux les contributions des précédentes études, un ensemble de dispositifs à structure périodique a été considéré dans le précédent chapitre. Différents démonstrateurs ont été présentés : un filtre sélectif, et un filtre coupe bande.

Le premier a pour inconvénients d'avoir des remontées parasites en basses et hautes fréquences, et des pertes par insertion relativement fortes de l'ordre de 10 dB. Mais cette structure pourrait être facilement rendue accordable par le biais d'un défaut dans le plan de masse.

Le second filtre est un filtre à structure périodique dont la fonction de réjection est renforcée par des défauts dans le plan de masse. Dans ce cas aussi, l'accord en fréquence est possible, par le contrôle des défauts.

Dans ce chapitre, est proposée une nouvelle manière d'appréhender le contrôle optique : par rétablissement de plan de masse. Pour cela un substrat composé d'une couche mince de silicium sur un diélectrique de verre est utilisé. Le plan de masse se trouve sur la face en silicium pour exploiter le phénomène de variation de la conductivité du semiconducteur sous illumination.

On s'est fixé comme cahier des charges de concevoir et réaliser un filtre dans la bande X dont la fréquence de coupure est commutable. La fonction de filtrage est réalisée par la structure périodique sur ligne microruban. Sous illumination, les trous sont "masqués", le plan de masse est rétabli. La fonction de filtrage est légèrement modifiée.

Dans ce chapitre, l'étude de ce filtre, de la faisabilité à la caractérisation, est présentée. La première partie est composée de la validation du nouveau principe de contrôle optique. Ensuite, la méthode de conception d'un tel filtre est exposée. Dans la seconde partie, la réalisation du prototype, grâce aux moyens disponibles dans la salle blanche de l'IMEP-LAHC est détaillée. Enfin, avant la conclusion, la dernière partie présente les résultats de mesures des prototypes réalisés.

2. Conception

Dans cette section nous présentons l'étude théorique d'un filtre à structure périodique rendu accordable par le contrôle optique de trous dans le plan de masse.

La topologie du filtre est périodique et à saut d'impédances. Ce choix est la conséquence de plusieurs contraintes. En ce qui concerne les contraintes technologiques : la réalisation se fait en effet sur un substrat de verre d'une épaisseur de 1,1 mm qui nous oblige à concevoir un filtre dont les lignes microrubans sont à la limite de la monomodicité, et complique ainsi énormément la conception d'une ligne à variation d'impédance comme celle présentée précédemment. De plus, cette topologie plus simple facilitera la compréhension et l'extraction des caractéristiques du démonstrateur, en particulier les effets du contrôle optique. Enfin, dans une topologie à variation relativement complexe d'impédance caractéristique, les trous doivent faire l'objet d'une étude pour déterminer leurs formes. La structure à saut d'impédance permet d'utiliser des trous de forme rectangulaire, plus simple à concevoir.

Comme pour les dispositifs du chapitre précédent, l'impédance caractéristique de la ligne varie entre 28 et 90 Ω , ce qui correspond à des largeurs de ligne microruban, respectivement, de 5,4 et 0,8 mm. Ces dimensions sont calculées en négligeant l'épaisseur de la couche silicium qui représente moins de 5% de l'épaisseur du substrat. La fréquence de coupure est fonction de la longueur du dispositif. Travaillant sur des substrats de verre de 3 pouces de diamètre, on a essayé de placer deux dispositifs dans la longueur du substrat, ce qui entraîne une fréquence de coupure proche de 11 GHz.

Un dimensionnement plus précis est obtenu grâce aux simulations présentées plus loin dans cette section.

L'étude théorique se scinde en trois parties. La première permet de vérifier la faisabilité du filtre proposé par un calcul succinct de la variation de la conductivité. Ainsi, est extrait un ordre de grandeur de la variation de la conductivité en fonction de la puissance lumineuse incidente. La seconde partie présente les contraintes technologiques imposées dans la troisième partie qui, quant à elle, concerne la méthode de simulations permettant le dimensionnement du composant.

2.1. Principe

La conductivité dans les semiconducteurs est, comme dans tous les matériaux, fonction de la densité des porteurs libres. Cela dit, dans les semiconducteurs, ils sont intrinsèquement relativement peu nombreux, ce qui rend leurs conductivités très sensibles aux porteurs photocréés. Dans notre dispositif, l'accord en fréquence est dépendant de la capacité à faire varier de manière significative la conductivité dans le silicium. Un calcul approximatif nous permet de déterminer la conductivité en fonction de la puissance optique.

Ce calcul est une approximation du calcul complet en trois dimensions présenté par R. Gary *et al.* [143]. En particulier, en considérant une épaisseur de silicium faible, nous pouvons négliger la diffusion des porteurs et la variation de conductivité peut être considérée

comme constante et égale à celle en surface. De plus, on se place en régime permanent d'éclairement et en forte injection.

Pour déterminer la variation de la conductivité, il faut connaître la variation de la densité de charges photocrées.

Une onde optique incidente, de puissance P_{inc} , est en partie réfléchiée à la surface du silicium. La partie transmise est absorbée par le semiconducteur suivant le coefficient d'absorption α_{Si} . Les photons absorbés génèrent des paires d'électrons-trous suivant le rendement quantique η_{Si} . Enfin, ces porteurs libres retrouveront un état stable après un temps de recombinaison τ_{Si} . Ainsi, la densité de porteurs créée dans une surface S illuminée s'exprime par la relation suivante :

$$\Delta n = \tau_{Si} \cdot \eta_{Si} \cdot \alpha_{Si} \cdot \left(1 - \left(\frac{1 - n_{Si}}{1 + n_{Si}} \right)^2 \right) \cdot \frac{4 \cdot P_{inc}}{S} \cdot \frac{\lambda}{h \cdot c_0}, \quad (4.1)$$

avec n_{Si} l'indice de réfraction du silicium, h la constante de Planck et c_0 la vitesse de la lumière dans le vide.

La conductivité du matériau est fonction de la quantité de porteurs libres photocrées, de leurs mobilités, μ_N et μ_P , et de leur charge élémentaire q :

$$\sigma = q \cdot (\mu_N + \mu_P) \cdot \tau_{Si} \cdot \eta_{Si} \cdot \alpha_{Si} \cdot \left(1 - \left(\frac{1 - n_{Si}}{1 + n_{Si}} \right)^2 \right) \cdot \frac{4 \cdot P_{inc}}{S} \cdot \frac{\lambda}{h \cdot c_0} \quad (4.2)$$

Les différents paramètres utilisés du silicium sont présentés dans le Tableau IV-1, pour une longueur d'onde de 850 nm.

Paramètre	Symbole	Valeur
Mobilité des électrons	μ_N	1500 cm ² /V-s
Mobilité des trous	μ_P	450 cm ² /V-s
Indice de réfraction	n_{Si}	3,67
Coefficient d'absorption	α_{Si}	850 cm ⁻¹
Temps de recombinaison	τ_{Si}	2 μs
Rendement quantique	η_{Si}	0,8

Tableau IV-1: Paramètres du silicium.

Ces différents paramètres sont, pour la plupart, donnés par S. M. Sze [120]. Il est à noter que le temps de recombinaison est une grandeur assez variable d'une publication à une autre. La variation pouvant atteindre trois ordres de grandeur. Nous nous sommes placés dans le pire cas qui est donné pour le plus grand temps de recombinaison.

En remplaçant les données du Tableau IV-1 dans l'équation (4.2), on calcule la résistivité du silicium en fonction de la puissance incidente Figure IV-1.

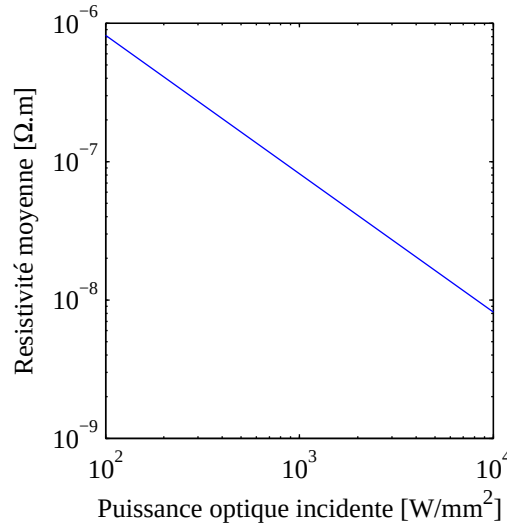


Figure IV-1 : Simulations de la résistivité du silicium en fonction de la puissance optique.

Cette résistivité est à comparer à celle de l'aluminium massif qui vaut $26,5 \cdot 10^{-9} \Omega.m$. Ainsi, pour atteindre la conductivité de l'aluminium, il faut une puissance optique d'environ 1 kW/mm^2 .

2.2. Les contraintes technologiques

Avec suffisamment de puissance optique, la conception du filtre contrôlé optiquement est possible.

Pour des raisons pratiques, de coûts, de moyens technologiques et de savoir faire, un ensemble de contraintes est fixé pour la réalisation d'un prototype au sein de la salle blanche de l'IMEP-LAHC. Parmi ces contraintes, le substrat doit être du verre afin de rendre possible l'étape de collage par adhésion moléculaire du silicium.

Le substrat est donc composé d'une couche de verre Borofloat[®] 33 de Schott et d'une couche de silicium haute résistivité.

Le Borofloat[®] 33 est un diélectrique de verre borosilicate, d'une permittivité relative de 4,6, une tangente de pertes de 0,0037 et une épaisseur de 1,1 mm. Ce type de verre a l'avantage d'avoir un coefficient de dilatation thermique très proche de celui du silicium.

La couche de silicium est HiRes[™], pour haute résistivité, *i. e.*, supérieure à $10 \text{ k}\Omega.cm$ obtenu par une croissance de type "float zone". La permittivité relative est de 11,7 et l'épaisseur de la couche est de $50 \mu m$. La métallisation du substrat est en aluminium d'une épaisseur maximale proche du micron. La résolution des motifs métallisés est de $10 \mu m$. La métallisation des surfaces du substrat est faite par le dépôt d'une couche de $1 \mu m$ d'aluminium par pulvérisation cathodique. La conductivité de l'aluminium est prise égale à celle de l'aluminium massif, *i. e.*, $35,7 \text{ MS/m}$.

