

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année 2005

Thèse n°00-2005

**Thèse**

**pour obtenir le grade de**

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et  
Optoélectronique**

**Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"**

***Rosine VALOIS***

**Le 12 Décembre 2005**

***Contribution de l'analyse électromagnétique et outils  
associés à la conception de modules de  
communications millimétriques et optoélectroniques***

***Thèse dirigée par Dominique BAILLARGEAT***

Jury :

<b>Jean-Michel DUMAS</b>	Professeur à l'Université de Limoges, GESTE	Président
<b>Christian PERSON</b>	Professeur à l'ENST-LEST, Brest	Rapporteur
<b>Jean-Yves DAUVIGNAC</b>	Maître de Conférences à l'Université de Nice, Sophia-Antipolis, HDR	Rapporteur
<b>Fabrice BLACHE</b>	Ingénieur à Alcatel-Thalès, Marcoussis	Examineur
<b>Jérôme HAUDEN</b>	Responsable Technique à Photline Technologies, Besançon	Examineur
<b>Dominique BAILLARGEAT</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM-UMR 6615	Examineur
<b>Serge VERDEYME</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM-UMR 6615	Invité
<b>Valérie MADRANGEAS</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM-UMR 6615	Invitée
<b>Yves MANCUSO</b>	Responsable Technique à Thalès Systèmes Aéroportés, Elancourt	Invité
<b>Michel MAIGNAN</b>	Ingénieur chez Alcatel Alénia Space, Toulouse	Invité



# REMERCIEMENTS

*Le travail décrit dans ce mémoire s'est déroulé au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (IRCOM) à l'Université de Limoges, dans l'équipe « Circuits et Dispositifs Microondes », sous la direction de Monsieur le Professeur Serge VERDEYME, à qui je témoigne ma sincère reconnaissance pour m'avoir accueillie dans cette équipe, et pour son écoute et sa gentillesse.*

*Je tiens tout particulièrement à remercier Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, qui a encadré consciencieusement ce travail tout au long de ces trois années de thèse, et a largement contribué à son aboutissement. Je tiens notamment à souligner sa disponibilité, son aide, son efficacité et sa sympathie.*

*J'adresse mes remerciements à Monsieur Jean-Michel DUMAS, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider ce jury.*

*Je remercie Messieurs C. PERSON, Professeur à l'Université de Brest, et J.Y. DAUVIGNAC,, Maître de Conférences à l'Université de Nice, pour avoir accepté de rapporter sur ce mémoire.*

*J'adresse mes profonds remerciements à Messieurs Fabrice BLACHE, Ingénieur à Alcatel-Thalès, et Jérôme HAUDEN, Responsable Technique à Photline Technologie, pour leur présence dans ce jury, et leur assure de mon entière reconnaissance pour les nombreux échanges que nous avons eu pendant ces trois années, et je tiens à souligner leur disponibilité et leur gentillesse. J'en profite pour remercier les différents partenaires du projet RNR1 HEMERODE, et tout particulièrement Monsieur Nicolas GROSSARD, Docteur à Photline Technologie.*

*Je remercie Madame V. MADRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges, et Messieurs Y. MANCUSO, Responsable Technique à Thalès Systèmes Aéroportés, et M. MAIGNAN, Ingénieur chez Alcatel Alénia Space, de participer à ce jury.*

*Je remercie également l'ensemble des membres du laboratoire, et plus particulièrement Monsieur Hubert JALLAGEAS, Responsable des mesures à l'IRCOM, et Madame Marie-Laure GUILLAT, Secrétaire de l'équipe, pour leur disponibilité et leur sympathie.*

*Merci à tous les doctorants, anciens doctorants ou amis, pour leur aide et leurs conseils, leur bonne humeur, et l'ambiance agréable et sympathique qui règne dans le laboratoire.*

*Enfin un grand merci à ma famille, et plus particulièrement à mes parents, qui m'ont toujours soutenue et encouragée.*



# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>3</b>
-----------------------------------	----------

## CHAPITRE I

### *Evolution des télécommunications : modules optoélectroniques et RF*

### *Technologies et méthodologies de conception adaptées*

<b>I. Introduction et généralité sur les télécommunications.....</b>	<b>9</b>
I.1. Bref historique sur les réseaux de télécommunications [1] .....	9
I.2. Les systèmes de télécommunication aujourd'hui .....	13
I.3. L'évolution des systèmes de télécommunication aujourd'hui .....	15
<b>II. Projet RNRT HEMERODE &amp; Modules optoélectroniques.....</b>	<b>17</b>
II.1. La fibre optique .....	18
II.2. Le module émetteur .....	18
II.2.1. La modulation directe .....	19
II.2.2. La modulation externe .....	20
II.2.2.1. Les modulateurs à électro-absorption [8] .....	21
II.2.2.2. Les modulateurs électro-optiques .....	22
II.2.2.2.1. Effet électro-optique – Principe de fonctionnement - Niobate de lithium [9] [10] .....	22
II.2.2.2.2. Modulateur électro-optique et Interféromètre de Mach-Zehnder [13] .....	24

