



**HAL**  
open science

## Dispositifs accordables en radiofréquence

Jean-Daniel Arnould

► **To cite this version:**

Jean-Daniel Arnould. Dispositifs accordables en radiofréquence. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Grenoble, 2012. tel-00714096

**HAL Id: tel-00714096**

**<https://theses.hal.science/tel-00714096>**

Submitted on 3 Jul 2012

**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.

**RAPPORT**

Pour obtenir le grade d'

**HABILITATION A DIRIGER DES  
RECHERCHES**

Comité d'évaluation ELESA

Présentée par

**Jean-Daniel ARNOULD**

**Dispositifs accordables en  
radiofréquence**

*Travaux de recherche réalisés à l'IMEP LAHC*

HDR soutenue publiquement le 16 mai 2012,  
devant le jury composé de :

**Serge TOUTAIN**

Professeur à l'université de Nantes

**Christian PERSON**

Professeur à Telecom Bretagne, rapporteur

**Christophe GAQUIERE**

Professeur à l'Université de Lille, rapporteur

**Jean-Michel FOURNIER**

Professeur à Grenoble-INP, rapporteur

**Anne VILCOT**

Professeur à Grenoble-INP, examinateur

**Philippe FERRARI**

Professeur à l'Université Joseph Fourier, examinateur

**Pierre VINCENT**

Ingénieur au CEA-Leti, invité





## Remerciements :

Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer à ma soutenance d'Habilitation à Diriger des Recherches. Merci donc à Serge Toutain, Professeur à l'université de Nantes d'avoir présidé avec bienveillance ce jury. Merci également aux Professeurs Christian Person de Telecom Bretagne et Christophe Gaquière de l'université de Lille d'avoir rapporté avec finesse sur mes travaux de recherche ; nos échanges furent très enrichissants et m'ont permis d'envisager des perspectives de travail innovantes. Comment ne pas oublier les membres internes de ce jury, Jean-Michel Fournier, Philippe Ferrari et Anne Vilcot qui m'ont tous les trois mis le pied à l'étrier dans différents domaines tels que l'électronique analogique RF, le filtrage hyperfréquence et le contrôle optique. Qu'ils voient ici toute l'expression de ma sincère reconnaissance ; ils m'ont fait confiance en me donnant des responsabilités aussi bien en recherche qu'en enseignement. Mes remerciements vont ensuite à M. Pierre Vincent, responsable du LAIR au CEA-Leti, sans qui mes recherches sur l'augmentation de l'efficacité des amplificateurs de puissance n'auraient pu s'effectuer.

Tous ces travaux de recherche n'auraient pu se faire sans une superbe équipe et une ambiance chaleureuse de travail. Merci donc à mes deux fidèles co-bureau de charme et de choc Florence et Ghislaine de m'avoir supporté dans tous les sens du terme ! Merci à Yannis, Manu, Pascal, Jean-Marc, Philippe Benech, Nicolas Rouger, Alexandre Giry et Tan avec qui les échanges furent toujours fructueux. Merci également à Xavier et Nicolas sans qui les mesures BF et HF ne seraient pas excellentes. Merci enfin aux charmantes secrétaires qui nous facilitent notre vie d'enseignant et de chercheur tous les jours !

Je tiens également à remercier les forces vives du laboratoire avec qui j'ai directement eu le plaisir de travailler au quotidien c'est-à-dire mes doctorants : René, Darine, Christophe, Alexandru, Vitor, Gauthier et Duc. Je n'oublie pas les stagiaires qui ont mis la main à la pâte : Philippe, Pierre, Alexandre, Pardis, Michel, Pascal, Salem, Nourredine, Sylvain, Mohammed, Gustavo, Benjamin, et Vlad.

Comme une petite dose de décompression ne fait pas de mal entre midi et deux, je tiens à remercier mes collègues de course à pied et néanmoins informaticiens Cyrille, Seb, Luc et Serge.

Je garde le meilleur pour la fin ; ma femme Sophie qui m'a toujours encouragé et soutenu dans mon travail ainsi que mes quatre enfants Antoine, Chloé, Baptiste et Noé qui me donnent toujours autant de divertissements quand je rentre à la maison ! Merci aussi à mes parents, à ma sœur et tout particulièrement à mon papa qui m'a transmis le gène de l'enseignement et de la recherche...



# Table des matières

<b>I</b>	<b>Introduction générale</b> . . . . .	<b>3</b>
<b>II</b>	<b>Curriculum vitae détaillé</b> . . . . .	<b>5</b>
1	État civil . . . . .	7
2	Formation et emplois . . . . .	7
3	Activités d'enseignement . . . . .	8
4	Activités de recherche . . . . .	9
5	Rayonnement . . . . .	13
6	Conclusion . . . . .	14
	Bibliographie du chapitre II . . . . .	15
<b>III</b>	<b>Contrôle optique de composants hyperfréquences</b> . . . . .	<b>19</b>
1	Introduction et principe . . . . .	21
2	Travaux de R. Gary et A. Perron . . . . .	24
3	Travaux de C. Hoarau et S. Ibrahim . . . . .	31
4	Conclusion . . . . .	36
	Bibliographie du chapitre III . . . . .	37
<b>IV</b>	<b>Conception de filtres périodiques</b> . . . . .	<b>39</b>
1	Introduction et principe . . . . .	41
2	Etude théorique de la structure périodique . . . . .	42
3	Conception du filtre passe-bas . . . . .	46
4	Etude de sensibilité de la réponse du passe-bas . . . . .	52
5	Filtres réalisés à 1 GHz . . . . .	54
6	Conclusion . . . . .	58
	Bibliographie du chapitre IV . . . . .	61
<b>V</b>	<b>Dispositifs accordables RF</b> . . . . .	<b>65</b>
1	Introduction et principe . . . . .	67
2	Principe de l'adaptation . . . . .	68
3	Facteur de mérite . . . . .	68
4	Facteur de transformation et bande passante . . . . .	69
5	Choix de la topologie . . . . .	71
6	Rendement des adaptateurs d'impédance . . . . .	73
7	Comparaison de la transformation suivant différents chemins . . . . .	74
8	Zones de performances . . . . .	76
9	Démonstrateur en technologie hybride . . . . .	81
10	Conclusion . . . . .	85
	Bibliographie du chapitre V . . . . .	87
<b>VI</b>	<b>Conclusions et perspectives</b> . . . . .	<b>89</b>
1	Conclusions . . . . .	91
2	Perspectives . . . . .	92
	Bibliographie du chapitre VI . . . . .	99



# Chapitre I

## Introduction générale

Difficile exercice que d'introduire son mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches (HDR). Comment résumer efficacement en une centaine de pages ces activités de recherche depuis une dizaine d'année ? Ces activités se sont bien sûr appuyées sur les travaux des nombreux stagiaires et thésards que j'ai encadrés. Sans eux, la science ne pourrait pas avancer efficacement et maintenant que je suis passé du côté "encadré" au côté "encadrant", je mesure tout le poids de leur travail et j'en profite ici pour les remercier de nouveau. Je vais donc décrire chronologiquement les résultats importants que j'ai pu tirer de ces différents travaux, en faire une synthèse et pouvoir ainsi dégager des perspectives de recherche. Mes trois premiers encadrements de thèse ont été cruciaux dans le choix de mes activités de recherche ; ils ont débuté chacun à un an d'intervalle et m'ont permis de faire le point sur l'efficacité du contrôle optique pour réaliser des fonctions hyperfréquences intéressantes, notamment grâce à la thèse de C. Hoarau qui a étudié de manière large les manières d'accorder nos dispositifs hyperfréquences. Ce mémoire sera donc centré sur la thématique des dispositifs accordables en RadioFréquences. Ces circuits accordables peuvent en microélectronique servir, entre autres, à optimiser les rendements en puissance dans les circuits d'émission/réception des communications mobiles ou bien à corriger d'éventuelles dispersions dues à la technologie de fabrication de plus en plus fine ou à l'environnement extérieur.

De 1999 à 2002, mes travaux de thèse m'ont permis d'appréhender les phénomènes physiques mis en jeu dans le contrôle optique de composants passifs hyperfréquences. Il s'agissait de modéliser les interactions entre un signal optique de commande, un semiconducteur intrinsèque éclairé et des signaux de propagation hyperfréquence par une méthode de résolution des équations de Maxwell et des équations de diffusion par éléments finis. L'idée était de pouvoir fabriquer des dispositifs hyperfréquences accordables ayant des fonctions intéressantes tirant partie de l'immunité entre le signal optique de commande et l'onde de propagation hyperfréquence dans le semiconducteur éclairé localement.

Après la fin de ma thèse en 2002, mes activités de recherche se sont orientées de manière générale vers les dispositifs hyperfréquences accordables. Elles ont commencé naturellement par du contrôle optique sur substrat semi-conducteur avec le co-encadrement de la thèse de R. Gary. Le but de ces recherches étaient à la fois de continuer à mieux comprendre l'interaction rayonnement/matière avec l'injection optique de porteurs dans un semi-conducteur et de construire ainsi des fonctions hyperfréquences innovantes contrôlées optiquement et à la fois de caractériser le semi-conducteur en surface et



en volume. Pour mener à bien cette tâche, nous sommes passés par une résolution semi-analytique de l'équation de diffusion ambipolaire qui s'est avérée plus rapide et plus efficace que la résolution par la méthode des éléments finis.

L'année suivante, les travaux de thèse de D. Kaddour ont porté sur la conception de filtres à structures périodiques ayant des propriétés de compacité et de pente de réjection très intéressantes. L'idée ensuite fut d'utiliser des capacités variables pour contrôler la fréquence de coupure de ces filtres.

L'année d'après, les recherches de C. Hoarau ont fait la synthèse des dispositifs radiofréquences que l'on pouvait accorder à l'aide de capacités variables. Ces capacités variables pouvaient être soit des varactors intégrés (diodes ou transistor MOS) ou hybrides commandés en tension, soit des charges créées par injection optique, soit des MEMS ou bien encore des capacités ferroélectriques commandés en tension. Les conclusions de ces recherches ont été cruciales pour moi car elles m'ont amené à abandonner complètement l'utilisation du contrôle optique pour réaliser des fonctions hyperfréquences intéressantes et à me concentrer plutôt sur les topologies accordables permettant l'adaptation d'impédance et le filtrage dans les circuits d'émission/réception dans le domaine des communications sans fils. Ce fut l'objet du projet région ADAN que j'ai en charge depuis 2009 et de la thèse de V. Freitas qui va se terminer en septembre 2012.

J'ai ensuite co-encadré entre 2008 et 2011, la thèse d'Alexandru Romanescu qui a travaillé à STMicroelectronics sur la modélisation des dispositifs MOS et thyristor en régime de décharge électrostatique. J'ai choisi volontairement de ne pas développer ici ces travaux de recherche car ils ne s'inscrivent pas dans la thématique de l'accordabilité que j'ai choisie de développer de manière logique dans ce mémoire de HDR.

Depuis 2011, deux nouvelles thèses ont commencé. La première est celle de Gauthier Tant qui constitue la suite logique de celle de Vitor Freitas et de la collaboration avec le CEA-Leti initiée grâce au projet ADAN. Elle concerne la conception d'architectures reconfigurables d'amplificateurs RF de puissance en technologie SOI. La deuxième thèse qui a commencé est celle de Duc To et concerne les circuits de pilotage pour la commande bi-directionnelle de plusieurs transistors de puissance. Je parlerai plus en détail de ces deux nouvelles thèses dans les perspectives de mon dernier chapitre du fait qu'elles ont été initiées très récemment.

Après une brève présentation de mon cursus académique et de mes activités d'enseignement, je détaillerai dans les prochains chapitres mes travaux de recherche concernant la conception de dispositifs hyperfréquences accordables en m'appuyant sur ceux des différents doctorants/stagiaires que j'ai pu encadrer depuis ces dix dernières années.

# Chapitre II

## Curriculum vitae détaillé

### Sommaire

---

<b>1</b>	<b>État civil</b> . . . . .	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>Formation et emplois</b> . . . . .	<b>7</b>
<b>3</b>	<b>Activités d'enseignement</b> . . . . .	<b>8</b>
	3.1 Répartition des enseignements . . . . .	8
	3.2 Responsabilités pédagogiques au sein de l'école . . . . .	9
<b>4</b>	<b>Activités de recherche</b> . . . . .	<b>9</b>
	4.1 Encadrement de stagiaires et doctorants . . . . .	9
	4.2 Liste des stagiaires et doctorants encadrés . . . . .	11
<b>5</b>	<b>Rayonnement</b> . . . . .	<b>13</b>
	5.1 Relations avec le monde industriel . . . . .	13
	5.2 Organisation de conférences scientifiques . . . . .	13
	5.3 Activité de "reviewer" . . . . .	14
<b>6</b>	<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>14</b>
	<b>Bibliographie du chapitre II</b> . . . . .	<b>15</b>

---

Ce chapitre résume dans un curriculum vitae détaillé mes activités d'enseignement et de recherche. Mes activités de recherche seront ensuite détaillées dans les prochains chapitres.

## 1 État civil

*Nom patronymique :* **ARNOULD**

*Prénom :* **JEAN-DANIEL**

*Date et lieu de naissance :* 08 juillet 1974 à Chevreuse (78)

*Nationalité :* Française

*Situation de famille :* Marié, 4 enfants

*Adresse personnelle :* 1487, rue Ambroise Carrier  
F-38590 SILLANS

*Téléphone personnel :* +33(0)4 76 93 13 86

*Situation professionnelle actuelle :* **Maître de Conférences (titulaire depuis le 01/09/2005)**

*Établissement :* École PHELMA (GrenobleINP)

*Adresse professionnelle :* Institut de Microélectronique, Électromagnétisme et Photonique  
(IMEP-LAHC)  
UMR 5130 GrenobleINP / UJF / Université de Savoie / CNRS  
3, parvis Louis Néel BP 257  
F-38016 GRENOBLE Cedex 1

*Téléphone professionnel :* +33(0)4 56 52 95 59

*Fax :* +33(0)4 56 52 95 01

*e-mail :* Jean-Daniel.Arnould@phelma.grenoble-inp.fr

## 2 Formation et emplois

- **Maître de Conférences** : depuis 2004  
Enseignement à PHELMA (GrenobleINP)  
Recherche à l'Institut de Microélectronique, Électromagnétisme et Photonique (IMEP-LAHC)
- **Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche** : 2002-2004  
Enseignement à l'École Nationale Supérieure d'Électronique et de Radioélectricité de Grenoble (ENSERG)  
Recherche à l'IMEP
- **Moniteur de l'Enseignement Supérieur** : 1999-2002  
Centre d'Initiation à l'Enseignement Supérieur (CIES)
- **Doctorat en Optique, Optoélectronique et Microondes** : 1999-2002  
Thèse soutenue le 2 octobre 2002  
Institut National Polytechnique de Grenoble (INPGrenoble)

Thèse pluri-disciplinaire effectuée au sein de la fédération ELESA.

*Sujet de thèse* : "Contribution à la modélisation par la méthode des éléments finis de composants hyperfréquences contrôlés optiquement".

*Laboratoires* : Institut de Microélectronique, Électromagnétisme et Photonique (IMEP) et Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble (LEG).

*Direction* : A. Vilcot (Professeur INPG), G. Meunier (DR CNRS)

- **Scientifique du contingent** : 1999  
Centre de Recherches du Service de Santé des Armées (CRSSA)  
Développement d'un implant de télémétrie pour la mesure de l'absorption des ondes électromagnétiques dans les tissus organiques chez le rat. Installation d'un mini-réseau Linux.
- **Diplôme d'Étude Approfondie (DEA) en Optique, Optoélectronique et Microondes** : 1998  
INPGrenoble - Institut de RadioAstronomie Millimétrique  
"Etude d'un résonateur ouvert semi-hémisphérique quasi-optique à 200 GHz"
- **Diplôme d'ingénieur en électronique** : 1995-1998  
ENSERG

### 3 Activités d'enseignement

#### 3.1 Répartition des enseignements

J'enseigne principalement en deuxième et troisième année de PHELMA. Mon service d'enseignement évolue un peu chaque année mais voici typiquement celui de 2011-2012 :

Filière - intitulé	CM	TD	TP-Projets	% éq. TD
Filières Systèmes Electroniques Intégrés et Physique et Nanosciences 2A <i>Composants et Circuits Micro-ondes</i>	30	6		24%
Filières Systèmes Electroniques Intégrés et Physique et Nanosciences 2A et 3A <i>TP Composants et Circuits Micro-ondes</i>			72	33%
Filière Systèmes Electroniques Intégrés 3A <i>Projet de conception d'un émetteur/récepteur WiFi</i>			52	24%
Tronc Commun 1A <i>TP électronique</i> <i>TD Electromagnétisme</i>		12	29	19%
<b>BILAN (en heures éq. TD)</b>	<b>45</b>	<b>18</b>	<b>153</b>	<b>216</b>

Mes enseignements sont essentiellement tournés vers la conception de circuits RF avec une majorité de TP et de projets, ce qui représentent plus de la moitié de mon service total. J'essaie de renouvel-

ler chaque année les projets de CAO hyperfréquence et les textes de TP de façon à faire profiter les étudiants de l'avancement de nos recherches et à améliorer notre pédagogie. Par exemple, j'ai monté un nouveau TP de caractérisation sous pointes de capacités MIM entre 45 MHz et 26,5 GHz grace au projet région MANIPP qui m'a procuré des wafers de test et qui a permis l'élaboration de techniques de de-embedding efficaces dans le cadre de mes recherches. J'ai participé également à la mise en place d'un ambitieux projet de conception d'un émetteur et d'un récepteur WiFi en technologie hybride et intégrée (100h de projet pour les étudiants). Je mets en ligne sous la plateforme Dokéos (<http://opus.grenet.fr/dokeos/inpg/>) un maximum d'information (logiciels libres, datasheets, cours, textes de TP, plannings) à l'attention des étudiants. Cette plateforme sert également à déposer les compte-rendus des étudiants et à effectuer des sondages pour l'évaluation de nos enseignements.

### 3.2 Responsabilités pédagogiques au sein de l'école

- **2007-2008** : membre élu suppléant de la Commission des Spécialistes de l'Etablissement INPG, section 63, représentant des enseignants-chercheurs de rang B
- **Depuis octobre 2008** : membre élu au Conseil Restreint de l'école  
membre élu à la Commission Pédagogique de la Vie Etudiante.
- **Depuis mars 2009** : responsabilité avec L. Anghel (Professeur Grenoble-INP) de la filière Systèmes Electroniques Intégrés (deuxième et troisième année de PHELMA). Gestion d'une soixantaine d'étudiants, du projet pédagogique, de l'emploi du temps. Participation active au jury des Admis Sur Titres et au jury de poursuite d'étude à l'IUT GEIL.

## 4 Activités de recherche

### 4.1 Encadrement de stagiaires et doctorants

- **2003-2006** : j'ai animé pendant cette période avec A. Vilcot (Professeur INPG) et F. Podevin (Maître de Conférences INPG) l'activité de recherche "Contrôle optique de composants microondes" au sein du thème RadioFréquence Hyperfréquence et Optoélectronique (RFHO) de l'IMEP. Cette animation a conduit au coencadrement de R. Gary en Master Recherche [MR1] qui a poursuivi ses recherches sur le contrôle optique en thèse [D1]. Ce travail de Master Recherche et de thèse a conduit à la publication de 3 articles dans des Revues Internationales [RI2,RI3,RI5], 4 articles dans des Conférences Internationales [CI8,CI11,CI12,CI13], et 5 articles dans des Conférences Nationales [CN4,CN5,CN6,CN8,CN13].

En parallèle de cette activité de modélisation électrique de la charge microonde photoinduite par le contrôle optique, je me suis également intéressé à la mesure et à la caractérisation de composants RF passifs intégrés, et en particulier des capacités Métal-Isolant-Métal (MIM) en m'impliquant avec Ph. Benech (Professeur UJF) dans le projet région MATériaux Nouveaux pour l'Intégration de Passifs dans la Puce (MANIPP). Ce travail a conduit au coencadrement de 4 étudiants en Master Recherche [MR2,MR4,MR5,MR7], 2 étudiants en Projet de Fin d'Etudes [PFE1,PFE3] et de 1 étudiant en stage ingénieur de 2ème année [ST2] et a abouti à la publication de 5 articles en Conférences Internationales [CI6,CI7,CI9,CI10,CI15], et 4 articles dans des Conférences Nationales [CN7,CN11,CN12,CN17].

Ces activités de recherche en particulier et celles liées au thème RFHO en général ayant un

besoin important en logiciels de simulation électrique et électromagnétique, je me suis occupé d'évaluer puis d'acquérir un certain nombre de logiciels pour le laboratoire puis de former les étudiants (D, MR ou ST) sur ceux-ci (Agilent ADS, CST Microwave Studio, Ansoft HFSS, Matlab Toolbox RF, NI Labview ...). Je m'occupe donc d'établir une certaine veille informatique sur les simulateurs commerciaux existants et de mutualiser les connaissances acquises (création par exemple d'une page intranet sur les techniques de de-embedding <http://communication.minatec.inpg.fr/arnould/recherche/>)

- **2004-2007** : j'ai coencadré la thèse de D. Kaddour [D2] avec P. Ferrari (Professeur UJF) sur la modélisation, la conception et la caractérisation de filtres RF miniatures basés sur des structures périodiques. Ce travail de thèse a conduit à la publication de 3 articles dans des Revues Internationales [RI4,RI8,RI9], 2 articles des Conférences Internationales [CI14,CI18] et 5 articles dans des Conférences Nationales [CN9,CN10,CN15,CN16,CN19]. En parallèle de cette nouvelle activité, j'ai continué à travailler sur le contrôle optique en tant que moyen de caractérisation du semiconducteur éclairé en surface et en volume. Ces études m'ont amené à coencadrer un étudiant ingénieur [PFE2] et en stage de Master Recherche [MR6], ce qui a donné une publication [CN8].
- **2005-2008** : j'ai coencadré la thèse de C. Hoarau [D3] avec P. Xavier (Professeur UJF) sur l'étude comparative des différentes technologies envisageables pour les dispositifs radiofréquences reconfigurables. Nous avons envisagé aussi bien des technologies hybrides qu'intégrées sur silicium, en considérant les divers avantages des domaines du ferromagnétisme, du contrôle optique ou encore des MEMS pour réaliser l'accordabilité des dispositifs envisagés. Ce travail de thèse a conduit à la publication de 2 articles dans des Revues Internationales [RI6,RI7], 2 articles des Conférences Internationales [CI16,CI17] et 2 articles dans des Conférences Nationales [CN18,CN20]. Pendant cette période et sur la même thématique, j'ai également encadré un étudiant [PFE4] dont le travail a donné lieu à une publication [CN20] et un étudiant [MR8].
- **2008-2011** : j'ai coencadré la thèse de A. Romanescu [D4] avec P. Ferrari sur "l'étude de la modélisation des dispositifs NMOS et SCR (ou thyristor) en régime ESD (Décharge Electrostatique) et de leur dépendance géométrique dans les technologies avancées 45nm et 32nm". Il s'agissait d'une thèse CIFRE dont la thématique a été initiée par STMicroelectronics. Ce travail de thèse a conduit à la publication de 3 articles dans des Conférences Internationales [CI19,CI22,CI23] et un article de Conférence Nationale [CN22].
- **2009-2012** : dans le cadre du projet cluster de la région Rhône-Alpes ADAN, je coencadre la thèse de V. Freitas [D5] avec P. Ferrari sur "la conception, réalisation et tests d'adaptateurs d'impédance accordables en technologie silicium". Sur le même sujet, j'ai encadré deux étudiants [PFE5,MR9]. Ces travaux sont publiés dans une Conférence Internationale [CI24] et une Conférence Nationale [CN21].
- **2011-2014** : la collaboration avec STMicroelectronics et le CEA-Leti sur le projet précédent a débouché au coencadrement de la thèse de G. Tant [D6] avec J.M. Fournier (Professeur GrenobleINP) et A. Giry (Chercheur CEA-Leti) sur la conception d'architectures reconfigurables d'amplificateurs RF de puissance en technologie SOI intégrée pour les terminaux multistandards. Une autre collaboration est en train de voir le jour avec le laboratoire G2ELAB sur la conception de circuits de pilotage intégré pour transistor de puissance. Je coencadre la thèse de N.D. To avec Y. Lembeye (Professeur UJF) et N. Rouger (CR CNRS) suite au montage d'un projet BQR commun. Une première publication sur la caractérisation d'un transformateur intégré a été acceptée [CI21] et un stagiaire en Master Recherche a travaillé sur le sujet [MR10] durant l'été 2011.

## 4.2 Liste des stagiaires et doctorants encadrés

Ref	Année	Etudiant	Diplôme préparé	Part d'encad. effectif	Durée	Sujet
[MR1]	2003	R. Gary	DEA	50%	6 mois	Etude d'une charge microonde photo-induite dans un substrat silicium
[D1]	2003-2006	R. Gary	Doctorat	50%	3 ans	Contrôle optique en technologie guide d'onde coplanaire sur silicium
[MR2]	2004	P. Lombard	DEA	50%	6 mois	Caractérisation de capacités MIM en technologie CMOS pour des applications radiofréquences
[PFE1]	2004	P. Rapuc	Ingénieur	100%	6 mois	Techniques de mesures en hyperfréquence
[MR3]	2004	T. Aitakkaouali	DEA	50%	6 mois	Etude d'architectures et de fonctions RF pour la réception de signaux très large bande dans des applications bas débit à courte distance
[PFE2]	2004	A. Perron	Ingénieur	75%	4 mois	Modélisation de l'injection optique de porteurs pour caractériser le substrat semi-conducteur utilisé dans des applications optoélectroniques
[D2]	2004-2007	D. Kaddour	Doctorat	50%	3 ans	Conception et réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi localisés en technologie planaire
[MR4]	2005	P. Saebi	DEA	50%	6 mois	Développement d'une interface de mesures permettant l'extraction automatique de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique de lignes hyperfréquences
[PFE3]	2005	M. Gallitre	Ingénieur	50%	6 mois	Caractérisation de capacités MIM en technologie CMOS pour des applications radiofréquences
[D3]	2005-2007	C. Hoarau	Doctorat	50%	3 ans	Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement



Ref	Année	Etudiant	Diplôme préparé	Part d'encad. effectif	Durée	Sujet
[MR5]	2006	P. Lemoigne	DEA	50%	6 mois	Caractérisation et modélisation de composants passifs en filière silicium
[MR6]	2007	S. Ibrahim	M2-R	50%	6 mois	Étude, conception et test d'une ligne micro ruban à défauts de plan de masse périodiques et éclairés
[PFE4]	2007	S. Martinez	Ingénieur	50%	6 mois	Filtre réjecteur de bande basé sur des structures périodiques sinusoïdales
[MR7]	2007	N. Berrag	M1-R	100%	5 mois	Caractérisation et modélisation de capacités MIM intégrées en technologie 120nm jusqu'à 110GHz
[MR8]	2008	M. Khalil	M2-R	50%	6 mois	Caractérisation RF de guides d'ondes à lignes coplanaires à base de SrTiO <sub>3</sub>
[D4]	2008-2011	A. Romanescu	Doctorat	25%	3 ans	Etude de la modélisation des dispositifs NMOS et SCR (ou thyristor) en régime ESD (Décharge Electrostatique) et de leur dépendance géométrique dans les technologies avancées 45nm et 32nm
[PFE5]	2009	G. Paiva Guedes	Ingénieur	100%	6 mois	Conception d'un adaptateur d'impédance accordable pour les applications de téléphonies mobiles
[D5]	2009-2012	V. Freitas	Doctorat	50%	3 ans	Conception, réalisation et tests d'adaptateurs d'impédance accordables en technologie silicium
[MR9]	2010	B. Ardaillon	M2-R	100%	6 mois	Optimisation de l'inductance d'un adaptateur d'impédance
[MR10]	2011	V. Aniculaesei	M2-R	20%	6 mois	Commande Sans Fil pour transistors de puissance
[D6]	2011-2014	G. Tant	Doctorat	50%	3 ans	Architecture and design of integrated SOI reconfigurable RF power amplifiers for multistandards terminals
[D7]	2011-2014	N. D. To	Doctorat	20%	3 ans	Circuit de pilotage intégré pour transistor de puissance

## 5 Rayonnement

### 5.1 Relations avec le monde industriel

- **2003-2006** : dans le cadre du projet région Rhône-Alpes MANIPP qui a regroupé 3 laboratoires universitaires ; le LAHC à Chambéry (porteur du projet), le DIOM à St Etienne et l'IMEP à Grenoble (budget de fonctionnement annuel de 5 k€ et budget d'investissement annuel de 13 k€ environ pour l'IMEP qui est le 3ème partenaire), et un partenaire industriel STMicroelectronic, j'ai participé à la rédaction de 2 rapports scientifiques.
- **2005** : dans le cadre d'un Bonus Qualité Recherche INPG, j'ai travaillé avec P. Ferrari et le Laboratoire des Technologies de la Microélectronique (LTM, CNRS/CEA) sur la conception de filtres passe bas basés sur une topologie originale de structures périodiques et sur la caractérisation de capacités MIM intégrant des isolants high- $\kappa$  (budget global de 10 k€ pour l'IMEP qui a été porteur du projet).
- **2009-2012** : je suis porteur et coordinateur du projet cluster de la Région Rhône-Alpes "ADaptateur d'ANtennes" (ADAN) qui regroupe les laboratoires IMEP-LAHC et DIOM, le CEA-Leti et STMicroelectronics (budget total de 55 k€). Ce projet vise à réaliser un adaptateur d'impédance accordable en technologie intégrée. La partie chambérienne de l'IMEP-LAHC s'occupe de la caractérisation électrique des matériaux ferroélectriques élaborés par le CEA-Leti, le DIOM, de l'étude des topologies des diodes semiconductrices visant à augmenter la linéarité du système d'adaptation et STMicroelectronics nous fournit un cahier des charges pratique. La partie grenobloise de l'IMEP-LAHC s'occupe de la coordination du projet et s'intéresse plus particulièrement à la conception d'adaptateurs d'impédance en technologie hybride (correction de la désadaptation de l'antenne à 2,4 GHz) et intégrée (augmentation de la PAE d'un amplificateur de puissance à 900 MHz en technologie SOI).

### 5.2 Organisation de conférences scientifiques

- **Mars 2005** : dans le cadre des journées thématiques de club EEA, j'ai organisé avec Ph. Benech la journée d'optique intégrée et photonique qui s'est déroulée à l'ENSERG et j'ai créé le site internet associé (<http://www.imep.enserg.fr/jphot/>)
- **Octobre 2006** : je me suis occupé de la conception du site internet et de l'organisation avec B. Cabon, A. Vilcot et F. Podevin de la conférence internationale IEEE MicroWave Photonics 2006 (<http://www.mwp2006.org/>) qui s'est déroulée à la chambre de commerce de Grenoble. Cette conception informatique a permis de gérer efficacement les soumissions de papiers et le reviewing du "Technical Program Committee" en ligne (une centaine de papiers à évaluer par une trentaine de reviewer).
- **Mai 2009** : fort de l'expérience précédente, j'ai été responsable de l'organisation avec P. Saguet, P. Ferrari et A. Vilcot, des 16èmes Journées Nationales Microondes qui se sont déroulées du 27 au 29 mai 2009 à Grenoble (<http://www.jnm2009.fr>). Cette conférence se déroule tous les 2 ans en France (400 papiers soumis, 530 participants). Je me suis occupé du site web (soumission, reviewing des papiers en ligne), du secrétariat et de l'organisation de ces journées (plus de 2h par semaine durant l'année 2009).

### 5.3 Activité de "reviewer"

- J'ai reviewé pour l'instant trois articles dans IET Microwaves, Antennas & Propagation (sept. 2008, mai 2011, sept. 2011) et un article dans RF and Microwave Computer-Aided Engineering.

## 6 Conclusion

Pour résumer l'ensemble de mes diverses activités de recherche et de formation, je dirais qu'elles s'organisent toutes de manière logique autour du même axe de recherche concernant la modélisation, la conception et la caractérisation de dispositifs passifs hyperfréquences accordables. L'accordabilité pouvant être envisagée aussi bien par du contrôle optique sur substrat silicium haute résistivité, que par des varactors intégrés ou reportés, ou bien encore par des propriétés ferromagnétiques de certains matériaux. Ces activités sont à la fois liées au domaine de la modélisation électrique et électromagnétique ainsi qu'au domaine des techniques de mesures sensibles hyperfréquences sur des substrats à pertes. J'essaye de valoriser dans la mesure du possible le travail des étudiants qu'ils soient en stage ou bien en thèse par des publications. Ces travaux de recherche sont étroitement liés aux évolutions actuelles de la microélectronique et je travaille dans une équipe très proche des partenaires industriels. Les études et les démonstrateurs réalisés sont ainsi très proches des applications réelles.