2.3. Simulation

Comme les modèles analytiques des défauts dans le plan de masse ne sont pas triviaux et comme il en est de même des modèles des lignes microrubans lorsque le guide d'onde n'est plus monomode ou proche de ne plus l'être, le logiciel HFSS[™] a été choisi pour simuler notre structure. Ce logiciel calcule, par la méthode des éléments finis, le champ électromagnétique dans la structure. Cependant, ce logiciel n'étant pas multiphysique, il ne permet pas de simuler

l'injection des porteurs photocréés dans du silicium illuminé. Pour cela, la résistivité de la couche de silicium est modifiée pour simuler les phénomènes d'absorption.

Comme présenté précédemment, le dimensionnement des lignes microrubans est récupéré du chapitre précédent, *i. e.*, la largeur de la ligne varie entre 5,4 mm et 0,8 mm, ce qui correspond à des impédances caractéristiques de 28 et 90 Ω .

La longueur totale du dispositif est fixée pour permettre le placement de deux structures dans la largeur du substrat. La longueur totale du dispositif est de 24,7 mm. Ceci fixe la fréquence de résonance de la structure à 16 GHz et la fréquence de coupure à 11 GHz.

Les trous sont dimensionnés grâce aux simulations pour introduire une variation de la fréquence de coupure de 1 GHz. Ils font 2 x 4 mm².

Les résultats de simulations sont présentés pour deux valeurs extrêmes de la conductivité en Figure IV-2.

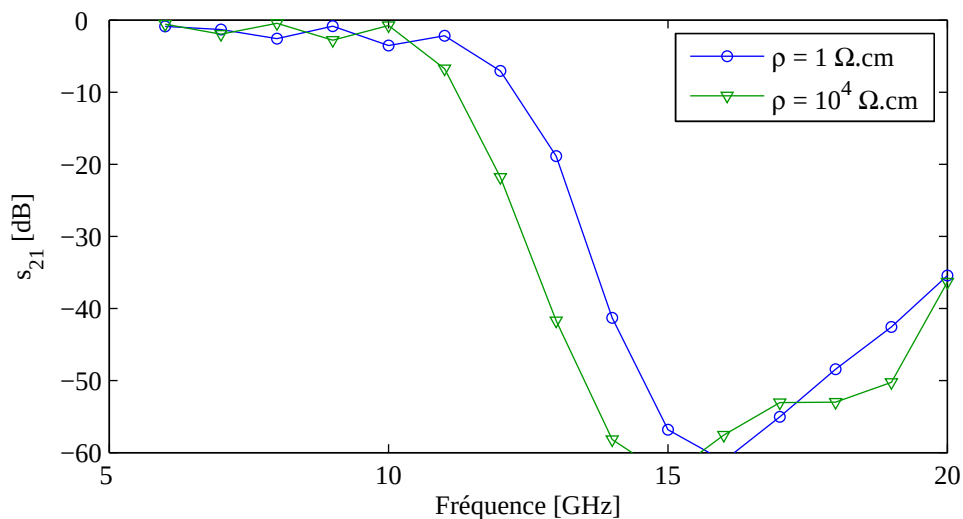


Figure IV-2 : Simulations de la structure périodique pour différentes résistivités du silicium.

On observe en simulation, Figure IV-2, un décalage de la fréquence de coupure supérieure à 1 GHz. Les pertes par insertion sont inférieures à un décibel.

Il est à noter que la méthode de simulation, n'étant pas multiphysique, les phénomènes d'interfaces, en particulier à l'interface entre le silicium et la couche d'aluminium, ne sont pas pris en compte.

On observe des ondulations dans la bande passante de l'ordre de 2 dB. Comme pour le chapitre précédent, on propose, pour diminuer ces ondulations, une apodisation des premières périodes.

Une étude de différentes apodisations nous a mené à faire un compromis entre efficacité de la fonction de filtrage et diminution de l'ondulation dans la bande passante.

La structure finale est présentée Figure IV-3.

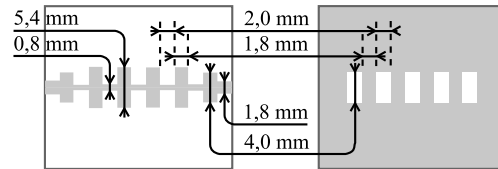


Figure IV-3 : Schéma du prototype avec apodisation.

Le résultat de simulation de la structure avec et sans apodisation est présenté Figure IV-4.

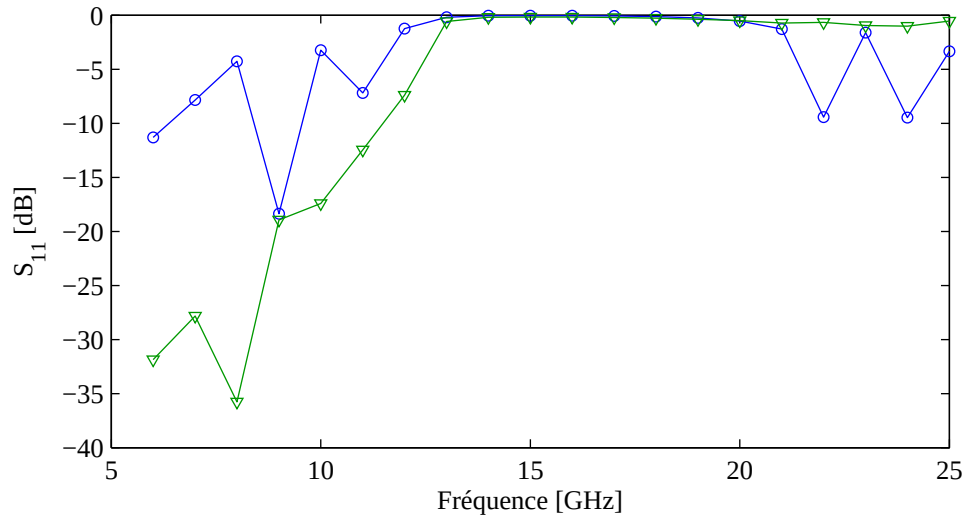


Figure IV-4 : Simulation HFSS de l'adaptation avec, en o bleu, et sans, en ∇ vert, apodisation.

Comme on peut le constater, l'adaptation est améliorée par l'apodisation. Les remontées dans la bande passante sont inférieures à 15 dB.

3. Réalisation

Le dispositif dimensionné grâce aux simulations sous HFSS™, a été réalisé dans la salle blanche de l'IMEP-LAHC. Dans une première partie de cette section, nous présentons le principe du collage par adhésion moléculaire utilisé pour obtenir le substrat. Ensuite, dans une seconde partie les étapes technologiques de la conception des prototypes sont détaillées.

3.1. La réalisation du substrat

Le substrat que nous nous proposons d'utiliser a été réalisé avec les moyens de la salle blanche. Un substrat de silicium haute résistivité et un substrat de verre borosilicate ont été achetés, et sont assemblés par collage par adhésion moléculaire.

La première constatation d'adhésion entre deux surfaces lisses, ou très peu rugueuses, a été faite par J. T. Desaguliers au XVIII^{ième} siècle [144]. Lord Rayleigh systématise l'expérience au début du XX^{ième} siècle [145]. Il introduit des tests de solidité du collage et émet l'hypothèse de la mise en jeu des forces de J. D. Van Der Waals dans le procédé. Plus tard, J. B. Lasky *et al.*, entre autres, proposent des modèles expliquant la chimie du collage par adhésion moléculaire [146]. A l'IMEP, la technique de collage par adhésion moléculaire a été étudiée par F. Gardillou durant sa thèse [144].

Plusieurs méthodes de collage par adhésion moléculaire existent, dépendant, entre autres, du type d'interface des matériaux à coller. Dans la suite de ce manuscrit nous aborderons uniquement le collage par adhésion moléculaire dit "hydrophile".

3.1.1. Le principe du collage par adhésion moléculaire

Le collage par adhésion moléculaire se décompose en deux étapes : une étape d'adhésion spontanée et une étape de solidification.

L'adhésion spontanée consiste à nettoyer et rapprocher suffisamment deux surfaces peu rugueuses de manière à ce que les forces de Van Der Waals maintiennent ensemble les deux substrats.

Les forces de Van Der Waals sont des forces d'interaction électrique de faible intensité mais de longue portée. Ici, nous nous intéressons en particulier aux liaisons dues aux molécules polaires composées d'un atome d'hydrogène et d'un atome électronégatif. L'électron de valence de l'hydrogène est attiré par l'atome le plus lourd de la liaison ce qui polarise partiellement les deux atomes, δ^+ et δ^- , comme illustré Figure IV-5 dans le cas de la molécule d'eau.

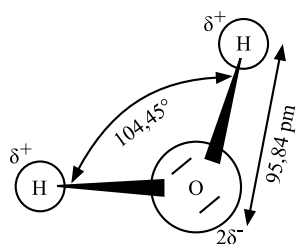


Figure IV-5 : Molécule d'eau.

Cette polarisation est à l'origine de la force de Van Der Waals entre deux atomes inversement polarisés. Ce phénomène est mis en jeu à la surface d'un substrat de silicium avec une couche d'oxyde ou à la surface d'un substrat de silice. R. Stengl *et al.* [147] émettent l'hypothèse de la création à l'interface du substrat de groupes silanols, $\equiv\text{Si}-\text{O}-\text{H}$, par réaction à température ambiante des molécules d'eau et des groupes siloxanes, $\equiv\text{Si}-\text{O}-\text{Si}\equiv$, comme le montre la Figure IV-6.

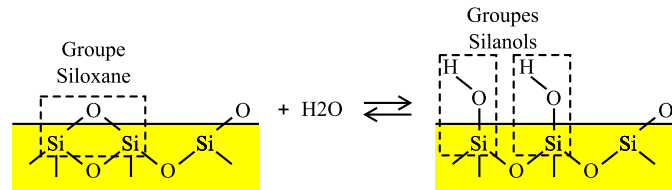


Figure IV-6 : Groupe silanol.

Cette étape permet "d'activer" les surfaces pour l'adhésion spontanée.