II.2.2.2.3. Modulateur LiNbO <sub>3</sub> en coupe X (X-cut).....	28
II.2.2.2.4. Modulateur LiNbO <sub>3</sub> en coupe Z (Z-cut).....	30
II.2.2.2.5. Autres configurations .....	32
II.3. Le module récepteur .....	35
II.3.1. Le photodétecteur .....	36
II.3.2. Préamplificateur.....	37
II.3.3. Amplificateur, filtre et décision.....	37
II.4. Le projet RNRT HEMERODE.....	38
II.4.1. Introduction .....	38
II.4.2. Objectifs du projet .....	38
II.4.3. Etat de l'art .....	40
II.4.4. Organisation du projet .....	41
II.4.5. Inscription de la thèse dans le projet.....	43
<b>III. Projet LOTTO &amp; Technologie LTCC.....</b>	<b>44</b>
III.1. Projet LOTTO .....	44
III.1.1. Introduction .....	44
III.1.2. Objectifs du projet.....	45
III.1.3. Organisation du projet.....	45
III.1.4. Inscription de la thèse dans le projet .....	46
III.2. Description des différentes étapes de conception et de fabrication de modules LTCC.....	47
III.2.1. Choix du substrat.....	48
II.2.2. La conception .....	48
II.2.2.1. Modélisation .....	48
II.2.2.2. Possibilités offertes par la technologie LTCC.....	49
II.2.2.3. Règles de conception .....	50
III.2.3. Les différentes étapes de la fabrication .....	51
III.2.4. Tolérances de fabrication .....	53
<b>IV. Aide à la conception : l'outil électromagnétique.....</b>	<b>54</b>
IV.1. Introduction .....	54
IV.2. Méthode des éléments finis et logiciel EMXD [23] [24].....	57

IV.3. Méthode d'analyse hybride couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits [16] [23] [25] [30] .....	60
IV.3.1. Maillage d'un module .....	61
IV.3.2. Simulation électromagnétique.....	62
IV.3.3. Modélisation hybride .....	63
<b>V. Conclusion.....</b>	<b>64</b>

## CHAPITRE II

### *Aide à la conception de modules optoélectroniques dans le cadre du projet RNRT HEMERODE*

<b>I. Introduction.....</b>	<b>67</b>
<b>II. Modulateur électro-optique dans le projet HEMERODE.....</b>	<b>69</b>
II.1. Introduction .....	69
II.2. Etudes réalisées au cours de la première phase du projet.....	69
II.2.1. Introduction - Description du modulateur-driver co-packagé .....	69
II.2.2. Etudes sur la ligne active du modulateur électrooptique.....	72
II.2.2.1. Validation du modèle.....	73
II.2.2.2. Etudes de différentes configurations .....	78
II.2.2.3. Etude paramétrique sur la configuration A - Conclusion.....	83
II.2.3. Transition Diver/Modulateur .....	86
II.2.3.1. Introduction – Description de l'étude .....	86
II.2.3.2. Description de l'analyse - Maillage.....	88
II.2.3.3. Résultats de simulation - Conclusion .....	92
II.2.4. Résultats expérimentaux – Modulateur en coupe Z .....	94
II.2.5. Packaging du module.....	99
II.2.5.1. Etude théorique de packaging.....	99
II.2.5.2. Module copackagé.....	100
II.2.6. Conclusion .....	101
II.3. Etudes réalisées au cours de la deuxième phase du projet .....	102
II.3.1. Introduction - Description du modulateur dual drive copackagé .....	102
II.3.2. Etudes sur la géométrie des lignes actives.....	104
II.3.2.1. Introduction – Description de l'étude .....	104
II.3.2.2. Calcul du taux de recouvrement optique/micro-onde, et de la tension demi-onde $V_{\pi}$ .....	105
II.3.2.3. Résultats IRCOM/Photline - Conclusion .....	107

II.3.3. Etude du couplage entre les deux lignes coplanaires .....	109
II.3.4. Etudes sur les tapers entrée/sortie.....	112
II.3.5. Résultats expérimentaux.....	117
II.3.6. Conclusion .....	120
II.4. Conclusion .....	120
<b>III. Modélisation hybride (EM-circuit) du module photorécepteur réalisé au cours du projet HEMERODE.....</b>	<b>121</b>
III.1. Introduction .....	121
III.2. Description du module .....	122
III.3. Mise en évidence théorique des modes parasites .....	124
III.3.1. Maillage du module.....	124
III.3.2. Réponse du module sans prendre en compte l'environnement électromagnétique .....	126
III.3.3. Réponse du module en prenant en compte l'environnement électromagnétique – Modélisation hybride.....	127
III.4. Solutions de packaging aux problèmes de résonances parasites [38] [16].....	132
III.4.1. Ajout d'absorbant.....	132
III.4.2. Réduction des dimensions du boîtier .....	134
III.4.3. Ajout de plots métalliques.....	135
III.4.4. Encapsulation – Microcavités [16].....	136
III.5. Comportement expérimental du module photodétecteur .....	139
III.6. Conclusion.....	140
<b>IV. Conclusion.....</b>	<b>141</b>

## CHAPITRE III

### *Transitions larges bandes et solutions de filtrage innovantes en technologie LTCC*

<b>I. Introduction – Etude dans le contexte du projet LOTTO.....</b>	<b>145</b>
<b>II. Transitions microstrip/coplanaire vers stripline.....</b>	<b>146</b>
II.1. Introduction .....	146
II.2. Description du module en Ferro A6-S.....	147
II.3. Analyses électromagnétiques 3D.....	152
II.4. Résultats expérimentaux .....	156
II.5. Comparaison entre les simulations et les mesures.....	158
II.6. Transitions réalisées sur le substrat DuPont 951 A2 .....	159
II.7. Conclusion .....	160
<b>III. Transition ligne coplanaire - guide d'ondes.....</b>	<b>161</b>
III.1. Introduction .....	161
III.2. Description du module .....	162
III.3. Analyses électromagnétiques 3D .....	164
III.4. Résultats expérimentaux .....	168
III.5. Conclusion.....	172
<b>IV. Filtre passe-bande deux pôles.....</b>	<b>173</b>
IV.1. Introduction .....	173
IV.2. Description du filtre .....	174
IV.3. Analyses électromagnétiques 3D .....	176
IV.4. Résultats expérimentaux .....	179
IV.5. Conclusion .....	182

<b>V. Etude de faisabilité d'une fonction duplexeur.....</b>	<b>183</b>
V.1. Introduction .....	183
V.2. Description du module .....	183
V.3. Analyses électromagnétiques 3D .....	186
V.3.1. Méthode de segmentation [64] [65] .....	186
V.3.2. Segmentation du duplexeur .....	187
V.3.3. Optimisation du duplexeur .....	189
V.3.4. Résultats de simulation.....	190
V.4. Conclusion.....	192
 <b>VI. Conclusion.....</b>	 <b>192</b>