- Nombres de doctorants coencadrés [D] : 7
- Nombres de stagiaires encadrés en Master Recherche [MR] : 10
- Nombres de stagiaires encadrés en Projet de Fin d'études [PFE] (stage ing.) : 5
- Nombres d'articles de revues internationales [RI] avec comité de lecture : 9
- Nombres d'articles de conférences internationales [CI] avec comité de lecture : 24
- Nombres d'articles de conférences nationales [CN] avec comité de lecture : 22
- Nombres de chapitres de livre [CL] avec comité de lecture : 1

## Bibliographie du chapitre II

### Articles de revues internationales [RI] avec comité de lecture :

- [RI1] **J.-D. Arnould**, A. Vilcot and G. Meunier  
Towards a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 GHz  
*IEEE Transactions on magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 681–684, march 2002.
- [RI2] **J.-D. Arnould**, R. Gary and A. Vilcot  
3D photo-induced load modelling for optically controlled microwave microstrip line  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 356–359, march 2004.
- [RI3] R. Gary, **J.-D. Arnould** and A. Vilcot  
Semi-Analytical Modeling and Analysis in 3-Dimensions of the Optical Carriers Injection and Diffusion in a Semiconductor Substrate  
*IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 5, pp. 2163–2170, may 2006.
- [RI4] D. Kaddour, E.l Pistono, J.-M. Duchamp, **J.-D. Arnould**, H.Eusèbe, P. Ferrari, and R. G. Harrison  
A Compact and Selective Low-Pass Filter with Reduced Spurious Responses, Based on CPW Tapered Periodic Structures  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2367–2375, june 2006.
- [RI5] R. Gary, **J.-D. Arnould** and A. Vilcot  
Semi-Analytical Computation and 3D Modelling of the Microwave Photo-induced Load in CPW Technology  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 9, pp. 1718–1721, sept. 2006.
- [RI6] C. Hoarau, P.-E. Bailly, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari and P. Xavier  
Accurate measurement method for characterisation of RF impedance tuners  
*Electronics Letters*, vol. 43, no. 25, pp. 1434–1436, dec. 2007.
- [RI7] C. Hoarau, N. Corrao, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari, and P. Xavier  
Complete Design and Measurement Methodology for a Tunable RF Impedance- Matching Network  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 11, pp. 2620–2627, nov. 2008.
- [RI8] D. Kaddour, **J.-D. Arnould**, and P. Ferrari  
A Semi-Lumped Microstrip UWB Bandpass Filter  
*International Journal of Microwave and Wireless Technologies, European Microwave Association*, vol. 1, no.1, pp. 57–64, feb. 2009.
- [RI9] D. Kaddour, **J.-D. Arnould**, and P. Ferrari  
Miniaturized Semi-Lumped UWB Bandpass Filter with Improved out-of-band performances  
*Microwave Journal*, vol. 53, no. 10, pp. 110–124, oct. 2010.

### Articles de conférences internationales [CI] avec comité de lecture :

- [CI1] **J.-D. Arnould**, A. Vilcot and G. Meunier  
Simulation of an optically controlled stub  
*Microwaves and Optics Interaction Workshop (MOIW)*, Budapest (Hongrie), march 2001.
- [CI2] **J.-D. Arnould**, A. Vilcot and G. Meunier  
Towards a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 GHz  
*Compumag*, Evian (France), june 2001 republiée sous forme étendue dans la revue *IEEE Transactions on magnetics*.
- [CI3] **J.-D. Arnould**, A. Vilcot, G. Meunier, J.-L. Coulomb and P. Labie  
Hexahedral edge elements for high frequency problem simulation  
*Finite Element Workshop (FEW)*, Chios (Grèce), may 2002.
- [CI4] **J.-D. Arnould**, A. Vilcot, G. Meunier, J.-L. Coulomb, M. Aubourg and P. Labie  
Edge elements to solve eigenvalue problems applied to high frequency structures  
*Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, Perugia (Italie), june 2002.
- [CI5] **J.-D. Arnould** and A. Vilcot  
Microwave photoinduced load  
*1st European NEFERTITI Winter School 2003*, janvier 2003.

- [CI6] **J.-D. Arnould**, P. Benech, S. Cremer, J. Torres and A. Farcy  
Metal-Insulator-Metal capacitors modelling in 0.25  $\mu\text{m}$  BiCMOS Technology  
*Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Pise (Italie), march 2004.
- [CI7] **J.-D. Arnould**, Ph. Benech, S. Cremer, J. Torres and A. Farcy  
RF MIM Capacitors using  $\text{Si}_3\text{N}_4$  dielectric in standard industrial BiCMOS Technology  
*IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Ajaccio (France), may 2004.
- [CI8] R. Gary, **J.-D. Arnould**, and A. Vilcot  
Towards an Electromagnetic Model of the Photo-induced Load in Optically Controlled Microstrip Line  
*Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Marseille (France), june 2004.
- [CI9] **J.-D. Arnould**, Ph. Benech, O. Exshaw, J. Torres and A. Farcy  
Characterization of  $\text{Cu} - \text{Si}_3\text{N}_4 - \text{Cu}$  Capacitors in 0.12  $\mu\text{m}$  - CMOS Technology for RadioFrequency Applications  
*Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Marseille (France), june 2004.
- [CI10] Ph. Lombard, **J.-D. Arnould**, O. Exshaw, H. Eusebe, Ph. Benech, J. Torres and A. Farcy  
MIM capacitors model determination and analysis of parameter influence  
*IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Dubrovnik (Croatie), june 2005.
- [CI11] R. Gary, **J.-D. Arnould**, and A. Vilcot  
Towards a 3D Modelisation of Photo-induced Load in CPW Technology  
*SPIE International Symposium on Photonics North*, Toronto (Canada) , sept. 2005.
- [CI12] R. Gary, **J.-D. Arnould**, G. Pananakakis and A. Vilcot  
3-Dimensions Analytical Modeling of the Optical Carriers Injection In a Semiconductor Substrate  
*IEEE 2005 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE)*, Beijing (Chine), Août 2005.
- [CI13] R. Gary, **J.-D. Arnould**, A. Perron, G. Pananakakis and A. Vilcot  
Fast Modeling of 3D-Optical Carriers Injection and Permittivity in semiconductor substrate  
*International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Seoul (Corée), oct. 2005
- [CI14] D. Kaddour , **J.-D. Arnould**, P. Ferrari  
Design of a miniaturized ultra wideband bandpass filter based on a hybrid lumped capacitors and distributed transmission lines topology  
*European Microwave Week (Eumc)*, Manchester, sept. 2006
- [CI15] P. Lemoigne , **J.-D. Arnould**, P.-E. Bailly, N. Corrao, Ph. Benech, M. Thomas, A. Farcy and J. Torres  
Extraction of equivalent electrical models for damascene MIM capacitors in a standard 120 nm CMOS technology for ultra wide band applications  
*IEEE IECON'06*, Paris, nov. 2006.
- [CI16] C. Hoarau, P.-E. Bailly, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari, and P. Xavier  
Adaptateur d'impédance bande étroite accordable en tension : Modélisation et Mesures  
*OHD*, Valence, sept. 2007.
- [CI17] C. Hoarau, P.-E. Bailly, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari, and P. Xavier  
A RF Tunable Impedance Matching Network with a Complete Design and Measurement Methodology  
*IEEE Eumc'07*, Munich, oct. 2007.
- [CI18] D. Kaddour , **J.-D. Arnould**, P. Ferrari  
Spurious Suppression Semi-lumped UWB Bandpass Filter  
*International Workshop on Microwave Filters*, Toulouse (France), nov. 2009
- [CI19] A. Romanescu, P. Fonteneau, C.-A. Legrand, P. Ferrari, **J.-D. Arnould**, J.-R. Manouvrier, H. Beckrich-Ros  
A Novel Physical Model for the SCR ESD Protection Device  
*EOS/ESD Symposium*, Reno (USA), oct. 2010
- [CI20] F. Sonnerat, R. Debroucke, Y. Morandini, D. Gloria, **J.-D. Arnould**  
Silicon High Frequency Test Structures Improvement for Millimeter Wave Varactors Characterization Optimization and Modeling  
*IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS)*, Amsterdam, Avril 2011

- [CI21] T. Simonot, **J.-D. Arnould**, N. Rouger, J.-C. Crebier  
Design and characterization of an integrated coreless transformer onto a CMOS gate driver for gate signal insulation purposes  
*IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, San Diego, Mai 2011
- [CI22] A. Romanescu, P. Fonteneau, C.-A. Legrand, P. Ferrari, **J.-D. Arnould**, J.-R. Manouvrier, H. Beckrich-Ros  
Modeling a SCR-based protection structure for RF-ESD co-design simulations  
*IEEE International Microwave Symposium (IMS)*, Baltimore, Juin 2011
- [CI23] A. Romanescu, H. Beckrich-Ros, P. Fonteneau, C.-A. Legrand, P. Ferrari, **J.-D. Arnould**  
Scalable Modeling Studies on the SCR ESD Protection Device  
*EOS/ESD Symposium*, Anaheim, CA (USA), Septembre 2011
- [CI24] V. Freitas, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari  
Theoretical Analysis and Design of Efficient Tunable Matching Networks  
*SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Natal, Bresil, Nov. 2011

#### Articles de conférences nationales [CN] avec comité de lecture :

- [CN1] **J.-D. Arnould** and A. Vilcot  
Modélisation de la commande optique de structures microrubans  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Lille (France), mai 2003.
- [CN2] M. El Khaldi, F. Podevin, **J.-D. Arnould**, A. Vilcot  
Conception et modélisation d'un déphaseur microruban à base d'un coupleur résonateur directionnel à deux gaps commandé par un signal optique continu  
*Colloque Telecom 2003 et 3èmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA)*, Marrakech (Maroc), oct. 2003.
- [CN3] L. Tougaoua, F. Podevin, **J.-D. Arnould**, S. Blaize and I. Roch-Jeune  
Couplage dans des guides nitrure pour le contrôle optique d'une onde hyperfréquence  
*22èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG)*, Valence (France), nov. 2003.
- [CN4] R. Gary, **J.-D. Arnould**, A. Vilcot, M. Bouthinon  
Etude de l'influence de la vitesse de recombinaison en surface sur le contrôle optique de composants passifs hyperfréquences  
*8èmes Journées Nationales de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, La Rochelle (France), apr. 2004.
- [CN5] R. Gary, M. El Khaldi, **J.-D. Arnould**, F. Podevin, A. Vilcot  
Contrôle optique pour fonctionnalités micro-ondes  
*Journée thématique du club EEA optique intégrée et photonique*, Grenoble, mars 2005
- [CN6] R. Gary, A. Perron, **J.-D. Arnould**, G. Pananakakis  
Modélisation analytique tridimensionnelle de l'injection optique de porteurs dans un substrat semi-conducteur  
*Colloque Telecom 2005 et 4èmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA)*, Rabat (Maroc), mars 2005.
- [CN7] Ph. Lombard, **J.-D. Arnould**, O. Exshaw, Ph. Benech, A. Farcy and J. Torres  
Caractérisation de capacités MIM  $Cu - Si_3N_4 - Cu$  en technologie CMOS 0,12  $\mu m$  pour des applications radiofréquences  
*Colloque Telecom 2005 et 4èmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA)*, Rabat (Maroc), mars 2005.
- [CN8] R. Gary, A. Perron, **J.-D. Arnould**, G. Pananakakis  
Analyse tridimensionnelle de l'injection optique pour les dispositifs opto-microondes  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Nantes (France), mai 2005.
- [CN9] E. Pistono, D. Kaddour, L. Duvillaret, J.-M. Duchamp, A. Vilcot, **J.-D. Arnould**, A. Jrad, P. Ferrari  
Filtres passe-bas fixes ou accordables à base de structures périodiques  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Nantes (France), mai 2005.
- [CN10] C. Hoarau, E. Pistono, P. Ferrari, P. Xavier and **J.-D. Arnould**  
Potentialités des structures magnétiques pour les fonctions RF reconfigurables  
*Journées scientifiques Hypermag*, Tours (France), fev. 2006.

- [CN11] M. Gallitre **J.-D. Arnould**, Ph. Benech, O. Exshaw, M. Thomas, A. Farcy, J. Torres  
Caractérisation Electrique de l'Isolant Inter-Armature de Capacités  $Cu - Si_3N_4 - Cu$  Entre  
45 MHz et 40 GHz en Technologie CMOS 120 nm  
*Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, St Etienne (France), mars 2006.
- [CN12] C. Bermond, J. Piquet, M. Gallitre, M. Thomas, **J.-D. Arnould**, Ph. Benech, A. Triantafyllou, B. Sauviac, A. Farcy, O. Cueto, G. Angénieux, J. Torres, B. Fléchet  
Matériaux Nouveaux Pour l'Intégration de Composants Passifs Dans Les Circuits Intégrés Avancés  
*Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, St Etienne (France), mars 2006.
- [CN13] R. Gary, **J.-D. Arnould**, A. Vilcot  
Amélioration de l'analyse de la diffusion de porteurs libres dans les dispositifs opto-microondes  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Toulouse (France), mai 2007.
- [CN14] L. Duvillaret, **J.-D. Arnould**, J.M. Duchamp, P. Ferrari  
Filtre réjecteur de bande à géométrie de ligne périodique  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Toulouse (France), mai 2007.
- [CN15] D. Kaddour, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari  
Filtre Passe-bande Ultra Large Bande en technologie hybride  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Toulouse (France), mai 2007.
- [CN16] D. Kaddour, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari  
A Hybrid Miniaturized Ultra Wideband Bandpass Filter  
*Workshop UWB*, Grenoble (France), mai 2007.
- [CN17] N. Berrag, **J.-D. Arnould**, Ph. Benech, N. Corrao, M. Thomas, A. Farcy, J. Torres  
Caratérisation électrique et électromagnétisme de capacités MIM entre 40 MHz et 110 GHz en  
technologie standard CMOS 120 nm  
*Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, Limoges (France), avr. 2008.
- [CN18] T. Korn, M. Kerekes, U. Ebels, C. Hoarau, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari, P. Xavier  
Filtre coupe bande reconfigurable et atténuateur variable utilisant la résonance ferromagnétique  
*Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, Limoges (France), avr. 2008.
- [CN19] D. Kaddour, **J.-D. Arnould**, P. Ferrari  
Filtre passe-bande à Ultra Large Bande miniaturisé avec réjection des lobes secondaires  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Grenoble (France), mai 2009.
- [CN20] C. Hoarau, S. Martinez, **J.-D. Arnould**, P. Xavier, J.-M. Duchamp  
Filtre ULB basé sur des structures périodiques sinusoïdales  
*Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, Brest (France), avr. 2010.
- [CN21] V. Freitas, G. Paiva-Guedes, **J.-D. Arnould** et P. Ferrari  
Méthode de synthèse et conception de réseaux d'adaptation accordables et performants pour des  
applications à 2,4 GHz  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Brest (France), mai 2011.
- [CN22] A. Romanescu, P. Ferrari, **J.-D. Arnould**, P. Fonteneau, C.-A. Legrand, H. Beckrich-Ros, J.-R. Manouvrier  
Modélisation à Haute Fréquence de Dispositifs de Protection Contre la Décharge Electrostatique  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Brest (France), mai 2011.

### Chapitre de livre [CL] avec comité de lecture :

- [CL1] P. Benech, J.-M. Duchamp, P. Ferrari, D. Kaddour, E. Pistono, T.-P. Vuong, P. Xavier, C. Hoarau, **J.-D. Arnould**  
Microwave and Millimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications  
<http://sciyo.com/books/show/title/microwave-and-millimeter-wave-technologies-from-photonic-bandgap-devices-to-antenna-and-applications> Edited by Prof Igor Minin, ISBN 978-953-7619-66-4, chap.2, 468 pages, March 2010 .

# Chapitre III

## Contrôle optique de composants hyperfréquences

### Sommaire

---

<b>1</b>	<b>Introduction et principe</b> . . . . .	<b>21</b>
1.1	Etat de l'art du contrôle optique à l'international . . . . .	22
1.2	Etat de l'art du contrôle optique à l'IMEP-LAHC . . . . .	23
<b>2</b>	<b>Travaux de R. Gary et A. Perron</b> . . . . .	<b>24</b>
2.1	Interaction optique-semiconducteur . . . . .	25
2.2	Etude de sensibilité . . . . .	27
2.3	Simulation électromagnétique et résultat de mesure . . . . .	28
<b>3</b>	<b>Travaux de C. Hoarau et S. Ibrahim</b> . . . . .	<b>31</b>
3.1	Conception d'un filtre à structure périodique . . . . .	32
3.2	Réalisation d'un filtre passe bas périodique . . . . .	33
3.3	Caractérisation des dispositifs conçus . . . . .	34
<b>4</b>	<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>36</b>
	<b>Bibliographie du chapitre III</b> . . . . .	<b>37</b>

---



Ce premier chapitre s'inscrit dans la continuité de mes travaux de thèse terminés en 2002 [Arn02]. Il s'appuie sur les recherches de R. Gary [MR1,D1], A. Perron [PFE2], C. Hoarau [D3] et S. Ibrahim [MR6] que j'ai coencadrées.

## 1 Introduction et principe

Le contrôle optique utilise l'effet photoconducteur qui consiste à créer des porteurs libres dans un substrat semiconducteur par injection optique. Les caractéristiques diélectriques sont alors localement modifiées dans le semiconducteur et changent le comportement hyperfréquence d'une onde pouvant se propager dans le substrat. Pour s'en persuader, une expérience simple consiste à interrompre une ligne microruban par un gap sur un substrat semiconducteur très résistif [Aus75]. Lorsque le gap n'est pas éclairé, l'onde hyperfréquence injectée en début de ligne est totalement réfléchiée par le gap qui forme un circuit ouvert. Lorsque le gap est éclairé par un faisceau laser de longueur d'onde et de puissance appropriées, une partie de l'onde hyperfréquence est transmise à l'extrémité opposée de la ligne microruban comme le montre la figure III.1.

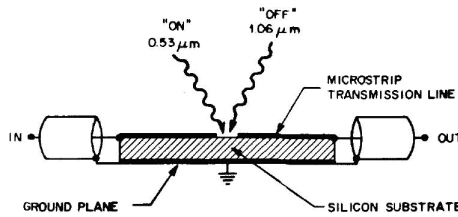


Figure III.1 : Premier photocommutateur en technologie microruban [Aus75]

L'injection optique a donc fait augmenter la conductivité locale au niveau du gap de  $10^{-4}$  à  $10^3$   $(\Omega.cm)^{-1}$ , créant ainsi un milieu photoinduit que l'on peut apparenter à un plasma. Cette expérience a donc permis la réalisation du premier interrupteur hyperfréquence contrôlé optiquement.

Relativement peu d'études ont été menées sur le sujet. Le contrôle optique est utilisé pour le contrôle de gain, le contrôle d'oscillateurs [Jit04], d'antennes à balayage de phase, de déphaseurs, d'atténuateurs, ainsi que dans certaines méthodes de caractérisation ou de test [Luc98].

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 [Nag99], 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.

Dans la suite du manuscrit, nous nous intéresserons au contrôle direct où l'illumination agit directement sur les propriétés RF du dispositif. Les dispositifs peuvent alors être classés en actifs et passifs. Les dispositifs actifs sont des composants actifs dont certaines propriétés sont modulées par un signal lumineux.

- Par exemple, Y. Betser *et al.* proposent un montage cascode à base de transistor à hétérojonction (InP/GaInAs) contrôlé optiquement pour réaliser un multiplieur [Bet99].
- Un autre exemple, un oscillateur est optiquement contrôlé avec une commande intégrée [Jit04], comme l'illustre la figure III.2. Ainsi, l'oscillateur réalisé sur un substrat d'arséniure de gallium est accordable sur une gamme de fréquence allant de 4,5 à 8 GHz, pour une variation de l'intensité du courant de 4 mA dans la diode électroluminescente.

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

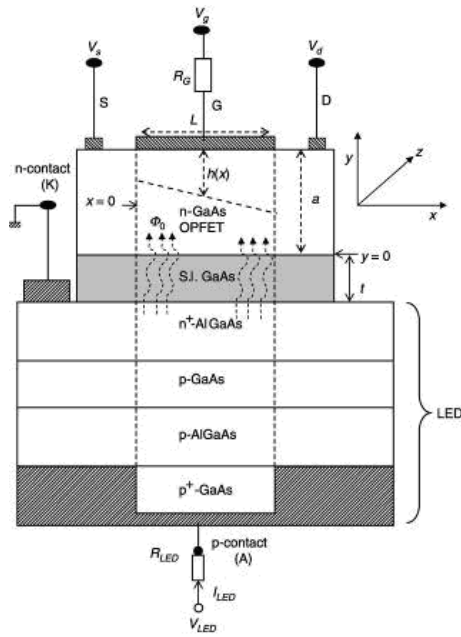


Figure III.2 : Schéma d'un oscillateur contrôlé optiquement intégré avec sa source [Jit04]

### 1.1 Etat de l'art du contrôle optique à l'international

Jusqu'en 2006, 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 [Lee3], figure III.3. Ainsi, les pertes par insertion sont atténuées de 6 dB.

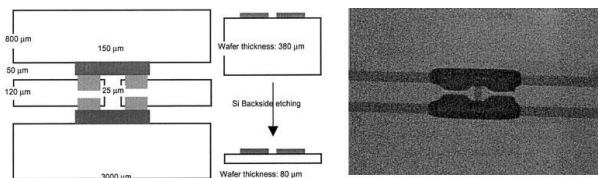


Figure III.3 : Schéma et photographie d'un photocommutateur [Lee3]

À 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 [Li05]. 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 [Zha07].
- D'autres recherches ont porté sur un moyen alternatif d'exploiter le contrôle optique, comme W. Platte *et al.* qui proposent un éclairage périodique [Pla95]. 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 réjection. 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 [Cad00]. 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. B. Rao et A. N. Chandorkar utilisent l'illumination pour établir un couplage dans une inductance et ainsi faire varier l'inductance de 30 % [Rao05]. 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* [Liu07]. Avec l'éclairement, 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 [Zou07]. L'ouverture de l'anneau est optiquement contrôlée grâce à une fine couche de silicium qui court-circuite la fonction sous éclairissement. 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 [Wu07]. Une couche de *CdS* est déposée sur la ligne signal par une méthode de dépôt par bain chimique. Sous éclairissement, la résistivité de la couche de *CdS* passe de 109 à 300  $\Omega/\square$  ce qui court-circuite la fonction passe-bande. Les pertes par insertion sont alors de 4 *dB* à 20 *GHz*.

## 1.2 Etat de l'art du contrôle optique à l'IMEP-LAHC

Les recherches sur le contrôle optique de composants passifs hyperfréquences ont commencé en 1993 au LEMO (devenu l'IMEP-LAHC aujourd'hui) avec la thèse de J. Haïdar [Hai96]. Depuis cette date, plusieurs doctorants ont poursuivi des recherches dans ce domaine : S. Chouteau [Cho97], B. Boyer [Boy98], P. Ahouassa [Aho01], J.-D. Arnould [Arn02], M. El Khaldi [Elk05], R. Gary [Gar06a], C. Hoarau [Hoa08].

- J. Haïdar a mis en évidence l'aspect résistif et réactif de la charge photoinduite en réalisant des filtres, atténuateurs et résonateurs accordables par une méthode optoélectronique.
- S. Chouteau a intégré la commande optique dans un silicium polycristallin en réalisant un commutateur microonde en technologie coplanaire.
- B. Boyer a approfondi l'étude menée par J. Haïdar sur la modélisation de la charge photoinduite en examinant plus particulièrement l'influence de la longueur d'onde optique sur la charge photoinduite et en développant les applications mettant en œuvre les aspects non linéaires de

cette charge.

- P. Ahouassa a développé une méthode permettant d'extraire la durée de vie des porteurs à partir de simulations numériques 2D réalisées avec le logiciel *Atlas*<sup>©</sup> de *Silvaco* [Sil98], d'un modèle électrique *RC* parallèle et de courbes expérimentales.
- Dans le cadre de ma thèse, je me suis ensuite attaqué au problème de la modélisation par la méthode des éléments finis de la charge microonde photoinduite.
- M. El Khaldi a étudié plus particulièrement les déphaseurs contrôlés optiquement pour des applications d'antennes à balayage de phase.
- R. Gary s'est attaché à modéliser proprement le plasma photoinduit en résolvant l'équation de diffusion ambipolaire en 3 dimensions de manière semi-analytique. Après une étude de sensibilité des différents paramètres intervenant dans l'injection optique de porteurs dans un substrat semi-conducteur, il a ensuite simulé l'interaction entre le plasma photoinduit et l'onde hyperfréquence véhiculée le long d'une ligne coplanaire en discrétisant le milieu par des demi-sphères de permittivités complexes équivalentes. Ces travaux l'ont ensuite conduit à la réalisation et à la caractérisation de quelques dispositifs élémentaires en technologie coplanaire sur silicium haute résistivité et éclairés par un faisceau laser infrarouge.
- C. Hoarau a travaillé de manière plus générale sur les dispositifs accordables en radiofréquence. Il a notamment consacré une partie de sa thèse à la conception d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement. L'originalité de cette conception repose sur le fait que le contrôle optique s'effectue en face arrière sur un substrat aminci en silicium haute résistivité qui constitue ainsi un plan de masse troué. Ce plan de masse a ensuite été collé sur un wafer de verre sur lequel a été déposé une ligne microruban à sauts d'impédance en aluminium. Le filtre passe-bas ainsi constitué est alors accordable en fréquence lorsqu'on éclaire en face arrière un ou plusieurs trous du plan de masse. L'injection optique étant limitée sur une faible épaisseur de semi-conducteur et bloquée par le substrat isolant de verre, les pertes induites deviennent alors beaucoup plus faibles.

Etant co-encadrant de ces deux dernières thèses, je développerai plus particulièrement dans la suite de ce chapitre les principaux résultats de ces travaux de recherche concernant le contrôle optique de dispositifs passifs.

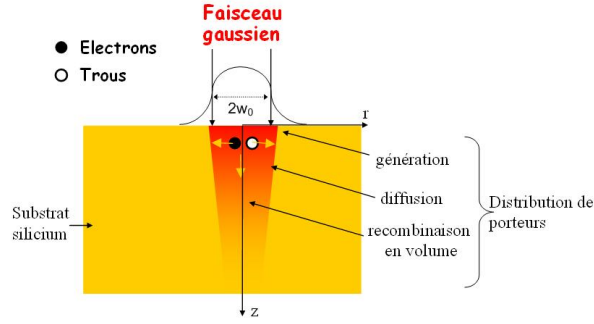
## 2 Travaux de R. Gary et A. Perron

J'ai co-encadré le stage de master recherche et la thèse de R. Gary avec le Pr. A. Vilcot entre 2003 et 2006 [MR1,D1]. Les travaux de A. Perron [PFE2] durant son projet de fin d'études ont permis l'élaboration du programme Matlab de résolution de l'équation de diffusion ambipolaire en 3 dimensions sur lequel s'est appuyé R. Gary pour faire une étude complète de sensibilité des paramètres entrant en jeu dans l'injection optique de porteurs dans un substrat semi-conducteur.

Je vais résumer dans ce paragraphe les principaux résultats du modèle électrique de la charge microonde photoinduite établi à partir de la résolution semi-analytique de l'équation de diffusion ambipolaire.

## 2.1 Interaction optique-semiconducteur

Lorsqu'un semiconducteur non dégénéré est éclairé, des paires électrons-trous peuvent être créées par absorption de photons à condition que l'énergie  $h\nu$  des photons soit supérieure à la largeur de bande interdite  $E_g$  du substrat. Dans notre cas, nous utilisons un silicium de haute résistivité (pour limiter les pertes dans la propagation de l'onde hyperfréquence) qui est un semiconducteur à gap indirect d'énergie  $h\nu = 1,12 \text{ eV}$  à une température de  $300 \text{ K}$ . Lorsque nous l'éclairons avec un faisceau laser de longueur d'onde  $830 \text{ nm}$ , des paires électrons-trous sont créées en surface puis diffusent et se recombinent dans le volume du substrat silicium comme le montre la figure III.4.



**Figure III.4 :** Phénomène physique mis en jeu lors de l'éclairement d'un semiconducteur

Ce qui nous intéresse ici, d'un point de vue microonde, est la variation locale de la conductivité engendrée par l'injection optique de porteurs en régime permanent. Nous allons donc voir comment déterminer la concentration de porteurs excédentaires dans ce plasma photo-induit.

Les équations à résoudre doivent non seulement prendre en compte les phénomènes physiques comme la génération, la diffusion et la recombinaison des porteurs mais aussi les équations de continuité, l'électroneutralité et la symétrie cylindrique du faisceau gaussien. Les courants de porteurs dans le semiconducteur sont donc la somme des courants de diffusion dus au gradient de concentration et des courants de conduction dus à la différence de mobilité entre les électrons et les trous.

L'équation d'électro-neutralité permet de garantir l'équilibre dynamique entre les électrons et les trous dans le semiconducteur à chaque instant. Puisque le temps de relaxation  $\tau_h = \tau_e = \epsilon_e \epsilon_0 / \sigma \approx 10 \text{ ns}$  est négligeable devant la durée de vie des porteurs  $\tau_n = \tau_p = \tau_0 \approx 10 \mu\text{s}$ , on peut donc appliquer le principe d'électroneutralité  $\Delta n = \Delta p$  à chaque instant.

Nous obtenons l'équation de diffusion ambipolaire en coordonnées cylindriques :

$$D_a \nabla^2 (\Delta n) - \frac{\Delta n}{\tau_a} = -g_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{\omega_0^2} - \alpha z\right) \quad (\text{III.1})$$

avec :

$$\Delta n = n - n_0 = \Delta p = p - p_0 \quad (\text{III.2a})$$

$$g_0 = g_n = g_p = (1 - R^2) \frac{I_{lum} \lambda_{lum} \alpha}{hc_0} \quad (\text{III.2b})$$

$$D_a = \frac{(p + n) D_n D_p}{p D_p + n D_n} \quad (\text{III.2c})$$

$$\tau_a = \tau_0 \frac{p + n + 2n_i}{p_0 + n_0 + \Delta n} \quad (\text{III.2d})$$

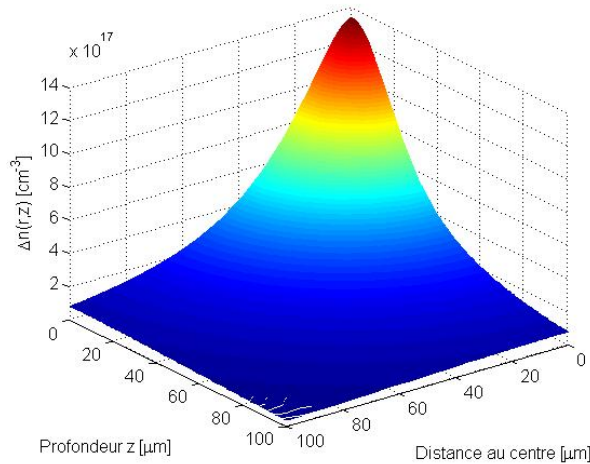
où  $\omega_0$  désigne le waist du faisceau gaussien,  $g_0$  le facteur de génération,  $1 - R^2$  le coefficient de transmission à la surface du semiconducteur,  $I_{lum}$  l'intensité lumineuse,  $\lambda_{lum}$  la longueur d'onde optique,  $D_a$  le coefficient de diffusion ambipolaire et  $\tau_a$  la durée de vie ambipolaire.

Afin de résoudre proprement l'équation de diffusion ambipolaire (III.1) en coordonnées cylindriques, il convient dans un premier temps de considérer la symétrie de révolution du problème et de travailler en longueurs normalisées, puis dans un deuxième temps, de respecter les conditions aux limites imposées par la physique du problème.

Particulièrement adaptée à la symétrie de révolution et à un terme source gaussien, la transformée de Hankel [Yu98, Pie96] permet le passage de l'équation ambipolaire (III.1) vers une équation différentielle du second ordre à coefficients et second terme constants avec une unique variable d'intégration et un paramètre. La transformée de Hankel est une transformation intégrale dont le noyau est basé sur les fonctions de Bessel. Je ne détaillerai pas ici les détails des calculs que vous pouvez retrouver dans l'article de R. Gary dans *Journal of Lightwave Technology* [Gar06b]. J'exposerai seulement les hypothèses qui nous ont permis d'aboutir au calcul de la concentration de porteurs excédentaires.

En considérant un échantillon suffisamment épais et large qui traduit la condition aux limites d'absence de charge à l'infini et une vitesse de recombinaison nulle en surface, nous pouvons résoudre classiquement l'équation différentielle ainsi obtenue et appliquer la transformation inverse de Hankel. Nous obtenons donc une équation analytique sous forme d'intégrale avec des fonctions de Bessel.

Cette résolution numérique est assez délicate à mener car il s'agit d'obtenir un compromis entre le temps de calcul et la précision demandée, d'où l'importance de toujours travailler en variables normalisées.



**Figure III.5 :** *Solution tridimensionnelle de l'équation ambipolaire donnant la densité de porteurs photo-induits dans le substrat [Gar06b]*

Nous avons pris les valeurs du tableau III.1 qui correspondent à un cas réaliste de forte injection de porteurs dans un silicium de haute résistivité ( $\rho_0 = 1/\sigma_0 = 5000 \Omega.cm$ ) dans l'ouvrage de référence Sze [Sze85].

La figure III.5 nous montre la décroissance de la densité de porteurs en fonction de la profondeur  $z$  et de la coordonnée radiale  $r$ . La concentration de porteurs excédentaires redevient nulle au bout d'une diffusion de  $100 \mu m$  dans le volume du silicium, ce qui correspond à notre infini dans les conditions aux limites. Afin de vérifier notre calcul semi-analytique de la concentration de porteurs, nous avons comparé notre résultat avec les simulations obtenues par le logiciel *Silvaco* qui est basé sur la résolution des mêmes équations par la méthode des éléments finis [Sil98].

La figure III.6 nous montre la bonne concordance des résultats. L'avantage de notre résolution semi-analytique est que nous maîtrisons entièrement les paramètres et les équations mises en jeu, ce qui est moins évident lors de la simulation sous *Silvaco*. Un autre avantage est que notre simulation ne dure que quelques secondes en comparaison des quelques heures de résolution numérique sous *Silvaco* !

Nous allons maintenant résumer l'étude de sensibilité que la résolution analytique de l'équation de diffusion ambipolaire a permis de mener de manière efficace et fiable.