Les molécules d'eau supplémentaires, de par leur polarité, s'organisent à la surface du substrat [147] (Figure IV-7).

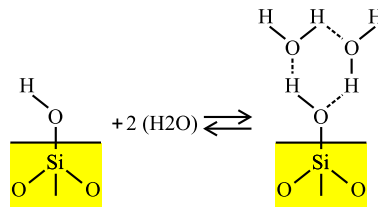


Figure IV-7 : Absorption de l'eau.

Une fois les deux substrats ainsi traités, ils sont amenés au contact. L'arrangement des molécules d'eau, Figure IV-7, permet de combler les défauts de planéité, dus à la rugosité, des deux surfaces à coller.

Le contact démarre par un point de pression et se propage à une vitesse fonction de la température, de l'ordre de 4 cm/s à température ambiante et à pression atmosphérique [147]. Le contact peut être amélioré par une mise sous vide de l'échantillon.

L'étape de solidification consiste en un recuit thermique. Ce recuit permet la polymérisation de la silice en créant des liaisons covalentes de siloxanes entre les deux substrats à la place des groupes silanols, Figure IV-8.

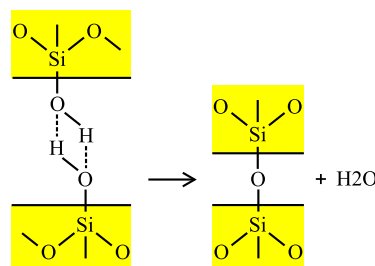


Figure IV-8 : Polymérisation simplifiée au recuit.

Avec la montée en température, les molécules d'eau sont évacuées, les substrats se rapprochent, jusqu'au contact où les liaisons covalentes des groupes siloxanes apparaissent. Q.-Y. Tong et U. Gösele ont fait une étude de la polymérisation en fonction de la température

[148]. Ils ont extrait quatre phases durant le recuit. Dans une première phase jusqu'à 110 °C, les molécules d'eau non orientées et les liaisons silanols restantes réagissent de manière thermiquement assistée. De 110 à 150 °C, l'eau est évacuée et les substrats se rapprochent jusqu'à polymérisation des groupes silanols. A partir de 150 °C, l'énergie de liaison est saturée. Toutes les liaisons siloxanes possibles entre les deux substrats sont faites, les zones non contactées restantes sont dues à la rugosité ou la présence d'obstacles comme des poussières. Enfin, la dernière phase apparaît au delà de 800 °C, la silice entre dans une phase visqueuse : le contact est total.

3.1.2. En pratique

La technique est composée de trois étapes : une étape de mise en forme des surfaces, *i. e.*, de nettoyage et activation, suivie d'une étape d'adhésion spontanée de faible intensité, et enfin une étape de solidification par recuit thermique.

Après nettoyage et séchage des surfaces, les deux surfaces à coller sont juxtaposées, séparées d'une mince couche d'eau. L'adhésion spontanée est obtenue par l'évacuation de l'eau entre les substrats, partant d'un point de pression mécanique, se propageant jusqu'au bord des substrats.

Un recuit est ensuite effectué pendant deux heures, à une température de 180 °C, et avec un gradient de température lent, de 1 °C par minute.

3.2. La réalisation des dispositifs

La réalisation des prototypes passe par plusieurs étapes technologiques.

Dans un premier temps, le substrat est obtenu par collage par adhésion moléculaire d'un substrat de silicium et d'un substrat de silice, suivant les étapes présentées précédemment. Lors d'un premier essai, nous avons tenté de coller un wafer de silicium haute résistivité d'une épaisseur de 50 µm. Mais le wafer de silicium n'a pas résisté à l'étape de recuit, sa résistivité mécanique étant trop faible. La solution proposée à ce problème a été de coller un substrat de silicium plus épais, d'une épaisseur de 300 µm, puis de l'amincir par rodage de la couche de silicium jusqu'à atteindre une épaisseur de 47 µm environ. Nous sommes les premiers à avoir expérimenté avec succès cette méthode à l'IMEP-LAHC grâce à l'aide technique essentielle de nos collègues du thème PHOTO du laboratoire. Limités par les délais de commande et de livraison, nous nous sommes contentés d'un substrat en silicium classique avec une résistivité faible, de l'ordre de 10 à 100 Ω.cm.

Une fois le substrat obtenu, un dépôt d'aluminium est fait sur chacune des surfaces par pulvérisation cathodique. Viennent ensuite les étapes de photolithographie. Cela commence par le dépôt d'une couche homogène de résine photosensible. De l'épaisseur de cette couche dépendra la résolution minimale. La résine est insolée à travers un masque qui n'autorise l'illumination de la résine qu'aux endroits à graver. Après une étape de révélation de la résine, et un recuit de la résine pour sa solidification, la partie non protégée par la résine de la couche d'aluminium est gravée dans un bain d'acide. Après une dernière étape de nettoyage de la résine au solvant, on procède au découpage du prototype dans le wafer.

Un premier lot de prototypes a été réalisé sans couche de silicium, *i. e.*, sans étapes de collage moléculaire. Sur un wafer de verre nous avons réalisé un ensemble de dispositifs, avec

et sans apodisations, avec et sans trous dans le plan de masse, ces derniers simulant un substrat illuminé. Le wafer réalisé est présenté Figure IV-9.

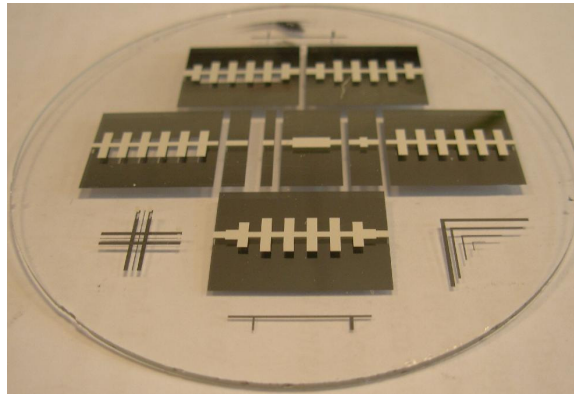


Figure IV-9 : Photographie du wafer non découpé avec l'ensemble des démonstrateurs réalisés.

Un second lot a été réalisé avec les substrats obtenus par collage par adhésion moléculaire d'un substrat de silicium de 2 pouces et d'un substrat de verre de 3 pouces. Un des substrats obtenus est photographié Figure IV-10.

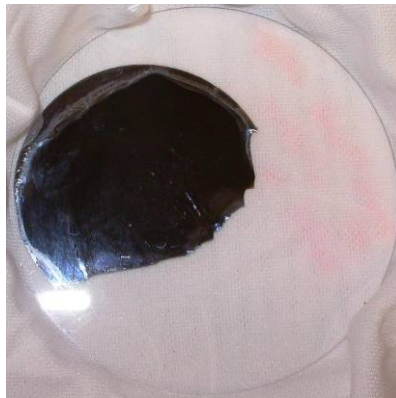


Figure IV-10 : Photographie du substrat après l'étape de collage par adhésion moléculaire.

On peut constater sur la photographie en Figure IV-10 que le collage est homogène sur une grande partie de la surface; seuls les bords ne sont pas en contact. De plus, le wafer de silicium a été endommagé pendant l'étape d'amincissement. Mais la dimension est suffisante pour réaliser un composant.

4. Caractérisation

Dans cette section, la caractérisation des dispositifs réalisés est détaillée. Les mesures sont effectuées avec l'analyseur vectoriel de réseau HP8510C et une calibration SOLT.

Pour réaliser les mesures, les dispositifs ont été connectés en SMA. Deux dispositifs sont photographiés connectés Figure IV-11.

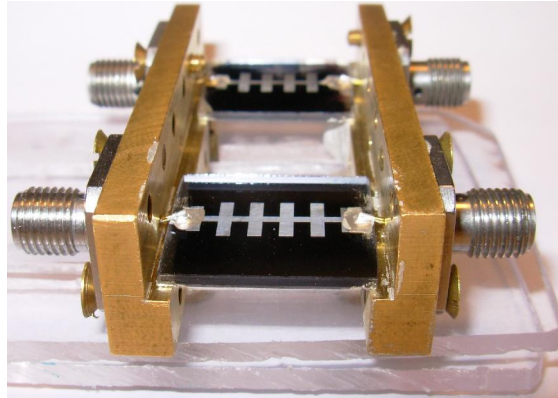


Figure IV-11 : Photographie de deux dispositifs connectés SMA.

Un contact ohmique entre les connecteurs SMA et le dispositif est assuré par de la laque d'argent.

Deux lots de dispositif ont été caractérisés. Dans la première sous-section, les dispositifs tests, sont composés d'un wafer sans silicium. Dans la section suivante, le dispositif final est présenté.

4.1. Les dispositifs de tests

Deux dispositifs de tests ont été conçus : avec et sans trous dans le plan de masse. La couche de silicium étant absente du substrat, le plan de masse plein simule le masquage des trous par l'illumination du silicium.

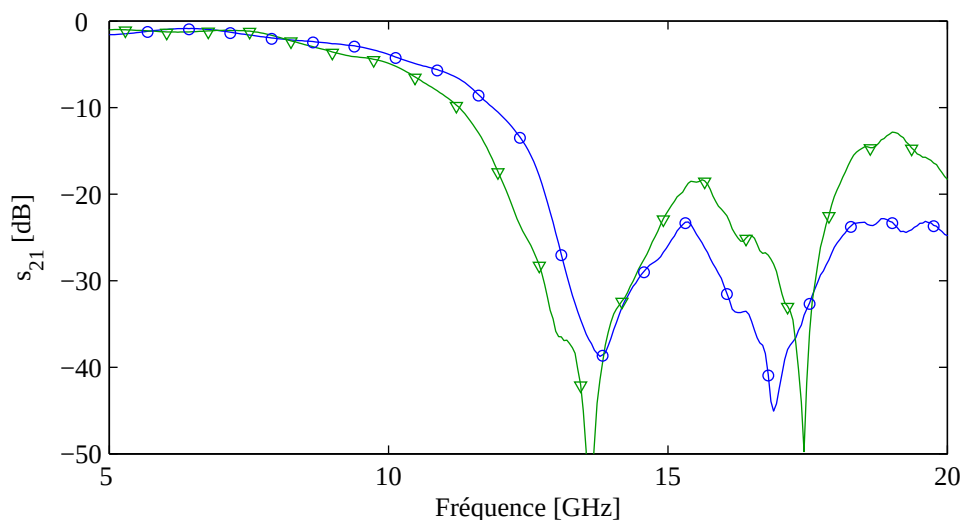


Figure IV-12 : Coefficients de transmission, en o bleu, sans et, en ∇ vert, avec trous.