<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>197</b>
---------------------------------	------------

## **ANNEXES**

<b>ANNEXE I : La fibre optique.....</b>	<b>203</b>
<b>ANNEXE II : Validation des tests préliminaires sur la géométrie de la ligne active par les mesures.....</b>	<b>211</b>
<b>ANNEXE III : Packaging du module émetteur d'HEMERODE.....</b>	<b>215</b>

<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>227</b>
---------------------------	------------





# **INTRODUCTION GENERALE**



## **INTRODUCTION GENERALE**

Avec l'avènement des nouvelles technologies et la multiplication des applications (Internet, téléphonie mobile, Wifi,...), les domaines des télécommunications hertziennes et optiques, ont connu une forte évolution au cours de ces dernières années. Un besoin, toujours grandissant, de transmettre et recevoir un maximum de données, facilement et rapidement, impose de trouver de nouvelles solutions pour améliorer les performances des modules émission-réception des liaisons considérées.

Ainsi, l'évolution des télécommunications s'accompagne notamment pour les systèmes RF d'une montée en fréquence de fonctionnement, et pour les systèmes optoélectroniques, d'une augmentation des débits d'information. Cette évolution engendre de nouveaux besoins en termes de nouveaux composants, nouvelles fonctions de traitement du signal et contraintes d'intégration.

La conception de composants originaux et fonctions associées doit répondre à de nouveaux critères de performances électriques liées principalement à la fréquence de travail, mais aussi à des critères d'encombrement et de coûts.

Ces mêmes contraintes se retrouvent au niveau du module qui doit en plus satisfaire à une intégration des composants de plus en plus poussée. Cependant l'augmentation de la densité d'intégration engendre dans bien des cas des phénomènes parasites d'ordre électromagnétiques, aussi bien pour des modules d'émission/réception hertziens qu'optiques. En effet, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des dispositifs hyperfréquences (bandes K et plus), ou la montée en débit des liaisons optiques (40 Gb/s par exemple) et donc de la fréquence de travail des circuits électroniques de commandes, couplées à un niveau d'intégration important, favorisent l'apparition de couplages électromagnétiques entre éléments proches, de résonances parasites telles que les résonances de boîtier (l'augmentation de la fréquence de travail rend les dimensions des boîtiers dans lesquels sont placés les circuits hyperfréquences du même ordre de grandeur que la longueur d'onde), ou les résonances liées à la connectique (par exemple dues au rayonnement des fils de bondings), qui viennent perturber le bon fonctionnement du dispositif.

L'évolution des systèmes de télécommunication radiofréquences et optiques nécessite alors la mise au point de technologies innovantes et performantes, contribuant à la conception de nouvelles topologies de composants, de circuits, de transitions entre composants, dédiés à des fonctions spécifiques et à de nouvelles voies d'intégration de ces différents éléments dans un même module.

De plus, la conception de ces futurs modules doit être accompagnée de méthodes d'analyse des circuits précises et d'outils de conception associés, pour aider le concepteur dans sa démarche. L'augmentation des performances de calculs et le développement de nouvelles méthodes numériques permettent aujourd'hui de répondre efficacement à ces besoins.

Ainsi, le travail de thèse présenté dans ce mémoire se situe dans ce contexte : **l'évolution des systèmes de communication optiques et hertziens en termes de conception de nouveaux composants, d'intégration, de montée en débit, en fréquence, aidée par des simulations électromagnétiques performantes et outils associés, conduisant à de nouvelles méthodologies de conception.**

Deux projets, illustrant cette évolution, ont servi de support à ce travail de thèse : le projet RNRT HEMERODE, et le projet PIDEA LOTTO.

Le projet HEMERODE (HEmt Métamorphique pour Emetteur et Récepteur Optoélectroniques à haut DÉbit), dédié à l'optimisation d'une chaîne de transmission par liaison optique, a été labellisé en 2001. Ce projet se propose de développer un couple de modules émission/réception optoélectroniques, pour des systèmes optiques longue distance et haut débit ; le débit visé est de 50 Gbit/s. Les modules devront également être compatibles avec un développement industriel.

Le projet LOTTO (Low Cost Millimeter Wave T/R Module for Telecommunications Applications) a pour objectif la conception de modules d'émission et de réception pour des applications de télécommunications par liaison hertzienne, et plus précisément pour des applications MVDS (Multipoint Video Distribution System) et MWS (Multipoint Wireless System) dans le domaine millimétrique autour de 40 GHz. Les modules devront présenter une forte intégration et un bas coût. Ce projet a été labellisé en 2001.

Après une présentation très générale de l'évolution des systèmes de télécommunication hertziens et optiques, ces deux projets sont introduits au cours du **Chapitre I**.

Ayant fait l'objet de notre travail, nous nous attarderons tout particulièrement sur quelques propriétés des modulateurs électro-optiques, un des éléments de base du module émission de la chaîne de transmission par liaison optique proposée dans le cadre du projet HEMERODE. Nous présenterons par la suite la technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic), une des technologies d'intégration bas coût retenue dans le cadre du projet LOTTO.

Pour finir, nous aborderons la contribution indispensable des logiciels électromagnétiques et des méthodologies associées dédiées à la conception des systèmes hyperfréquences, et nous présenterons les principales caractéristiques du logiciel EMXD, que nous serons amenés à utiliser au cours de ce travail de thèse.

Dans le **Chapitre II**, nous détaillerons notre contribution à la conception des modules optoélectroniques émission et réception proposés dans le cadre du projet HEMERODE.

Ces travaux ont notamment porté, en étroite collaboration avec la société Photline, sur l'optimisation des lignes micro-ondes et du couplage électro-optique, de modulateurs électro-optiques sur niobate de lithium. Comme nous le verrons, cette approche pluridisciplinaire nous a permis d'améliorer les performances des composants actuels, notamment au niveau du compromis entre la bande passante électrique et la tension de commande  $V_{\pi}$ .