Durée de vie	$\tau_n = \tau_p = 2 \mu s$
Mobilité des électrons	$\mu_n = 1350 \text{ cm}^2/V.s$
Mobilité des trous	$\mu_p = 480 \text{ cm}^2/V.s$
coefficient d'absorption	$\alpha = 0,085 \mu m^{-1}$
coefficient de réflexion	$R^2 = [(1 - \sqrt{11,8})/(1 + \sqrt{11,8})]^2 = 30 \%$
longueur d'onde optique	$\lambda_{lum} = 830 \text{ nm}$
largeur du faisceau gaussien (waist)	$\omega_0 = 25 \mu m$
puissance optique	$P_{lum} = 0,5.\pi\omega_0^2 I_{lum} = 0,1 \text{ W}$

Tableau III.1 : Constantes utilisées dans la simulation tridimensionnelle de l'injection optique [Sze85]

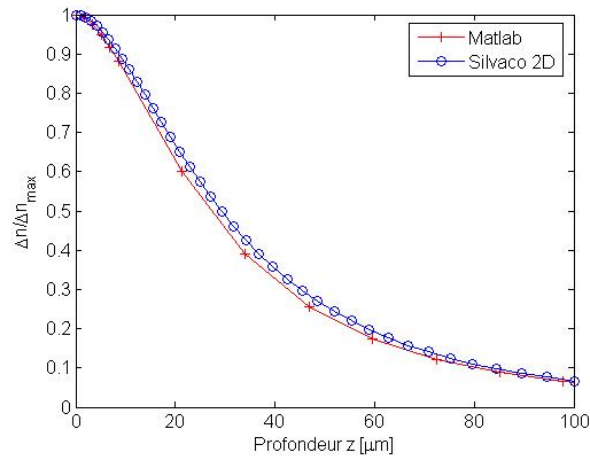


Figure III.6 : Comparaison des résolutions sous Silvaco et Matlab

## 2.2 Etude de sensibilité

Le contrôle optique de composants passifs hyperfréquences fait intervenir de nombreux paramètres liés à des phénomènes physiques différents : injection optique, état de surface, diffusion des porteurs, recombinaison, propagation électromagnétique... Aussi avons nous voulu juger de la sensibilité de certains paramètres comme le waist du faisceau optique, la puissance et l'intensité optique, la longueur d'onde lumineuse, la vitesse de recombinaison en surface, la durée de vie ambipolaire... Cette étude de sensibilité est détaillée dans la thèse de R. Gary [D1] et dans l'article [Gar06b]. Nous allons ici en résumer l'essentiel.

- Pour une puissance optique constante, la densité de porteurs à l'origine est divisée par quatre lorsque le waist du faisceau est doublé. Mais pour un waist constant, lorsque la puissance optique est doublée, la valeur de la concentration à l'origine est doublée aussi.
- L'influence de la durée de vie ambipolaire des porteurs libres est comparable, puisque même si la concentration ne suit pas linéairement la multiplication de la durée de vie, son évolution est quasi-linéaire pour des valeurs de durée de vie faibles. Il est important de noter aussi que pour ces trois paramètres, la répartition en profondeur de la concentration n'est pas influencée. Il n'y a que dans le cas du waist du faisceau que l'on peut évidemment noter une influence dans la direction radiale due au changement de la fenêtre d'éclairage.



- En ce qui concerne, la longueur d'onde du faisceau optique et la vitesse de recombinaison en surface, leurs influences ne sont pas linéaires. Pour la longueur d'onde, nous pouvons seulement conclure sur sa valeur optimale telle que  $\lambda_{lum} = 830 \text{ nm}$ , donnant à puissance constante, une concentration de porteurs photo-générés la plus grande.
- La vitesse de recombinaison en surface est certainement le paramètre dont l'étude est la plus intéressante, puisque sa variation implique une forte évolution de la valeur de la concentration de porteurs à l'origine mais aussi de la valeur maximale (qui sont différentes pour des vitesses supérieures à  $s_0 = 10^3 \text{ cm.s}^{-1}$ ).

Cette étude de sensibilité nous a conforté dans le fait que de nombreux paramètres physiques rentrent en jeu dans le calcul de la charge microonde photoinduite. La résolution semi-analytique des équations de conduction et de diffusion nous ont permis de gagner un temps considérable en comparaison du temps de calcul par une méthode par éléments finis. Nous allons maintenant passer à la simulation électromagnétique de dispositifs simples hyperfréquences et à leurs caractérisations.

### 2.3 Simulation électromagnétique et résultat de mesure

Afin d'obtenir une chaîne de simulation complète et fiable, nous nous sommes intéressés à la réponse hyperfréquence de dispositif microonde simple contrôlé optiquement. En particulier, nous allons nous appuyer sur la simulation et la mesure d'un stub en technologie coplanaire éclairé par un faisceau gaussien comme le montre la figure III.7. Nous avons choisi dans un premier temps de traduire la pertu-

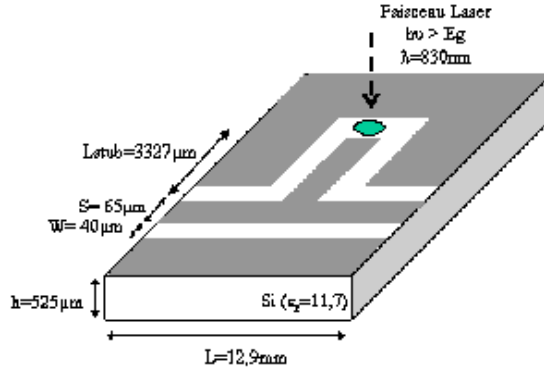


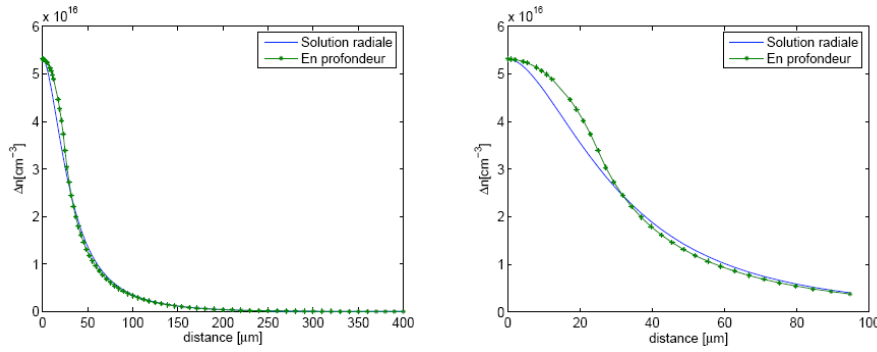
Figure III.7 : Caractéristiques physiques et géométriques de la ligne à stub

bation de l'injection optique sur la propagation hyperfréquence par une différence de conductivité dans le plasma photoinduit. Ainsi la concentration de porteurs excédentaires  $\Delta n(r, z)$  calculé au paragraphe précédent et  $g_0 = (1 - R^2)(2.P_{lum}\lambda_{lum}\alpha)/(\pi.\omega_0^2 h c \epsilon_0)$  (III.2b) permet de calculer la conductivité locale du milieu en fonction de la puissance lumineuse injectée  $P_{lum}$  :

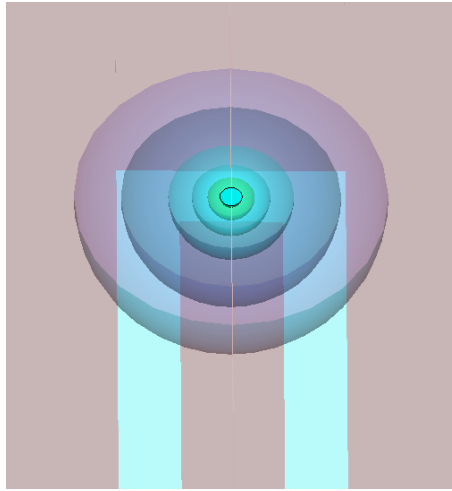
$$\sigma(r, z) = e[\mu_n(n_0 + \Delta n(r, z)) + \mu_p(p_0 + \Delta p(r, z))] = \sigma_0 + \Delta\sigma \quad (\text{III.3})$$

Les isovaleurs de concentration de porteurs sont obtenues sur des cercles lorsqu'on découpe le problème en tranches  $z = \text{cste}$  dans la profondeur du substrat. Il s'agit ici d'un cas particulier obtenu pour les valeurs numériques suivantes  $\omega_0 = 25 \mu\text{m}$  et  $1/\alpha = 12 \mu\text{m}$ , comme le montre la figure III.8. Dans le cas général, nous obtenons bien sûr des ellipses.

Nous avons profité de ce cas numérique particulier pour discrétiser le plasma photoinduit par six demi-sphères ayant des conductivités décroissantes en fonction de la profondeur de l'injection des porteurs comme le montre la figure III.9.



**Figure III.8 :** Comparaison des concentrations de porteurs radiales et en profondeur



**Figure III.9 :** Modèle électromagnétique 3D de la charge photoinduite

Nous avons pris un pas de discrétisation plus fin en surface car c'est à cet endroit que la conductivité varie le plus comme le montre la figure III.10 Nous obtenons alors une discrétisation en demi-sphères de conductivité constante comme indiquée dans la figure III.11. Nous avons alors simulé et mesuré le dispositif de la figure III.7 entre 45 MHz et 20 GHz à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux HP8510C, d'une station de mesure équipée de pointes infinity ayant un pitch de 150 μm et éclairé notre dispositif par une fibre optique ayant un diamètre de cœur de 50 μm et relié à une diode laser de longueur d'onde  $\lambda_{lum} = 830 \text{ nm}$ . Nous avons fait varier la puissance lumineuse entre 0 et  $P_{lum} = 75 \text{ mW}$  et présentons les comparaisons de mesure et simulation que pour  $P_{lum} = 0$  et 25 mW dans un souci de clarté sur la figure III.12.

La figure III.12 nous informe que le modèle représente effectivement la physique de l'injection optique puisque nous obtenons, dans le cas éclairé, la diminution de la profondeur de la réjection autour de 9 GHz. Ainsi mises à part les pertes intrinsèques, mal prises en compte par la simulation et non supprimées lors du calibrage, et les deux fréquences de réjection parasites, apparaissant à cause de l'absence de bounding pour rétablir la symétrie de l'onde hyperfréquence, nous obtenons le même comportement d'un point de vue mesure et d'un point de vue simulation de notre dispositif coplanaire vis-à-vis de l'éclairage permanent appliqué.

Ces modélisations, simulations et mesures nous ont permis de mieux comprendre les phénomènes multiphysiques mis en jeu dans le contrôle optique de composants hyperfréquences. La difficulté majeure réside dans le fait que le problème comporte énormément de paramètres physiques aussi bien au niveau microscopique (densité de porteurs, vitesse de recombinaison, durée de vie...) que macroscopique (plasma photoinduit, permittivité complexe équivalente...). La chaîne de simulation présentée ci-dessus est loin d'être parfaite car elle suppose que l'on soit constamment en régime de forte injection, que le

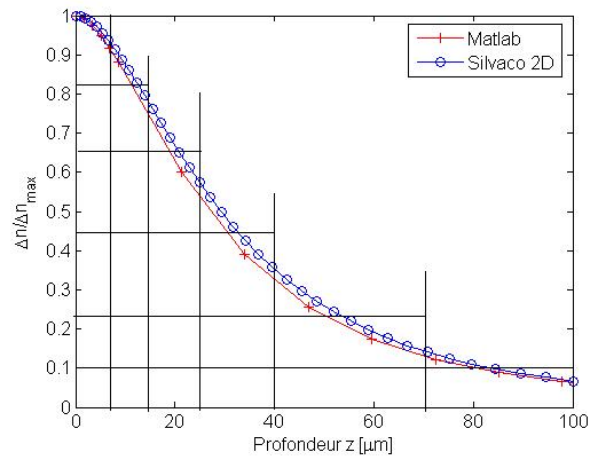


Figure III.10 : Discretisation du plasma photoinduit en 6 zones

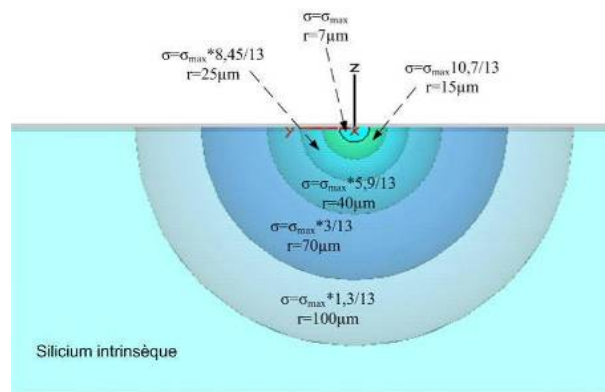
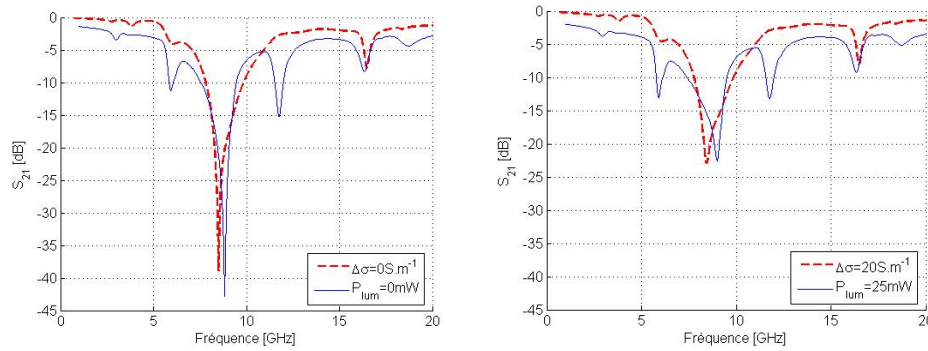


Figure III.11 : Modèle électromagnétique 2D de la charge photoinduite

coefficient de réflexion en surface et la mobilité des porteurs ne dépendent pas de leurs concentrations et que l'état de surface du semiconducteur est supposé parfait (vitesse de recombinaison  $s_0$  nulle). Toutes ces hypothèses sont difficiles à réaliser et à vérifier en pratique ; ce qui rend souvent les résultats de mesures et de simulation plutôt qualitatifs que quantitatifs dans de nombreux cas. De plus l'injection de porteurs dans le volume du semi-conducteur engendre également des pertes qui rendent le dispositif hyperfréquence pas assez performant.

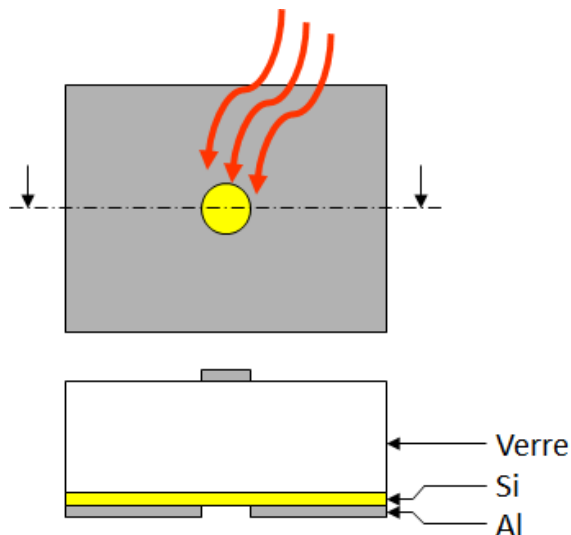
Aussi avons nous imaginé le contrôle optique sur un substrat d'épaisseur très fin jouant le rôle d'un plan de masse troué. On rétablit la conductivité du trou en l'éclairant fortement et les pertes sont ainsi localisées sur une très faible épaisseur. Le dispositif hyperfréquence est plaqué sur ce plan de masse spécial. Il s'agit là d'une partie des travaux de thèse de C. Hoarau [D3] et du stage de master recherche de S. Ibrahim [MR6] que nous allons présenter dans le paragraphe suivant.



**Figure III.12 :** Comparaison, simulation et mesure pour  $P_{lum} = 0 \text{ mW}$  et  $25 \text{ mW}$  dans le cas d'une ligne à stub

### 3 Travaux de C. Hoarau et S. Ibrahim

Dans ce paragraphe, 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 isolant 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. Le schéma de principe est donné sur la figure III.13.



**Figure III.13 :** Schéma de principe du contrôle optique en face arrière

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.

### 3.1 Conception d'un filtre à structure périodique

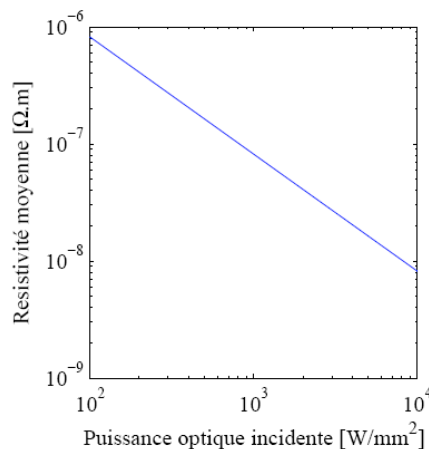
Dans cette section nous présentons l'étude théorique d'un filtre à structure périodique rendu accordable par le contrôle optique de trous dans le plan de masse. La topologie du filtre est périodique et à saut d'impédances. Ce choix est la conséquence de plusieurs contraintes. En ce qui concerne les contraintes technologiques : la réalisation se fait en effet sur un substrat de verre d'une épaisseur de  $1,1 \text{ mm}$  qui nous oblige à concevoir un filtre dont les lignes microruban sont à la limite de la monomodécité, et complique ainsi énormément la conception d'une ligne à variation d'impédance. 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.

L'impédance caractéristique de la ligne varie entre  $28$  et  $90 \Omega$ , ce qui correspond à des largeurs de ligne microruban, respectivement, de  $5,4$  et  $0,8 \text{ mm}$ . 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  $11 \text{ GHz}$ .

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 relativement peu nombreux, ce qui rend la conductivité très sensible 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 précédemment. 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 ( $\tau_a = 2\tau_0$  et  $\mu_a = 0$ ). On obtient donc la concentration de porteurs excédentaires suivante :

$$\Delta n = g_0 \tau_a \quad (\text{III.4})$$

avec  $g_0$  le taux de génération donné par l'équation (III.2b). On obtient alors la conductivité de manière classique avec l'équation (III.3). La résistivité est alors tracée sur la figure III.14. Cette résistivité



**Figure III.14 :** Simulation de la résistivité du silicium en fonction de la puissance optique

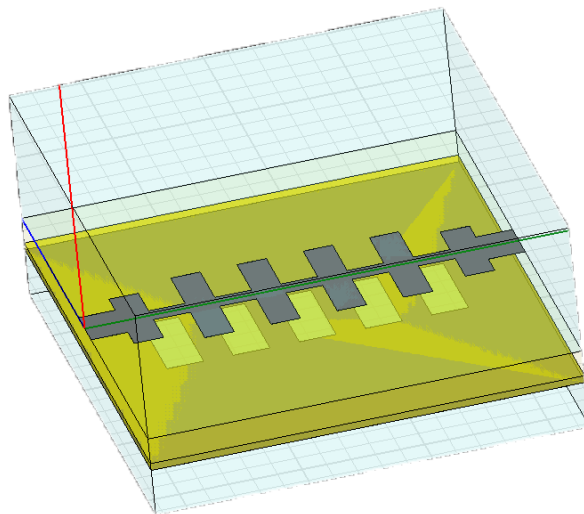
est à comparer avec celle de l'aluminium massif qui vaut  $26,5 \cdot 10^{-9} \Omega.m$ . Ainsi, pour atteindre la

conductivité de l'aluminium, il faut une puissance optique d'environ  $1 \text{ kW/mm}^2$  !

### 3.2 Réalisation d'un filtre passe bas périodique

Avec suffisamment de puissance optique, la conception du filtre contrôlé optiquement est possible. Pour des raisons pratiques, de coût, 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  $1,1 \text{ mm}$ . 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, c'est-à-dire, supérieure à  $10 \text{ k}\Omega.\text{cm}$  obtenu par une croissance de type "float zone". La permittivité relative est de 11,7 et l'épaisseur de la couche est de  $50 \mu\text{m}$ . La métallisation du substrat est en aluminium d'une épaisseur maximale proche du micron. La résolution des motifs métallisés est de  $10 \mu\text{m}$ . La métallisation des surfaces du substrat est faite par le dépôt d'une couche de  $1 \mu\text{m}$  d'aluminium par pulvérisation cathodique. La conductivité de l'aluminium est prise égale à celle de l'aluminium massif, c'est-à-dire  $35,7 \text{ MS.m}^{-1}$ .

Nous avons donc simulé sous HFSS le circuit de la figure III.15 en faisant varier la résistivité des trous dans le plan de masse.



**Figure III.15 :** Schéma du prototype de filtre passe-bas périodique

La largeur de la ligne varie entre  $5,4 \text{ mm}$  et  $0,8 \text{ mm}$ , ce qui correspond à des impédances caractéristiques de  $28$  et  $90 \Omega$ . 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  $24,7 \text{ mm}$ . Ceci fixe la fréquence de résonance de la structure à  $16 \text{ GHz}$  et la fréquence de coupure à  $11 \text{ GHz}$ . Les trous sont dimensionnés grâce aux simulations pour introduire une variation de la fréquence de coupure de  $1 \text{ GHz}$ . Ils font  $2 \times 4 \text{ mm}^2$ . Les résultats de simulation sont présentés pour deux valeurs extrêmes de la conductivité en figure III.16.

On observe en simulation, figure III.16, un décalage de la fréquence de coupure supérieure à  $1 \text{ GHz}$ . 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  $2 \text{ dB}$ . Pour diminuer ces ondulations, une apodisation (ou tapérisation) des premières périodes est

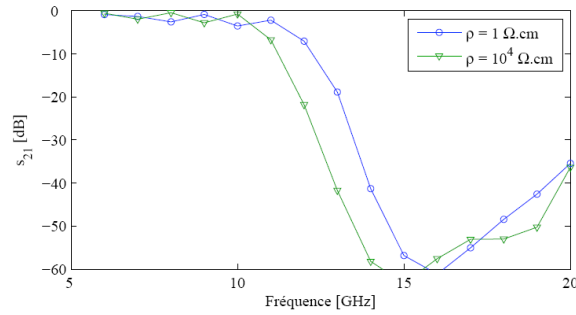


Figure III.16 : Simulations de la structure périodique pour différentes résistivités du silicium

effectuée. Nous étudierons plus particulièrement l'apodisation dans le chapitre suivant. 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 sur la figure III.17.

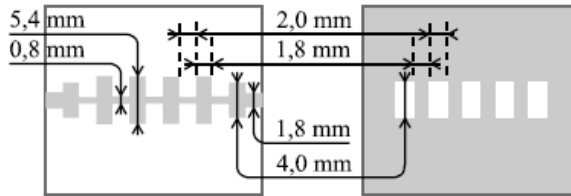


Figure III.17 : Schéma du prototype avec apodisation

Le résultat de simulation de la structure avec et sans apodisation est présenté sur la figure III.18.

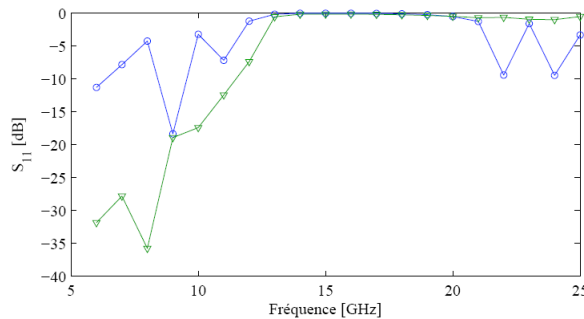


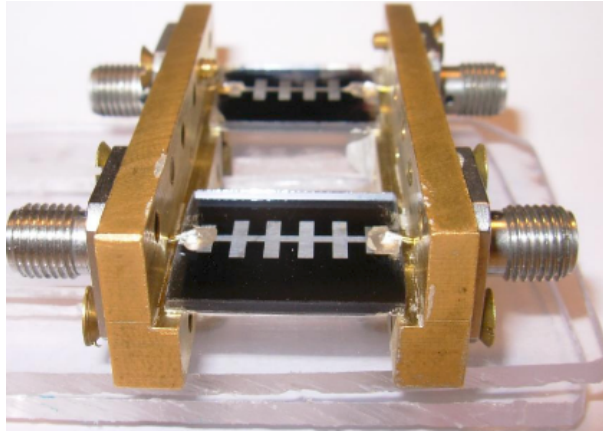
Figure III.18 : Simulation HFSS de l'adaptation sans, en  $\circ$  bleu, et avec, en  $\nabla$  vert, apodisation

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

### 3.3 Caractérisation des dispositifs conçus

Dans ce paragraphe, 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 connectés sont montrés sur la figure III.19.

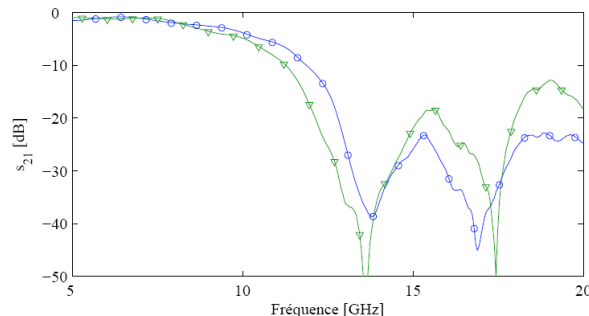
Un contact ohmique entre les connecteurs SMA et le dispositif est assuré par de la laque d'argent.



**Figure III.19 :** Photographie de deux dispositifs connectés SMA

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.

Une différence de  $760\text{ MHz}$  est observée entre la mesure du dispositif avec et sans trou (figure III.20). Les pertes par insertion sont élevées, de l'ordre de  $1,5\text{ dB}$  et la pente de ces filtres passe-bas est de  $280\text{ dB/dec}$ . 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  $760\text{ MHz}$  en mesure, et de  $1\text{ GHz}$  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.



**Figure III.20 :** Coefficients de transmission sans, en  $\circ$  bleu, et avec, en  $\nabla$  vert, trous

En ce qui concerne le deuxième dispositif mesuré, l'illumination du plan de masse se fait grâce à un réseau de 8 diodes électroluminescentes émettant une lumière à  $830\text{ nm}$  de longueur d'onde. Chaque diode émet  $40\text{ mW}$ . Ce qui correspond à une puissance incidente optique d'environ  $4\text{ mW/mm}^2$ . Les résultats sont présentés sur la figure III.21.

La fréquence de coupure à  $-3\text{ dB}$  est de  $6,48\text{ GHz}$ . Une variation de  $50\text{ MHz}$  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  $0,5\text{ dB}$  à  $1\text{ GHz}$  et valent  $0,25\text{ dB}$  à  $100\text{ MHz}$ . 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.



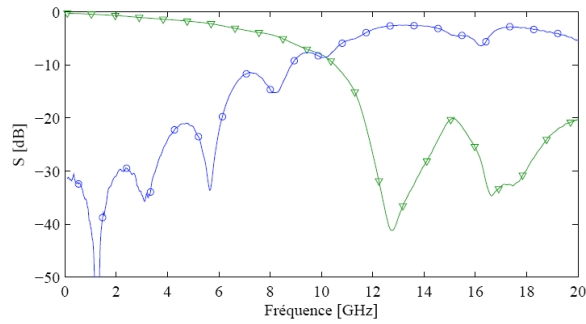


Figure III.21 : Coefficients de transmission en  $\nabla$  vert et de réflexion en  $\circ$  bleu du prototype

## 4 Conclusion

Ces travaux de recherche ont permis de faire le point sur les recherches sur le contrôle optique de dispositifs hyperfréquences à l'IMEP-LAHC. L'injection de porteurs par un faisceau optique permet de faire varier localement l'impédance complexe dans un semiconducteur éclairé. Cette variation de conductivité n'est intéressante que si elle est localisée sur un faible volume car sinon elle apporte trop de pertes par conduction. C'est la raison pour laquelle nous avons envisagé le contrôle optique en face arrière sur le plan de masse d'un dispositif SOI. Les premiers résultats sont encourageants mais nécessitent de fortes puissances lumineuses de l'ordre de  $1 \text{ kW/mm}^2$  qui devront être intégrées à terme afin de réduire l'encombrement total du dispositif. Les problèmes multiphysiques rencontrés et la mise en œuvre expérimentale restent encore très complexes. Aussi avons nous décidé de ne plus poursuivre ce type de recherche au sein de l'équipe RFM de l'IMEP-LAHC à cause des trop fortes pertes engendrées par le flux de photons et la difficulté de mise en œuvre. Ces recherches ont été tout de même riches en enseignement pour le laboratoire ces vingt dernières années et ont permis de mieux comprendre l'interaction photons-semiconducteur intrinsèque en surface et en volume et de réaliser des dispositifs hyperfréquences contrôlés optiquement. En effectuant une recherche bibliographique sur le contrôle optique de composants passifs de nos jours, je n'ai trouvé que des indiens qui ont réalisé un déphaseur contrôlé optiquement [Pen11].

## Bibliographie du chapitre III

- [Aho01] P. Ahouassa  
*Comportement microondes de charges photo-induites dans le silicium : Analyse et applications*  
Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Septembre 2001.
- [Arn02] J.-D. Arnould  
*Contribution à la modélisation par la méthode des éléments finis de composants hyperfréquences contrôlés optiquement*  
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Octobre 2002.
- [Aus75] D.H. Auston  
“Picosecond optoelectronic switching and gating in silicon”  
*Applied Physics Letters*, vol. 26, no. 3, pp. 101–103, February 1975.
- [Bet99] Y. Betser, J. Lasri, V. Sidorov, S. Cohen, D. Ritter, M. Orentstein, G. Eisentstein, A.J. Seeds, and A. Madjar  
“An integrated heterojunction bipolar transistor cascode opto-electronic mixer”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 7, pp. 1358–1364, 1999.
- [Boy98] B. Boyer  
*Comportement en microondes de la charge capacitive photo-induite sur un substrat silicium*  
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 1998.
- [Cad00] D. Cadman, D. Hayes, R. Miles, and R. Kelsall  
“Simulation results for a novel optically controlled photonic bandgap structure for microstrip lines”  
In *High Frequency Postgraduate Student Colloquium, 2000*, pp. 110–115, 2000.
- [Cho97] S. Chouteau  
*Intégration de la commande optique d’un commutateur microonde en technologie coplanaire sur silicium*  
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 1997.
- [Elk05] M. El Khaldi  
*Déphaseurs hyperfréquences contrôlés optiquement : application aux antennes à balayage de phase*  
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2005.
- [Gar06a] R. Gary  
*Etude du contrôle optique de composants hyperfréquences en technologie guide d’onde coplanaire*  
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Octobre 2006.
- [Gar06b] R. Gary, J.-D. Arnould, and A. Vilot  
“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, no. 5, pp. 2163–2170, 2006. 10.
- [Hai96] J. Haidar  
*Commande optoélectronique d’atténuateurs, de résonateurs et de filtres microondes réalisés sur substrat silicium*  
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 1996.
- [Hoa08] C. Hoarau  
*Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d’un adaptateur d’impédance accordable et d’un filtre passe-bas contrôlé optiquement*  
Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Octobre 2008.
- [Jit04] S. Jit and B.B. Pal  
“New optoelectronic integrated device for optically controlled microwave oscillators”  
*IEE Proceedings - Optoelectronics*, vol. 151, no. 3, pp. 177–182, 2004.
- [Li05] H. P. Li and K.-T. Chan  
“An improved optically controlled phase shifter on si wafer”  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, no. 6, pp. 540–541, 2005.
- [Lee3] 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, no. 4, pp. 257–262, 2003.

- [Liu07] P.-J. Liu, D.-J. Zhao, and B.-Z. Wang  
“Design of optically controlled microwave switch for reconfigurable antenna systems”  
In *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1–4, 2007.
- [Luc98] S. Lucyszyn and I.D. Robertson  
“Optically induced measurement anomalies with voltage-tunable analog-control MMIC’s”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 8, pp. 1105–1114, August 1998.
- [Nag99] 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, no. 7, pp. 1365–1372, 1999.
- [Pen11] S. Pendharker, R.K. Shevgaonkar, and A.N. Chandorkar  
“A novel T-shaped optically controlled microwave phase shifter”  
*IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS)*, 2011.
- [Pie96] R. Piessens  
*The transform and Application Handbook*  
CRC Press, 1996.
- [Pla95] W. Platte  
“Spectral dependence of light-induced microwave reflection coefficient from optoelectronic waveguide gratings”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 1, pp. 106–111, January 1995.
- [Rao05] N. B. Rao and A. N. Chandorkar  
“Optically tunable multiturn spiral inductor for RF applications”  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 1, pp. 40–43, 2005.
- [Sil98] Silvaco  
“Atlas device simulation software”  
*Santa Clara, California, USA*, November 1998.
- [Sze85] S.M. Sze  
*Physics of semiconductor devices*  
John Wiley and Sons, second edition Edition, 1985.
- [Wu07] J. Wu and I. Shih  
“A novel switchable microwave filter constructed with Inter-Coupled Split-Ring resonators and photosensitive cadmium sulfide”  
In *International Symposium on Signals, Systems and Electronics, 2007, ISSSE’07*, pp. 435–438, 2007.
- [Yu98] L. Yu, M. Huang, M. Chen, W. Chen, W. Huang, and Z. Zhu  
“Quasi-discrete hankel transforms”  
*Optical letter*, vol. 23, no. 6, pp. 409–411, 1998.
- [Zou07] G. Zouganelis and D. Budimir  
“Silicon gap-loaded microstrip slit-tetragonal resonator under IR-irradiation”  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 3, pp. 699–702, 2007.
- [Zha07] 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”  
In *Microwave and Optoelectronics Conference, 2007, IMOC’2007, SBMO/IEEE MTT-S International*, pp. 454–457, 2007.