Une différence de 760 MHz est observée entre la mesure du dispositif avec et sans trou. Les pertes par insertion sont élevées, de l'ordre de 1,5 dB. Ces pertes sont essentiellement dues à un mauvais contact entre les connecteurs et le dispositif.

Les mesures confirment les résultats obtenus en simulation. La topologie à saut d'impédance avec des trous dans le plan de masse, permet d'obtenir au mieux une variation de 760 MHz en mesure, et de 1 GHz en simulation. De plus, l'utilisation du substrat en verre admet des pertes par insertion relativement faibles en comparaison à un substrat en silicium basse résistivité.

4.2. Le dispositif final

L'illumination du plan de masse se fait grâce à un réseau de 8 diodes électroluminescentes émettant une lumière à 850 nm de longueur d'onde. Chaque diode émet 40 mW. Ce qui correspond à une puissance incidente optique d'environ 4 mW/mm².

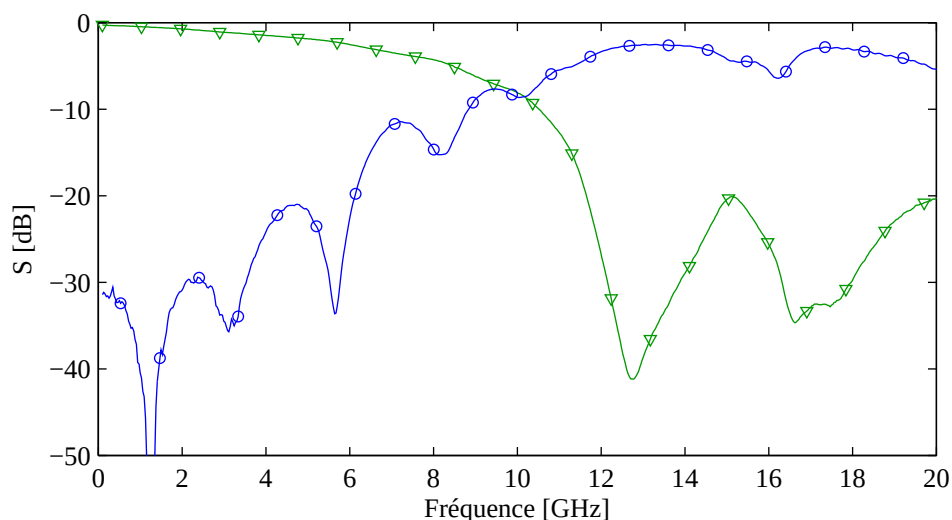


Figure IV-13 : Coefficients de transmission en ∇ vert et de réflexion en $\circ$ bleu du prototype

La fréquence de coupure à -3 dB est de 6,48 GHz.

Une variation de 50 MHz est observée entre l'état illuminé et non illuminé. Cette faible variation peut s'expliquer par un manque de puissance lumineuse : suivant la théorie, la puissance est plusieurs ordres de grandeur en dessous. Cependant la faible variation a été constatée sur deux séries de mesures différentes. De plus la variation est dans le sens de celle attendue théoriquement.

Les pertes par insertion dans la bande passante sont inférieures à 0,5 dB à 1 GHz et valent 0,25 dB à 100 MHz. Ces pertes sont relativement faibles. Elles sont légèrement plus faibles que dans le cas des dispositifs tests, car le contact au connecteur SMA a été amélioré

5. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle manière d'appréhender le contrôle optique a été investiguée pour concevoir un filtre accordable. En s'appuyant sur l'étude topologique menée durant le précédent chapitre et celles menées sur le contrôle optique au sein du laboratoire, un filtre passe bas a été conçu. Ce filtre a la particularité d'avoir un plan de masse troué périodiquement pour renforcer l'effet de réjection dû à la périodicité de la ligne microruban.

L'accord en fréquence est rendu possible par le contrôle des trous. La fonction de transfert du filtre est celle d'un filtre passe bas dont la fréquence de coupure dépend de la présence des trous dans le plan de masse.

Ce filtre est réalisé sur un substrat composé d'une couche mince de silicium et d'une couche de verre. Le contrôle optique se fait sur des trous dans le plan de masse (face arrière). Grâce à cette méthode de contrôle, on diminue les pertes par insertion inhérentes à la technologie de contrôle optique, en isolant les porteurs photocréés dans une couche mince de semiconducteur. De plus, un tel substrat permet de diminuer la part du silicium dans les pertes diélectriques. Le contrôle du filtre est binaire : la variation de la fréquence de coupure est discrète. L'illumination du silicium, à travers les trous dans le plan de masse, permet de rétablir la conductivité aux niveaux des trous. Ainsi, un filtre passe-bas a été conçu avec une fréquence de coupure variable entre deux états.

Le dimensionnement d'un prototype est obtenu par simulation sous HFSS pour la prise en compte des trous.

La réalisation du filtre a été faite dans la salle blanche de l'IMEP-LAHC. Le substrat est obtenu par adhésion moléculaire d'un wafer de silicium aminci et d'un wafer de verre en borosilicate. La métallisation est faite par dépôt d'un micromètre d'aluminium par pulvérisation cathodique. Enfin les étapes de photolithographie ont permis de graver dans la couche de métal les motifs du filtre.

Deux lots de prototypes ont été réalisés. Le premier n'a pas de couche de silicium dans le substrat, *i. e.*, sans étape de collage par adhésion moléculaire. L'illumination y est simulée par un plan de masse plein. La mesure du dispositif a permis de vérifier l'amplitude de variation maximale de la topologie choisie, *i. e.*, 760 MHz. De plus, ces dispositifs donne un ordre de grandeur des pertes par insertion dues aux effets joules de la conduction dans la couche d'aluminium et dues aux pertes diélectriques dans le verre.

Le second lot de prototype comportait une couche de silicium dans le substrat. L'illumination rétablit le plan de masse. Ainsi, un accord de 50 MHz de la fréquence de coupure est observé. Il n'est pas aussi grand que celui attendu mais le principe est démontré. La topologie pourrait permettre une variation de la fréquence de coupure de 1 GHz, avec une puissance lumineuse plus importante.

Conclusion

Trois années de travail ont été résumées dans la centaine de pages précédentes. Ce travail a été mené dans un monde envahi par l'industrie des télécommunications. Avec un constant besoin de bande passante supplémentaire aux meilleurs coûts, s'est développé un besoin de fonctions accordables. Ce travail a été découpé en trois parties : une étude bibliographique des technologies envisageables pour la conception de dispositifs accordables RF, la conception d'un adaptateur d'impédance accordable et celle d'un filtre contrôlé optiquement.

En premier lieu, une "taxonomie" des composants aux propriétés variables radiofréquences a été faite. Il en apparaît que l'essor de la microélectronique de ces dernières décennies permet à la filière silicium de dominer le domaine des radiofréquences à l'instar du domaine de l'électronique numérique. Cela se justifie simplement par des raisons pratiques et économiques, comme la compatibilité électrique, l'importation quasi-directe des avancées technologiques, la compatibilité des moyens de réalisations, le coût de la production de masse, *etc.*

Cependant, les composants sur silicium sont limités en fréquence, en puissance, ils introduisent du bruit et sont non linéaires. Pour toutes ces raisons, des solutions alternatives ont été développées. D'abord, d'autres semiconducteurs ont été étudiés, les semiconducteurs III-V pour leurs fortes mobilités des électrons, et les semiconducteurs à grand gap pour des applications en puissance. Mais ces autres semiconducteurs ne règlent pas les problèmes dus aux non-linéarités et au bruit. Aussi, les limitations en fréquences semblent plus être dues à des parasites ramenés par l'architecture des composants que par des faiblesses du matériau.

Ainsi, une seconde génération d'alternatives a vu le jour. Parmi elles, la technologie des MEMS est la plus aboutie. Fort d'une technologie développée pour la conception de microactionneurs et d'une surabondance de capteurs, les composants MEMS se sont immiscés dans le domaine des radiofréquences. Deux composants en particulier, les interrupteurs et les varactors ont été étudiés. Les composants MEMS sont supérieurs à ceux en semiconducteur, principalement du point de vue fréquentiel, des non-linéarités, du bruit et des pertes. Cependant, les composants MEMS sont lents, limités aux moyennes puissances et nécessitent des moyens technologiques particuliers. De plus, ces performances, actuellement meilleures, suivront-elles une évolution aussi rapide que celle imposée aux semiconducteurs par l'industrie de la microélectronique ? A l'heure actuelle, ils n'existent pas de moyen d'amplification du signal via la technologie MEMS. Les composants MEMS sont indispensables dans certaines applications extrêmes, comme les applications cryogéniques, radioactives, *etc.*

Les autres solutions qui ont été développées sont essentiellement représentées par les composants à matériaux ferroélectriques, piézoélectriques et à matériaux magnétiques. Ces alternatives ne sont pas à proprement parler des solutions de remplacement aux filières de la microélectronique mais elles apportent des compléments aux gammes de composants existants. Grâce à ces matériaux, les propriétés des composants élémentaires peuvent être améliorées. De plus, faisant appel à des principes physiques différents, ces matériaux permettent la conception de fonctions originales, surtout pour les matériaux magnétiques. Leur avenir dépendra principalement d'arguments économiques encore difficiles à chiffrer ou à imaginer pour l'industrie de la microélectronique.

La dernière technologie étudiée dans le premier chapitre est le contrôle optique. Cette technologie n'a pas fait l'objet de beaucoup de recherche comparativement à celles citées précédemment. Pourtant, elle pourrait apporter des solutions aux limitations en fréquence et en puissance des composants semiconducteurs. Le moyen de contrôle nécessite une

consommation d'énergie continue et un système complexe d'actionnement, mais il assure une isolation galvanique et il est immunisé par rapport aux perturbations électromagnétiques.