D'autre part, nous avons également effectué des analyses de packaging du module récepteur au travers de simulations hybrides avancées couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits. Nous mettrons en évidence l'apparition de résonances parasites, directement liées aux fréquences de travail et à la densité d'intégration, puis nous proposerons des solutions pour éviter des dysfonctionnements.

## *Introduction générale*

Dans le **Chapitre III** nous présenterons en détails les différentes études que nous avons effectuées dans le cadre du projet LOTTO. Ces études concernent la conception de « briques de base » de modules fonctionnant autour de 40 GHz. Nous avons ainsi conçu en technologie LTCC, développée par l'organisme finlandais VTT Electronics, des transitions large bande, des filtres sélectifs en fréquence, et nous proposons l'analyse théorique d'un duplexeur.

Enfin, des conclusions seront apportées à ce travail, et nous proposerons des perspectives.

# CHAPITRE I

*Evolution des télécommunications :  
modules optoélectroniques et radiofréquences*

*Technologies et méthodologies de conception adaptées*





## I. Introduction et généralité sur les télécommunications

### I.1. Bref historique sur les réseaux de télécommunications [1]

L'idée de transmettre des messages le plus rapidement possible, de points toujours plus éloignés les uns des autres, et la volonté de trouver les moyens techniques le permettant, est ancienne.

On peut considérer que l'histoire des télécommunications ne commence qu'à la fin du XVIIIe siècle avec l'invention du premier réseau de télécommunications, le réseau des télégraphies optiques, réalisé en 1792 par le français Claude Chappe. Il s'agit d'un système proche des sémaphores. Le réseau Chappe est caractérisé, d'une part, par le fait qu'il est **codé** : ce code s'apparente aux techniques de cryptographie, il fallait un « dictionnaire » pour décrypter les signaux. D'autre part l'information qu'il transmet doit être répétée le long d'un parcours (**idée d'amplification, et de l'affaiblissement du signal**), et il permet l'**échange**.

En 1844, la France disposait d'un réseau de télégraphies optiques, de 534 stations de sémaphores couvrant près de 5000 km. Ce réseau, qui était essentiellement un réseau stratégique à l'usage politique et militaire ne fut jamais ouvert au public.

La télégraphie optique n'a pas eu un grand avenir comme moyen de télécommunications à usage général, mais il n'en demeure pas moins que la signalisation par sémaphores est encore utilisée de nos jours entre navires, et que l'invention de Chappe a trouvé son application la plus durable dans les chemins de fer, où le sémaphore a longtemps servi à transmettre des informations aux mécaniciens ; ce n'est qu'un siècle et demi plus tard, c'est à dire de nos jours, qu'il fut remplacé progressivement par des feux électriques de différentes couleurs.

A la télégraphie optique à succéder la télégraphie électrique. La télégraphie électrique est née de la découverte de la pile électrique, puis de l'électroaimant. La découverte du phénomène de déviation d'une aiguille aimantée sous l'effet d'un courant électrique, qui date

de 1820, a réellement ouvert la voie de la télégraphie électrique. Elle est née de trois chercheurs : un physicien danois Oersted, et deux français, Ampère et Arago. Dès la fin des années 1820 et au début des années 1830, plusieurs expériences de télégraphie électrique à aiguille eurent lieu en Europe. L'invention et la mise au point du télégraphe électrique prirent une **dimension internationale** : le télégraphe ne fut pas l'invention d'un chercheur isolé, mais le résultat d'une convergence entre plusieurs travaux et expérimentations pratiques. L'Angleterre fut le premier pays où l'on quitta le stade de l'expérimentation. C'est à Cooke et Wheatstone que l'on doit l'un des premiers dispositifs télégraphique digne de ce nom. Le système fut expérimenté en 1837 et mis en service en 1839. Le fonctionnement de ce télégraphe est encore complexe, mais cependant beaucoup plus simple et donc plus opérationnel que ce qui avait été proposé jusque là. L'appareillage comptait cinq aiguilles aimantées dont les intersections deux à deux correspondaient aux positions de vingt lettres de l'alphabet. Cooke et Wheatstone perfectionnèrent et simplifièrent progressivement leur système qui ne comporta plus que deux aiguilles (1843), puis une seule. En 1852, on estimait que l'Angleterre comptait déjà 6000 km de lignes télégraphiques électriques.

Au cours de années 1840-1850, un nouveau type de télégraphe s'imposa, celui de Morse. Morse a élaboré le fameux code qui porte son nom : ce code est fait de « traits » et de « points », et leur combinaison permettait de traduire toutes les lettres de l'alphabet. Morse a inventé un dispositif dont le principe est d'une remarquable simplicité, et fut le premier à utiliser ce que l'on peut appeler un « **code série** », c'est-à-dire un code fait de combinaisons séquentielles et non simultanées. En adoptant ce code, Morse a ouvert la voie à la télégraphie moderne ; il annonçait les **codes séquentiels** qui sont utilisés de nos jours, non seulement en télégraphie, mais aussi en téléphonie, dans les systèmes à « modulation par impulsions et codages ».

Le télégraphe électrique a connu dans la seconde moitié du XIXe siècle, un très grand développement, aussi bien en Europe qu'aux Etat-Unis. Deux perfectionnements fondamentaux furent apportés : l'un, par l'américain Hughes en 1860, concerna l'impression du message en clair (tel qu'il était déposé ou délivré) à la réception et non plus sous la forme de traits et de points comme dans les appareils de Morse, l'autre, par le français Baudot à la fin des années 1870, fut l'apparition du système de **codage binaire** (à cinq moments) et de la transmission multiple de plusieurs messages sur une même ligne (**multiplexage** temporel).