# Chapitre IV

## Conception de filtres périodiques

### Sommaire

---

<b>1</b>	<b>Introduction et principe</b> . . . . .	<b>41</b>
<b>2</b>	<b>Etude théorique de la structure périodique</b> . . . . .	<b>42</b>
2.1	Topologie du filtre passe-bas . . . . .	42
2.2	Cellule élémentaire . . . . .	42
2.3	Calcul de la matrice de transfert de la cellule élémentaire . . . . .	43
2.4	Calcul de la constante de propagation de la ligne équivalente à la cellule élémentaire . . . . .	43
2.5	Calcul de l'impédance caractéristique équivalente de la cellule élémentaire . . . . .	45
2.6	Effet d'onde lente . . . . .	45
<b>3</b>	<b>Conception du filtre passe-bas</b> . . . . .	<b>46</b>
3.1	Critère pour la fréquence de coupure . . . . .	46
3.2	Critère d'adaptation dans la bande passante . . . . .	47
3.3	Intérêt de la rupture de périodicité : "Tapérisation" . . . . .	48
3.4	Choix du nombre de cellules . . . . .	50
3.5	Rappel des étapes de conception . . . . .	50
3.6	Comparaison du filtre à structures périodiques et d'un filtre passe-bas localisé de type Tchebycheff . . . . .	50
<b>4</b>	<b>Etude de sensibilité de la réponse du passe-bas</b> . . . . .	<b>52</b>
4.1	Impédance caractéristique . . . . .	52
4.2	Longueur des lignes . . . . .	53
4.3	Valeurs des capacités . . . . .	53
<b>5</b>	<b>Filtres réalisés à 1 GHz</b> . . . . .	<b>54</b>
5.1	Présentation des dispositifs . . . . .	54
5.2	Mesures des filtres RO4003 . . . . .	55
5.3	Simulations et mesures . . . . .	57
<b>6</b>	<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>58</b>
	<b>Bibliographie du chapitre IV</b> . . . . .	<b>61</b>

---

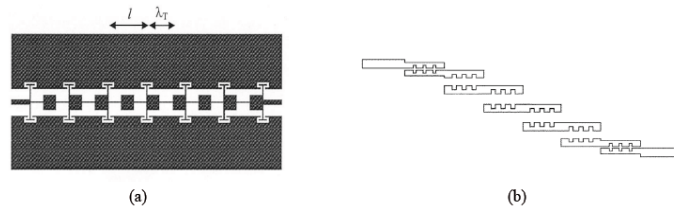
Ce deuxième chapitre s'appuie sur les travaux de thèse de D. Kaddour [D2] et du projet de fin d'étude de S. Martinez [PFE4]. Une topologie de filtre passe-bas à structure périodique est présentée. Cette structure consiste en une ligne de transmission chargée périodiquement par des capacités, ce qui permet de réduire la taille du dispositif. Des prototypes de filtres sont réalisés en technologie hybride : capacités CMS localisées et lignes de transmission en technologie CPW. L'étude des structures périodiques met en évidence la présence de bandes permises et de bandes interdites dans la réponse fréquentielle, d'où leurs propriétés intéressantes de filtrage [Riz88, Zhu03, Duc04]. L'adaptation des structures périodiques est assurée par l'addition de cellules de tapérisation à l'entrée et à la sortie de la structure [Mat64].

Dans ce chapitre, le paragraphe 2 concerne l'étude théorique de la structure périodique basée sur le calcul de la matrice  $ABCD$  de la cellule élémentaire. La constante de propagation et l'impédance caractéristique, dérivées de la matrice  $ABCD$ , expliquent la présence des bandes interdites dans la réponse de la structure. Le phénomène d'onde lente qui caractérise les structures périodiques chargées par des capacités et qui permet de réduire l'encombrement est également mis en évidence.

Le paragraphe 3 présente la méthode de conception des filtres passe-bas à structures périodiques. Les critères de conception qui fixent la fréquence de coupure du filtre passe-bas et l'adaptation dans la bande passante sont explicités. L'intérêt de la technique de tapérisation est également prouvé. Enfin, une comparaison avec un filtre de Tchebycheff à éléments localisés montre que les structures périodiques offrent des performances très proches avec l'intérêt de pouvoir utiliser des valeurs normalisées de capacités. Ensuite dans le paragraphe 4, la sensibilité des filtres via différents paramètres comme la valeur de l'impédance caractéristique, la longueur électrique et les capacités de charge est étudiée avec une analyse de Monte Carlo.

# 1 Introduction et principe

Les structures à bandes interdites photoniques ont été introduites en 1987 par Yablonovitch par analogie aux structures cristallines et leur bande électronique interdite [Yab87]. Ces structures ont été transposées dans le domaine des radiofréquences sous le nom de structures à bande interdite électromagnétique (BIE). Il s'agit de lignes de transmission périodiquement chargées par un élément réactif. La présence de ces éléments réactifs explique la succession des bandes de fréquence permises et interdites dans la réponse spectrale ; d'où leurs propriétés intéressantes de filtrage. Ces lignes possèdent également la propriété de propagation d'une onde lente, qui assure une meilleure compacité [Mat83, Poz05, Riz88]. Les lignes de propagation périodiques non uniformes sont largement utilisées pour différents dispositifs comme les adaptateurs d'impédance, les résonateurs, les coupleurs et les filtres. La géométrie de ces lignes périodiquement modulées réduit les problèmes de discontinuités des filtres à saut brusque d'impédance [Lop01, Rao03, Ler99]. Les lignes périodiques en CPW ont également été introduites et leurs propriétés ont été étudiées dans [Sor01, Zhu03]. Les structures périodiques ont été appliquées à des passe-bas à saut d'impédance [Mar02, Mar03b, Mar03a, Yun01, Kar05b, Gar04a, Hua05] (Figure IV.1(a)), des filtres passe-bande à stubs [Gar06], à des filtres à défaut de plan de masse [Rad98, Kim00, Kar03, Dor02, Boz03, Fu01, Kar05a, Cal02, Mar03a, Fal04, Gri03, Yin05, Yan99] et à résonateurs couplés [Yan99, Lop01, Gri03, Kim04, Gar04b] (Figure IV.1(b)). Elles ont également été utilisées pour la synthèse d'un filtre passe-bande par la combinaison d'un passe-bas et d'un passe-haut [Lin04]. La présence des bandes interdites dans la réponse de ces structures assure une large bande de rejection jusqu'à 8, voire 10 fois la fréquence de travail. Le phénomène d'onde lente permet de réduire l'encombrement des filtres étudiés.



**Figure IV.1 :** *Filtres à structures périodiques (a) passe-bas à saut d'impédance [Mar03b] (b) passe-bande à résonateurs couplés [Gri03]*

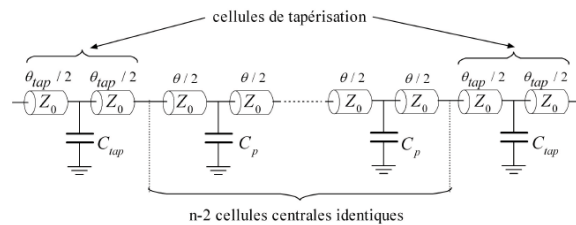
La rupture de la périodicité (ou "tapérisation") est utilisée pour supprimer l'ondulation dans la bande passante et élargir la bande de rejection des filtres. Une structure tapérisée de résonateurs à saut d'impédance dans le plan de masse a été introduite dans [Cal02]. La caractérisation de cette structure démontre les qualités de la taperisation en terme de rejet de lobes secondaires. Karmakar a étudié dans [Kar03] la tapérisation des trous et des anneaux circulaires gravés dans le plan de masse suivant la fonction binomiale et la fonction de Tchebysheff. L'étude a montré que la tapérisation permet de supprimer les ondulations et de rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences des filtres passe-bas à défaut de plan de masse. D'Orazio a étudié la loi de Kaiser appliquée au rayon des cercles gravés dans le plan de masse. Cette loi s'avère plus intéressante en terme de performances électriques que les lois de Barlett, de Hanning, et de Hamming [Dor02, Boz03]. La distribution de Kaiser a été utilisée plus tard par Karim, pour améliorer les performances du filtre passe-bas à saut d'impédance [Kar05a]. Le même principe a été reporté sur des passe-bas à défaut de plan de masse [Lim05, Hua05].

## 2 Etude théorique de la structure périodique

L'étude théorique de la cellule élémentaire de la structure périodique permet de retrouver les caractéristiques de bande interdite et de bande permise et la propriété d'onde lente des structures à bande interdite électromagnétique. Le calcul de la matrice  $ABCD$  est simplifié par l'adoption du modèle de ligne sans pertes, tout à fait pertinent pour notre étude.

### 2.1 Topologie du filtre passe-bas

La topologie de la structure du filtre passe-bas étudié est présentée sur la figure IV.2. Un filtre passe-bas de  $n$  cellules se compose de  $n - 2$  cellules centrales identiques et de deux cellules latérales de tapérisation dont le rôle est d'améliorer l'adaptation dans la bande passante. Toutes les structures ont la même topologie. La différence entre les cellules provient des valeurs différentes des longueurs de lignes ( $\theta_{tap} \neq \theta$ ) et de la capacité de charge ( $C_{tap} \neq C_p$ ).



**Figure IV.2 :** Circuit électrique équivalent de la topologie étudiée.

L'analyse de cette structure peut être simplifiée en considérant la structure de la ligne d'impédance  $Z_0$  chargée périodiquement par  $n$  capacités identiques. L'étude de la dispersion fréquentielle des paramètres de propagation d'une structure périodique de  $n$  cellules peut être déduite de celle d'une cellule unique grâce au théorème de Floquet. Dans les paragraphes suivants, l'étude de la cellule élémentaire est menée.

### 2.2 Cellule élémentaire

Le circuit électrique de la cellule élémentaire de la structure périodique étudiée se compose d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ , de longueur  $\theta_B$  à la fréquence de Bragg  $f_B$ , chargée en son milieu par une capacité parallèle  $C_p$ . Le circuit électrique est donné par la figure IV.3. A la fréquence  $f$ , la longueur électrique  $\theta$  de la ligne de longueur physique  $d$  est donnée par :

$$\theta = \theta_B \frac{f}{f_B} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{reff}}}{c} d \quad (\text{IV.1})$$

où  $\epsilon_{reff}$  est la permittivité effective de la ligne et  $c$  la célérité de la lumière dans le vide. Les pertes de la ligne et de la capacité sont négligées pour simplifier l'étude de la cellule élémentaire. La prise en compte des pertes augmente uniquement les pertes d'insertion dans la bande passante, sans modifier la réponse du filtre en terme de fréquence de coupure et de pente de réjection.

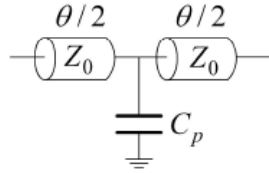


Figure IV.3 : Schéma d'une cellule élémentaire.

### 2.3 Calcul de la matrice de transfert de la cellule élémentaire

L'étude de la cellule de base de la figure IV.3 repose sur le calcul de la matrice  $ABCD$  de laquelle se déduit l'expression de la constante de propagation et l'impédance caractéristique d'une ligne artificielle équivalente à une succession de cellules élémentaires. La matrice  $ABCD$  cascadable de la cellule élémentaire est calculée par le produit des matrices de chacun des trois éléments.

Après développement, les éléments de la matrice  $T_L$  sont donnés par :

$$A_L = D_L = \cos \theta - Z_0 C_p \pi f \sin \theta \quad (\text{IV.2a})$$

$$B_L = j[Z_0 \sin \theta - Z_0^2 C_p \pi f (1 - \cos \theta)] \quad (\text{IV.2b})$$

$$C_L = j[\sin \theta / Z_0 + C_p \pi f (1 + \cos \theta)] \quad (\text{IV.2c})$$

Les expressions de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique sont facilement calculées dans les paragraphes suivants, à partir des expressions des éléments de la matrice  $ABCD$ .

### 2.4 Calcul de la constante de propagation de la ligne équivalente à la cellule élémentaire

La cellule élémentaire peut être assimilée à un tronçon de ligne équivalente d'impédance caractéristique  $Z_L$  et de longueur électrique  $\theta_L$ , ayant la même matrice de transfert  $T_L$ . La matrice de transfert de ce tronçon de ligne s'écrit comme :

$$T_L = \begin{pmatrix} \cos \theta_L & jZ_L \sin \theta_L \\ j \sin \theta_L / Z_L & \cos \theta_L \end{pmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

En établissant l'équivalence avec l'équation (IV.4), nous pouvons écrire :

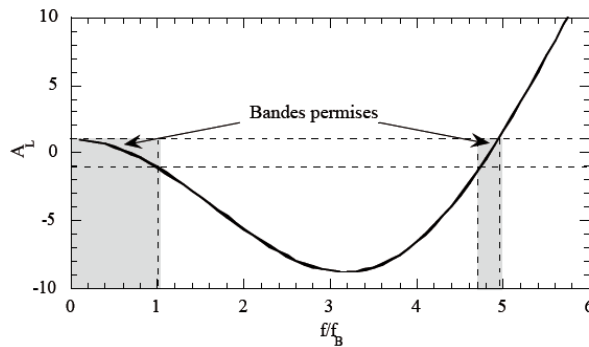
$$A_L = \cos \theta_L = \cos \theta - Z_0 C_p \pi f \sin \theta \quad (\text{IV.4})$$

Deux cas sont donc à étudier :

- **Cas 1** : Le module de  $A_L$  est inférieur à 1  
Ce cas correspond à un exposant de propagation imaginaire pur  $\gamma_L = j\beta_L$ . L'onde se propage alors sans pertes dans la structure périodique et définit la bande permise de la structure.
- **Cas 2** : Le module de  $A_L$  est supérieur à 1  
Dans ce cas, l'exposant de propagation est réel pur  $\gamma_L = \alpha_L$ . L'onde ne peut pas se propager dans la structure, ce qui définit la bande interdite de la structure. Puisque la ligne est sans pertes, la puissance n'est pas dissipée mais elle est réfléchiée à l'entrée de la ligne.



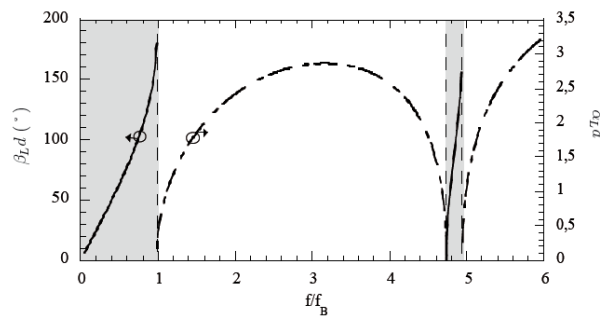
Donc les solutions de l'équation  $|A_L| = 1$ , constituent les fréquences de transition entre les bandes permises et les bandes interdites de la structure périodique. La figure IV.4 représente l'évolution du coefficient  $A_L$  de la matrice de transfert en fonction de la fréquence normalisée  $f/f_B$  pour une ligne d'impédance caractéristique  $Z_0 = 170 \Omega$  de longueur  $\theta_B = 38^\circ$  chargée par une capacité  $C_p$  de susceptance normalisée  $y_C = Z_0 C_p \omega = 6,05$  à la fréquence de Bragg ( $C_p = 5,66 \text{ pF}$  pour une fréquence de Bragg  $f_B$  égale à  $1 \text{ GHz}$ ). Une impédance caractéristique de  $170 \Omega$  correspond approximativement à l'impédance caractéristique maximum réalisable en technologie CPW, pour un substrat de permittivité comprise entre 3 et 6 environ. La figure IV.4 explique le phénomène des bandes interdites lié aux structures périodiques. On trouve une alternance de bandes de fréquence où la propagation est possible lorsque  $A_L = \cos \theta_L \in [-1, 1]$  et des bandes où la propagation est impossible lorsque  $A_L = \cos \theta_L \notin [-1, 1]$ . Pour cet exemple, la première bande permise s'étend jusqu'à la première fréquence de Bragg  $f_B$  alors que la deuxième plus étroite est comprise entre  $4,7 f_B$  et  $5 f_B$ .



**Figure IV.4 :** Evolution du coefficient  $A_L$  d'une cellule élémentaire composée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0 = 170 \Omega$  de longueur  $\theta_B = 38^\circ$  chargée par une capacité de susceptance normalisée  $y_C = 6,05$  en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence de Bragg.

Ce résultat montre que les remontées parasites sont naturellement repoussées à cinq fois la fréquence de coupure.

A l'intérieur des bandes permises, la vitesse de propagation est définie puisque  $A_L = \cos \theta_L \in [-1, 1]$ . La figure IV.5 représente l'évolution de la constante de phase et de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence, avec l'alternance des bandes permises (où la constante de phase est définie et la constante d'atténuation est nulle) et des bandes interdites.



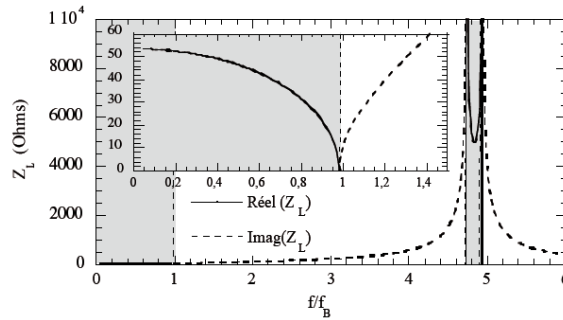
**Figure IV.5 :** Evolution de la constante de phase et de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence de Bragg.

## 2.5 Calcul de l'impédance caractéristique équivalente de la cellule élémentaire

L'impédance caractéristique équivalente de la structure permet également d'expliquer la présence des bandes permises et des bandes interdites dans la réponse fréquentielle. L'expression de l'impédance caractéristique  $Z_L$  est déterminée à partir des coefficients de la matrice  $ABCD$  :

$$Z_L = \sqrt{\frac{B_L}{C_L}} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - Z_0 C_p \pi f \tan \theta/2}{1 + Z_0 C_p \pi f \cot \theta/2}} \quad (\text{IV.5})$$

La figure IV.6 représente l'évolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique équivalente  $Z_L$  pour le même exemple numérique que précédemment.



**Figure IV.6 :** Evolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique équivalente  $Z_L$  d'une cellule élémentaire.

On voit sur le "zoom" que l'impédance caractéristique de la ligne chargée s'annule pour la fréquence  $f_B$  qui marque le début de la bande interdite où l'impédance caractéristique devient imaginaire pure. A l'intérieur des bandes permises  $Z_L$  est réelle pure. Les mêmes bandes permises et interdites de la figure IV.4 sont retrouvées. Ainsi l'étude de l'impédance caractéristique équivalente suffit à retrouver l'ensemble des propriétés des structures périodiques.

## 2.6 Effet d'onde lente

Le phénomène d'onde lente de la cellule étudiée est mis en évidence par la valeur du rapport  $\theta_L/\theta$  en fonction de la fréquence. La figure IV.7 présente l'évolution de ce rapport qui dépasse 3,2 dans la bande passante et montre donc que la vitesse de propagation de l'onde est réduite du même coefficient. En effet, cette cellule qui fait  $38^\circ$  est équivalente à une ligne de  $180^\circ$  à la fréquence de Bragg. Ce phénomène d'onde lente est à l'origine de l'intérêt de cette structure en terme de miniaturisation.

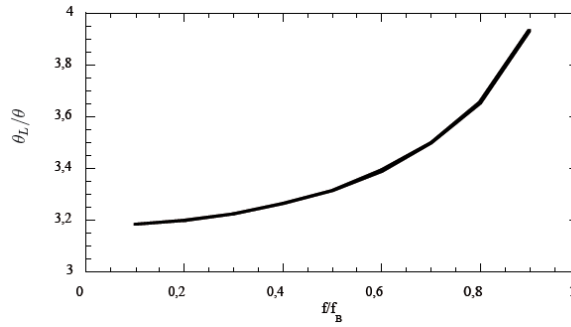


Figure IV.7 : Evolution du rapport  $\theta_L/\theta$  d'une cellule élémentaire.

### 3 Conception du filtre passe-bas

Dans un premier temps, la conception du filtre passe-bas est simplifiée par la synthèse de la structure avec des cellules toutes identiques. Les critères fixant la fréquence de coupure et forçant l'adaptation dans la bande passante du passe-bas sont convenablement choisis. Des équations de synthèse, assurant une bonne approximation des éléments du filtre ont ainsi été développées. Ensuite, la structure utilisant le modèle complet des lignes avec les pertes ainsi que des condensateurs, est optimisée avec les cellules de tapérisation pour obtenir la réponse du filtre passe-bas désirée. La comparaison des performances des filtres périodiques avec celles de filtres à éléments localisés de type Tchebysheff est également établie.

#### 3.1 Critère pour la fréquence de coupure

La fréquence de Bragg est la limite qui sépare la première bande permise de la première bande interdite [Riz88, Zhu03, Duc04]. La fréquence de Bragg est extraite à partir de l'équation  $|S_{21}| = 0$ . On préfère commencer à travailler avec la fréquence de Bragg  $f_B$  plutôt qu'avec la fréquence de coupure  $f_c$  car les équations de conception à partir de la fréquence de Bragg sont plus simples et donnent une solution unique contrairement à  $f_c$  qui correspond à la solution de l'équation  $|S_{21}| = -3 \text{ dB}$  dans une bande passante qui ondule. Le coefficient de transmission  $S_{21}$  de la cellule élémentaire est lié aux coefficients de la matrice  $ABCD$  par la relation :

$$S_{21} = \frac{2}{A_L + B_L/Z_r + C_L Z_r + D_L} \quad (\text{IV.6})$$

Dans la bande passante  $\alpha_L = 0$ , et en utilisant les égalités de l'équation (IV.3), le coefficient  $S_{21}$  s'écrit comme :

$$S_{21} = \frac{2}{2 \cos \theta_L + j \sin \theta_L \left( \frac{Z_L}{Z_r} + \frac{Z_r}{Z_L} \right)} \quad (\text{IV.7})$$

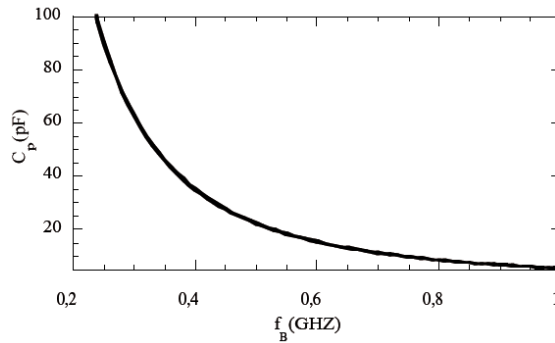
Le carré du module de  $S_{21}$  est donné par :

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + 0,25 \sin^2 \theta_L \left( \frac{Z_L}{Z_r} - \frac{Z_r}{Z_L} \right)^2} \quad (\text{IV.8})$$

D'après l'équation (IV.8), la solution de  $|S_{21}| = 0$  n'est autre que la racine de  $Z_L = 0$  puisque les fonctions trigonométriques sinus et cosinus sont bornées. En utilisant l'expression de  $Z_L$  (IV.5), le premier critère qui fixe la fréquence de Bragg est donné par la relation :

$$y_C(f_B) = \omega_B C_p Z_0 = \frac{2}{\tan \theta_B} \quad (\text{IV.9})$$

Cette relation montre que la valeur de la capacité de charge est une fonction décroissante de la fréquence de coupure de Bragg  $f_B$ , de la longueur électrique  $\theta_B$  et de l'impédance caractéristique  $Z_0$ . L'évolution de la capacité de charge en fonction de la fréquence de Bragg est présentée sur la figure IV.8.



**Figure IV.8 :** Evolution de la valeur de la capacité parallèle  $C_p$  en fonction de la fréquence de Bragg  $f_B$ .

### 3.2 Critère d'adaptation dans la bande passante

La fréquence de Bragg étant fixée, la seconde étape consiste à gérer l'adaptation dans la bande passante. Un critère simple et efficace revient à imposer un module du paramètre  $S_{21}$  égal à 1 au milieu de la bande passante. Dans la bande passante du filtre, on peut écrire :

$$|S_{21}|(f) = 1 \quad (\text{IV.10})$$

En utilisant les équations (IV.8) et (IV.10), l'adaptation dans la bande passante impose une valeur de l'impédance équivalente égale à la charge de référence  $Z_r$  :

$$Z_L(f_B/2) = Z_r = 50 \Omega \quad (\text{IV.11})$$

En reprenant l'équation (IV.5), on obtient en particulier à la fréquence  $f_B/2$  :

$$Z_r = Z_0 \sqrt{\frac{1 - 0,5Z_0C_p\pi f_B \tan \theta_B/4}{1 + 0,5Z_0C_p\pi f_B \cot \theta_B/4}} \quad (\text{IV.12})$$

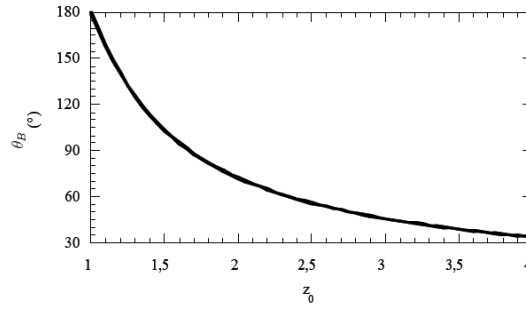
Pour éliminer le terme  $Z_0C_p\pi f_B$ , on utilise l'égalité (IV.9), qui fixe la fréquence de Bragg pour obtenir :

$$\frac{2 \tan \theta_B/2 - \tan \theta_B/4}{2 \tan \theta_B/2 + \cot \theta_B/4} = \left( \frac{Z_r}{Z_0} \right)^2 \quad (\text{IV.13})$$

Avec  $z_0$  l'impédance de la ligne normalisée par rapport à  $Z_r$  :  $z_0 = Z_0/Z_r$ , la solution  $\theta_B$  est :

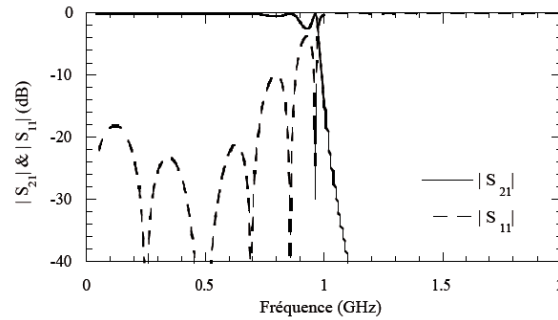
$$\theta_B = 4 \arctan \left( \sqrt{\frac{-3(1 - z_0^{-2}) + \sqrt{9z_0^{-4} - 14z_0^{-2} + 9}}{2}} \right) \quad (\text{IV.14})$$

Les relations (IV.9) et (IV.14) montrent que lorsque l'impédance caractéristique  $Z_L$  croît, les valeurs de la capacité  $C_p$  et de la longueur électrique  $\theta_B$  diminuent. La réduction de la longueur électrique en fonction de l'impédance normalisée  $z_0$  est illustrée par la figure IV.9. Il est clair que l'utilisation de lignes à haute impédance est plus intéressante pour réduire la longueur de la structure.



**Figure IV.9 :** Évolution de la longueur électrique  $\theta_B$  en fonction de l'impédance normalisée  $z_0$ .

Si l'impédance caractéristique est fixée à  $170 \Omega$ , une valeur réalisable en technologie CPW, et pour une fréquence de coupure égale à  $1 \text{ GHz}$ , les équations (IV.9) et (IV.14) donnent une capacité de valeur  $5,14 \text{ pF}$  et une longueur électrique de  $40^\circ$ . La figure IV.10 montre la réponse en fréquence de la structure à 6 cellules, chargée par  $50 \Omega$ .



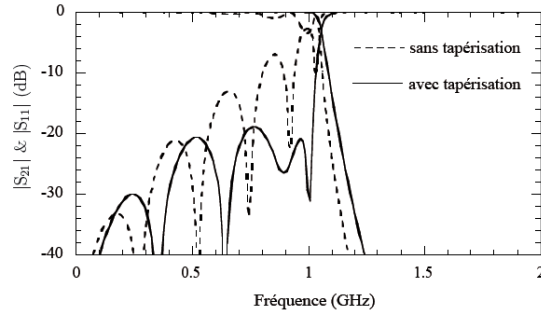
**Figure IV.10 :** Réponse de la structure périodique formée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $170 \Omega$ , avec 6 cellules de longueur  $\theta_B = 40^\circ$  à la fréquence  $f_B = 1 \text{ GHz}$  et une capacité de charge  $C_p = 5,14 \text{ pF}$ .

Les simulations et les optimisations ont été réalisées avec le logiciel de simulation micro-onde ADS [Adv04]. La réponse passe-bas est retrouvée avec une fréquence de coupure à  $-3 \text{ dB}$  égale à  $0,97 \text{ GHz}$ . La pente de réjection, définie entre  $-3$  et  $-30 \text{ dB}$ , est élevée avec une pente de  $570 \text{ dB/dec}$  mais les pertes par réflexion sont de l'ordre de  $-5 \text{ dB}$  autour de  $0,92 \text{ GHz}$ . Le filtre souffre d'une mauvaise adaptation dans la bande passante. Les formules de conception assurent donc une bonne approximation de la longueur électrique  $\theta$  de la ligne et de la valeur de la capacité de charge  $C_p$ , une fois que l'impédance caractéristique  $Z_0$  des lignes et la fréquence de Bragg  $f_B$  sont fixées. L'ajustement de la fréquence de coupure se fait par une simple optimisation de la structure périodique autour des valeurs nominales données par les équations de conception.

### 3.3 Intérêt de la rupture de périodicité : "Tapérisation"

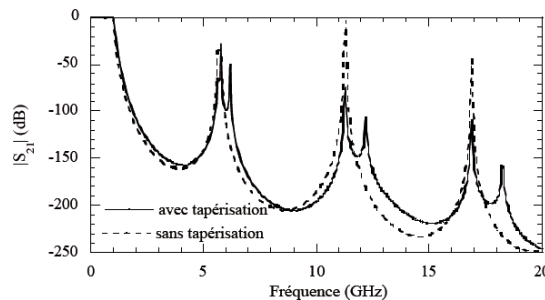
L'adaptation du filtre est améliorée en utilisant la technique de la tapérisation. Cette technique consiste en une rupture de la périodicité, où les cellules latérales de la structure périodique présentent une longueur électrique  $\theta_{tap}$  et une capacité de charge  $C_{tap}$  différentes des cellules centrales. Ces cellules jouent le rôle d'adaptateurs d'impédance qui ramènent une impédance équivalente de la structure à  $50 \Omega$  dans la bande passante du filtre. Avec ce principe, la structure de 6 cellules est optimisée pour une meilleure adaptation dans la bande passante.

On obtient des cellules latérales possédant une longueur électrique  $\theta_{tap} = 26^\circ$  et une capacité de charge  $C_{tap} = 4,4 \text{ pF}$ , alors que les 4 cellules centrales ont une longueur électrique  $\theta = 32^\circ$  et une capacité de valeur  $C_p = 5,66 \text{ pF}$ . Le filtre a donc une longueur électrique totale égale à  $180^\circ$  à la fréquence  $f_c = 1 \text{ GHz}$ . Comme le montre la figure IV.11, les pertes par réflexion sont meilleures que  $-19 \text{ dB}$  dans la bande passante, garantissant ainsi une très faible ondulation inférieure à  $0,05 \text{ dB}$  dans la bande passante. La pente de réjection du filtre est par contre plus faible pour le filtre adapté ( $540 \text{ dB/dec}$ ). L'adaptation et la pente de réjection ne peuvent pas être simultanément améliorées pour un ordre de filtre donné.



**Figure IV.11 :** Réponse du filtre tapérisé à 6 cellules avec  $\theta_{tap} = 26$ ,  $\theta = 32$ ,  $C_{tap} = 4,4 \text{ pF}$  et  $C_p = 5,66 \text{ pF}$ .

De bonnes performances électriques sont obtenues avec des valeurs optimisées des variables considérées proches des valeurs données par les équations de conception. L'écart est de 20 % sur la valeur de la longueur électrique alors qu'il est égal à 10 % sur la valeur de la capacité parallèle. La figure IV.12 présente la réponse large bande du filtre. A l'exception des lobes secondaires qui apparaissent vers  $5,8 \text{ GHz}$  avec une amplitude de  $-28 \text{ dB}$  pour le filtre tapérisé et  $-38 \text{ dB}$  pour la structure périodique, les remontées parasites suivantes ont des amplitudes plus faibles pour la structure tapérisée. Les lobes secondaires sont dus aux bandes permises de la structure périodique. En effet, les figures IV.4 et IV.6 montrent que la deuxième bande passante a lieu autour de  $5 \text{ GHz}$  pour la structure périodique. En outre, sans la tapérisation, des lobes parasites élevés apparaissent vers  $11,3 \text{ GHz}$  avec une amplitude de  $-4 \text{ dB}$ . Les cellules de tapérisation permettent de diminuer le niveau des lobes parasites en-dessous de  $-28 \text{ dB}$ . En pratique, comme ces lobes parasites sont fins (fort facteur de qualité), ils seront fortement atténués par les pertes de la structure.

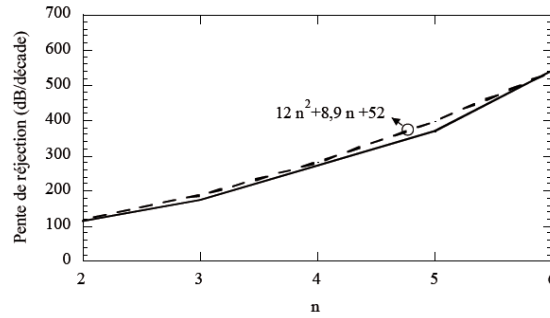


**Figure IV.12 :** Comparaison de la réponse large bande des deux filtres.

Jusqu'à présent, l'optimisation se faisait sans restriction sur le choix des valeurs des capacités. Or la réalisation des filtres passe-bas à structures périodiques se fait en technologie hybride et allie des lignes de transmission et des capacités CMS, avec des valeurs normalisées non continues. Néanmoins ceci ne constitue pas un réel problème car la structure proposée offre une grande flexibilité vis à vis du problème des valeurs des capacités normalisées. En effet, un simple ajustement des longueurs électriques s'avère suffisant pour réaliser le filtre passe-bas avec les capacités normalisées choisies comme les plus proches des valeurs obtenues par optimisation.