Cette étude bibliographique académique a été menée dans le dessein d'évaluer l'état de la recherche dans le domaine des dispositifs accordables RF. A la vue de l'étendue du domaine, l'étude a plus particulièrement portée sur les composants variables. Cette étude gagnerait à être étendue aux fonctions accordables. Elle pourrait alors révéler des avantages et inconvénients non abordés dans notre étude, entre autres liés aux autres composants fixes, inhérent à la conception de fonction. De plus, l'état de l'art des composants a un temps d'avance sur celui de leurs applications.

Malgré ces lacunes, l'étude a donné un ordre de grandeur des propriétés des différentes technologies. Par la suite deux réalisations illustrent les conclusions tirées.

Dans la seconde partie de mon doctorat qui est synthétisée dans le second chapitre de ce manuscrit, l'étude d'un adaptateur d'impédance accordable a été menée. Les dispositifs accordables amènent parfois à de nouvelles problématiques. Ainsi, ils peuvent nécessiter la mise au point de nouvelles méthodes de conception et de caractérisation. Les adaptateurs d'impédance accordables font partie de ceux-ci.

La conception a commencé par le choix d'un moyen de rendre accordable l'adaptateur. Dans cette étude, une inductance a été mise en série à un varactor pour obtenir une impédance variable équivalente à une inductance ou une capacité. Ensuite, une étude succincte de la couverture en impédance de différentes structures en fonction de la fréquence et du facteur de qualité de l'impédance, a permis de sélectionner une topologie en Π pour minimiser les effets des pertes des composants montés en surface. Une modélisation électrique précise des composants a été nécessaire pour la conception et le dimensionnement du prototype qui a été réalisé en technologie hybride à base de composants discrets et de lignes coplanaires sur substrat RF. Pour caractériser le prototype une nouvelle méthode a été développée, simple à mettre en œuvre et prenant en compte les pertes. Enfin, pour caractériser complètement le dispositif un ensemble de mesures non-linéaires et une mesure de bruit ont été accomplis.

Une large couverture en impédance de 6,3 à 1120 Ω en module a été observée. De plus, l'accord en fréquence est correct avec une bande de fréquence relative de fonctionnement de 50% en conservant 50% de la couverture en impédance. Les mesures non-linéaires ont révélé des résultats de l'ordre de grandeur de ceux de l'état de l'art des dispositifs réalisés en technologie hybride. Pour une application en télécommunications, ces résultats ne sont pas satisfaisants, mais une solution, consistant à mettre en série un second varactor ou une capacité, permettrait d'améliorer les performances du démonstrateur.

Ce travail pourrait déboucher sur la conception d'un adaptateur d'impédance accordable en technologie intégrée. Une étude a été menée en ce sens en technologie CMOS AMS 0,35 μm : une concession sur l'accord en impédance doit être faite; seulement un quart de l'abaque de Smith est couvert.

La méthode de caractérisation linéaire développée pourrait être étendue aux caractérisations non linéaires et à la mesure de bruit. Ainsi, la caractérisation serait complète.

La méthode de conception pourrait aussi être étendue aux adaptateurs larges bandes. Pour cela une étude devrait être menée pour exprimer un facteur de mérite pertinent prenant en compte la largeur de la bande, l'ondulation dans la bande, *etc.*

Les chapitres III et IV correspondent à une même étude. Le fil conducteur de ces deux chapitres a été la conception d'un filtre accordable contrôlé optiquement. Dans le chapitre III, une étude sur les dispositifs périodiques a d'abord été menée. En s'appuyant sur la théorie des modes couplées, une méthode de synthèse de filtre coupe bande à base de structure périodique à bande rejetée unique a été extraite. Ensuite, l'exploitation de cette étude a permis la réalisation et la caractérisation de différents démonstrateurs. Après validation de la structure élémentaire et des propriétés de l'apodisation sur celle-ci, un filtre passe-bande a été réalisé; ce filtre a les inconvénients d'avoir des remontées parasites en basse et haute fréquences, des pertes par insertion de 1,7 dB et, surtout, rendre accordable un tel filtre s'avère être une opération complexe.

Ensuite, deux démonstrateurs ont été conçus dans le but de tester les potentialités à l'accord en fréquence de la topologie étudiée. Le premier démonstrateur a été un filtre sélectif; grâce à l'introduction d'un défaut dans la périodicité de la structure, une fréquence autorisée apparaît dans la bande de fréquence rejetée. Cette structure a l'avantage d'être potentiellement accordable par le biais du défaut. Mais les pertes par insertion sont relativement élevées. Le second démonstrateur a été un filtre réjecteur avec un plan de masse troué périodiquement pour renforcer la fonction de filtrage. De la même manière que pour le précédent démonstrateur, l'accord en fréquence est possible par le contrôle des trous.

En s'appuyant sur les résultats du dernier démonstrateur, un filtre passe-bas accordable contrôlé optiquement a été conçu, réalisé et caractérisé. Le contrôle optique des trous dans un plan de masse est une manière nouvelle, à l'IMEP-LAHC, d'appréhender le contrôle optique. Grâce à cette méthode de contrôle et en utilisant un substrat de SOI, on diminue les pertes par insertion inhérentes à la technologie de contrôle optique, en isolant les porteurs photocréés dans une mince couche de semiconducteur.

La topologie choisie est à saut d'impédance. Cette topologie a des avantages pour la conception d'un prototype. Elle permet de simplifier la théorie, la réalisation et l'interprétation des mesures. De plus, avec cette topologie, les trous sont de forme rectangulaire, ce qui conforte les avantages précédemment cités. La fonction de transfert du filtre est celle d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure dépend de la présence des trous dans le plan de masse.

Ce filtre est réalisé sur un substrat composé d'une couche de silicium et d'une couche de verre. Le dimensionnement d'un prototype est fait par simulation sous HFSS pour la prise en compte des trous. La réalisation du filtre a été faite en salle blanche. Le substrat a été obtenu par collage par adhésion moléculaire d'un wafer de silicium aminci et d'un wafer de verre borosilicate. Deux lots de prototypes ont été réalisés. Le premier n'a pas de couche de silicium dans le substrat. L'illumination y est simulée par un plan de masse plein. La mesure du dispositif a permis de vérifier l'amplitude de variation maximale de la topologie choisie, *i. e.*, 760 MHz. De plus, ces dispositifs donnent un ordre de grandeur des pertes par insertion dues à la topologie et au substrat. Le second lot de prototypes comportait une couche de silicium dans le substrat. L'illumination rétablit le plan de masse. Ainsi, un accord de 50 MHz de la fréquence de coupure a été observé. L'accord en fréquence n'est pas aussi grand que celui attendu. Ceci est dû à un manque de puissance lumineuse. Néanmoins, les pertes par insertions mesurées sont inférieures à 0,5 dB dans la bande passante.

La première perspective de ce travail serait de refaire la mesure du dispositif avec un laser. Cette substitution permettrait d'obtenir une plus forte puissance lumineuse.

En ce qui concerne la partie théorique de notre étude, la théorie des modes couplés a été utilisée avec une approximation au premier ordre dans l'équation différentielle de couplage entre les modes propagatif et contrapropagatif. Sans cette approximation, toujours en utilisant le formalisme des lignes de transmission, le modèle ne serait plus dépendant que de l'hypothèse d'une propagation TEM de l'onde. Ce formalisme permettrait de simuler avec exactitude toutes structures périodiques.

Pour compléter la partie théorique, une étude sur les défauts dans le plan de masse d'une ligne microruban pourrait être menée en modélisant la ligne avec le défaut comme une ligne de transmission. Cette méthode de modélisation permettrait la conception de défaut de forme adaptée à des structures à variation d'impédance caractéristique quelconque.

Enfin, si la mesure confirme que la réduction en épaisseur du silicium permet une diminution des pertes par insertion dues au contrôle optique, alors on pourrait réduire le silicium dans les trois dimensions à un parallélépipède. Ainsi, l'utilisation du contrôle optique sur la ligne signal deviendrait possible. De plus, cela autoriserait des réalisations sur ligne coplanaire.

Cependant, réduire dans les trois dimensions le silicium ne se fera pas sans une complexification de la réalisation technologique. Pour passer outre ces difficultés, le silicium pourrait être remplacé par du sulfure de cadmium qui offre une variation de conductivité correcte pour une réalisation technologique relativement simple.

Bibliographie

- [1] H. Sobol, and K. Tomiyasu, "Milestones of Microwaves," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 594-611, March 2002.
- [2] J. M. Osepchuk, "Microwave power applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 975-985, March 2002.
- [3] W. C. Brown, "Experiments in the transportation of energy by microwave beam," in *IRE International Convention Record*, vol. 12, 1964, pp. 8-17.
- [4] A. Rosen, M. A. Stuchly, A. Vander Vorst, "Applications of RF/Microwaves in Medicine," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 963-974, March 2002.
- [5] P. Staecker, "Microwave industry Outlook - Overview," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 1034-1036, March 2002.
- [6] C. E. McIntosh, R. D. Pollard, and R. E. Miles, "Novel MMIC source-impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 125-131, Feb 1999.
- [7] K. Entesari, *Development of High Performance 6-18 GHz Tunable/Switchable RF MEMS Filters and Their System Implications*, thèse pour le grade de Doctor of Philosophy de University of Michigan, 2006,
- [8] E. C. Nichenke, R. A. Pucel, and I. J. Bahl, "Microwave and millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 846-857, Mar 2002.
- [9] P. Park, C. S. Kim, M. Y. Park, S. Do Kim, and H. K. Yu, "Variable inductance multilayer inductor with MOSFET switch control," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, pp. 144-146, Mar 2004.
- [10] D.R. Pehlke, A. Burstein, M.F. Chang, "Extremely high-Q tunable inductor for Si-based RF integrated circuit applications," *Proceedings of International Electron Devices Meeting*, pp. 63-65, 1997.
- [11] S. F. Lim, K. S. Yeo, J. G. Ma, M. A. Do, K. W. Chew, and S. F. Chu, "Extremely high-Q stacked transformer-type inductors for RF applications," *2003 International Symposium on VLSI Technology, Systems, and Applications, Proceedings of Technical Papers*, pp. 147-150, 2003.