## Chapitre I

En supprimant une opération de décodage (plus de traduction des tirets et des points), et rentabilisant ainsi l'exploitation, le système de codage mis au point par Hughes a permis d'améliorer considérablement le **débit d'information** (40 à 45 mots à la minute) ; il avait pratiquement doublé par rapport au Morse.

Pour ce qui est de l'appareil développé par Baudot, il était considéré comme le meilleur des appareils télégraphiques, avec une capacité de 60 mots à la minute. Il fut utilisé jusqu'aux années 1950.

Tandis que de grandes liaisons terrestres étaient mises en service, on assistait également, à partir de 1850, aux premiers essais de pose de câbles télégraphiques sous-marins. En 1865, la pose du premier câble transatlantique marqua le début d'une ère nouvelle dans l'histoire des télécommunications : les **télécommunications** pouvaient enfin devenir **universelles**.

A partir de 1876, les télécommunications s'enrichirent d'une nouvelle technique, élaborée par Bell : le téléphone. Il était ainsi possible de **transmettre le son**. Les premières liaisons téléphoniques ne dépassaient pas, ou peu, le cadre urbain, et de nombreux efforts furent faits pour lutter contre l'affaiblissement du signal. La solution aux problèmes posés par la transmission fut apportée en 1906 par Lee de Forest avec l'invention de la triode, qui permit un véritable **essor**, non seulement dans les circuits téléphoniques avec son emploi pour l'amplification, mais aussi, par la suite, dans l'**électronique**, en rendant possible la prolifération d'inventions, telles que la radio, le radar, les calculatrices, ou encore la télévision...

Jusqu'aux années 1950, l'évolution des télécommunications est régulière, mais à partir de ces années-là, les choses se complexifient, et une large gamme de services nouveaux apparaît. Cette croissance explosive est le fruit de changements technologiques majeurs, qui ont profondément marqué les télécommunications.

Avec l'invention du transistor en 1948, et l'apparition des premiers **circuits intégrés** en 1963, s'ouvre une nouvelle ère, celle de **la microélectronique**. Cette nouvelle ère technologique révolutionne les télécommunications, et les puces électroniques s'imposent dans les dispositifs de transmission. **La miniaturisation entraîne des réductions en coûts et en consommation**, et **l'intégration** des composants est de plus en plus poussée.

D'autre part, l'apparition du **numérique**, qui permet la transformation et la transmission de toute **information visuelle** sous la forme de bits, constitue un des principaux moteurs de la transformation du secteur des télécommunications.

Dans le domaine des transmissions, l'électronique devint rapidement un constituant essentiel, avec **le multiplexage** et **le câble coaxial**. Le multiplexage a en effet permis d'empiler un grand nombre de communications sur un même support, et en outre sur les câbles coaxiaux. Parallèlement une autre technique de transmission, également basée sur l'électronique, fit également son apparition dans les années 1950 : **le faisceau hertzien**. En 1951, le premier faisceau hertzien transcontinental (entre New-York et San Francisco) fut mis en service. L'électronique intervint également dans les liaisons sous-marines, et en 1956 fut inaugurée la première liaison téléphonique transatlantique par câbles coaxiaux. En 1960, les câbles sous-marins sont concurrencés par **les satellites** de télécommunication, et en 1962 fut mis en œuvre la première liaison transatlantique de télévision par satellite. Parallèlement à l'essor des satellites, de nouveaux supports de transmission se développent : **les fibres optiques**. Dès la fin des années 1980 les fibres optiques s'imposèrent, et en 1988 fut mis en service le premier système transatlantique en fibres optiques.

Depuis les années 1950 l'évolution des télécommunications s'est accélérée, et les techniques de transmission se sont multipliées. Ces techniques, par liaisons filaires et par liaisons hertziennes, ont révolutionné le secteur des communications et de l'audiovisuel.

Nous allons maintenant présenter brièvement ces deux systèmes de télécommunication dans le paragraphe suivant.

## I.2. Les systèmes de télécommunication aujourd'hui

Nous pouvons distinguer deux types de systèmes de télécommunications : les systèmes hertziens (satellite, radio...) et les systèmes filaires (câble coaxial, fibre optique...).

La Figure I. 1 illustre le schéma général d'un système de communication par liaison hertzienne, et la Figure I. 2, le schéma général d'un système de communication par fibre optique.

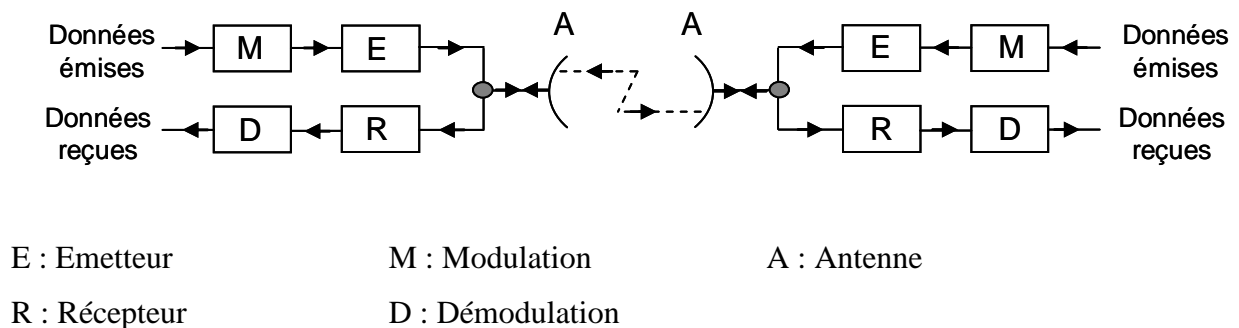


Figure I. 1 : Schéma général d'un système de communication par liaison hertzienne [2]