### 3.4 Choix du nombre de cellules

Le nombre de cellules impose la pente de réjection du filtre. Lorsque le nombre de cellules augmente, la pente de réjection du filtre croît. La croissance de la pente de réjection en fonction du nombre de cellules est présentée sur la figure IV.13. La valeur de la pente de réjection peut être décrite en première approximation par la fonction  $12n^2 + 8,9n + 52$ .



**Figure IV.13 :** Croissance de la pente de réjection en fonction du nombre de cellules.

Une étude similaire basée sur l'étude du coefficient de réflexion en entrée de la structure périodique est présentée dans [Pis06]. Des résultats similaires sont obtenus et des filtres hybrides et MMIC en technologie CPW sont réalisés.

### 3.5 Rappel des étapes de conception

En résumé, la conception du filtre commence par le choix du nombre de cellules, fixé par la pente de réjection du filtre désiré. L'impédance caractéristique des lignes est donnée par les contraintes de fabrication. Ensuite, une première estimation de la longueur électrique  $\theta$  et de la capacité de charge  $C_p$  est obtenue à partir des équations (IV.9) et (IV.14). La structure périodique souffre par contre d'une mauvaise adaptation dans la bande passante. Ce défaut est corrigé par la technique de tapérisation qui consiste à rompre la périodicité en adoptant deux cellules latérales ayant des paramètres  $\theta_{tap}$  et  $C_{tap}$  différents des paramètres des cellules centrales. Finalement, la structure est optimisée autour des valeurs nominales obtenues à partir des équations de conception.

### 3.6 Comparaison du filtre à structures périodiques et d'un filtre passe-bas localisé de type Tchebycheff

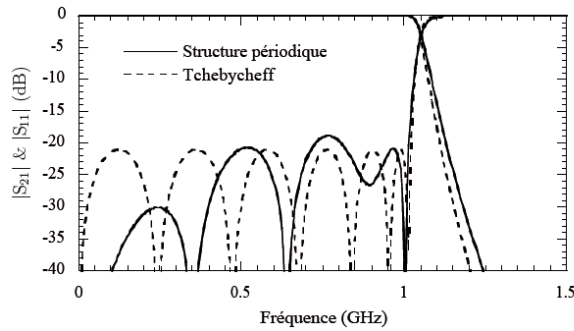
Il est intéressant d'établir une comparaison entre les filtres à structures périodiques et des filtres localisés classiques de type de Tchebycheff. Les longueurs et le temps de groupe des filtres de même pente de réjection et ondulation sont comparés. Un filtre de Tchebycheff d'ordre 13 est nécessaire pour établir la comparaison avec le filtre passe-bas à 6 cellules présenté dans le paragraphe 3.3. En effet, une structure périodique de  $n$  cellules est équivalente à une structure de  $2n + 1$  éléments réactifs, si l'on considère deux demi-lignes de transmission par cellule, et donc à un filtre d'ordre  $2n + 1$ .

Les valeurs des éléments réactifs du filtre de Tchebycheff d'ordre 13 sont données dans le tableau IV.1, pour une ondulation résiduelle de 0,04 dB. La figure IV.14 compare les paramètres S des

deux filtres simulés. Les pertes par réflexion du filtre de Tchebycheff sont de -20 dB dans la bande passante (conformément à l'ondulation de 0,04 dB choisie). Le filtre à structure périodique présente un

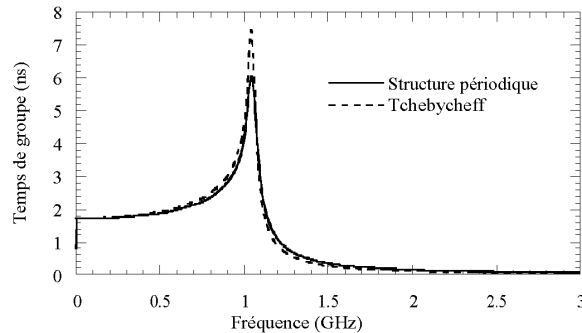
$L_{1,7}$ (nH)	$L_{2,6}$ (nH)	$L_{3,5}$ (nH)	$L_4$ (nH)	$C_{1,6}$ (pF)	$C_{2,5}$ (pF)	$C_{3,4}$ (pF)
7,8	15,46	16,32	16,47	4,62	5,37	5,49

**Tableau IV.1 :** Valeurs des éléments réactifs du filtre de Tchebycheff.



**Figure IV.14 :** Comparaison de la réponse du filtre passe-bas à 6 cellules et du filtre Tchebycheff d'ordre 13.

temps de groupe plus plat que celui du filtre de Tchebycheff. La variation est de 6 ns pour la structure périodique alors qu'il est de 7,5 ns pour le filtre de Tchebycheff (figure IV.15).



**Figure IV.15 :** Comparaison du temps de groupe du passe-bas à 6 cellules et du Tchebycheff d'ordre 13.

Afin de comparer la compacité des deux filtres, on calcule les longueurs électriques des lignes d'impédance  $170 \Omega$  équivalentes aux valeurs des inductances du Tableau IV.1 en utilisant :

$$\theta_i = \arcsin(L_i \omega / Z). \quad (\text{IV.15})$$

Les valeurs des longueurs électriques calculées à 1 GHz sont données dans le Tableau IV.2. La longueur du filtre est réduite de 12% pour la structure périodique qui fait  $180^\circ$  au lieu de  $202^\circ$  pour le filtre de Tchebycheff.

En conclusion, le filtre à structure périodique présente une longueur électrique et un temps de groupe légèrement inférieurs à celui du filtre de Tchebycheff. On peut déduire que ces filtres sont quasiment équivalents. Par contre, les valeurs des éléments réactifs nécessaires pour le filtre Tchebycheff ne sont pas toutes égales : une légère différence existe entre les différentes valeurs de capacités. Ceci n'est pas le cas pour le filtre à structure périodique qui nécessite seulement deux valeurs différentes  $C_p$  et  $C_{tap}$  et qui, par conséquent, est plus simple à réaliser. En outre, les filtres de Tchebycheff imposent des valeurs non normalisées des capacités de charge. La structure périodique offre une bonne flexibilité vis-à-vis du choix des valeurs des capacités. En effet, les longueurs des lignes peuvent être réajustées avec les valeurs normalisées des capacités les plus proches des valeurs optimisées. On peut conclure



$\theta_{1,7}$ (°)	$\theta_{2,6}$ (°)	$\theta_{3,5}$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_{tot}$ (°)
16,53	32,74	34,58	34,9	202,6

**Tableau IV.2 :** Longueurs électriques du filtre de Tchebycheff.

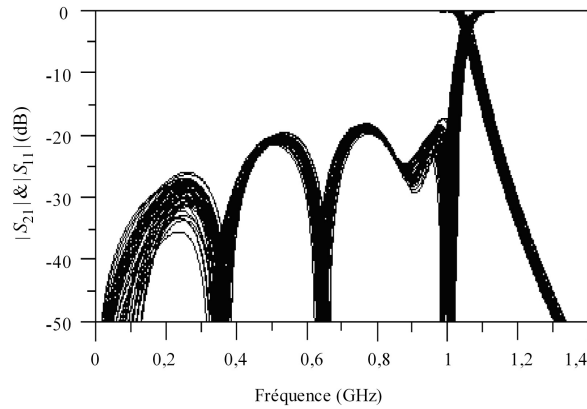
que le filtre à structure périodique se comporte comme un filtre Tchebycheff en terme de performances, mais qu'il est plus simple à réaliser en technologie hybride du fait de la possibilité d'ajuster la longueur des lignes de propagation aux valeurs normalisées utilisables pour les capacités.

## 4 Etude de sensibilité de la réponse du passe-bas

Les différents paramètres étudiés (l'impédance caractéristique  $Z_0$ , la longueur électrique des lignes  $\theta$  et la valeur des capacités de charge  $C_p$ ) influent sur la réponse du filtre. Il est important de réaliser une étude de sensibilité de la réponse du filtre en fonction de ces paramètres afin d'avoir une idée sur la précision que l'on doit avoir sur chacun de ces paramètres pour ne pas perturber la réponse du filtre. Inversement, elle peut également servir à étudier la possibilité de réaliser des filtres accordables en fréquence en changeant les capacités fixes par des varactors contrôlables en tension. L'étude de sensibilité effectuée se base sur le principe d'une analyse de Monte Carlo qui est une méthode numérique utilisant un tirage aléatoire et des techniques probabilistes des variables étudiées.

### 4.1 Impédance caractéristique

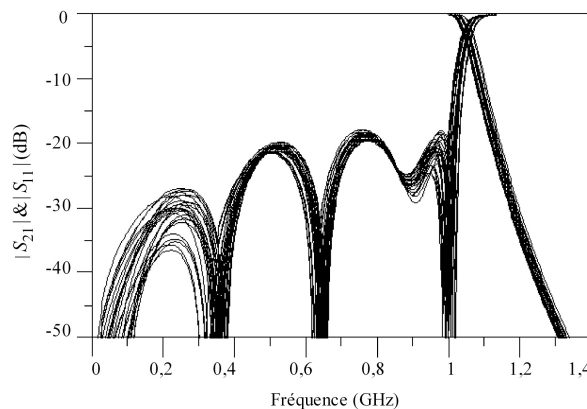
L'étude de sensibilité effectuée sur l'impédance caractéristique se fait avec une variation uniforme de 5% autour de la valeur de  $Z_0$ . La variation de 5% autour de la valeur moyenne de  $Z_0$  est une erreur réaliste pouvant être due aux erreurs de gravures ou à une mauvaise maîtrise des paramètres du substrat. La Figure IV.16 montre les résultats de l'analyse de Monte Carlo sur les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  pour la variation uniforme de 5% sur l'impédance caractéristique. La fréquence de coupure du filtre est modifiée de 5%, soit  $\frac{\partial f_B}{f_B} / \frac{\partial Z_0}{Z_0} = 1$ . L'adaptation n'est que légèrement dégradée. On peut donc dire que la variation de l'impédance caractéristique a un impact fort sur la fréquence de coupure du filtre. Cette forte dépendance est attendue à partir de l'équation (IV.9).



**Figure IV.16 :** Etude de sensibilité des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  avec une variation de  $\pm 5\%$  autour de la valeur nominale de l'impédance caractéristique.

## 4.2 Longueur des lignes

Nous considérons une variation uniforme de la longueur électrique de chaque tronçon est de  $\pm 1\%$  autour de la valeur nominale. L'adaptation se dégrade légèrement dans la bande passante et passe à -18 dB au lieu de -20 dB, la fréquence de coupure est également modifiée de 2,8% autour de sa valeur initiale soit  $\frac{\partial f_B}{f_B} / \frac{\partial \theta}{\theta} = 2,8$  équation (IV.9).



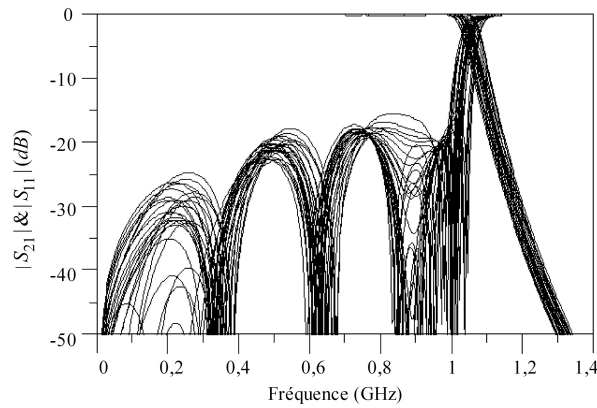
**Figure IV.17 :** Etude de sensibilité des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  avec une variation de  $\pm 1\%$  autour de la valeur nominale de la longueur électrique.

## 4.3 Valeurs des capacités

Lorsque la valeur nominale des capacités est modifiée de 5%, la fréquence de coupure est également modifiée de 5% et les pertes par réflexion atteignent -15 dB dans la bande passante. L'égalité entre la variation relative de la fréquence de coupure et celle de la capacité de charge est facilement déduite de l'équation (IV.9). Une simple dérivation permet d'obtenir :

$$\frac{\Delta(f_B)}{f_B} = \frac{\Delta(C_p)}{C_p} \quad (\text{IV.16})$$

Nous voyons donc que la variation de la fréquence de coupure est directement liée à la variation de la capacité. La conception d'un filtre passe-bas accordable en fréquence est donc envisageable.



**Figure IV.18 :** *Etude de sensibilité des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  avec une variation de 5% autour de la valeur nominale de la capacité de charge.*

## 5 Filtres réalisés à 1 GHz

Une série de filtres ayant une fréquence de coupure égale à 1 GHz ont été réalisés en technologie CPW sur un substrat Rogers RO4003 qui est un substrat de bonne qualité avec  $\tan(\delta)=0,0027$ ,  $\epsilon_r = 3,38$ ,  $h = 813 \mu m$  et  $t_{Cu} = 35 \mu m$ . La série comprend cinq filtres passe-bas avec un nombre de cellules allant de 2 à 6. Les résultats des filtres présentés dans cette partie ont donné lieu à plusieurs publications dans des revues avec comité de lecture [Kad04,Kad06] et des conférences internationales [Pis05b,Pis05a] et nationale [Pis05].

### 5.1 Présentation des dispositifs

Cinq filtres (2 à 6 cellules) en technologie CPW ont été optimisés pour une fréquence de coupure de 1 GHz. Le choix de l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne de transmission repose sur un compromis entre les pertes de la structure et la compacité du dispositif tout en respectant les contraintes de fabrication. Une forte impédance caractéristique assure une meilleure compacité puisque la longueur électrique décroît lorsque l'impédance caractéristique augmente. Par ailleurs, la réalisation de fortes impédances caractéristiques en technologie CPW impose de faibles largeurs de ruban central, ce qui entraîne des pertes conductrices plus importantes. L'impédance caractéristique choisie est fixée à  $170 \Omega$ . Les paramètres géométriques des lignes de  $170 \Omega$  sont la largeur de la ligne centrale  $W = 0,22 mm$ , des fentes  $S = 1,6 mm$  et des plans de masse  $G = 5 mm$ .

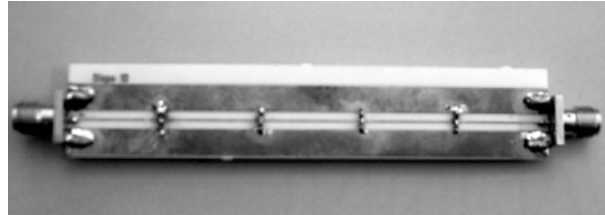
Les valeurs des capacités sont :  $4,4 pF$  ( $2 \times 2,2 pF$ ) pour les capacités des cellules de tapérisation et  $5,66 pF$  ( $2 \times 2,83 pF$ ) pour les capacités centrales. Ces valeurs correspondent respectivement aux valeurs mesurées des capacités normalisées de  $2,2$  et  $2,7 pF$ . Les longueurs électriques des cellules et les longueurs des filtres sont données par le Tableau IV.3.

Les filtres ont été gravés mécaniquement avec une machine à graver LPFK, et des capacités Murata CMS en boîtier 0603 ont été utilisées. Les filtres ont été mesurés avec un analyseur vectoriel 8510C en utilisant une méthode de calibration de type TRL. Une photographie du filtre optimisé à 1 GHz réalisé sur RO4003 à 4 cellules est présentée sur la Figure IV.19.

Nous avons également réalisés des filtres sur un substrat FR4 afin de comparer les résultats avec un substrat bas coût. Je ne détaillerai pas ici la géométrie des filtres sur FR4 mais seulement les résultats.

Nombre de cellules	2	3	4	5	6
Longueur électrique des cellules de tapérisation (°)	18	13	14	14	14
Longueur électrique des cellules centrales (°)	17	16	16	17	16
Longueur totale/ $\lambda$	0,2	0,23	0,33	0,44	0,51
Longueur totale du filtre sur RO4003 (mm)	44	50	72	96	112

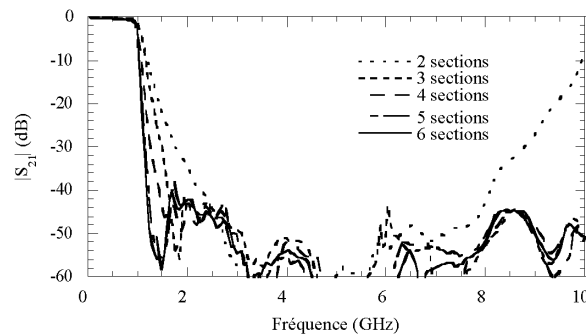
**Tableau IV.3 :** Longueurs électriques des filtres RO4003.



**Figure IV.19 :** Photographie du filtre passe-bas à 4 cellules réalisé sur RO4003.

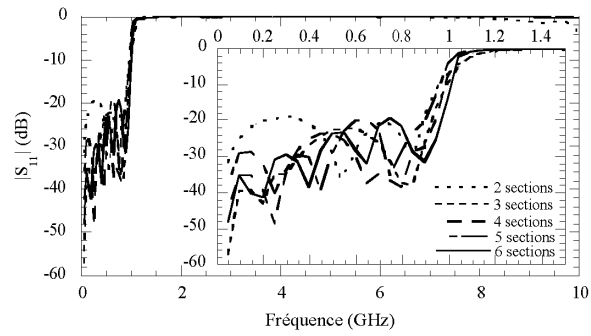
## 5.2 Mesures des filtres RO4003

Les Figures IV.20 et IV.21 présentent les résultats de mesures des 5 filtres réalisés sur RO4003. Les caractéristiques des filtres sont résumées dans le Tableau IV.4. La meilleure adaptation est obtenue avec le filtre à quatre cellules avec des pertes par réflexion  $|S_{11}| = -23$  dB dans la bande passante. Les résultats des filtres sur RO4003 sont similaires à ceux des filtres sur FR4, à l'exception d'une adaptation meilleure qui conduit à une ondulation plus faible dans la bande passante. On peut déduire que l'utilisation du substrat FR4 faible coût est tout à fait pertinente.



**Figure IV.20 :** Paramètres  $|S_{21}|$  mesurés des filtres RO4003 jusqu'à 10 GHz.

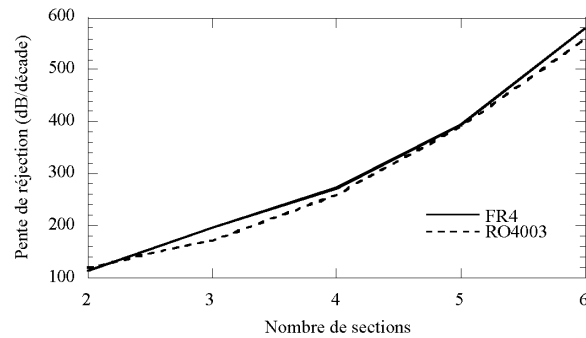
La Figure IV.22 montre les pentes de réjection des deux familles de filtres. Les pentes de réjection, calculées entre -3 dB et -30 dB, sont très proches indépendamment du type de substrat. La Figure IV.23 compare les performances des filtres à 6 cellules FR4 et RO4003. L'ondulation dans la bande passante est de 0,15 dB pour les filtres FR4 alors qu'elle est négligeable pour les filtres sur RO4003 grâce aux faibles pertes par réflexion. Les pertes dans la bande passante sont dues aux pertes conductrices des lignes et au facteur de qualité des capacités CMS. La Figure IV.24 montre les résultats de mesures des cinq filtres réalisés sur RO4003 jusqu'à 20 GHz. Au delà de 10 GHz, des remontées parasites apparaissent pour tous les filtres. L'amplitude des lobes secondaires augmente et leur fréquence augmente lorsque l'ordre du filtre augmente. Les fréquences des lobes secondaires et leurs niveaux sont résumés dans le Tableau IV.4. L'amplitude des lobes secondaires reste inférieure à -22 dB pour le filtre à 6



**Figure IV.21 :** Paramètres  $|S_{11}|$  mesurés des filtres RO4003 jusqu'à 10 GHz.

Nombre de cellules	2	3	4	5	6
Atténuation à 0,9 GHz (dB)	-0,35	-0,4	-0,54	-0,85	-0,94
Ondulation dans la bande passante (dB)	<0,1 dB	<0,1 dB	<0,1 dB	<0,1 dB	<0,1 dB
Pertes par réflexion (dB)	-18,8	-22,2	-23,7	-19,6	-19,2
Pente de réjection (dB/décade) entre -3 dB et -30 dB	-120	-172	-260	-391	-560
Lobes secondaires jusqu'à 10 GHz	-20 dB vers 9,4 GHz	<-40 dB	<-40 dB	<-40 dB	<-40 dB

**Tableau IV.4 :** Caractéristiques électriques des filtres RO4003.



**Figure IV.22 :** Pentés de réjection des filtres FR4 et RO4003.

cellules jusqu'à 20 GHz.

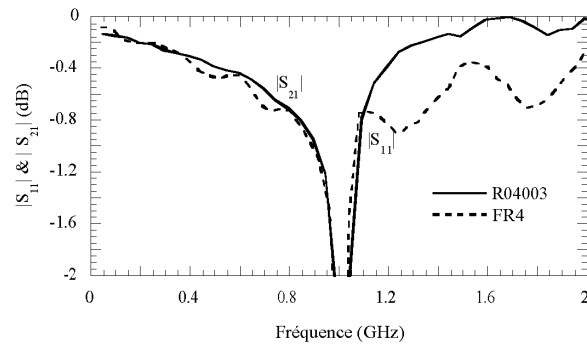


Figure IV.23 : Ondulation des filtres FR4 et RO4003.

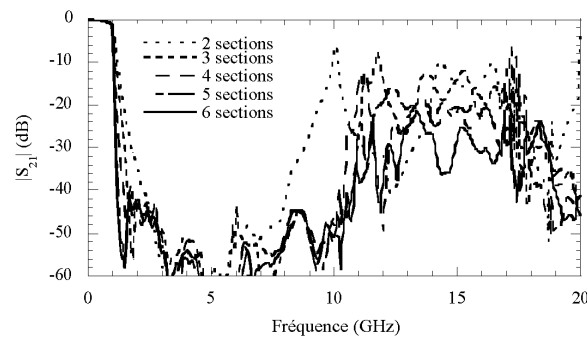


Figure IV.24 : Lobes secondaires des filtres sur RO4003 jusqu'à 20 GHz.

### 5.3 Simulations et mesures

Les mesures du filtre à 2 cellules réalisé sur RO4003 sont comparées avec les simulations sur la Figure IV.25. Un décalage de 200 MHz, soit 5% de la valeur de la fréquence de coupure, est observé. C'est le cas pour toute la série de filtres réalisés. La simulation prévoit un lobe secondaire dû à la deuxième bande permise vers 5,8 GHz. Comme ce lobe est très étroit, il est atténué par les pertes de la ligne du fait de son fort facteur de qualité. Le décalage sur la fréquence de coupure est lié à l'utilisation d'un modèle idéal des capacités. Avec le modèle complet de la capacité de charge, ce décalage de fréquence est compensé. Les simulations montrent qu'une inductance parasite de 0,25 nH est suffisante pour avoir un bon accord entre les mesures et les simulations (Figure IV.25). Cette inductance parasite est responsable de l'apparition du lobe secondaire vers 10 GHz (Figure IV.26).

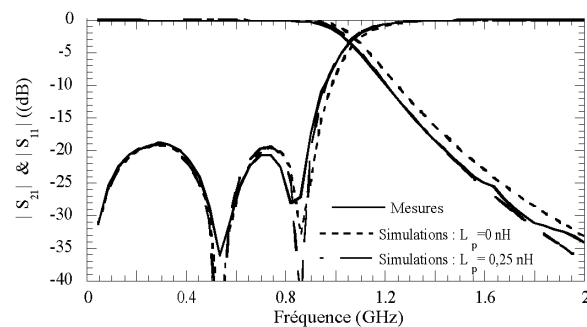
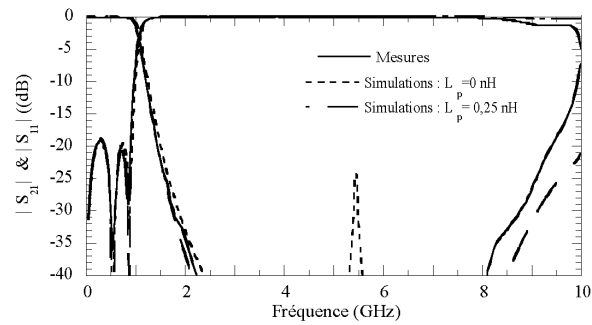


Figure IV.25 : Comparaison des mesures et des simulations avec et sans inductance parasite du filtre 2 cellules sur RO4003.

La même inductance parasite est observée pour l'ensemble des filtres mesurés. Cette inductance est due à l'inductance parasite des capacités CMS utilisés et à l'inductance des plots de soudure. Cette



**Figure IV.26 :** Comparaison des mesures et des simulations avec et sans inductance parasite du filtre 2 cellules sur RO4003.

étude montre l'utilité de la modélisation de l'élément parasite avant de passer à l'optimisation du dispositif.

## 6 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle topologie de filtre passe-bas à base de structures périodiques a été développée et validée de manière expérimentale. Une méthode simple de conception a été développée. L'utilisation des structures à bande interdite électromagnétique permet d'obtenir des filtres compacts et sélectifs. La tapérisation de la structure qui consiste en une rupture de la périodicité aux deux extrémités permet d'améliorer l'adaptation dans la bande passante. Une série de prototypes optimisés à une fréquence de coupure égale à  $1\text{ GHz}$  a été réalisée en technologie hybride, combinant des lignes CPW et des capacités CMS, sur deux substrats différents. Les résultats de mesures, en bon accord avec les simulations allient des caractéristiques intéressantes en terme de compacité, de pente de réjection, de faible ondulation dans la bande passante, de rejet des lobes secondaires et d'adaptation dans la bande passante meilleure que  $17\text{ dB}$  pour les filtres sur substrat FR4 et  $19\text{ dB}$  pour les filtres réalisés sur substrat RO4003. Les résultats présentés ont été également publiés dans [Kad04, Kad06, Pis05, Pis05a, Pis05b]. La possibilité de la montée en fréquence en utilisant toujours une technologie hybride basée sur des capacités CMS a été également validée dans la thèse de D. Kaddour. Un filtre passe-bas en bande K a été conçu et mesuré. Malgré un décalage de  $2\text{ GHz}$  sur la fréquence de coupure ( $9,2\text{ GHz}$  au lieu de  $11,2\text{ GHz}$  attendus), la possibilité de réalisation de filtres passe-bas jusqu'à  $10\text{ GHz}$  en technologie hybride à l'aide des structures périodiques est envisageable. Pour l'ensemble des filtres réalisés, un décalage sur la fréquence de coupure a été observé. Les rétro-simulations ont montré que ce décalage est lié à l'inductance parasite des capacités CMS et des plots de soudure, non prise en compte lors de la conception. L'obtention de la réponse de filtrage désirée est donc conditionnée par la maîtrise des éléments parasites présents dans le dispositif. Il est donc nécessaire d'avoir un modèle fiable des capacités CMS. Pour rendre accordable ces filtres périodiques, il suffit de remplacer la capacité en parallèle par un varactor. On contrôle ainsi directement la fréquence de coupure avec la même sensibilité que la variation de la capacité (IV.16) ainsi que l'adaptation avec les cellules extremums pour rattraper par exemple les dispersions technologiques lorsqu'on utilise des composants hybrides [Pis05b]. Ces études ont fait l'objet de la thèse de E. Pistono (2003-2006). L'accordabilité des filtres passe-bas périodiques a été utilisée dans la thèse de C. Hoarau et expliquée dans le chapitre précédent. Il est également tout à fait envisageable d'utiliser les structures périodiques en technologie microélectronique intégrée pour réaliser des filtres ou des adaptateurs accordables avec des varactors intégrés et utiliser des lignes à ondes lentes pour miniaturiser les dispositifs. Ces études vont l'objet de la thèse de X. Tang (2009-2012).

## Bibliographie du chapitre IV

- [Adv04] Advanced Design System (ADS), Agilent Technologies, California, USA. 2004.
- [Boz03] A. Bozetti, A. D’Orazio, M. De Sario, V. Petruzelli, F. Prudenzeno, and F. Renna  
“Tapered photonic bandgap microstrip low pass filters : Design and realisation”  
In *Proceedings in Microwave Antennas Propagation*, vol. 150, pp. 459–461, December 2003.
- [Cal02] C. Caloz and T. Itoh  
“A super-compact super-broadband tapered uniplanar PBG structure for microwave and millimeter-wave applications”  
In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1919–1922, 2002.
- [Dor02] A. D’Orazio, M. DE Sario, V. Petruzelli, F. Prudenzeno, and F. Renna  
“Compact tapered photonic bandgap microstrip low pass filter”  
*Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, pp. 1107–1109, September 2002.
- [Duc04] J.-M. Duchamp  
*Etude et conception de structures périodiques, type lignes de transmission non linéaires, pour des applications de multiplication de fréquences en bande V*  
Thèse de doctorat, Université de Savoie, LAHC, décembre 2004.
- [Fal04] F. Falcone, T. Lopetegi, J.D. Baena, R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla  
“Effective negative stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 280–282, June 2004.
- [Fu01] Y-Q. Fu, G-H. Zhang, and N-C. Yuan  
“A novel PBG coplanar waveguide”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 11, pp. 447–449, November 2001.
- [Gar04a] J. Garcia-Garcia, J. Bonache, F. Falcone, F. Martin, I. Gil, T. Lopetgi, M. A.G. Laso, A. Marco-tegui, R. Marqués, and M. Sorolla  
“Stepped-impedance lowpass filters with spurious passband supression”  
*Electronics Letters*, vol. 40, no. 14, pp. 881–883, July 2004.
- [Gar04b] J. Garcia-Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetgi, M. A.G. Laso, M. Sorolla, and R. Marqués  
“Spurious passband supression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 416–418, September 2004.
- [Gar06] J. Garcia-Garcia, J. Bonache, and F. Martin  
“Application of electromagnetic bandgaps to the design of ultra- wide bandpass filters with good out-of band performance”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4136–4140, December 2006.
- [Gri03] A. Griol, A. Mira, A. Martinez, J. MArti, and J.L. Corral  
“Microstrip multistage coupled ring bandpass filters using photonic bandgap structures for harmonic supression”  
*Electronics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 68–70, January 2003.
- [Hua05] S.Y. Huang and Y.H. Lee  
“Compact U-shaped dual planar EBG microstrip low-pass filter”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 12, pp. 3799–3805, December 2005.
- [Kar05a] M.F. Karim, A.Q. Liu, A. Alphones, and X.J. Zhang  
“Cpw bandstop filter using unloaded and loaded EBG structures”  
In *Proceedings Microwave Antennas propagation*, no. 6, pp. 434–440, December 2005.
- [Kar05b] M.F. Karim, A.Q. Liu, A. Alphones, and X.J. Zhang  
“Low-pass filter using a hybrid EBG structure”  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 2, pp. 95–98, April 2005.
- [Kad04] D. Kaddour, E. Pistono, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, A. Jrad, and P. Ferrari  
“Compact and selective low pass filter with spurious suppression”  
*IEE Electronic Letters*, vol. 40, no. 2004, pp. 1344–1345, October 2004.