- [12] A. Chakravorty, R. F. Scholz, B. Senapati, R. Garg, and C. K. Maiti, "Design of active inductors in SiGe/SiGe : C processes for RIF applications," *International Journal of Rf and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, pp. 455-468, Sep 2007.
- [13] H. Hayashi, M. Muraguchi, Y. Umeda, and T. Enoki, "A high-Q broad-band active inductor and its application to a low-loss analog phase shifter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, pp. 2369-2374, Dec 1996.
- [14] R. Mukhopadhyay, Y. Park, P. Sen, N. Srirattana, J. Lee, C. H. Lee, S. Nuttinck, A. Joseph, J. D. Cressler, and J. Laskar, "Reconfigurable RFICs in Si-based technologies for a compact intelligent RF front-end," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 81-93, Jan 2005.
- [15] RF Cafe web site, (26 aout 2008), [En ligne] http://www.rfcafe.com/references/electrical/dielectric_constants_strengths.htm.
- [16] G. I. Haddad and R. J. Trew, "Microwave solid-state active devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 760-779, Mar 2002.
- [17] M. J. Rosker, "The present state of the art of wide-bandgap semiconductors and their future," *Proceedings of IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 159-162, 2007.
- [18] S. F. Zhou, X. Q. Sun, and W. N. Carr, "A monolithic variable inductor network using microrelays with combined thermal and electrostatic actuation," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 9, pp. 45-50, Mar 1999.
- [19] J. J. Yao, "RF MEMS from a device perspective," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 10, pp. R9-R38, Dec 2000.
- [20] P. Blondy, A. Pothie, and A. Crunteanu, "RF MEMS switches," in *proceedings of 4th AMICOM summer school*, Toulouse, France, 2007.
- [21] Q. Shen and N. S. Barker, "Distributed MEMS tunable matching network using minimal-contact RF-MEMS varactors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2646-2658, Jun 2006.
- [22] T. Vaha-Heikkila, M. Ylonen, "CMOS Compatible Switched MEMS Capacitors Up to 220 GHz Applications," in *proceeding of 36th European Microwave Conference*, pp. 1060-1063, Sept. 2006.
- [23] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "Electromechanical considerations in developing low-voltage RF MEMS switches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 259-270, Jan 2003.
- [24] A. Pothier, *Conception, realisation et test de microcommutateurs micro-electromecaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables*, thèse pour le grade de Docteur de l'université de Limoges, 2003.
- [25] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, and M. Eberly, "RF power handling of capacitive RF MEMS devices," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, June 2002, Vol 1, pp. 329-332.
- [26] T. Vaha-Heikkila and G. M. Rebeiz, "A 4-18-GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications," *International Journal of Rf and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 14, pp. 356-372, Jul 2004.
- [27] J. Zou, C. Liu, J. Schutt-Aine, J. Chen, and S.-M. Kang, "Development of a Wide Tuning Range MEMS Tunable Capacitor for, Wireless Communication Systems," *Proceedings of International Electron Devices Meeting*, pp. 403-406, 2000.
- [28] A. Dec and K. Suyama, "Micromachined varactor with wide tuning range," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 922-924, May 1997.

- [29] D. J. Young, V. Malba, J.-J. Ou, A. F. Bernhardt, and B. E. Boser, "A Low-Noise RF Voltage-Controlled Oscillator Using On-Chip High-Q Three-Dimensional Coil Inductor and Micromachined Variable Capacitor," *Proceedings of Workshop on Solid-State Sensor and Actuator*, pp. 128-131, South Carolina, 1998.
- [30] D. M. Klymyshyn, D. T. Haluzan, M. Borner, S. Achenbach, J. Mohr, and T. Mappes, "High aspect ratio vertical cantilever RF-MEMS variable capacitor," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, pp. 127-129, Feb 2007.
- [31] S. Jensen, A. D. Yalçinkaya, S. Jacobsen, T. Rasmussen, F. E. Rasmussen and O. Hansen, "Deep Reactive Ion Etching for High Aspect Ratio Microelectromechanical Components," *Physica Scripta*, Vol. T114, pp. 188–192, 2004.
- [32] L. Gu, Z. Z. Wu, and X. X. Li, "Post-CMOS micromachined nickel tunable-capacitors with a large tuning-range under low actuating voltage," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, pp. 2469-2472, Sep 2008.
- [33] A. Cruau, G. Lissorgues, P. Nicole, D. Placko, and A. M. Ionescu, "V-shaped micromechanical tunable capacitors for RF applications," *Microsystem Technologies-Micro-and Nanosystems-Information Storage and Processing Systems*, vol. 12, pp. 15-20, Dec 2005.
- [34] T. Vaha-Heikkilä, M. Ylonen, "CMOS compatible switched MEMS capacitors up to 220 GHz applications," in *36th European Microwave Conference*, pp. 1060-1063, Sept. 2006.
- [35] V. M. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M. E. Gross, and P. Gammel, "Self-assembling MEMS variable and fixed RF inductors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 2093-2098, Nov 2001.
- [36] I. Zine-El-Abidine, M. Okoniewski and J. G. McRory, "Tunable radio frequency MEMS inductors with thermal bimorph actuators," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 15, pp. 2063–2068, 2005
- [37] H. Sugawara, H. Ito, K. Okada, K. Itoi, M. Sato, H. Abe, T. Ito and K. Masu, "High-Q Variable Inductor Using Redistributed Layers for Si RF Circuits," *Proceedings of Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pp. 187-190, 2000.
- [38] C. M. Tassetti, G. Lissorgues, and J. P. Gilles, "New tunable RF MEMS microinductors design," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 14, pp. S17-S22, Sep 2004.
- [39] C. Kittel, *Physique de l'état solide*, Sieme edition, Dunod, Paris, 1983.
- [40] S.L. Swartz, "Topics in electronic ceramics," in *IEEE Trans. on Electrical Insulation*, Vol. 25, no. 5, Oct 1990, pp. 935-987.
- [41] J. Park, J.W. Lu, D.S. Boesch, S. Stemmer, and R.A. York, "Distributed phase shifter with pyrochlore bismuth zinc niobate thin films," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 5, May 2006, pp. 264-266.
- [42] L. Burgnies, G. Velu, K. Blary, J.-C. Carru, and D. Lippens, "Tunability of ferroelectric varactors up to 60 GHz", in *Electronics Letters*, vol. 43, no. 21, Oct. 2007, pp 1151-1152.
- [43] W. Hu, D. Zhang, M. J. Lancaster, T. W. Button, and B. Su, "Investigation of Ferroelectric Thick-Film Varactors for Microwave Phase Shifters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, no. 2, Feb. 2007, pp. 418-424.

- [44] T. Tick, V. Palukuru, M. Komulainen, J. Perantie, and H. Jantunen, "Method for manufacturing embedded variable capacitors in low-temperature cofired ceramic substrate," in *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 94-95, Jan 2008.
- [45] Z. Y. Zhao, X. Y. Wang, K. Choi, C. Lugo, and A. T. Hunt, "Ferroelectric phase shifters at 20 and 30 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, pp. 430-437, Feb 2007.
- [46] A. Tombak, J. P. Maria, F. T. Ayguavives, Z. Jin, G. T. Stauff, A. I. Kingon, and A. Mortazawi, "Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 462-467, Feb 2003.
- [47] J. S. Fu, X. N. A. Zhu, J. D. Phillips, and A. Mortazawi, "Improving linearity of ferroelectric-based microwave tunable circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, pp. 354-360, Feb 2007.
- [48] K. B. Kim, T. S. Yun, K. Wu, and C. S. Park, "Reconfigurable RF active bandpass filter with BaxSr1-xTiO3 varactor," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 135-136, Jan 2008.
- [49] K. B. Kim and C. S. Park, "Application of RF varactor using BaxSr1-xTiO3/TiO2/HR-Si substrate for reconfigurable radio," in *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 54, pp. 2227-2232, Nov 2007.
- [50] F. Goelden, A. Gaebler, S. Mueller, A. Lapanik, W. Haase, and R. Jakoby, "Liquid-crystal varactors with fast switching times for microwave applications," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 480-481, 2008.
- [51] R. Weigel, D.P. Morgan, J.M. Owens, A. Ballato, K.M. Lakin, K. Hashimoto, C.C.W. Ruppel, "Microwave acoustic materials, devices, and applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 1034-1036, March 2002.
- [52] C. K. Campbell, "applications of surface acoustic and shallow bulk acoustic-wave devices," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, pp. 1453-1484, Oct 1989.
- [53] J. H. Lin and Y. H. Kao, "A low phase-noise voltage-controlled SAW oscillator with surface transverse wave resonator for SONET application," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, pp. 60-65, Jan 2007.
- [54] J. Berge, A. Vorobiev, W. Steichen, and S. Gevorgian, "Tunable solidly mounted thin film bulk acoustic resonators based on BaxSr1-xTiO3 films," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, pp. 655-657, Sep 2007.
- [55] W. Pang, H. Zhang, H. Y. Yu, C. Y. Lee, and E. S. Kim, "Electrical frequency tuning of film bulk acoustic resonator," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 16, pp. 1303-1313, Dec 2007.
- [56] J. D. Adam, L. E. Davis, G. F. Dionne, E. F. Schloemann, and S. N. Stitzer, "Ferrite devices and materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 721-737, Mar 2002.
- [57] N. Saleh, "Variable micro-electronic inductors," *IEEE Transactions on Components Hybrids and Manufacturing Technology*, vol. 1, pp. 118-124, 1978.
- [58] M. Vroubel, Y. Zhuang, B. Rejaei, and J. N. Burghartz, "Integrated tunable magnetic RF inductor," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, pp. 787-789, 2004.
- [59] J. Salvia, J. A. Bain, C. P. Yue, and IEEE, "Tunable on-chip inductors up to 5 GHz using patterned permalloy laminations," *IEEE International Electron Devices Meeting 2005, Technical Digest*, pp. 963-966, 2005.