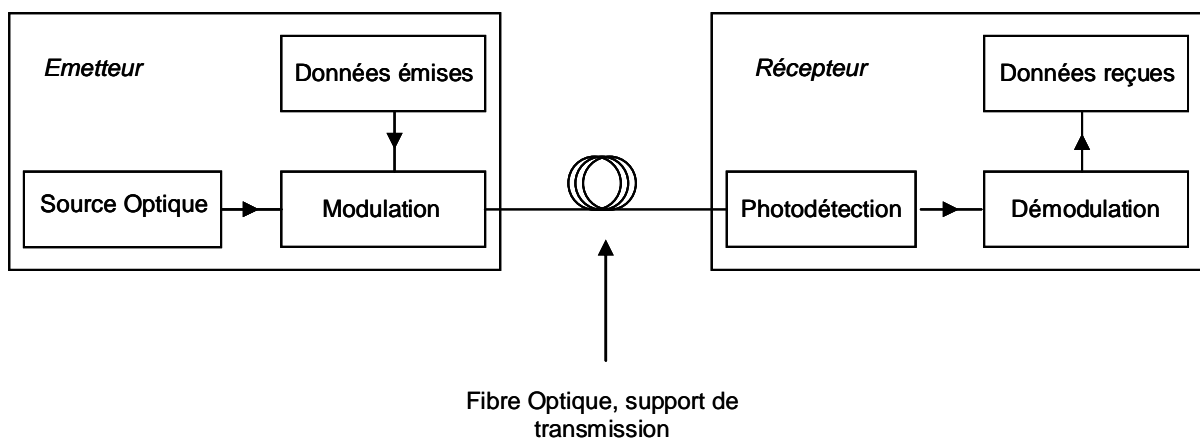


Figure I. 2 : Schéma général d'un système de communication par fibre optique

Ces deux systèmes sont similaires, la différence essentielle réside dans la manière de transmettre l'information : dans le cas du système hertzien, le support de transmission est l'air, et dans le cas du système par fibre optique, le support de transmission est la fibre optique. Les éléments constituant les modules émetteur et récepteur sont donc conçus en fonction de ce paramètre, et sont donc différents pour ces deux systèmes, mais les fonctions les composant restent identiques : dans les deux cas nous retrouvons les fonctions de modulation et démodulation. La modulation permet de modifier les caractéristiques d'une onde électromagnétique pour lui faire porter l'information à transmettre. La démodulation permet d'effectuer l'opération inverse, et permet de fournir des données reçues aussi semblables que possible à celles émises, appliquées avant la modulation.

D'une manière générale, l'émetteur produit une onde, de puissance et de fréquence convenables, pour qu'elle puisse transporter l'information à travers l'atmosphère ou la fibre. Le récepteur élabore, à partir de l'onde qu'il reçoit, un signal utilisable pour le démodulateur.

Dans le cas des systèmes hertziens, les antennes permettent d'émettre et de recevoir l'information. Ce sont des dispositifs de couplage entre les lignes de transmission reliées à l'émetteur ou au récepteur et l'espace libre où se propage l'onde électromagnétique.

D'autre part, pour ces deux systèmes, si les deux points à relier sont suffisamment proches, la liaison peut être établie directement. En revanche si la distance est trop importante, la liaison doit être établie à l'aide de stations relais dans le cas d'un système hertzien (Figure I. 3), et de répéteurs dans le cas d'un système par fibre optique (Figure I. 4), de manière à amplifier les ondes émises avant de les réémettre.

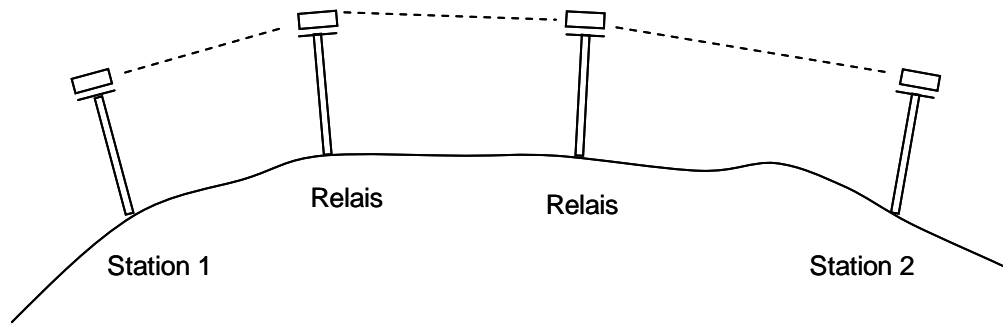


Figure I. 3 : Liaison hertzienne avec relais

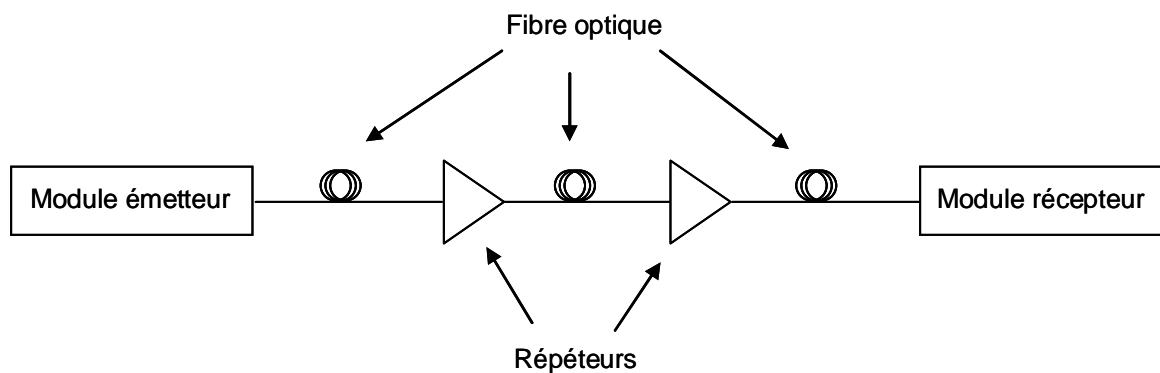


Figure I. 4 : Liaison par fibre optique avec répéteurs

Afin de limiter le nombre d'amplification, mais également de diminuer les coûts de production, et d'améliorer encore les performances des systèmes de communications, des efforts sont faits, comme nous allons le montrer dans le paragraphe suivant.