- [Kad06] D. Kaddour, E. Pistono, J.-M. Duchamp, J.-D. Arnould, H. Eusèbe, P. Ferrari, and R. G. Harrison  
“A compact and selective low-pass filter with reduced spurious responses, based on CPW tapered periodic structures”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2367–2375, June 2006.
- [Kar03] N. C. Karmakar and M. N. Mollah  
“Investigations into nonuniform photonic-bandgap microstripline low-pass filters”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 564–572, February 2003.
- [Kim00] T. Kim and C. Seo  
“A novel photonic bandgap structure for low-pass filter of wide stopband”  
*IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 1, pp. 13–15, January 2000.
- [Kim04] B-S. Kim, J.W. Leer, and M-S. Song  
“An implementation of harmonic suppression microstrip filters with periodic grooves”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 413–415, September 2004.
- [Ler99] A. LeRoy, A. Prennec, S. Toutain, and L-C. Calvez  
“The continuously varying transmission line technique-application to filter design”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 9, pp. 1680–1687, September 1999.
- [Lim05] J.-S. Lim, C.-S. Kim, Dal Ahn, Y.-C. Jeong, and S. Nam  
“Design of lowpass filters using defected ground structure”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2539–2545, August 2005.
- [Lin04] Y.-S. Lin, W.-C. Ku, C.-H. Wang, and C.H. Chen  
“Wideband coplanar-waveguide bandpass filters with good stopband rejection”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 422–424, September 2004.
- [Lop01] T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Hernandez, M. Bocaicao, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi  
“New microstrip "wiggly-line" filters with spurious passband suppression”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 9, pp. 1593–1598, September 2001.
- [Mar02] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M. A.G. Laso, M. Coderch, and M. Sorolla  
“New periodic-loaded electromagnetic bandgap coplanar waveguides with complete spurious pass-band suppression”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 435–437, November 2002.
- [Mar03a] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, and M. Sorolla  
“Dual electromagnetic bandgap CPW structures for filter applications”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 393–395, September 2003.
- [Mar03b] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Coderch, and M. Sorolla  
“Periodic-loaded sinusoidal patterned electromagnetic bandgap coplanar waveguides”  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 3, pp. 181–184, February 2003.
- [Mat64] G.L. Matthaei, L.Young, and E. M. T. Jones  
*Microwave Filters Impedance-Matching Network and Coupling Structures*  
New York : McGraw-Hill, 1964.
- [Mat83] G.L. Matthaei, D. C. Park, Y. M. Kim, and D. L. Johnson  
“A study of the filter properties of single and parallel-coupled dielectric-waveguide gratings”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 10, pp. 825–835, October 1983.
- [Pis05] E. Pistono, D. Kaddour, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, A. Jrad, J-D Arnould, and P. Ferrari  
“Filtres passe-bas compacts et sélectifs”  
Nantes, France, 2005. 14èmes Journées Nationales Microondes.
- [Pis05a] E. Pistono, A.-L. Perrier, R. Bourtoutian, D. Kaddour, A. Jrad, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, F. Podevin, A. Vilcot, D. Vincent, and P. Ferrari  
“Tunable rf / microwave devices”  
Brussels, Belgium, 2005. Nefertiti Workshop.
- [Pis05b] E. Pistono, A.-L. Perrier, R. Bourtoutian, D. Kaddour, A. Jrad, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, D. Vincent, A. Vilcot, and P. Ferrari

- “Hybrid tunable microwave devices based on schottky-diode varactors”  
*Proceedings of Journal of the European Microwave Association*, vol. 1, no. 2, pp. 109–116, June 2005.
- [Pis06] E. Pistono  
*Conception et Réalisation de filtres microondes planaires accordables par varactors, à base de structures périodiques*  
 Thèse de doctorat, Université de Savoie, LAHC, Juillet 2006.
- [Poz05] D. Pozar  
*Microwave Engineering*  
 Willey New york, third Edition, 2005.
- [Rao03] X.S. Rao, L. Chen, C.Y. Tan, J. Lu, and C.K. Ong  
 “Design of one dimensional microstrip bandstop filters with continuous patterns based on fourier transform”  
*Electronics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 64–65, January 2003.
- [Riz88] P.A. Rizzi  
*Microwave Engineering Passive Circuits*  
 Prentice Hall, 1988.
- [Rad98] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh  
 “Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines”  
*IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 2, pp. 69–71, February 1998.
- [Sor01] J. Sor, Y. Qian, and T. Itoh  
 “Miniature low-loss CPW periodic structures for filter applications”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 2336–2341, December 2001.
- [Yin05] X. Ying and A. Alphones  
 “Propagation characteristics of complementary split ring resonator (CSRR) based ebg structure”  
*Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 5, pp. 409–412, December 2005.
- [Yab87] E. Yablonovitch  
 “Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics”  
*Physical Review Letters*, vol. 58, pp. 2059–2062, May 1987.
- [Yun01] T. Y. Yun and K. Chang  
 “Uniplanar one-dimensional photonic-bandgap structures and resonators”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 3, pp. 549–553, March 2001.
- [Yan99] F-R. Yang, K-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh.  
 “A uniplanar compact photonic-bandgap (UC – PBG) structure and its applications for microwave circuits”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, pp. 1509–1999, August 1999.
- [Zhu03] L. Zhu  
 “Guided-wave characteristics of periodic coplanar waveguides with inductive loading-unit-length transmission parameters”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 10, pp. 2133–2138, October 2003.



# Chapitre V

## Dispositifs accordables RF

### Sommaire

---

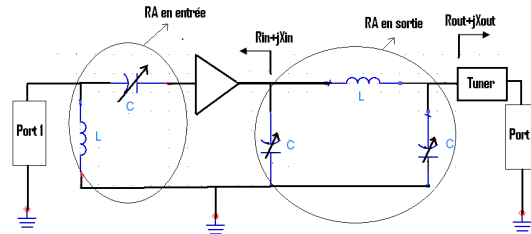
<b>1</b>	<b>Introduction et principe</b> . . . . .	<b>67</b>
<b>2</b>	<b>Principe de l'adaptation</b> . . . . .	<b>68</b>
<b>3</b>	<b>Facteur de mérite</b> . . . . .	<b>68</b>
<b>4</b>	<b>Facteur de transformation et bande passante</b> . . . . .	<b>69</b>
<b>5</b>	<b>Choix de la topologie</b> . . . . .	<b>71</b>
<b>6</b>	<b>Rendement des adaptateurs d'impédance</b> . . . . .	<b>73</b>
6.1	Topologie en $L$ . . . . .	73
<b>7</b>	<b>Comparaison de la transformation suivant différents chemins</b> . . . . .	<b>74</b>
<b>8</b>	<b>Zones de performances</b> . . . . .	<b>76</b>
8.1	Circuit en $L$ . . . . .	77
8.2	Circuit en $\Pi$ . . . . .	77
8.3	Circuit en $2L$ . . . . .	78
8.4	Circuit en $\Pi$ avec des switches . . . . .	79
8.5	Conclusion . . . . .	80
<b>9</b>	<b>Démonstrateur en technologie hybride</b> . . . . .	<b>81</b>
9.1	Schéma électrique . . . . .	81
9.2	Mesures avec une charge $Z_{ant} = 50 \Omega$ . . . . .	82
9.3	Mesures avec une charge complexe $Z_{ant} = 10,5 - j17,4 \Omega$ . . . . .	83
9.4	Couverture d'impédances et facteur de mérite . . . . .	84
<b>10</b>	<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>85</b>
	<b>Bibliographie du chapitre V</b> . . . . .	<b>87</b>

---

Ce troisième chapitre concerne la conception de dispositifs accordables RF et notamment des réseaux d'adaptation dans les montages amplificateurs de puissance à 2,4 GHz (technologie hybride) et à 900 MHz (technologie intégrée) Ces études concernent les travaux de thèse de C. Hoarau [D3] et V. Freitas [D5].

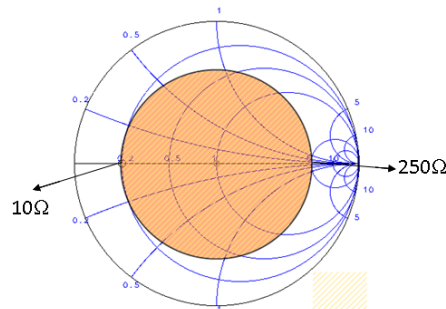
## 1 Introduction et principe

Les nouveaux standards de communications sont de plus en plus complexes et font appel à de multiples bandes de fréquences et à des protocoles différents. Dans ce contexte, si l'on veut réduire la consommation, la taille et les coûts de ces systèmes, il est nécessaire d'optimiser le transfert de puissance entre les différents blocs qui les composent. Nous nous sommes donc intéressés plus particulièrement à l'adaptation simultanée d'un amplificateur RF de puissance en vue d'optimiser son gain maximum comme montré dans l'exemple de la figure V.1.



**Figure V.1 :** Exemple de l'adaptation simultanée en entrée/sortie d'un amplificateur de puissance

La problématique est que les conditions de charge et de source peuvent évoluer au cours du temps. En effet, l'impédance de charge constituée par une antenne peut en effet évoluer autour de  $50 \Omega$  dans un rapport  $VSWR = 5 : 1$ , ce qui correspond à une variation d'impédance comprise entre  $10 \Omega$  et  $250 \Omega$  en module (figure V.2).



**Figure V.2 :** Lieux des impédances pour lesquelles  $VSWR < 5 : 1$

L'antenne d'un téléphone portable n'a par exemple pas la même impédance lorsqu'il est placé dans une poche ou dans la main [Ang10, Mat10]. Il faut donc utiliser des éléments variables pour pouvoir palier à ces désadaptations d'impédance. L'élément variable le plus simple en microélectronique permettant d'effectuer des adaptations est le varactor. Cette capacité commandée en tension peut être réalisée soit par une diode, un transistor ou un dispositifs mécano-électrique (MEMS) intégrable. La difficulté est donc de choisir le meilleur réseau d'adaptation adressant des plages de variations des capacités qui induiront des pertes d'insertion minimales. Nous avons donc étudié plusieurs topologies possibles de réseaux  $L-C$  en regardant simultanément la plage d'impédances accordables, les pertes par insertion, la plage de fréquences et le gain du système amplificateur par rapport à celui d'un système sans adaptateur d'impédances. En effet, il existe toujours des plages d'impédances dans lesquelles l'ajout d'un adaptateur amène plus de pertes que celles dues à la désadaptation. Nous verrons donc dans ce chapitre les différents critères pris en compte pour construire des réseaux d'adaptation optimaux par rapport à ce que la technologie peut fournir. Nous nous sommes fixé un critère acceptable d'adaptation inférieure à  $-15 \text{ dB}$ , ce qui correspond à un rapport d'onde stationnaire inférieure à  $1,5 : 1$  (figure V.3).

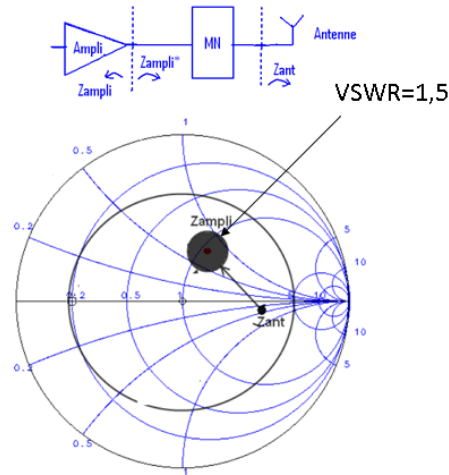


Figure V.3 : Adaptation de  $Z_{ant}$  situé dans le cercle  $VSWR = 5 : 1$  vers une zone autour  $Z_{ampi}^*$  pour laquelle  $VSWR < 1,5 : 1$

## 2 Principe de l'adaptation

Le but de l'adaptation étudiée ici est le transfert du maximum de puissance d'une source vers une charge autour d'un montage amplificateur symbolisé par sa matrice  $S$  comme le montre la figure V.4.

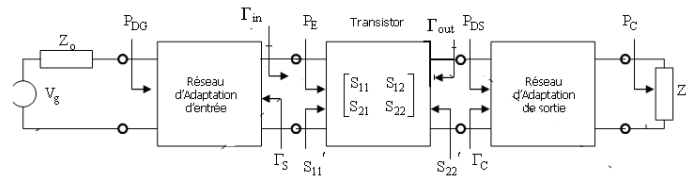


Figure V.4 : Gain transducique  $G_{trans} = f(\Gamma_S, S, \Gamma_C)$

Le gain transducique (V.1) est le rapport de la puissance délivrée à la charge  $P_C$  par la puissance disponible au générateur  $P_{DG}$ . La puissance disponible à la source est la puissance maximale qu'elle peut délivrer à une charge. Cette puissance s'obtient en fermant le générateur sur une charge égale au complexe conjugué de son impédance interne, c'est à dire ici  $Z_0^*$ .

$$G_{trans} = \frac{P_C}{P_{DG}} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_C|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_C|^2} \quad (V.1)$$

## 3 Facteur de mérite

Le facteur de mérite que nous avons utilisé est défini par le rapport du gain transducique sans réseau d'adaptation et avec réseau d'adaptation (V.2)

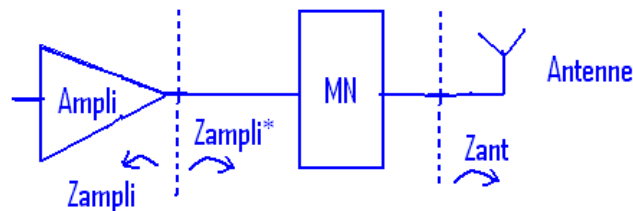
$$\gamma = \frac{G_{trans \text{ avec adapt}}}{G_{trans \text{ sans adapt}}} \quad (V.2)$$

Donc si la valeur de  $\gamma$  est supérieure à 1, cela signifie que le réseau d'adaptation améliore la performance du système. Tandis que pour des valeurs inférieures à 1, le gain avec l'adaptation réalisée

ne compense pas les pertes rajoutées par le réseau d'adaptation. Ce dernier cas peut arriver lorsque nous sommes déjà proches de l'adaptation.

## 4 Facteur de transformation et bande passante

Il s'agit d'un paramètre très important lors de la conception des réseaux d'adaptation. Il est lié au rapport entre l'impédance vue à l'entrée du réseau d'adaptation et celle vue en sortie. Considérons par exemple la chaîne Amplificateur-Matching Network (MN)-Antenne figure V.5

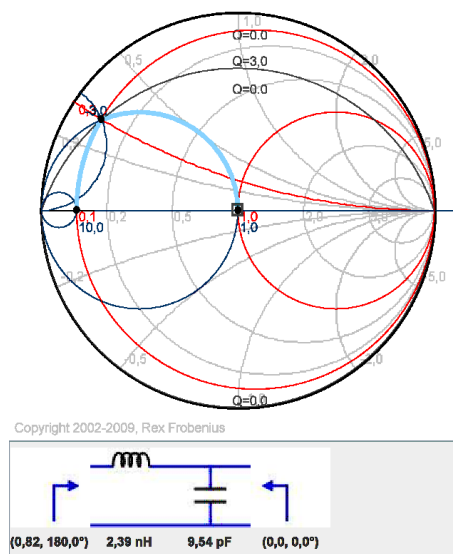


**Figure V.5 :** Front-end d'une chaîne RF

Le facteur de transformation  $Q$  sera donné par (V.3).

$$Q = \sqrt{\frac{\max(R_{ant}, R_{ampli})}{\min(R_{ant}, R_{ampli})} - 1} \quad (\text{V.3})$$

Où  $R_{ant}$  est la partie réelle de l'impédance de l'antenne et  $R_{ampli}$  est la partie réelle de l'impédance de l'ampli. Il s'agit donc d'un rapport entre les parties réelles des deux charges à adapter. Choisissons par exemple  $R_{ant} = 5 \Omega$  et  $R_{ampli} = 50 \Omega$ . Ainsi, en appliquant (V.3), nous aurons  $Q = 3$ . Sur l'abaque de Smith (figure V.6), les lieux de facteur  $Q$  constant sont des arcs d'ellipse.



**Figure V.6 :** Abaque de Smith représentant la transformation  $5 \Omega$  vers  $50 \Omega$  et l'arc d'ellipse  $Q = 3$  à  $1 \text{ GHz}$

La bande passante est la plage de fréquences où le coefficient de réflexion satisfait un critère déterminé de façon arbitraire. Nous allons considérer ce critère comme l'intervalle de fréquences où



$|S_{11}| < -10 \text{ dB}$ . La bande passante  $BW$ , le facteur de qualité  $Q'$  et la fréquence centrale  $f_0$  sont liés par (V.4).

$$BW = \frac{f_0}{Q'} \tag{V.4}$$

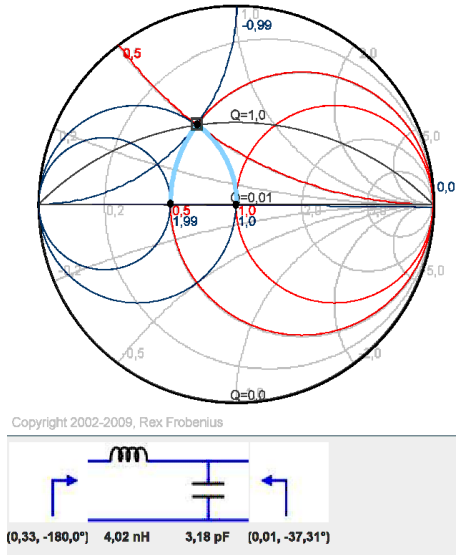


Figure V.7 : Abaque de Smith représentant la transformation  $25 \Omega$  vers  $50 \Omega$  et l'arc d'ellipse  $Q = 1$  à  $1 \text{ GHz}$

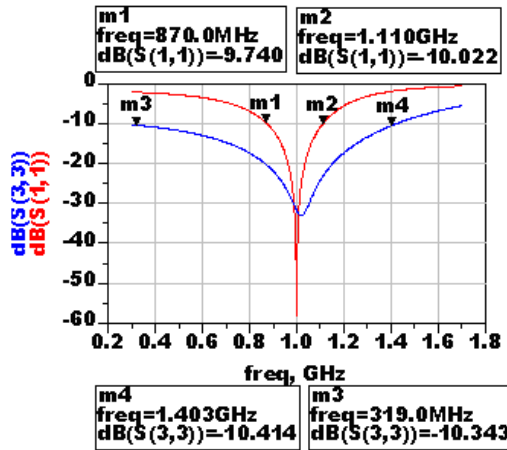


Figure V.8 : Coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  pour  $Q = 1$  en bleu et  $Q = 3$  en rouge

La Figure V.7 nous montre le passage de  $25 \Omega$  vers  $50 \Omega$ , cette fois-ci, l'ellipse d'équation  $Q = 1$  est plus fermée, car  $Q$  est plus petit. La Figure V.8 nous illustre l'augmentation de la bande, due au facteur de transformation  $Q$  plus faible. La bande à  $-10 \text{ dB}$  est passée d'environ  $250 \text{ MHz}$  à  $1 \text{ GHz}$ , soit 4 fois plus grande.

Par la suite, nous verrons que ce facteur  $Q \approx Q'$  impacte aussi dans d'autres importantes caractéristiques des réseaux d'adaptation, tels que l'accordabilité et les pertes par insertion.

## 5 Choix de la topologie

La brique de base d'un réseau d'adaptation est la topologie en  $L$ , composé par deux réactances, une en série suivie par une en parallèle, Figure V.9. Dépendant du problème, il peut être plus convenant d'associer plusieurs étages en  $L$ . La plupart du temps deux étages sont suffisants, ce qui produit trois topologies très courantes, la  $\Pi$ , la  $T$  ou bien la  $2L$  (Figure V.10).

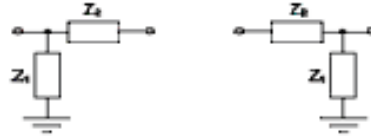


Figure V.9 : Topologie d'adaptateur en  $L$

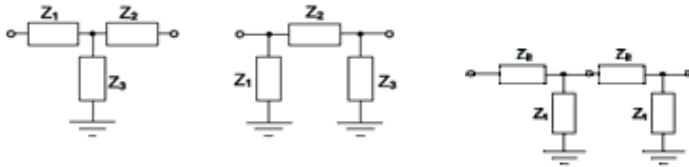


Figure V.10 : Topologie d'adaptateurs en  $T$ , en  $\Pi$  et en  $2L$

Nous allons voir que la topologie en  $L$  présente les meilleurs rendements mais elle ne couvre que la moitié de l'abaque de Smith, Figure V.11. Le deuxième inconvénient de la topologie en  $L$  est qu'avec 2 éléments réactifs, nous ne pouvons régler à la fois la bande passante et l'impédance à accorder à une certaine fréquence. Il faut donc rajouter un étage, afin de pouvoir commander la bande. Avec la topologie en  $\Pi$ , en  $T$  ou en  $2L$ , tout l'abaque peut être couvert. Les topologies en  $\Pi$  ou en  $T$  peuvent être interprétées comme des topologies en  $2L$  dans lesquels les 2 réseaux en  $L$  seraient tête-bêches. Cela a pour conséquence l'économie de l'élément série en commun (pour donner une topologie en  $\Pi$ ) ou de l'élément parallèle en commun (pour donner une topologie en  $T$ ). L'avantage est un gain de place et une possibilité de supprimer un composant ayant un faible facteur de qualité comme une inductance intégrée, par exemple. Par contre, le rendement sera moins bon comme nous le verrons par la suite.

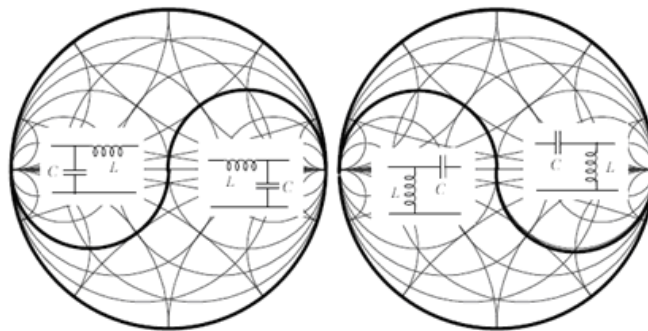


Figure V.11 : Couverture de la topologie en  $L$

Précédemment, nous avons calculé un réseau d'adaptation en  $L$  qui transforme  $5 \Omega$  en  $50 \Omega$ . Nous avons vu dans ce cas que le facteur de transformation  $Q = 3$  (V.3). Cependant, nous pouvons rajouter un deuxième étage en  $L$ , et ainsi, passer par une impédance intermédiaire qui nous permettra de choisir la valeur de  $Q$  et donc de contrôler la bande passante. Sur la Figure V.12, l'impédance a été ramenée de  $5 \Omega$  vers  $50 \Omega$ , en passant par l'impédance intermédiaire  $25 \Omega$ . Il y a donc, dans un premier temps

un passage avec  $Q = 2$  et un deuxième avec  $Q = 1$ . Ainsi, le facteur  $Q_{global}$  est réduit et la bande passante augmente, Figure V.13.

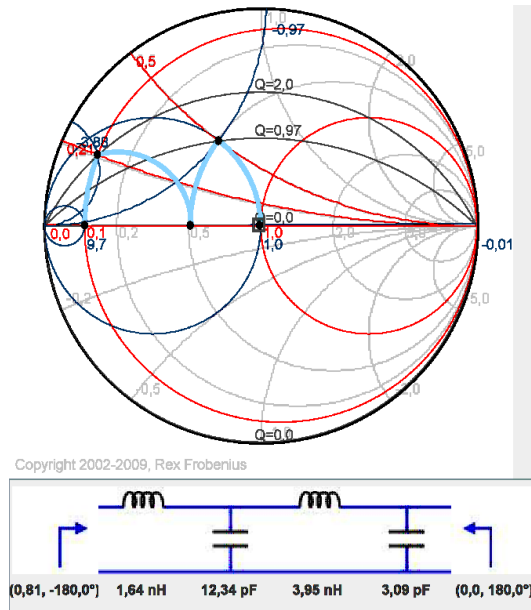


Figure V.12 : Schéma de la transformation d'impédance de  $5 \Omega$  vers  $50 \Omega$  avec deux étages en  $L$  à  $1 \text{ GHz}$

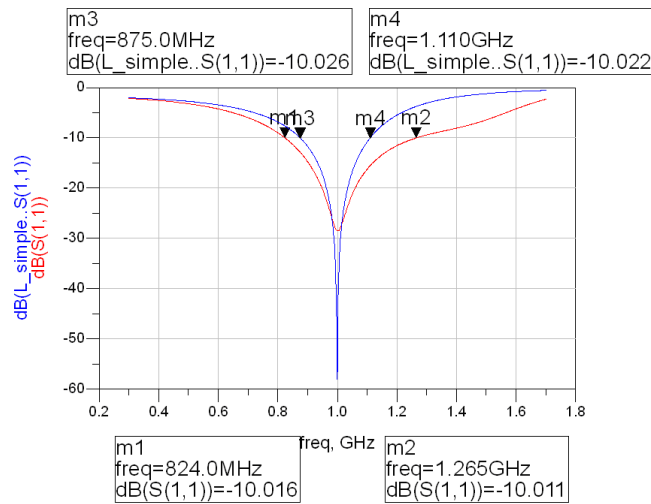


Figure V.13 :  $|S_{11}|$  dans deux configurations, en bleu l'adaptation en  $L$  simple et en rouge en  $2L$

A partir des courbes de la Figure V.13, on peut extraire les bandes passantes. On trouve une bande passante à  $-10 \text{ dB}$  égale à  $235 \text{ MHz}$  dans la configuration en  $L$  simple et  $441 \text{ MHz}$  en  $2L$ . Ainsi, on arrive, en effet, à augmenter la bande d'adaptation avec un deuxième étage. Toutefois, on peut constater que si on applique ces largeurs de bandes dans l'équation (V.4), on retrouve un facteur de qualité  $Q'$  qui ne correspond pas exactement au facteur de transformation  $Q$  de la définition (V.3). En fait, cela vient du fait que le facteur de transformation  $Q$  n'est valable que pour des petites plages de fréquences, tandis que l'autre expression vient de la définition physique du facteur de qualité  $Q'$  des systèmes résonants.

## 6 Rendement des adaptateurs d'impédance

Tous les composants réactifs réels ont évidemment des pertes, il faut analyser quel serait leur impact sur le rendement ou les pertes par insertion du réseau d'adaptation. Nous allons étudier le rendement des réseaux d'adaptations dans différentes topologies. L'objectif est de trouver quels sont les critères les plus représentatifs pour évaluer les pertes dans un réseau d'adaptation. Pour cela, nous allons utiliser surtout les expressions de rendement définies par [Han06] et les comparer avec les définitions classiques des pertes dans un quadripôle, à partir des paramètres  $S$ .

### 6.1 Topologie en $L$

Le but est de trouver le rendement du réseau d'adaptation, défini par le rapport entre la puissance délivrée à la charge et la puissance qui rentre dans le réseau d'adaptation. D'après [Han06], ce rendement peut être écrit en fonction des facteurs de qualité de la self  $Q_L$  et du condensateur  $Q_C$  et du facteur de transformation  $Q$ .

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1 - Q/Q_C}{1 + Q/Q_L} \quad (\text{V.5})$$

Cette équation se simplifie pour  $Q/Q_L \ll 1$  et  $Q/Q_C \ll 1$  :

$$\eta = 1 - \frac{Q}{Q_C} - \frac{Q}{Q_L} \quad (\text{V.6})$$

et se simplifie encore si par exemple  $Q_L \ll Q_C$  :

$$\eta = 1 - \frac{Q}{Q_L} \quad (\text{V.7})$$

Pour transformer  $5 \Omega$  en  $50 \Omega$ , on a  $Q = 3$ , et si on considère, par exemple,  $Q_L = 10$  et  $Q_C \gg 1$ , on aurait un rendement égale à 0,769. Cette expression est assez utile pour prévoir théoriquement la performance d'un réseau d'adaptation, en connaissant les facteurs de qualité de composants employés. Par contre, pour les expériences pratiques et les simulations, il est plus judicieux de trouver ce rendement à partir des paramètres  $S$ .

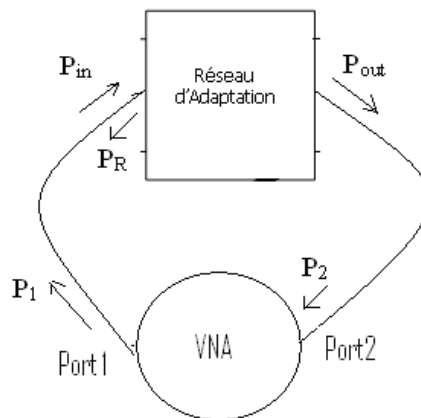


Figure V.14 : Schéma de mesure des paramètres  $S$  d'un réseau d'adaptation

Considérons la Figure V.14, le rendement est égal au ratio entre la puissance qui sort du réseau d'adaptation  $P_2$  et celle qui rentre dans le réseau d'adaptation  $P_{in}$ . Si la sortie est adaptée ( $P_{out} = P_2$ ), on aura :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_2}{P_1 - P_r} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{V.8})$$

Le rendement est donc égal au gain en transmission prenant un compte une éventuelle désadaptation de la source. Selon [Han06] le nombre d'étages qui conduit au meilleur rendement dépend du facteur de transformation d'impédances, d'après la loi :  $n_{opt} = \ln(Q)$ . En effet, plus le rapport d'impédances est élevé, plus il sera intéressant d'utiliser un plus grand nombre d'étages.

En pratique, on utilise le plus souvent un ou deux étages. Le rendement total sera donc le produit des rendements des  $n$  étages :

$$\eta_n = \prod_{i=1}^n \left(1 - \frac{Q_i}{Q_L}\right) \quad (\text{V.9})$$

L'avantage d'utiliser deux étages est une plus grande souplesse sur le nombre des éléments variables (utilisation des varactors) et une plus grande zone de couverture de l'abaque de Smith. L'association de deux étages en  $L$  peut être effectuée soit en série dans le même sens ( $2L$ ), soit en série en sens opposé, ce qui conduit à un schéma en  $\Pi$  ou  $T$ . Nous nous sommes intéressés ensuite à travers la transformation de  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$  à comparer les rendements, les pertes par insertion et les largeurs de bande suivant le passage à travers un étage en  $L$  ou bien 2 étages en  $L$  (dans le même sens ou en sens opposé)

## 7 Comparaison de la transformation suivant différents chemins

Pour transformer directement  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$ , le facteur de transformation  $Q = \sqrt{R_L/R_S - 1} = \sqrt{50/10 - 1} = 2$  et le rendement théorique est  $\eta_L = 1 - 2/Q_L$  si on considère  $Q_C \gg Q_L$ . La figure V.15 illustre cette transformation.

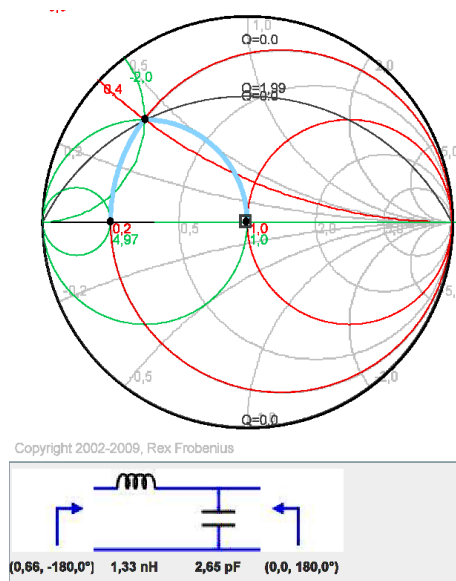


Figure V.15 : Transformation de  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$  avec un seul étage

Pour transformer  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$  en 2 étages, en passant par  $20 \Omega$ , le premier facteur de transformation  $Q_1 = \sqrt{R_{int}/R_S - 1} = \sqrt{20/10 - 1} = 1$  et le deuxième  $Q_2 = \sqrt{R_{charge}/R_{int} - 1} = \sqrt{50/20 - 1} = 1,2$ .

Le rendement théorique des deux étages est  $\eta_{2L} = (1 - 1/Q_{L1})(1 - 1,2/Q_{L2})$  si on considère toujours  $Q_C \gg Q_L$ . La figure V.16 illustre cette transformation. Il est à noter que le rendement maximum avec 2 étages est obtenu en dérivant l'expression de  $\eta$ , ce qui donne  $Q_1 = Q_2 = 1,1$  avec une impédance intermédiaire  $R_{int} = \sqrt{R_{ampli}R_{charge}} = 22,3 \Omega$

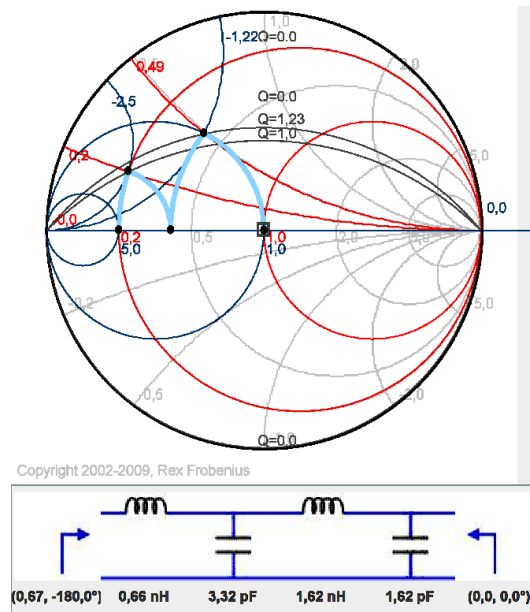


Figure V.16 : Transformation de  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$  avec deux étages

A l'aide d'un schéma en  $\Pi$ , on est obligé de descendre puis de monter l'impédance intermédiaire ; ce qui n'est pas forcément efficace. Par exemple, pour passer de  $10 \Omega$  en  $5 \Omega$ , on a  $Q_1 = \sqrt{R_S/R_{int} - 1} = \sqrt{10/5 - 1} = 1$  puis de  $5 \Omega$  en  $50 \Omega$ ,  $Q_2 = \sqrt{R_{charge}/R_{int} - 1} = \sqrt{50/5 - 1} = 3$ . Le rendement théorique de ces deux étages en  $\Pi$  est  $\eta_{\Pi} = (1 - 1/Q_{L1})(1 - 3/Q_{L2})$  si on considère toujours  $Q_C \gg Q_L$ . La figure V.17 illustre cette transformation.