- [60] N. Sarkar, D. Yan, M. Ellis, E. Horne, J. B. Lee, H. Lu, R. Mansour, A. Nallani, G. Skidmore, and IEEE, "Microassembled tunable MEMS inductor," *Mems 2005 Miami: Technical Digest*, pp. 183-186, 2005.
- [61] T. Korn, M. Kerekes, J.-P. Michel, U. Ebels, C. Hoarau, J.-D. Arnould, P. Ferrari, et P. Xavier, "Filtre coupe bande reconfigurable et atténuateur variable utilisant la résonance ferromagnétique," 10ièmes Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux, Limoges France, Avril 2008.
- [62] M. Tsutsumi and S. Tamura, "Microstrip line filters using yttrium-iron-garnet film," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, pp. 400-402, 1992.
- [63] W. D'Orazio, K. Wu, and J. Helszajn, "A substrate integrated waveguide degree-2 circulator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 207-209, 2004.
- [64] A. Saib, M. Darques, L. Piraux, D. Vanhoenacker-Janvier, and I. Huynen, "Unbiased microwave circulator based on ferromagnetic nanowires arrays of tunable magnetization state," *Journal of Physics D-Applied Physics*, vol. 38, pp. 2759-2763, 2005.
- [65] B. Dieny, R. Sousa, G. Prenat, U. Ebels, "Spin-dependent phenomena and their implementation in spintronic devices," in *Int. Symp. on VLSI Technology, Systems and Applications*, April 2008, pp. 70-71, Hsinchu, Taiwan.
- [66] D. H. Auston, "Picosecond optoelectronic switching and gating in silicon," *Applied Physics Letters*, vol. 26, pp. 101-103, 1975.
- [67] S. Jit and B. B. Pal, "New optoelectronic integrated device for optically controlled microwave oscillators," *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 151, pp. 177-182, 2004.
- [68] S. Lucyszyn and I. E. Robertson, "Optically induced measurement anomalies with voltage-tunable analog-control MMIC's," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, pp. 1105-1114, 1998.
- [69] A. S. Nagra, O. Jerphagnon, P. Chavarkar, M. VanBlaricum, and R. A. York, "Indirect optical control of microwave circuits using monolithic optically variable capacitors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 1365-1372, 1999.
- [70] Y. Betser, J. Lasri, V. Sidorov, S. Cohen, D. Ritter, M. Orenstein, G. Eisenstein, A. J. Seeds, and A. Madjar, "An integrated heterojunction bipolar transistor cascode optoelectronic mixer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 1358-1364, 1999.
- [71] J. D. Arnould, A. Vilcot, and G. Meunier, "Toward a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 GHz," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, pp. 681-684, 2002.
- [72] J. Haidar, M. Bouthinon, and A. Vilcot, "A new optoelectronic microwave passive structures tuning," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 1996, pp. 1437-1439.
- [73] B. Boyer, J. Haidar, A. Vilcot, and M. Bouthinon, "Tunable microwave load based on biased photoinduced plasma in silicon," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 1362-1367, 1997.
- [74] S. Chouteau, B. Cabon, and J. Boussey, "Integrated microwave photoswitch on silicon," *Solid-State Electronics*, vol. 42, pp. 101-106, 1998.
- [75] B. Cabon, S. Chouteau, S. Wloczynski, A. Vilcot, and J. Boussey, "Optically controlled coplanar waveguide phase shifter on silicon," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 18, pp. 56-58, 1998.

- [76] M. El Khaldi, F. Podevin, and A. Vilcot, "An optically controlled continuous phase-shifter and magnitude controller on high-resistive silicon," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, pp. 129-132, 2003.
- [77] M. El Khaldi, F. Podevin, and A. Vilcot, "Microstrip parallel-line coupler to perform broadband optically controlled phase-shifting," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, pp. 570-573, 2005.
- [78] S. Lee, Y. Kuga, and R. A. Mullen, "Experimental results for a CW-mode optically controlled microwave switch on a silicon-based coplanar waveguide," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, pp. 257-262, 2003.
- [79] H. P. Li and K. T. Chan, "An improved optically controlled phase shifter on Si wafer," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, pp. 540-541, 2005.
- [80] X. Zhao, A. Cola, F. Quaranta, A. Persano, E. Gallo, J. E. Spanier, and B. Nabet, "Modeling of a high sensitivity heterostructure varactor with optical modulation capability," *2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, Vols 1 and 2*, pp. 454-457, 2007.
- [81] W. Platte, "spectral dependence of light-induced microwave reflection coefficient from optoelectronic wave-guide gratings," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, pp. 106-111, 1995.
- [82] D. Cadman, D. Hayes, R. Miles, and R. Kelsall, "Simulation results for a novel optically controlled photonic bandgap structure for microstrip lines," *2000 High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, pp. 110-115, 2000.
- [83] N. B. Rao and A. N. Chandorkar, "Optically tunable multiturn spiral inductor for RF applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, pp. 40-43, 2005.
- [84] P.-J. Liu, D.-S. Zhao, and B.-Z. Wang, "Design of optically controlled microwave switch for reconfigurable antenna systems," in *proceedings of Int. Conf. on Microwave and Millimetre Wave Technology*, 2007.
- [85] G. Zouganelis and D. Budimir, "Silicon gap-loaded microstrip slit-tetragonal resonator under IR-irradiation," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 699-702, 2007.
- [86] J. Wu and I. Shih, "A novel switchable microwave filter constructed with inter-coupled split-ring resonators and photosensitive cadmium sulfide," *2007 International Symposium on Signals, Systems and Electronics, Vols 1 and 2*, pp. 420-423, 2007.
- [87] C. Goldsmith, J. Randall, S. Eshelman, T. H. Lin, D. Denniston, S. Chen, and B. Norvell, "characteristics of micromachined switches at microwave frequencies," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 1996, vol 2, pp. 1141-1144.
- [88] Y. M. Lu, L. P. B. Katehi, and D. Peroulis, "High-power MEMS varactors and impedance tuners for millimeter-wave applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 3672-3678, Nov 2005.
- [89] H. A. C. Tilmans, W. De Raedt, and E. Beyne, "MEMS for wireless communications: 'from RF-MEMS components to RF-MEMS-SiP'," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 13, pp. S139-S163, 2003.
- [90] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. Garcia, "An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 489-497, Feb 2004.

- [91] R. B. Whatley, Z. Zhou, and K. L. Melde, "Reconfigurable RF impedance tuner for match control in broadband wireless devices," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 470-478, Feb 2006.
- [92] H. T. Zhang, H. Gao, and G. P. Li, "Broad-band power amplifier with a novel tunable output matching network," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 3606-3614, Nov 2005.
- [93] A. Tombak, "A ferroelectric-capacitor-based tunable matching network for quad-band cellular power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, pp. 370-375, Feb 2007.
- [94] W. C. E. Neo, Y. Lin, X. D. Liu, L. C. N. de Vreede, L. E. Larson, M. Spirito, M. J. Pelk, K. Buisman, A. Akhnoukh, A. de Graauw, and L. K. Nanver, "Adaptive multi-band multi-mode power amplifier using integrated varactor-based tunable matching networks," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 2166-2176, Sep 2006.
- [95] M. Kantanen, M. Lahdes, T. Vaha-Heikkila, and J. Tuovinen, "A wide-band on-wafer noise parameter measurement system at 50-75 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1489-1495, May 2003.
- [96] T. Vaha-Heikkila, M. Lahdes, M. Kantanen, and J. Tuovinen, "On-wafer noise-parameter measurements at W-band," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1621-1628, Jun 2003.
- [97] W. Bischof, "variable impedance tuner for mmics," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, pp. 172-174, Jun 1994.
- [98] J. H. Sinsky and C. R. Westgate, "Design of an electronically tunable microwave impedance transformer," in *International Microwave Symposium Digest*, 1997, vol. 2 Denver, CO, pp. 647-650, 1997.
- [99] H. T. Kim, S. W. Jung, K. T. Kang, J. H. Park, Y. K. Kim, and Y. W. Kwon, "Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 2394-2400, Dec 2001.
- [100] A. D. Yalcinkaya, S. Jensen, and O. Hansen, "High aspect ratio MEMS capacitor for high frequency impedance matching applications", *proceeding of ICECS*, pp. 918-921, 2003.
- [101] J. Papapolymerou, K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, and J. Kleber, "Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 271-278, Jan 2003.
- [102] T. Vaha-Heikkila and G. M. Rebeiz, "A 4-18-GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications," *International Journal of Rf and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 14, pp. 356-372, Jul 2004.
- [103] T. Vaha-Heikkila, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 205-207, Apr 2005.
- [104] T. Vaha-Heikkila, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "W-band RF MEMS double and triple-stub impedance tuners," in *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vols 1-4*, 2005, pp. 923-926.
- [105] T. Vaha-Heikkila, K. Van Caekenberghe, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "RF MEMS impedance tuners for 6-24 GHz applications," *International Journal of Rf and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, pp. 265-278, May 2007.