### I.3. L'évolution des systèmes de télécommunication aujourd'hui

Comme nous l'avons vu dans le premier point de ce paragraphe, l'évolution des télécommunications est continue. Aujourd'hui, et quel que soit le système de télécommunication (système hertzien ou système par fibre optique), l'objectif est toujours d'améliorer les performances, tout en minimisant les coûts de fabrication et d'utilisation. L'évolution des télécommunications est permanente, et accompagnée de l'évolution de la

consommation : avec l'essor d'Internet, de la téléphonie mobile... la demande du grand public et des professionnels, en terme de rapidité, mobilité..., est toujours accrue.

L'amélioration des performances d'un système se traduit essentiellement par la montée en fréquence d'application, l'augmentation du débit transmis, et de la distance sur laquelle se fait cette transmission.

L'évolution des systèmes de télécommunications s'accompagne également par une augmentation de la densité d'intégration. Regrouper les fonctions dans un même module, tout en augmentant ses performances, permet d'une part de supprimer un certain nombre de transitions et connexions entre éléments, qui sont sources de pertes, et d'autre part de diminuer l'encombrement du dispositif, ainsi que son poids, qui est, par exemple, un paramètre important dans le cas des systèmes embarqués sur un satellite. Un autre avantage à regrouper les fonctions au sein d'un seul et même module est la diminution du coût du packaging, puisqu'un seul boîtier est alors nécessaire.

Comme nous l'avons dit dans l'introduction générale de ce manuscrit, ce travail de thèse se situe dans ce contexte lié à l'évolution des modules RF et optiques. Deux projets ont soutenu ce travail, le projet RNRT HEMERODE, et le projet PIDEA LOTTO.

Afin d'introduire les travaux que nous avons réalisés dans le cadre de ces deux projets nous présentons dans la suite de ce chapitre, les modules optoélectroniques nécessaires à une chaîne de transmission par fibre optique pour introduire le projet HEMERODE.

Puis nous présenterons le projet LOTTO au travers de la description de modules de communications hertziens et de la technologie LTCC.

Enfin nous aborderons l'aide à la conception à travers les logiciels électromagnétiques et outil associés, point commun de notre contribution à ces deux projets.



## II. Projet RNRT HEMERODE & Modules optoélectroniques

Dans ce paragraphe nous allons nous intéresser plus en détail aux différents composants constituant la liaison de transmission par fibre optique présentée sur la Figure I. 5. Ce paragraphe va nous permettre d'introduire le projet RNRT HEMERODE, pour lequel des études sur des modules émetteur et récepteur ont été effectuées dans le cadre de cette thèse.

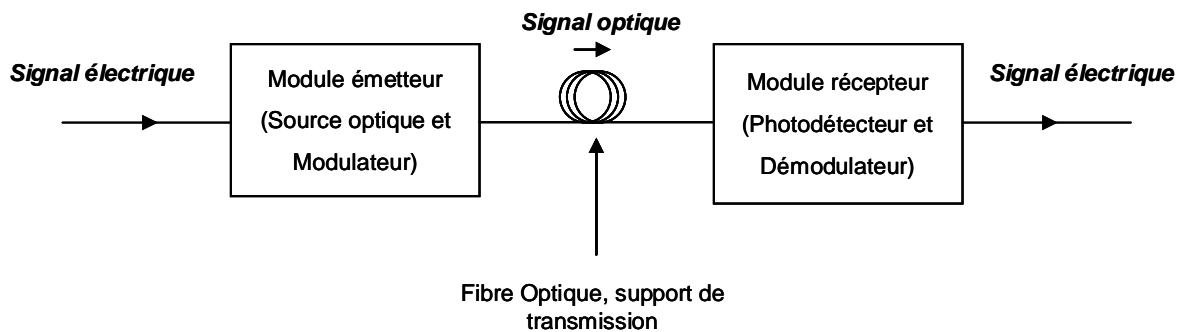


Figure I. 5 : Liaison par fibre optique

Une liaison par fibre optique se compose essentiellement :

- d'un module émission : une source de lumière laser (généralement une diode laser, qui est commandée par un courant), un modulateur et un circuit de commande (driver)
- d'un support de transmission : la fibre optique
- d'un module réception : un photodétecteur (en général une photodiode) qui convertit un signal optique en un signal électrique, et un démodulateur.

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser au support de transmission : la fibre optique. Puisque la fibre optique n'a pas fait l'objet d'études dans le cadre du projet HEMERODE, mais qu'il est cependant intéressant de la présenter car elle constitue un

élément essentiel de la liaison, nous la décrirons plus en détail dans l'Annexe I. Puis nous présenterons les modules émetteur et récepteur, et les composants qui les constituent, et enfin nous aborderons le projet HEMERODE.

## **II.1. La fibre optique**

La fibre optique, fil transparent très fin qui conduit la lumière, est un support physique de transmission de données à haut débit par l'intermédiaire de rayons optiques.

La fibre optique peut être utilisée pour conduire la lumière entre deux lieux distants de plusieurs centaines, voire milliers de kilomètres. Le signal lumineux est capable de transmettre une grande quantité d'information. En permettant les communications à très longues distances et à des débits élevés, les fibres optiques ont constitué l'un des éléments clés de la révolution des télécommunications optiques.

La fibre optique présente de nombreux avantages justifiant son utilisation dans les systèmes de télécommunication optiques, tels que de bonnes performances en transmission, des avantages de mises en œuvres, ou encore une bonne sécurité électromagnétique.

Une description plus détaillée de la fibre optique est proposée dans l'Annexe I.

## **II.2. Le module émetteur**

Le module émetteur permet de transformer un signal électrique en un signal optique, sur lequel sont inscrites les données à transmettre. Ce signal optique est ensuite transporté par la fibre optique, et enfin détecté par le module récepteur, qui le retransformera en signal électrique, et fournira l'information.