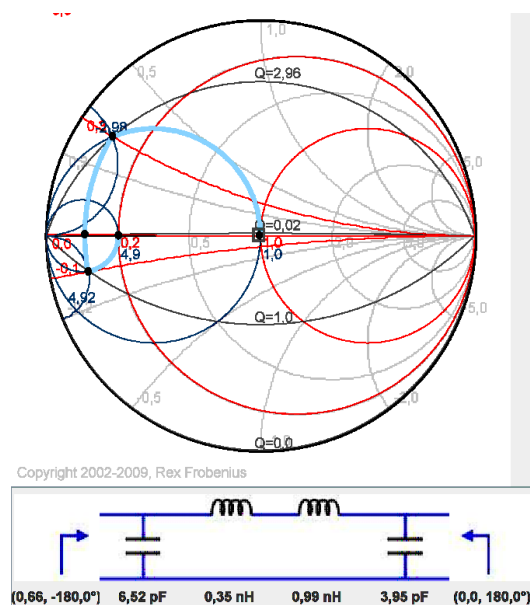


Figure V.17 : Transformation de  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$  avec deux étages montés en  $\Pi$

Au final, on obtient le meilleur rendement avec le montage en  $L$ , puis le montage en  $2L$  et enfin le montage en  $\Pi$  comme l'illustre la figure V.18. En effet, à  $2,4 \text{ GHz}$  pour  $Q_L = 10$ , on obtient  $\eta_L = 83 \%$ ,  $\eta_{2L} = 81 \%$ ,  $\eta_{\Pi} = 72 \%$  avec un coefficient de réflexion  $|S_{11}| < -15 \text{ dB}$ . La bande passante à  $-15 \text{ dB}$

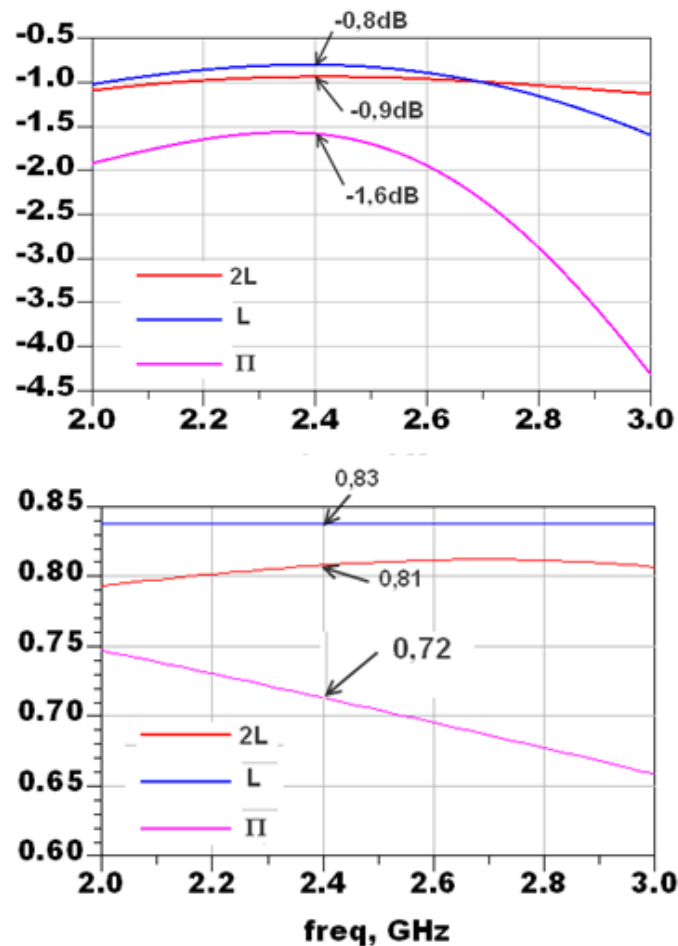


Figure V.18 : Bilan de la transformation de  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$

est  $BW_L = 500$  MHz,  $BW_{2L} = 900$  MHz,  $BW_{\Pi} = 140$  MHz.

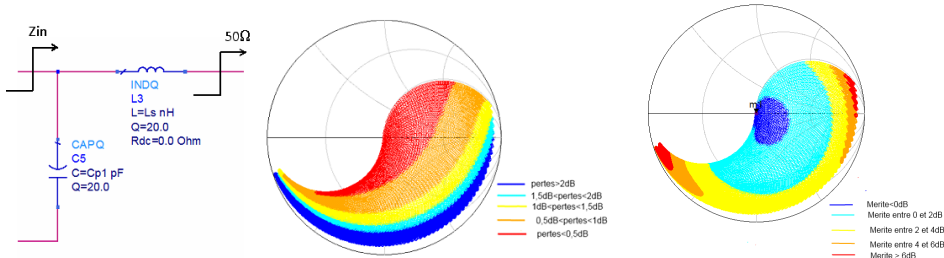
La topologie en  $2L$  est donc la plus efficace car elle permet une large plage d'adaptation d'impédances, un rendement un peu moins bon qu'une structure en  $L$  mais meilleure qu'une structure en  $\Pi$  et une largeur de bande de fréquences la plus grande.

## 8 Zones de performances

Nous nous sommes intéressés ensuite aux performances des différentes topologies en distinguant plusieurs zones dans leur plage de couverture selon leur pertes par insertion. Les valeurs choisies correspondent à des valeurs réalistes moyennes en technologie silicium intégrée. Nous avons fait varier les valeurs de l'inductances et de la capacités à 2 GHz avec des facteurs de qualité  $Q_L$  et  $Q_C$  compris entre 20 et 50. Les abaques ainsi obtenus seront utilisés pour choisir la meilleure topologie pour une technologie et une plage de fréquences données.

## 8.1 Circuit en $L$

Nous avons étudié un circuit en  $L$  à 2 GHz pour lequel  $Q_L = Q_C = 20$ ,  $L \in [0, 1 - 25]$  nF et  $C \in [0, 01 - 10]$  pF. L'ensemble des impédances adaptables et le rendement est donné sur la figure V.19.

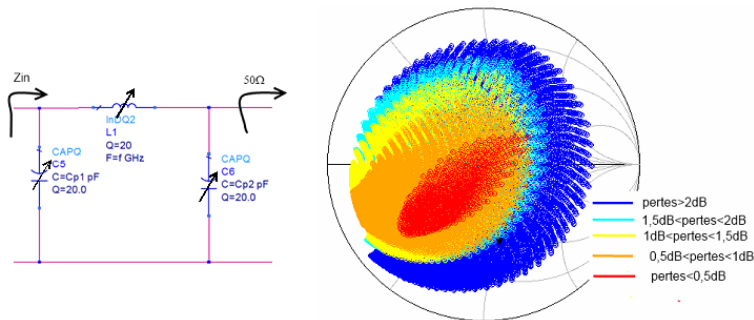


**Figure V.19 :** Ensemble des  $Z_{in}$  générées (à gauche) et rendement (à droite) pour  $Q_L = Q_C = 20$ ,  $L \in [0, 1 - 25]$  nF et  $C \in [0, 01 - 10]$  pF.

La zone en rouge (figure V.19 à gauche) donne les meilleures performances avec des pertes par insertion inférieures à 0,5 dB. Le bleu foncé (figure V.19 à droite) correspond à l'ensemble de impédances où l'ajout du réseau d'adaptation ne va pas apporter un gain en performance du système. Par contre, plus on s'éloigne du centre de l'abaque, plus l'utilisation du réseau d'adaptation sera crucial. Dans la zone rouge par exemple, la performance du système sera augmenté de plus de 6 dB grâce à l'ajout du réseau d'adaptation.

## 8.2 Circuit en $\Pi$

Nous avons étudié un circuit en  $\Pi$  à 2 GHz pour lequel  $Q_L = Q_C = 20$ ,  $L \in [0, 1 - 25]$  nF et  $C \in [0, 01 - 10]$  pF. L'ensemble des impédances adaptables est donné sur la figure V.20.



**Figure V.20 :** Ensemble des  $Z_{in}$  générées pour  $Q_L = Q_C = 20$ ,  $L \in [0, 1 - 25]$  nF et  $C \in [0, 01 - 10]$  pF

La zone en rouge donne les meilleures performances avec des pertes par insertion inférieures à 0,5 dB. Des composants avec des facteurs de qualité plus élevées augmenteront cette zone, mais elle sera toujours celle où la performance du réseau d'adaptation sera la meilleure.

On note que ce réseau d'adaptation ne serait intéressant que pour les transformations vers les faibles impédances. Pour des transformations vers des fortes impédances, les pertes rajoutées par le réseau d'adaptation ne compensent pas l'amélioration en termes de réflexions. Evidemment la zone du meilleur rendement va augmenter lorsque l'on utilise des composants à plus fort facteur de qualité. On voit qu'avec des composants à facteur de qualité de l'ordre de 50, la zone où le réseau d'adaptation est inutile se réduit à un petit cercle autour du centre de l'abaque.



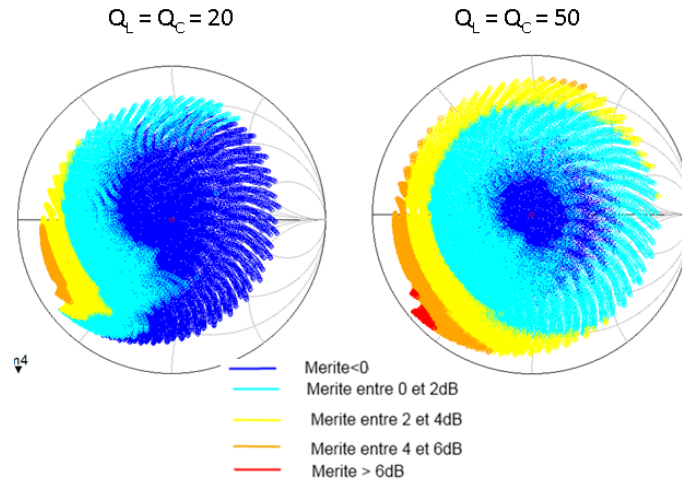


Figure V.21 : Rendement pour  $L \in [0, 1 - 25]$  nF et  $C \in [0, 01 - 10]$  pF

### 8.3 Circuit en 2L

Nous avons étudié un circuit en 2L à 2 GHz pour lequel  $Q_L = Q_C = 20$ ,  $L_1 \in [0, 5 - 4]$  nF,  $L_2 = 1, 5$  nF et  $C \in [0, 5 - 6]$  pF. L'ensemble des impédances adaptables est donné sur la figure V.22.

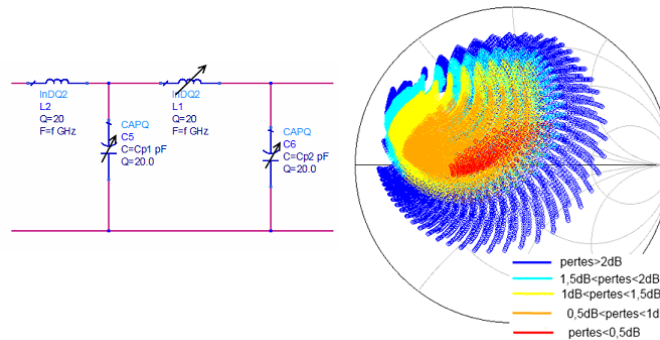


Figure V.22 : Ensemble des  $Z_{in}$  générées pour  $L_1 \in [0, 5 - 4]$  nF,  $L_2 = 1, 5$  nF et  $C \in [0, 5 - 6]$  pF

La zone rouge est déplacée grâce à l'ajout de l'inductance  $L_2$ . Cependant, on note que les performances sont en général dégradées car on a simplement rajouté une self (et donc des pertes) à la topologie en II.

Les figures V.22 et V.23 sont bien sûr complémentaires ; on obtient le meilleur rendement loin du centre de l'abaque de Smith, là où se situent les pertes d'insertion les plus fortes.

On a également optimisé la topologie pour adapter des impédances plus faibles en jouant sur  $L_2$  à la place de  $L_1$  comme le montre la figure V.24.

Si on désire augmenter la performance dans une région spécifique, par exemple pour des faibles impédances réelles, on peut alors choisir les valeurs des selfs qui optimisent le rendement dans cette zone.

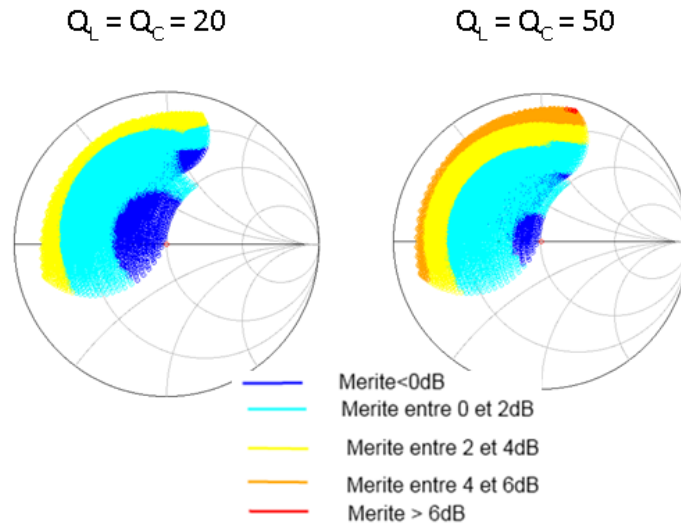


Figure V.23 : Rendement pour  $L_1 \in [0,5 - 4]$  nF,  $L_2 = 1,5$  nF et  $C \in [0,5 - 6]$  pF

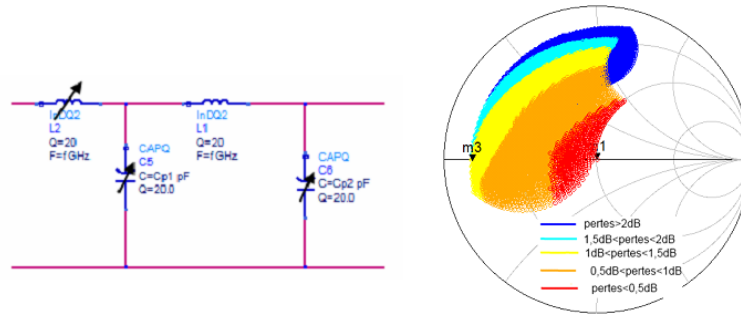


Figure V.24 : Ensemble des  $Z_{in}$  générées pour  $L_1 = 2$  nF,  $L_2 \in [0,5 - 4]$  nF et  $C \in [0,5 - 6]$  pF

#### 8.4 Circuit en $\Pi$ avec des switches

Nous avons étudié maintenant un circuit en  $\Pi$  mais avec des interrupteurs en série avec les capacités qui permettent d'avoir les performances d'un réseau en  $L$  dans un sens ou dans l'autre.

A 2 GHz, nous avons choisi  $Q_L = Q_C = 20$ ,  $L \in [0,1 - 10]$  nF et  $C \in [0,01 - 6]$  pF,  $C_{off} = 0,2$  pF et  $R_{on} = 1 \Omega$ . Les valeurs choisies correspondent à des valeurs réalistes moyennes en technologie silicium intégrée.

L'ensemble des impédances adaptables est donné sur la figure V.25.

Nous pouvons donc conclure que c'est ce type de topologie avec des switches qui donne les meilleurs résultats en terme de pertes par insertion et de rendement. Un exemple de transformation de  $10 \Omega$  en  $50 \Omega$  est donné sur la figure V.26 avec  $R_{on} = 1 \Omega$ ,  $C_{off} = 0,2$  pF et  $Q_{varac} = 20$ .

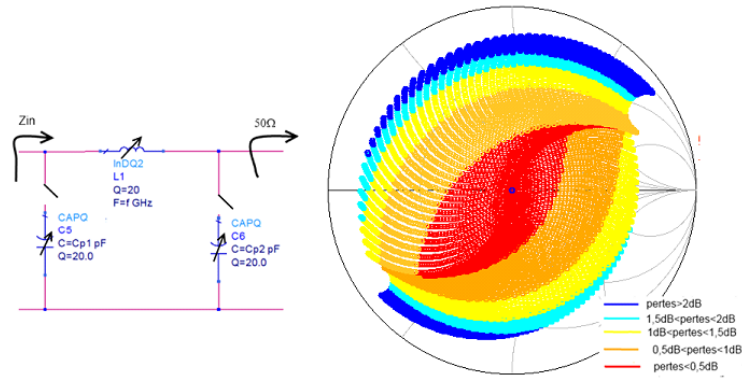


Figure V.25 : Ensemble des  $Z_{in}$  générées pour  $Q_L = Q_C = 20$ ,  $L \in [0, 1 - 10]$  nF et  $C \in [0, 01 - 6]$  pF,  $C_{off} = 0, 2$  pF et  $R_{on} = 1 \Omega$

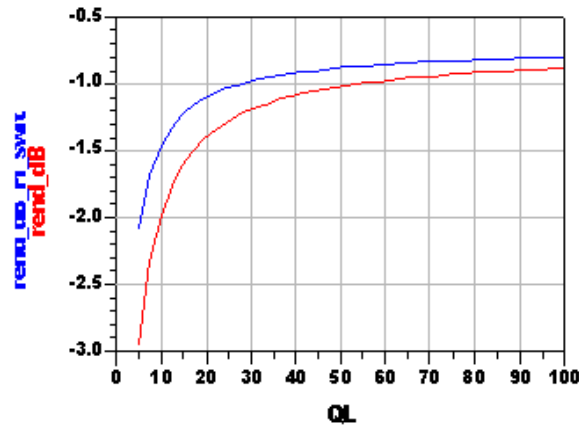


Figure V.26 : Comparaison des rendements des structures en II avec la variation de  $Q_L$ , avec switch en bleu, sans switch en rouge

### 8.5 Conclusion

L’originalité de ces travaux vient du fait que nous présentons des abaques qui montrent à la fois la couverture des impédances adaptables et les rendements associés des adaptateurs d’impédances. Ces abaques dépendent bien sûr des topologies utilisées (simple  $L$ , double  $L$ ) et des facteurs de qualités associés aux inductances, capacités variables et interrupteurs. Les pertes d’insertion sont également calculées analytiquement à partir des facteurs de qualités. Une topologie originale utilisant à la fois varactors et interrupteurs est présentée en vue d’être utilisée en technologie intégrée. La problématique en technologie intégrée sera présentée dans les perspectives de ce mémoire.

## 9 Démonstrateur en technologie hybride

### 9.1 Schéma électrique

Afin de vérifier en pratique tous ces concepts d'adaptation d'impédance, nous avons réalisé un démonstrateur en technologie hybride. Il est constitué par un amplificateur de puissance, basé sur le transistor bipolaire BFP420 et deux réseaux d'adaptation accordables, un monté en  $L$  en entrée de l'amplificateur, pour l'adapter à une impédance de source de  $50 \Omega$  et un autre monté en  $\Pi$  en sortie, pour adapter la sortie de l'amplificateur à une antenne dont on a simulé l'impédance par un tuner.

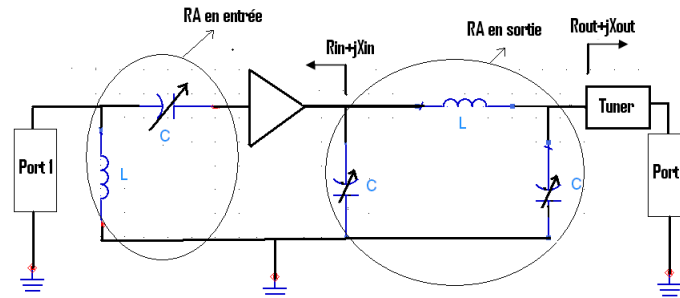


Figure V.27 : Schéma électrique du démonstrateur hybride

Le schéma électrique est présenté sur la figure V.27 et la réalisation effectuée sur substrat Rogers RO4003C ( $\epsilon_r = 3,34$ ,  $\tan \delta = 0,0027$ ,  $h = 813 \mu\text{m}$ ). Les inductances utilisées sont des Coilcraft de  $1 \text{ nH}$  et  $4,7 \text{ nH}$  et les varactors sont des diodes Macom MA46H071 dont les caractéristiques sont présentées sur la figure V.28.

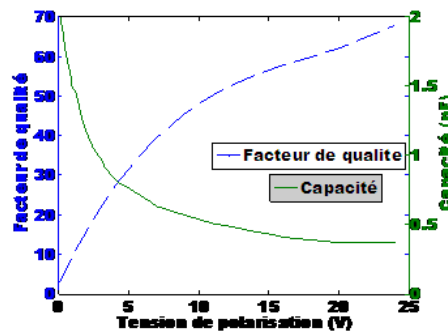


Figure V.28 : Caractéristiques des diodes MACOM

Les impédances d'entrée et de sortie du transistor bipolaire BFP420 sont données sur la figure V.29.

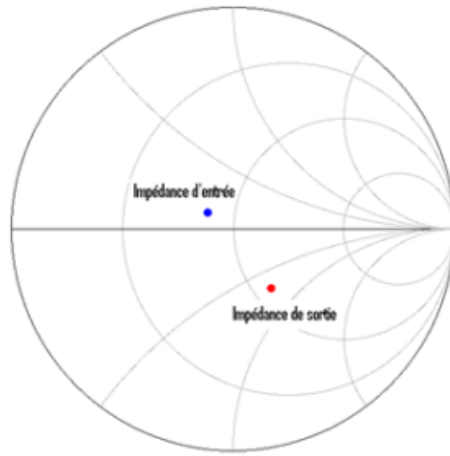


Figure V.29 : Impédances d'entrée et de sortie du transistor bipolaire BFP420

### 9.2 Mesures avec une charge $Z_{ant} = 50 \Omega$

Nous avons commencé par mesurer le gain et les coefficients de réflexion du montage amplificateur. La figure V.30 montre que le transistor seul (sans adaptateurs en E/S) est déjà bien adapté à 2,4 GHz. Avec une adaptation en E/S, nous améliorons surtout l'adaptation en entrée de 14 dB.

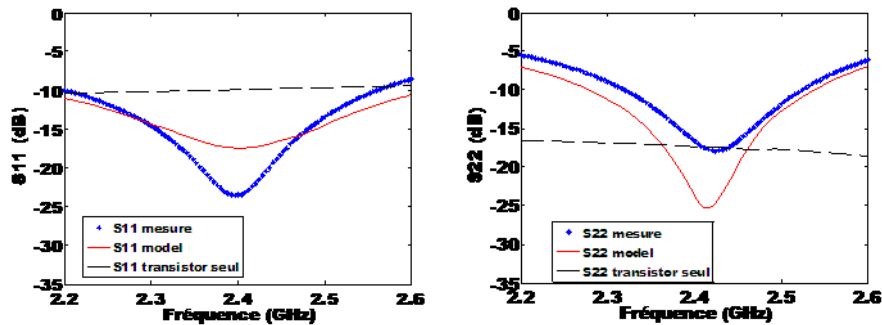


Figure V.30 : Coefficients de réflexion en E/S du montage amplificateur chargé par  $Z_{ant} = 50 \Omega$

Typiquement, dans ce cas où le transistor était déjà bien adapté sans réseaux d'adaptation, nous apportons plus de pertes avec les réseaux d'adaptation que si nous avions rien ajouté (figure V.31).

Nous avons environ 2 dB de pertes qui sont dues en majorité à l'utilisation des varactors. Par contre, lorsque nous cherchons à adapter une charge complexe différente du centre de l'abaque de Smith, nous gagnons en terme de gain comme nous allons le montrer sur un exemple dans le prochain paragraphe.

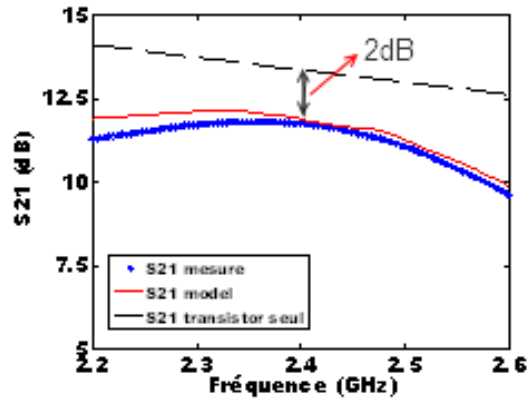


Figure V.31 : Gain du montage amplificateur avec et sans réseaux d'adaptation avec  $Z_{ant} = 50 \Omega$

### 9.3 Mesures avec une charge complexe $Z_{ant} = 10,5 - j17,4 \Omega$

L'impédance de l'antenne est maintenant choisie arbitrairement égale à  $Z_{ant} = 10,5 - j17,4 \Omega$  comme le montre la figure V.32.

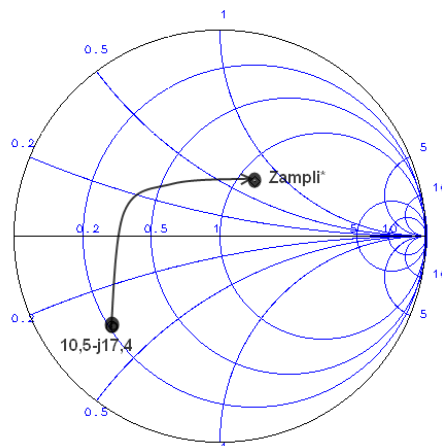


Figure V.32 : Impédance de l'antenne à adapter pour le montage amplificateur

Les résultats en terme de réflexions sont toujours corrects (figure V.33) et nous avons cette fois-ci amélioré le gain de 2 dB à 2,4 GHz (figure V.34).

Nous avons essayé ensuite de répertorier les zones de l'abaque que l'on pouvait adapter en fonction du facteur de mérite et des pertes par insertion.

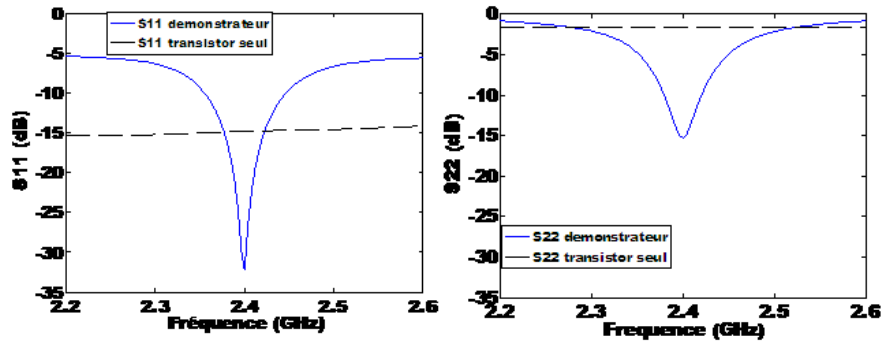


Figure V.33 : Coefficients de réflexion en E/S du montage amplificateur chargé par  $Z_{ant} = 10,5 - j17,4 \Omega$

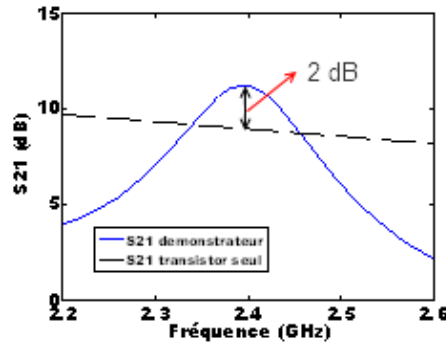


Figure V.34 : Gain du montage amplificateur avec et sans réseaux d'adaptation avec  $Z_{ant} = 10,5 - j17,4 \Omega$

#### 9.4 Couverture d'impédances et facteur de mérite

La figure V.35 montre la zone de l'abaque de Smith couverte par les réseaux d'adaptation pour adapter  $Z_{ant}$  simultanément en E/S ( $|S_{11}|$  et  $|S_{22}| < -15$  dB) dans le cercle  $VSWR = 5 : 1$ . Le facteur de mérite donné par (V.2) permet de dégager différentes zones allant du rouge (+3 dB) au bleu (-3 dB). Nous pouvons également corrélérer ces zones aux pertes par insertion ; la zone bleue correspond à des pertes comprises entre 3,5 et 5,5 dB et la rouge entre 2 et 3 dB.

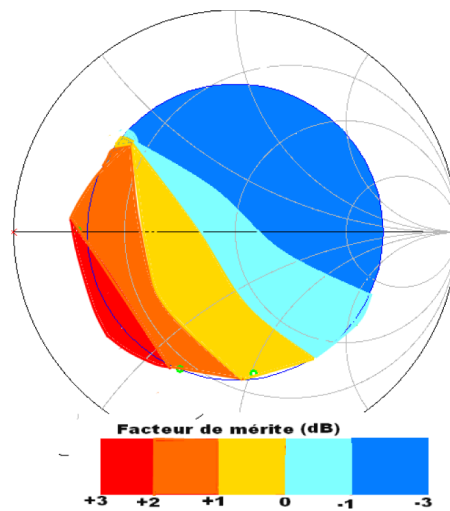


Figure V.35 : Couverture d'impédance et facteur de mérite

## 10 Conclusion

L'idée originale dans ce chapitre est de donner aux concepteurs des indications sur des réseaux d'adaptation accordables afin de corriger la désadaptation de la charge que constitue par exemple l'antenne dans le circuit d'émission en téléphonie mobile. Ce chapitre permet donc de choisir, grâce aux différents abaques présentés, la meilleure topologie d'adaptateur d'impédances accordable qui sera un compromis entre rendement, tunabilité, facteur de mérite et pertes par insertion. Suivant la technologie disponible, le choix se portera sur les composants ayant les meilleurs facteurs de qualité dans les plages de fréquences visées et des rapports  $C_{max}/C_{min}$  permettant la meilleure tunabilité possible. L'idée est d'utiliser des varactors switchés pour améliorer la performance dans les régions où les pertes sont les plus élevées. Le but est de toujours utiliser les varactors dans des zones de capacités où le facteur de qualité est le plus grand possible. Un démonstrateur en technologie hybride a été réalisé pour appuyer nos développements théoriques. Ces travaux ont donné les publications [Frei11a, Frei11b].

Nous nous sommes intéressés ensuite à la construction de réseaux d'adaptation dans le cadre de la modulation de puissance qui amélioreraient la PAE pour des puissances de travail inférieures à la puissance maximale. Je développerai ces travaux tout récents dans les perspectives de mon manuscrit en évoquant les problèmes de linéarité que cela ajoute. Une réalisation en technologie SOI 120 nm est envisagée.





---

## Bibliographie du chapitre V

- [Ang10] J. Anguera, A. Andújar, C. Puente, A. Camps, and C. Picher  
"Mitigation of the finger loading effect in handset antennas"  
*European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Barcelona, Spain, April 2010.
- [Frei11a] V. Freitas, G. Paiva-Guedes, J.-D. Arnould and P. Ferrari  
"Méthode de synthèse et conception de réseaux d'adaptation accordables et performants pour des applications à 2,4 GHz"  
*Journées Nationales Microondes (JNM)*, Brest (France), mai 2011.
- [Frei11b] V. Freitas, J.-D. Arnould and P. Ferrari  
"Theoretical Analysis and Design of Efficient Tunable Matching Networks"  
*SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Natal, Bresil, Nov. 2011
- [Han06] Y. Han and D. J. Perreault  
"Analysis and design of high efficiency matching networks"  
*IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1484–1491, 2006.
- [Mat10] D. A. A. Mat, K. Kipli, A. Joseph, K. Lias, S. Sahrani and A. S. W. Marzuki  
"The effect of headset and earphone on reducing electromagnetic variation form mobile phone toward human head"  
*Asia-Pacific Symposium on Information and Telecommunication Technologies (APSITT)*, Kuching, Sarawak, Malaysia, June 2010.



# Chapitre VI

## Conclusions et perspectives

### Sommaire

---

<b>1</b>	<b>Conclusions . . . . .</b>	<b>91</b>
<b>2</b>	<b>Perspectives . . . . .</b>	<b>92</b>
2.1	Adaptation d'amplificateur de puissance en grand signal . . . . .	92
2.2	Circuits de pilotage intégrés pour transistors de puissance . . . . .	94
2.3	Mesures millimétriques . . . . .	96
	<b>Bibliographie du chapitre VI . . . . .</b>	<b>99</b>

---

Ce chapitre conclue mon Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) en résumant les différents résultats exposés dans les chapitres précédents. Ensuite seront exposées les perspectives qui me tiennent à coeur de développer dans la suite de ma carrière à court terme puis à plus long terme.

# 1 Conclusions

Mon intérêt pour l'accordabilité des dispositifs hyperfréquences a commencé avec le contrôle optique de composants microondes lors de ma thèse en 1999. Je me suis intéressé, pour bien comprendre les phénomènes mis en jeu lors de l'interaction photons-semiconducteur, à modéliser d'abord par une méthode de résolution par éléments finis (pendant ma thèse) puis par une méthode analytique plus rapide (après ma thèse) les équations de Maxwell et de diffusion. Il en est ressorti un modèle électrique permettant de caractériser le plasma photoinduit via la conductivité équivalente  $\sigma(r, z, P_{lum}, \omega_0)$  (III.3). Pour pouvoir fabriquer des composants contrôlés optiquement avec de faibles pertes par insertion, il faut se placer en régime de forte injection optique et éclairer un faible volume. Aussi avons nous eu l'idée de coller un substrat fin de Silicium HR ( $50 \mu m$ ) sur du verre et d'éclairer en face arrière le plan de masse. Les trous éclairés ou non de ce plan de masse nous ont permis un fonctionnement en tout ou rien. Sur le verre en face supérieure, nous avons déposé des lignes à sauts d'impédance en aluminium pour réaliser un filtre passe-bas. L'éclairement des trous du plan de masse judicieusement placés sous la ligne microruban de forte impédance permet théoriquement le décalage de la fréquence de coupure. Les résultats de mesure ont été plutôt décevants car la connectivisation du dispositif a induit de fortes pertes par insertion (1,5 dB) et surtout la puissance lumineuse n'a pas été suffisante pour observer un décalage significatif de la fréquence de coupure (1 GHz prévu en simulation contre 50 MHz mesuré). Face à cette difficulté pratique de pouvoir rétablir un plan de masse éclairé ayant la conductivité équivalente de celle de l'aluminium avec une forte puissance optique ( $1 kW/mm^2$ ), nous avons donc abandonné le développement des dispositifs accordables par contrôle optique à l'IMEP-LAHC.