- [106] N. Deve, A.B. Kouki, V. Nerguizian, "A compact size reconfigurable 1-3GHz impedance tuner suitable for RF MEMS applications," in *16th International Conference on Microelectronics Proc.*, pp. 101-104, Dec. 2004.
- [107] R. N. de Lima, B. Huyart, E. Bergeault, and L. Jallet, "MMIC impedance matching system," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 1393-1394, Aug 2000.
- [108] H. T. Jeong, J. E. Kim, I. S. Chang, and C. D. Kim, "Tunable impedance transformer using a transmission line with variable characteristic impedance," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 2587-2593, Aug 2005.
- [109] A. L. Perrier, P. Ferrari, J. M. Duchamp, and D. Vincent, "A varactor tunable complex impedance transformer," *proceeding of European Microwave Conference*, Amsterdam, pp. 301-303, 2004.
- [110] A. Jrad, A. L. Perrier, R. Bourtoutian, J. M. Duchamp, and R. Ferrari, "Design of an ultra compact electronically tunable microwave impedance transformer," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 707-709, Jun 2005.
- [111] A.L. Perrier, J.-M. Duchamp, P. Ferrari, and D. Vicent, "un transformeur d'impédance complexe accordable," in *proceeding of Journée Nationales Micro-ondes*, Mai 2005.
- [112] Y. H. Chun and J. S. Hong, "Variable Z(c) transmission line and its application to an impedance transformer," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, pp. 412-414, Dec 2005.
- [113] L.-Y. Vicki Chen, R. Forse, D. Chase, and R. A. York, "Analog tunable matching network using integrated thin-film BST capacitors," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2004, vol.1, pp. 261-264.
- [114] M. Schmidt, E. Lourandakis, A. Leidl, S. Seitz, and R. Weigel, "A Comparison of Tunable Ferroelectric Π and T-Matching Networks," in *37th European Microwave Conference*, Munich, Germany, 2007, pp. 98-101.
- [115] J. Nithianandam, "An impedance transformer with silicon RF MEMS switches," in *Semiconductor Device Research Symposium, 2003 International*, 2003, pp. 536-537.
- [116] P. Scheele, F. Goelden, A. Giere, S. Mueller, and R. Jakoby, "Continuously tunable impedance matching network using ferroelectric varactors," in *2005 IEEE Mtt-S International Microwave Symposium, Vols 1-4*, 2005, pp. 603-606.
- [117] Z. Zhou and K. L. Melde, "Packaging considerations for a compact reconfigurable RF tuner with a broadband tuning range," in *Electrical Performance of Electronic Packaging*, 2006, pp. 237-240.
- [118] P. L. D. Abrie, *The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers*, United States of America Artech House, 1985.
- [119] R. Bourtoutian and R. Ferrari, "Tapered distributed analogue tunable phase shifter with low insertion and return loss," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 852-854, Jul 2005.
- [120] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, second edition, John Wiley & Sons ed.: A Wiley-Interscience publication, 1982.
- [121] S. J. Orfanidis, (14 février 2008), *Electromagnetic Waves and Antennas, Ch.11 Coupled Lines*, [En ligne] <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [122] T. Sasaki, H. Hataoka, "Investigation of intermodulation in tuning varactor," in *IEEE Broadcasting trans. on*, vol. 29, n. 2, pp. 77-81, June 1983.
- [123] G. Boeck, D. Pienkowski, R. Circa, M. Otte, B. Heyne, P. Rykaczewski, R. Wittmann, and R. Kakerow, *RF front-end technology for reconfigurable mobile systems*, 2003.

- [124] D. Nesic and A. Nesic, "Bandstop microstrip PBG filter with sinusoidal variation of the characteristic impedance and without etching in the ground plane," in *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 29, pp. 418-420, 2001.
- [125] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. Hernandez, M. Bacaicoa, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "New microstrip "wiggly-line" filters with spurious passband suppression," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 1593-1598, Sep 2001.
- [126] B. D. Hunt and IEEE, "Stripline band-stop and band-pass filters using spatially modulated transmission line," *2006 European Microwave Conference*, Vols 1-4, pp. 359-361, 2006.
- [127] X. S. Rao, Linfeng Chen, C. Y. Tan, J. Lu and C. K. Ong, "Design of one-dimensional microstrip bandstop filters with continuous patterns based on Fourier transform," in *Electronics Letters*, vol. 39 no. 1, pp. 64-65, Jan. 2003.
- [128] M. Le Roy, A. Pérennec, S. Toutain and L. C. Calvez, "The Continuously Varying Transmission-Line Technique—Application to Filter Design," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 1680-1687, 1999.
- [129] M. Boussalem, *Etude et modélisation de structures de transmission non uniformes applications a l'adaptation d'impédance et au filtrage*, thèse pour le grade de Docteur de l'INPT et de l'ESCT, Juillet 2007.
- [130] L. Duvillaret, J.-D. Arnould, J.-M. Duchamp, et P. Ferrari, "Filtre réjecteur de bande à géométrie de ligne périodique", dans *15ieme Journées Nationales Micro-ondes*, Toulouse, Mai 2007.
- [131] I. Arnedo, M. A. G. Laso, F. Falcone, D. Benito, and T. Lopetegi, "A series solution for the single-mode synthesis problem based on the coupled-mode theory," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, pp. 457-466, Feb 2008.
- [132] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. J. Erro, M. Sorolla, and M. Thumm, "Analysis and design of periodic structures for microstrip lines by using the coupled mode theory," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, pp. 441-443, 2002.
- [133] A. Yariv and P. Yeh, "Optical waves in crystals. Propagation and control of laser radiation," *Optical waves in crystals*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1984.
- [134] S. J. Orfanidis, (14 février 2008), *Electromagnetic Waves and Antennas, Ch.11 Coupled lines*, [En ligne] <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [135] K. C. Gupta, R. Chadha, and R. Garg, *Computer-aided Design of Microwave Circuits*, Artech House ed., 1981.
- [136] D. A. Frickey, "Conversions between S, Z, Y, h, ABCD and T parameters which are valid for complex source and load impedances," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 2, pp. 205-211, Feb. 2005.
- [137] R. A. Pucel, D. J. Masse, and C. P. Hartwig, "Losses in Microstrip," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no. 8, pp. 342-350, 1968.
- [138] S. Y. Huang and Y. H. Lee, "Tapered dual-plane compact electromagnetic bandgap microstrip filter structures," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 2656-2664, 2005.
- [139] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, n. 3, pp. 734-743, Mars 2003.
- [140] E. Pistono, P. Ferrari, L. Duvillaret, J. M. Duchamp, and R. G. Harrison, "Hybrid narrow-band tunable bandpass filter based on varactor loaded electromagnetic-bandgap

- coplanar waveguides," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 2506-2514, 2005.
- [141] A. Griol, D. Mira, A. Martinez, and J. Marti, "Multiple-frequency photonic bandgap microstrip structures based on defects insertion," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, pp. 479-481, 2003.
 - [142] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. J. Erro, D. Benito, M. J. Garde, F. Falcone, and M. Sorolla, "Novel photonic bandgap microstrip structures using network topology," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 25, pp. 33-36, 2000.
 - [143] R. Gary, J. D. Arnould, and A. Viltot, "Semi-analytical modeling and analysis in three dimensions of the optical carrier injection and diffusion in a semiconductor substrate," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 2163-2170, 2006.
 - [144] F. Gardillou, "1.4 Le collage par adhésion moléculaire," *Etude est réalisation de structures hybrides actives/passives en optique intégrée sur verre , Ch. 1*, thèse pour le grade de Docteur de l'INPG, pp. 19-32, Déc. 2005.
 - [145] Lord Rayleigh, "A study of glass surface in optical contact," *Proc. Phys. Soc.*, pp. 326-349, 1936.
 - [146] J. B. Lasky, S. R. Stiffler, F. R. White, and J. R. Abernathy, "Silicon-on-insulator (SOI) by bonding and etch-back," *Proc. of the IEEE International Electronic Device Meeting*, Piscataway, NJ, page 684, 1985.
 - [147] R. Stengl, T. Tan, and U. Gösele, "A model for the wafer bonding process", *Japanese J. of Appl. Phys.*, Vol. 28, n° 10, pp. 1735-1741, 1989.
 - [148] Q. Y. Tong, U. Gösele, C. Yaun, A. Steckl, and M. Reiche, "Silicon carbide wafer bonding," *J. Electrochem. Soc.*, pp. 142-232, 1995.

Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement

Résumé : Ce travail avait pour objectif d'aborder la problématique des dispositifs accordables en radiofréquence. Il a été mené au travers des conceptions et caractérisations de deux fonctions : un adaptateur d'impédance à 1 GHz et un filtre passe-bas contrôlé optiquement à 6 GHz.

L'adaptateur d'impédance accordable a été réalisé en technologie hybride : structure coplanaire et composants montés en surface. La topologie choisie est une structure en Π avec comme composant accordable un varactor en série avec une inductance. Les simulations et les mesures sont en très bon accord. L'adaptateur couvre largement l'abaque de Smith, les impédances variant entre $6\ \Omega$ et $1\ \text{k}\Omega$ en module, avec un accord en fréquence sur une bande relative de 50%.

La seconde étude a porté sur un filtre passe-bas à structure périodique. Après avoir étudié une variation périodique particulière de l'impédance caractéristique (en forme d'exponentielle de sinusoïde) grâce à la théorie des modes couplés, une étude des possibilités d'utilisation du contrôle optique dans cette structure a été menée et un prototype de filtre passe bas a été réalisé avec les moyens de la salle banche de l'IMEP-LAHC. L'accord en fréquence du filtre est fait par le contrôle optique de défauts dans le plan de masse. Ceci permet une variation théorique de la fréquence de coupure de 1 GHz.

Mots-clés : dispositif accordable, RF, adaptation d'impédance, contrôle optique.

Tunable RF devices : Examples of a tunable impedance matching network and an optically controlled filter

Abstract : In the framework of higher need of tunable RF device in the telecommunication industry, the various technological options presently available need to be compared and benchmarked. To this purpose, this work has been dedicated to the design of tunable compact microwave devices. Two functions have been evaluated: a tunable impedance matching network at 1 GHz and a low-pass filter optically controlled at 6 GHz.

In the first study, a compact narrow band impedance matching network has been designed in hybrid technology, employing coplanar waveguide transmission lines and surface mounted components. This device is a Π -structure with tunable components made of varactors in series with inductors. Simulations and measurements have been found in good agreement. Measurements have been carried out using a new approach. They show that complex impedances with magnitudes varying from $6\ \Omega$ to $1\ \text{k}\Omega$ can be matched at 1GHz, with a 50% bandwidth.

A low pass filter has then been designed in the second study. It consists in a structure whose periodical variation of the characteristic impedance is introduced by the repetition microstrip line pattern. Its tunability has been introduced by additional periodical ground defects masked or not by illumination. Thanks to analytical formulas derived from the coupled mode theory, the device scattering parameters excluding harmonic response (only one bandgap) have been extracted for a specific characteristic impedance variation. A prototype of this low pass filter has been fabricated in cleanroom, it demonstrates the tunability of this device.

Keywords : tunable device, RF, impedance matching network, optical control.