Parallèlement à ces activités sur le contrôle optique, nous nous sommes intéressés à la réalisation de dispositifs accordables à l'aide de varactors (diode ou MOS) en se plaçant dans la thématique de l'adaptation d'impédance ainsi que du filtrage grâce aux structures périodiques. Les filtres à structures périodiques ont les mêmes performances que les filtres Tchebycheff mais permettent l'ajustement des longueurs de lignes de propagation avec les valeurs normalisées des capacités choisies lors d'une réalisation en technologie hybride pour des fréquences de coupure de l'ordre du gigahertz. Leur compacité, leur sélectivité et leur simplicité de conception ont été mises à profit lors de la réalisation de filtres en technologie hybride. L'ondulation dans la bande passante est réglée à l'aide des cellules d'adaptation situées aux extrémités du filtre. Les notions de filtrage et d'adaptation ayant des approches théoriques et méthodologiques similaires ; je me suis intéressé ensuite à l'adaptation d'impédance afin de pouvoir accorder l'impédance de sortie d'un amplificateur de puissance à l'impédance d'entrée variable d'une antenne à  $2,4 GHz$ . Les conclusions de la thèse de C.Hoarau sur l'utilisation d'adaptateurs accordables en technologie intégrée ont montré leur intérêt en termes d'encombrement, de fréquence de fonctionnement, de contrôle, de facteur de qualité et de puissance maximale. Un premier adaptateur en technologie hybride sur substrat Rogers RO4003 a été conçu à l'aide d'une cellule en  $\Pi$  à  $1 GHz$  pour adapter tout l'abaque de Smith avec comme critères  $|S_{21}| > -3 dB$  et  $|S_{11}| < -20 dB$  de manière générique. Ce démonstrateur a permis de mettre en oeuvre une méthode de mesure originale, précise et rapide (non présentée ici) du coefficient de réflexion et de transmission de l'adaptateur sans utiliser de tuner pour simuler la charge de l'antenne [Hoa08]. Les performances en terme de linéarité et de bruit ont également été mesurées. Une étude en fonction du facteur de qualité moyen du circuit résonant self-varactor mis en oeuvre a permis de montrer que la couverture de l'abaque de Smith et les pertes par insertion tolérées étaient un compromis à faire en fonction de l'application visée. Les travaux de thèse de V. Freitas qui ont poursuivi cette étude, ont permis de choisir grâce à des abaques la topologie d'adaptateur optimale pour une zone d'impédance bien définie. L'adaptateur réalisé en technologie hybride à  $2,4 GHz$  a été mis en situation à la sortie d'un amplificateur de puissance afin de mesurer si le gain global reste meilleur que le gain sans cet adaptateur accordable. Pour certaines conditions de charge, proches de celles de l'impédance de sortie  $Z_{ampli}^*$ , les pertes par insertion de l'adaptateur sont en effet supérieures à la désadaptation admises par la charge. Pour d'autres conditions de charge, l'adaptateur permet de gagner  $2 dB$  sur le gain de l'amplificateur seul.

Je vais maintenant développer des perspectives de recherches dans la continuité des travaux présentés ici mais aussi ouvrir sur d'autres thématiques.

## 2 Perspectives

Les perspectives présentées ci-dessous sont des perspectives à court terme pour les 2 premières et à plus long terme pour la dernière.

### 2.1 Adaptation d'amplificateur de puissance en grand signal

Avec V. Freitas, nous nous sommes intéressés jusqu'ici à la correction de la désadaptation de l'antenne pour de faibles puissances. Il s'agit maintenant dans le cadre du standard WCDMA de concevoir un adaptateur d'impédance en technologie intégrée SOI 130 nm pour améliorer la Power Added Efficiency (PAE) d'un amplificateur de puissance à 900 MHz fonctionnant en classe AB. Dans un contexte d'industrialisation de dispositifs de communication de plus en plus intégrés et de faible consommation, la demande et l'intérêt pour les amplificateurs de puissance (PA) accordables se sont accrues en technologie CMOS ces dernières années. Pour accroître l'efficacité des PA, plusieurs techniques sont proposées dans la littérature [Fow02]. Parmi celles-ci, nous pouvons citer le contrôle dynamique de la polarisation [Noh04, Wan08], l'enveloppe tracking (ET) [Jeo09], l'élimination et la restauration de l'enveloppe (EER) [War09]. Ce premier groupe de techniques changent les conditions de polarisation du PA de manière dynamique afin d'accorder le niveau de puissance instantanée en sortie. Mais ces techniques imposent des conditions de linéarité sévères et des circuits complexes supplémentaires. Un deuxième groupe de techniques d'amélioration de la PAE consiste à optimiser la charge de l'amplificateur [Neo06, Fu08, Nem09, Car09]. Pour un amplificateur de puissance donné, il faut trouver un adaptateur accordable permettant d'améliorer la PAE pour des puissances inférieures à  $P_{max}$  par rapport à un adaptateur fixe optimisé pour cette puissance maximale. C'est dans cette optique que nous allons travailler.

Dans le démonstrateur choisi, la PAE est d'environ 40%. Pour les applications visées, l'adjacent channel power ratio (ACPR) maximum toléré est de  $-30$  dBc. Or l'impédance présentée à la sortie de l'amplificateur va interférer sur la PAE et sur l'ACPR, il faut donc trouver les impédances  $Z_{opt}$  en sortie de l'amplificateur qui vont maximiser la PAE, en respectant la condition d'ACPR  $< -30$  dBc. Le lieu de ces impédances  $Z_{opt}$  en fonction de la puissance maximale en sortie est indiqué comme exemple sur la Figure VI.1.

Pour ce standard, l'amplificateur fonctionne avec un PAPR (Peak to Average Power Ratio) de 10 dB. La puissance maximale qu'il doit délivrer en sortie ( $P_{out}$ ) est de 30 dBm, cela signifie qu'il doit être performant de 20 dBm à 30 dBm. Le problème est que la performance de l'amplificateur est fortement affectée par l'impédance présentée à sa sortie ( $Z_{out}$ ) et pour chaque niveau de  $P_{out}$ , il y aura une impédance  $Z_{out}$  qui va optimiser la performance de l'amplificateur. Un moyen d'estimer ces impédances de charge est la méthode du load pull, qui consiste à présenter plusieurs impédances en sortie de l'amplificateur et vérifier celles qui maximisent son efficacité. Le Tableau VI.1 indique quelques impédances  $Z_{out} = Z_{opt}$  pour notre amplificateur SOI WCDMA, correspondant à des puissances  $P_{out}^{max}$  comprises entre 20 et 30 dBm.

Dans le Tableau VI.1, on note que la puissance  $P_{out}$  est maximale pour la plus faible impédance  $Z_{opt}$ , dernière ligne du tableau ( $P_{out} = 29,5$  dBm). Nous avons ainsi évalué la performance de l'amplificateur, si l'on présente cette impédance fixe à sa sortie, Figure VI.2.

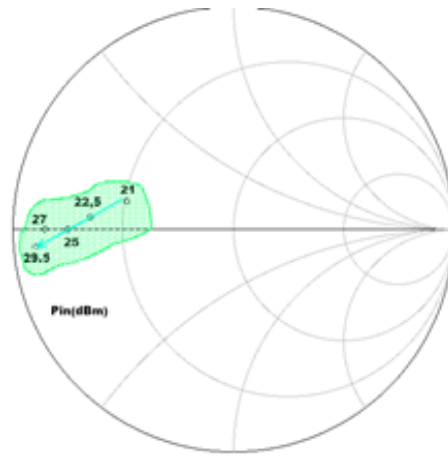


Figure VI.1 : Lieu des  $Z_{opt}$  en fonction de la puissance maximale en sortie.

$P_{out}^{max}$ (dBm)	$\Gamma_L$ (mag/phase)	$Z_{opt}$ ( $\Omega$ )	PAE
21	0,5/165	$16,9 + j5,8$	23%
22,5	0,65/175	$10,6 + j2$	30%
25	0,75/180	$7,1$	40%
27	0,85/180	$4$	41,6%
29,5	0,9/185	$2,6 - j2,2$	43%

Tableau VI.1 :  $Z_{opt}$  en sortie de l'amplificateur en fonction de la puissance de sortie maximale et la PAE correspondante

On retrouve logiquement la performance optimale pour la puissance de sortie  $P_{out}$  de 29,5 dBm. Cependant, on note que la PAE est dégradée pour les puissances  $P_{out}$  plus faibles. Par exemple, pour une puissance  $P_{out} = 27$  dBm, la PAE vaut 31%, tandis que si l'on présente la bonne impédance  $Z_{opt}$ , on obtient une PAE de 41,6%! Cela met en évidence l'intérêt *a priori* d'utiliser un réseau d'adaptation accordable. Cependant, le réseau d'adaptation accordable apportera des pertes supplémentaires. Il s'agit de montrer que ces pertes interviendront faiblement sur la PAE après compensation du fait de l'augmentation de la PAE grâce à l'utilisation d'une impédance  $Z_{opt}$  toujours optimale, quelle que soit la puissance  $P_{out}$ .

L'idée est ici d'utiliser un réseau en "L" par exemple (figure VI.3), car la zone des impédances à décrire est faible, en utilisant des interrupteurs et/ou des varactors MOS dans des dimensions géométriques où ils présentent des forts facteurs de qualité. La linéarité en puissance de ces composants étant assurée par des associations astucieuses en série et en parallèle ainsi que par des décalages dans la tension de polarisation [Bru09, Tan08] ou bien des résistances en série avec la tension de polarisation [Hua09].

Ces études font l'objet de la fin de thèse de V. Freitas et du début de celle de G. Tant.



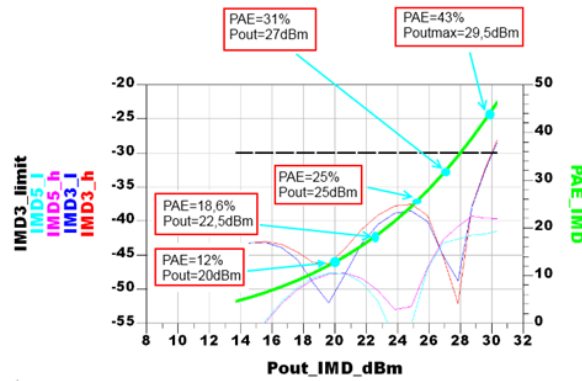


Figure VI.2 : PAE et IMD de l'amplificateur lorsque sa sortie est chargée par  $Z_{out} = (2,6 - j2,2)\Omega$

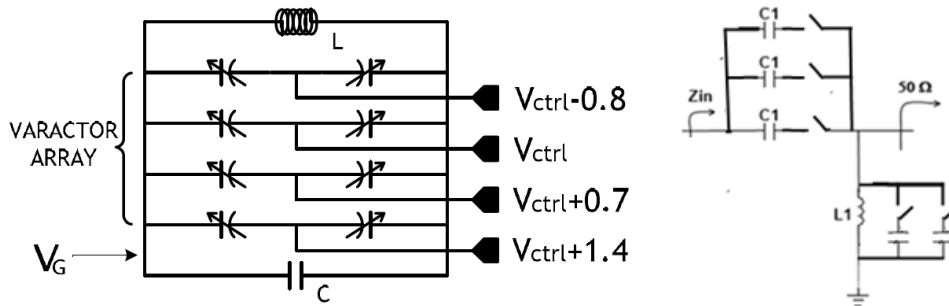


Figure VI.3 : Circuit résonant avec un réseaux de varactor AMOS contrôlé par des tensions de grille décalées (à gauche) et schéma du RA en L accordable par des capacités switchées (à droite)

## 2.2 Circuits de pilotage intégrés pour transistors de puissance

Je vais décrire ici une nouvelle thématique qui vient de débiter avec la thèse de Duc TO et une collaboration récente entre l'IMEP-LAHC et le GEELAB soutenue par un projet BQR financé par Grenoble-INP et dont nous avons la charge avec N. Rouger.

La gestion de l'énergie électrique est aujourd'hui encore plus que jamais au centre de toutes les attentions. La production d'énergie décentralisée par des sources énergétiques de type multicellulaires (cellules photovoltaïques, stockage électrochimique, micro sources multi-potentiels telles que bio piles) regroupe et fédère aujourd'hui de nombreuses équipes et thématiques de recherche. Dans ce contexte et afin d'utiliser au mieux ces sources énergétiques, les dispositifs d'électronique de puissance se sont imposés comme les organes optimaux de gestion et de contrôle des transferts de puissance à haut rendement entre des sources de plus en plus "exotiques" et des charges tout autant variables. Au-delà de leurs performances énergétiques (rendement), la qualité, la disponibilité de l'énergie et la gestion des modes de défaillances sont des critères techniques importants dans les applications actuelles et futures (véhicule électrique par exemple).

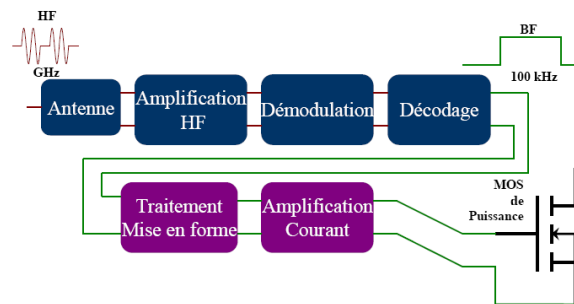
Dans ce projet et suite à nos études préliminaires par un travail de collaboration entre le GEELAB et l'IMEP-LAHC [Sim11], nous avons identifié 2 solutions très prometteuses qui sont l'intégration d'un transformateur sans noyau magnétique sur Silicium, et un étage complet de réception d'onde wifi. En effet, suite au travail de thèse de T. Simonot, une intégration hybride entre un circuit de commande CMOS et une puce de puissance a été proposée. Par une conception couplée commande/puissance, nous avons pu démontrer qu'il est possible de concevoir un composant de puissance autonome intégrant un étage d'isolation. Cependant, de nombreuses améliorations et développements restent à définir : amélioration du dimensionnement du transformateur HF (optimisation du transfert de puissance), conception d'une communication bidirectionnelle entre le composant de puissance et son monde "extérieur", mise

en place d'un système de codage/décodage numérique, associé à une conception globale d'une chaîne de réception numérique plus performante (c'est à dire plus robuste et plus efficace au niveau spectral, avec par exemple des techniques de modulations angulaires au lieu d'une modulation analogique actuellement utilisée dans nos précédents dispositifs). Ces développements sont très importants si nous voulons proposer une solution de transistor de puissance autonome et générique.

En parallèle de ces travaux sur l'utilisation de transformateur sans noyau magnétique, intégrés sur Silicium, une autre solution sera étudiée. Celle-ci consistera en la réalisation d'un étage complet de réception des ordres de commutation transmis par onde électromagnétique sur porteuses hautes fréquences, dans les bandes autorisées (Industrial, Scientific, Medical (ISM), telle que  $2,4 - 2,5 \text{ GHz}$ ,  $5,725 - 5,825 \text{ GHz}$  ou  $24 - 24,25 \text{ GHz}$ ). Par rapport à la solution précédente, les gains envisagés sont multiples :

- Un niveau d'isolation plus élevé grâce à la transmission sans fil,
- Un multiplexage fréquentiel au niveau de l'émetteur, permettant de piloter de nombreux récepteurs à partir d'un émetteur unique,
- Grâce à une bande passante importante, de nombreux contrôles pourront être intégrés dans la communication.

Un premier circuit démonstrateur sera conçu dans la gamme  $2,4 - 2,5 \text{ GHz}$  en technologie hybride du fait de la grande disponibilité des composants CMS disponibles dans le commerce dans cette gamme de fréquences et du bas coût de la réalisation. Il faudra effectuer un travail important autour de la conception de cette chaîne de communication : positionnement dans le package et conception de l'antenne de réception, intégration des circuits de démodulation/décodage avec les technologies disponibles, mise au point d'un protocole de communication adapté à l'application des transistors de puissance. Pour ces raisons, les premiers travaux se focaliseront sur l'utilisation d'un couplage par transformateur intégré sur Silicium, sans noyau magnétique. Néanmoins, nous procéderons à l'étude poussée de ces solutions, dans une approche System In Package (SiP).



**Figure VI.4 :** Schéma de principe du récepteur HF à concevoir, pour générer les ordres de commande BF du transistor de puissance.

Les perspectives qui sont offertes par ce travail sont très intéressantes dans le contexte de convertisseurs de puissance multi-interrupteurs de puissance, nécessitant une isolation galvanique élevée et ayant de nombreux composants de puissance à piloter. Les résultats attendus s'articulent principalement autour de la démonstration théorique et pratique d'un circuit intégré permettant un pilotage optimal des transistors de puissance, avec un étage d'isolation intégrée. Les gains de ce dispositif seront démontrés par une mise en oeuvre dans un convertisseur d'énergie multicellulaire. Les performances de la puce de commande, en termes de fonctionnalités, d'isolation, d'énergie requise et de débits numériques possibles seront démontrées. Dans un premier temps, nous considérerons uniquement une technique de communication unidirectionnelle (de l'organe extérieur de commande vers l'étage récepteur intégré), mais si nos études préliminaires sont concluantes, nous étudierons les méthodes et systèmes permettant une communication simple bidirectionnelle, afin de "monitorer" l'état du composant de puissance. Cette

solution de contrôle / commande, intégrée au plus proche du composant de puissance, s'avèrera très bénéfique pour le composant de puissance et ses interactions avec le circuit de commande : par une conception couplée de la partie puissance et de la partie commande, nous ferons émerger un transistor de puissance autonome, générique, et indépendant de son contexte d'utilisation (niveau de potentiel de référence par exemple, auto-alimentation de sa commande rapprochée). Ces résultats sont étroitement liés au regroupement de deux mondes qui usuellement ne se rencontrent pas : l'énergie et les micro/nano technologies, avec l'introduction de techniques d'information et de communication.

Du côté du G2Elab, les travaux effectués récemment autour de l'intégration monolithique et hybride de circuits de commande pour les transistors de puissance Silicium ont permis de démontrer l'intérêt, les enjeux et les possibilités de la commande isolée de tels transistors [Rou08b,Rou08a,Creb08,Sim10a,Sim10b,Sim11]. Certains verrous théoriques et expérimentaux ont pu être identifiés tels que l'amélioration du transfert d'ordre, du niveau d'isolation, l'augmentation des fonctionnalités intégrées, la caractérisation de l'influence de la température, l'intégration et la conception d'antennes RF de tailles réduites, la conception et la mise en oeuvre d'un protocole de communication adapté à notre application et l'analyse de bruit

Je souhaite m'occuper de la conception, la modélisation et la caractérisation des dispositifs RF adaptés pour les communications haute fréquence. Plus particulièrement, l'intégration de l'ensemble des fonctions RF de la chaîne intégrée du récepteur sera étudiée par le doctorant que j'encadre conjointement avec N. Rouger du G2elab, avec un soin particulier sur les performances de cette chaîne de réception (adaptation en puissance, bande passante, sensibilité, rapport signal sur bruit). Les composants ainsi réalisés permettront la mise en place de composants de puissance intelligents, intégrés et adaptés à leur environnement grâce à un pilotage et une commande optimaux.

## 2.3 Mesures millimétriques

La mesure avec l'Analyseur Vectoriel de Réseaux a toujours été pour moi une activité transversale importante. Tout au long des différentes thèses ou stages encadrés, nous nous sommes posés les questions suivantes :

- Les mesures de paramètres  $S$  sont elles fiables ?
- Quelle est la précision en fréquence, en  $dB$  et en phase des différents coefficients mesurés ?
- A t'on enlevé correctement les effets de l'environnement de mesure ?
- Faut-il mieux faire un calibrage *ex-situ* SOLT (ou autre) ou bien *in-situ* TRL ?
- D'où viennent ces petites ondulations dans l'extraction des constantes de pertes et de phase des lignes de propagation mesurées ?

Je souhaite donc développer cette activité car les besoins du laboratoire dans le domaine de la mesure millimétrique en microélectronique intégrée augmentent et les solutions de mesures classiques avec contact commencent à atteindre leurs limites. En effet, il existe dans la littérature, plusieurs méthodes permettant de s'affranchir des éléments parasites provoqués par l'environnement de mesure lui-même, c'est-à-dire les câbles co-axiaux et les pointes de mesure coplanaires (GSG). Une première méthode consiste à effectuer un calibrage *ex-situ* sur un substrat en alumine et des conducteurs en or. Ce premier calibrage permet de positionner le plan de référence pour les paramètres  $S$  à l'extrémité des pointes de mesure par un algorithme de calcul corrigeant les erreurs de mesures systématiques. Cet algorithme est basé sur des modèles à 8,10 ou 12 termes d'erreurs qui sont évalués par les mesures sur des charges étalons de type Short, Open ou Load pour les réflexions et sur des connexions de type Thru ou Line pour les transmissions. Cependant, ce premier calibrage ne suffit pas, il faut procéder à un deuxième calibrage (ou "de-embedding") qui permet d'éplucher les erreurs dues à la connexion des pointes de mesures sur le wafer sur lequel est gravé le dispositif à tester. Cette procédure de de-embedding est basée sur des modèles d'impédances ou d'admittances situées en série ou en parallèle

autour du dispositif sous test (figure VI.5) et sur des lignes de propagation de longueurs différentes (méthode L-2L) [Fah11, Cho09].

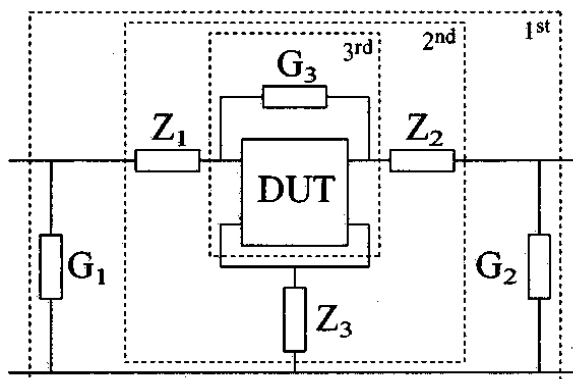


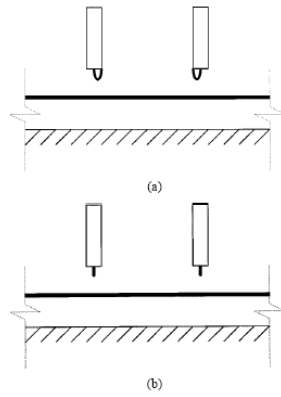
Figure VI.5 : Impédances et admittances parasites autour du DST.

Il existe un grand nombre de méthodes d'épluchage [Van01, Man06, Tie05, Tie09] et tout le savoir faire de l'expérimentateur est de choisir celle qui sera la moins consommatrice de place sur le wafer et celle qui aura le modèle électrique des éléments parasites le plus conforme à la géométrie des plots d'accès utilisés et à différents hypothèses simplificatrices. Certaines sont dédiées à l'extraction de l'impédance caractéristique et de la constante de propagation des lignes [Rey03, Man06]. Par exemple, la méthode de A.M. Mangan utilise des lignes de propagation de longueurs différentes et permet l'extraction de l'impédance caractéristique  $Z_c(f)$  et de la constante de propagation  $\Gamma(f)$  en supposant que les plots de mesures n'amènent qu'une admittance parallèle à éplucher. Ces méthodes ne sont valables que si les éléments parasites de-embeddés sont localisés et si l'environnement de mesure autour des motifs de de-embedding reste le même.

Une autre méthode consiste à calibrer *in-situ* directement sur le wafer de test. Il s'agit de la méthode Thru-Reflect-Line (TRL) dont l'algorithme a été écrit par G.F. Engen et C.A. Hoer en 1979 [Eng79]. Le principe de cette méthode est basé sur la mesure d'une ligne dont le déphasage doit être compris entre  $20^\circ$  et  $160^\circ$  entre les fréquences de mesure  $f_{min}$  et  $f_{max}$ . Si  $f_{max} > 8.f_{min}$ , il faut prendre des lignes de longueurs différentes. Cette méthode est très précise mais peut être consommatrice de place pour des mesures en basses fréquences et les paramètres  $S$  mesurés sont référencés par rapport à l'impédance caractéristique des lignes que l'on ne connaît pas *a priori*. R.B. Marks a amélioré l'algorithme en 1991 [Mar91] en ajoutant un traitement statistique basé sur la redondance d'information des lignes utilisées.

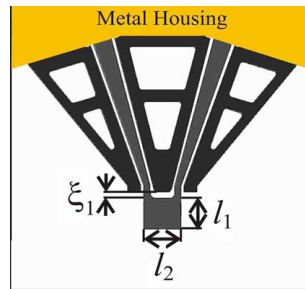
Le problème se durcit lorsqu'on désire travailler à des fréquences de l'ordre de la centaine de  $GHz$  où des effets de propagation multimodes, de mode de substrat et de radiation apparaissent [Sch11, Sch03]. Les autres dispositifs situés autour du DST à mesurer peuvent également perturber la mesure (couplage entre structures) [Ray08]. Afin de comprendre les phénomènes électromagnétiques mis en jeu, une modélisation électromagnétique en 3D du Dispositif sous Test ainsi que des pointes de mesure et de la géométrie se trouvant autour, est nécessaire. Cette simulation numérique est très coûteuse en temps car elle met en jeu des éléments ayant des facteurs de forme différents ; par exemple, si on veut prendre en compte l'effet de peau dans les conducteurs, il faut aussi bien mailler l'épaisseur que la longueur pour ne pas avoir un maillage avec des éléments oblongs pouvant causer des approximations numériques.

L'idée serait de faire des mesures sans contact avec un couplage capacitif et/ou inductif (figure VI.6) et d'incorporer dans le wafer de test des coupleurs [Zel08, Sch56], et des antennes permettant de récupérer directement les informations sans que l'environnement de mesure extérieur ne perturbe trop le dispositif sous test.



**Figure VI.6 :** Pointes de mesure à couplage capacitif (a) ou inductif (b) [Ste01].

T. Zelder a montré dans [Zel11] des mesures de paramètres  $S$  sans contact entre 100 MHz et jusqu'à 6 GHz sur des lignes microrubans (substrat RO4003). L'analyseur vectoriel et la procédure de calibrage (TRL) sont classiques mais les pointes de mesure utilisées présentent une géométrie appropriée pour se coupler électromagnétiquement avec les lignes microruban du wafer comme le montre la figure VI.7 sans ajouter de motifs particuliers pour ce couplage (contrairement à [Zel07]).



**Figure VI.7 :** Pointes de mesure avec une boucle électromagnétique [Zel11]

L'élément le plus critique de ces mesures sans contact est la façon d'obtenir un bon couplage et une bonne directivité. Dans [Zel11], il s'agit de la position verticale de la pointe vis à vis de la ligne ; si elle est placée trop près ( $< 100 \mu m$ ) ou trop loin ( $> 1 mm$ ), la sensibilité est trop grande pour effectuer des mesures reproductibles (gradient de couplage à une hauteur de  $30 \mu m$  de  $0,05 dB/\mu m$  et gradient de directivité de  $0,26 dB/\mu m$  contre respectivement  $0,01 dB/\mu m$  et  $0,009 dB/\mu m$  à une hauteur de  $500 \mu m$ ).

## Bibliographie du chapitre VI

- [Bru09] S. P Bruss and R. R Spencer  
 “A continuously tuned varactor array”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no.9, pp. 596–598, September 2009.
- [Cho09] Hsiu-Ying Cho, Jiun-Kai Huang, Chin-Wei Kuo, Sally Liu, and Chung-Yu Wu  
 “A novel Transmission-Line deembedding technique for RF device characterization”  
*IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 56, no. 12, pp. 3160–3167, December 2009.
- [Car09] F. Carrara, C. D Presti, F. Pappalardo, and G. Palmisano  
 “A 2.4-GHz 24-dBm SOI CMOS power amplifier with fully integrated reconfigurable output matching network”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 9, pp. 2122–2130, September 2009.
- [Creb08] J.-C. Crebier and N. Rouger  
 “Loss free gate driver unipolar power supply for high side power transistors”  
*IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1565–1573, May 2008.
- [Eng79] G. F Engen and C. A Hoer  
 “Thru-Reflect-Line : an improved technique for calibrating the dual Six-Port automatic network analyzer”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 12, pp. 987– 993, December 1979.
- [Fow02] T. Fowler, K. Burger, Nai-Shuo Cheng, A. Samelis, E. Enobakhare, and S. Rohlfing  
 “Efficiency improvement techniques at low power levels for linear CDMA and WCDMA power amplifiers”  
 In *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, pp. 41–44, 2002.
- [Fu08] Jia-Shiang Fu and A. Mortazawi  
 “Improving power amplifier efficiency and linearity using a dynamically controlled tunable matching network”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 3239–3244, 2008.
- [Fah11] M. Fahimnia, M. Mohammad-Taheri, B. Biglarbeigian, and S. Safavi-Naeini  
 “Characterization of a high-Q on-chip transmission line for CMOS MMIC applications”  
 In *IEEE 19th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1–4, May 2011.
- [Hoa08] C. Hoarau, N. Corrao, J.-D. Arnould, P. Ferrari, and P. Xavier  
 “Complete design and measurement methodology for a tunable RF Impedance-Matching network”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 11, pp. 2620–2627, 2008.
- [Hua09] C. Huang, K. Buisman, M. Marchetti, L.K. Nanver, F. Sarubbi, M. Popadic, T. Scholtes, H. Schellevis, L.E. Larson, and L. de Vreede  
 “Ultra linear Low-Loss varactor diode configurations for adaptive RF systems”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 1, pp. 205–215, 2009.
- [Jeo09] Jinseong Jeong, D. F Kimball, Myoungbo Kwak, Chin Hsia, P. Draxler, and P. M Asbeck  
 “Wideband envelope tracking power amplifiers with reduced bandwidth power supply waveforms and adaptive digital predistortion techniques”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3307–3314, December 2009.
- [Mar91] R.B. Marks  
 “A multiline method of network analyzer calibration”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 7, pp. 1205–1215, July 1991.
- [Man06] A.M. Mangan, S.P. Voinigescu, Ming-Ta Yang, and M. Tazlauanu  
 “De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of IC designs”  
*IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 2, pp. 235–241, February 2006.
- [Nem09] H.M. Nemati, C. Fager, U. Gustavsson, R. Jos, and H. Zirath  
 “Design of Varactor-Based tunable matching networks for dynamic load modulation of high power amplifiers”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1110–1118, May 2009.

- [Neo06] W.C.E. Neo, Yu Lin, Xiao-dong Liu, L.C.N. de Vreede, L.E. Larson, M. Spirito, M.J. Pelk, K. Buisman, A. Akhnoikh, Anton 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, no. 9, pp. 2166–2176, 2006.
- [Noh04] Y. S Noh and C. S Park  
“An intelligent power amplifier MMIC using a new adaptive bias control circuit for W-CDMA applications”  
*IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 6, pp. 967–970, June 2004.
- [Ray08] C. Raya, D. Celi, and T. Zimmer.  
“Investigation of De-embedding Methods up to 110GHz”  
<http://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00327490>, 8th HICUM Workshop 2008
- [Rey03] J.A. Reynoso-Hernandez  
“Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 8, pp. 351–353, August 2003.
- [Rou08a] N. Rouger and J.-C. Crebier  
“Toward generic fully Integrated Gate driver power supplies”  
*IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 2106–2114, July 2008.
- [Rou08b] N. Rouger and J.-C. Crebier  
“Integrated photoreceiver for an isolated control signal transfert in favour of power transistors”  
In *20th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD)*, pp. 213–216, 2008.
- [Sch56] R.F. Schwartz, P.J. Kelly, and P.P. Lombardini.  
“Criteria for the Design of Loop-Type Directional Couplers for the L Band”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 4, no. 4, pp. 234–239, October 1956.
- [Sch03] F. Schnieder, T. Tischler, and W. Heinrich  
“Modeling dispersion and radiation characteristics of conductor-backed CPW with finite ground width”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 137–143, January 2003.
- [Sch11] F. J Schmuckle, R. Doerner, G. N Phung, W. Heinrich, D. Williams, and U. Arz  
“Radiation, multimode propagation, and substrate modes in w-band CPW calibrations”  
In *IEEE 41st European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 297–300, October 2011.
- [Sim10a] T. Simonot, J.-C. Crebier, N. Rouger, and V. Gaude  
“3D hybrid integration and functional interconnection of a power transistor and its gate driver”  
In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1268–1274, September 2010.
- [Sim10b] T. Simonot, N. Rouger, and J.-C. Crebier  
“Design and characterization of an integrated CMOS gate driver for vertical power MOSFETs”  
In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2206–2213, September 2010.
- [Sim11] T. Simonot, N. Rouger, J.-C. Crebier, and J.-D. Arnould  
“Design and characterization of a signal insulation coreless transformer integrated in a CMOS gate driver chip”  
In *IEEE 23rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, pp. 360–363, May 2011.
- [Ste01] J. Stenarson, K. Yhland, and C. Wingqvist  
“An in-circuit noncontacting measurement method for s-parameters and power in planar circuits”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2567–2572, December 2001.
- [Tan08] Wenhua Tan, Guican Chen, and Hong Zhang  
“A 1-GHz LC voltage-controlled oscillator with high linearity and wide range”  
In *IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits*, pp. 1–4, December 2008.
- [Tie05] L. F Tiemeijer, R. J Havens, A. B.M Jansman, and Y. Bouttement  
“Comparison of the pad-open-short and open-short-load deembedding techniques for accurate on-wafer RF characterization of high-quality passives”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 2, pp. 723–729, February 2005.

- [Tie09] L.F. Tiemeijer, R. Pijper, and W. van Noort  
“On the accuracy of the parameters extracted from s -Parameter measurements taken on differential IC transmission lines”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 6, pp. 1581–1588, 2009.
- [Van01] E.P. Vandamme, D.M.M.-P. Schreurs, and G. Van Dinther  
“Improved three-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on-wafer RF test-structures”  
*IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 4, pp. 737–742, April 2001.
- [Wan08] Po-Chih Wang, Kai-Yi Huang, Yu-Fu Kuo, Ming-Chong Huang, Chao-Hua Lu, Tzung-Ming Chen, Chia-Jun Chang, Ka-Un Chan, Ta-Hsun Yeh, Wen-Shan Wang, Ying-Hsi Lin, and Chao-Cheng Lee  
“A 2.4-GHz +25dBm P-1dB linear power amplifier with dynamic bias control in a 65-nm CMOS process”  
In *IEEE Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, pp. 490–493, September 2008.
- [War09] P. A Warr, K. A Morris, G. T Watkins, T. R Horseman, K. Takasuka, Y. Ueda, Y. Kobayashi, and S. Miya  
“A 60% PAE WCDMA handset transmitter amplifier”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 10, pp. 2368–2377, October 2009.
- [Zel07] T. Zelder, H. Rabe, and H. Eul  
“Contactless electromagnetic measuring system using conventional calibration algorithms to determine scattering parameters”  
*Adv. Radio Sci.*, vol. 5, pp. 427–434, June 2007.
- [Zel08] T. Zelder, B. Geck, M. Wollitzer, I. Rolfes, and H. Eul  
“Contactless vector network analysis with printed loop couplers”  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 11, pp. 2628–2634, November 2008.
- [Zel11] Thomas Zelder and Bernd Geck  
“Contactless scattering parameter measurements”  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 9, pp. 504–506, September 2011.