Le module émetteur est composé d'une source lumineuse, d'un circuit de commande (driver), et éventuellement d'un modulateur externe. Notons que dans le cas des télécommunications optiques la source lumineuse utilisée est la source laser.

Nous allons nous intéresser dans ce paragraphe à la modulation [5] [6] [7], et plus particulièrement, au modulateur électro-optique (présent en modulation externe), qui a fait l'objet de notre travail dans le cadre du projet HEMERODE, à travers des études sur la ligne RF. Nous nous attarderons donc sur ses principales caractéristiques, et nous fournirons les informations nécessaires à la compréhension de notre travail sur ce modulateur. Nous ne décrirons pas la source laser, ni le circuit de commande, car nous ne les avons pas traités lors de ce projet.

La modulation RF permet d'imprimer les informations à transmettre sur le signal optique à envoyer dans la fibre optique, en modifiant les caractéristiques de la lumière en fonction du signal de commande. Son action peut s'appliquer sur la puissance optique, la phase ou encore la fréquence.

Il existe deux types de modulations : la modulation directe, et la modulation externe.

### **II.2.1. La modulation directe**

La modulation directe est la technique la plus simple pour moduler en amplitude le signal optique. Elle consiste à moduler directement le courant injecté dans un laser à semi conducteur. Cette modulation entraîne directement la modulation en intensité de la lumière émise. Il suffit ainsi d'inscrire les données à transmettre sur l'alimentation du laser.

Cette méthode de modulation nécessite peu de composants : une source lumineuse et un circuit de commande (Figure I. 6).

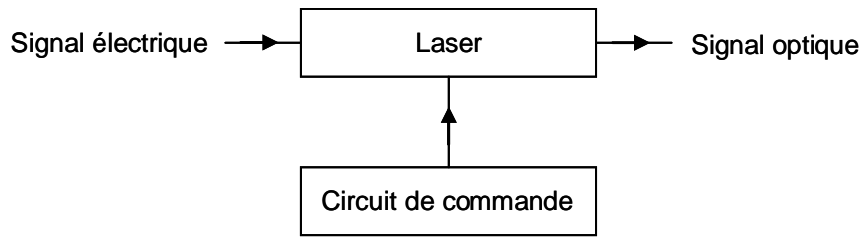


Figure I. 6 : Schéma bloc d'un module émission avec une modulation directe

Cette technique de modulation a pour avantage d'avoir un faible coût de mise en œuvre, mais elle comporte des limites. Un des inconvénients de cette technique de modulation repose sur le débit maximal atteint qui est inférieur à 10 Gb/s, et le laser en est généralement la cause : les temps de réaction, les oscillations, et le bruit créé font que la modulation directe engendre pour les hauts débits certaines dégradations sur le signal optique modulé. En effet la modulation d'amplitude du courant d'injection s'accompagne d'une modulation de fréquence parasite : il s'agit du phénomène de chirp. Les effets conjugués de la dispersion chromatique de la fibre et de la modulation parasite dégradent le signal optique transmis par un élargissement de l'impulsion d'autant plus important que la longueur de la fibre est grande.

La modulation directe est donc employée par des systèmes qui privilégient la taille à la vitesse. Afin de palier au problème de limitation en débit, la modulation externe constitue une bonne solution.

### II.2.2. La modulation externe

Dans le cas de la modulation externe, l'émetteur est constitué d'une source optique, d'un circuit de commande, et d'un composant indispensable, le modulateur externe (Figure I. 7).

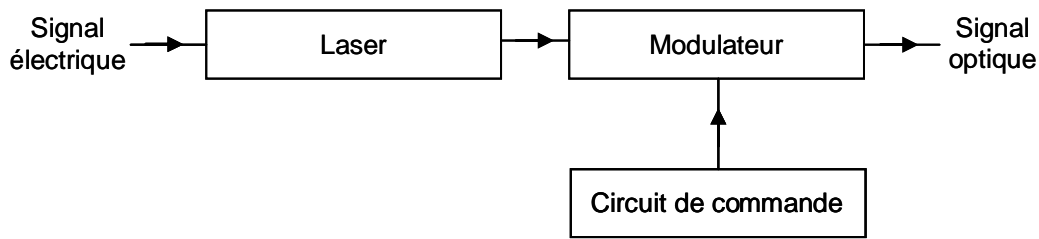


Figure I. 7 : Schéma bloc du module émetteur avec une modulation externe

La modulation est ici obtenue en modulant directement le faisceau lumineux en sortie du laser, et non plus le courant d'alimentation à l'entrée du laser.

La modulation est effectuée sur une onde pure et constante, et réalisée à l'aide d'un dispositif externe, le modulateur. Il est commandé par une tension externe  $v(t)$ , modulée et représentative de l'information à transmettre. Le signal optique continu émis par le laser alimenté par un courant, est donc peu dégradé. En traversant le modulateur, il subit des modifications, et le signal de sortie se trouve ainsi modulé selon  $v(t)$ . Notons qu'un driver (circuit de commande) permet de fixer les niveaux de  $v(t)$ .

La modulation externe est la technique de modulation privilégiée pour les systèmes de télécommunications haut débit.

Nous pouvons distinguer deux types de modulateurs : les modulateurs à électro-absorption, et les modulateurs électro-optiques. Dans le cadre du projet HEMERODE nous avons contribué à l'optimisation des performances d'un modulateur externe de type électrooptique ; nous nous attarderons donc plus en détail sur son principe de fonctionnement et ses principales caractéristiques.

### II.2.2.1. Les modulateurs à électro-absorption [8]

Le principe des modulateurs à électro-absorption repose sur la modification du spectre d'absorption d'un semi conducteur soumis à un champ électrique (effet Franz Keldysh).

Les modulateurs à électro-absorption sont facilement intégrables avec une source laser, et très compacts. Cependant, ils sont peu utilisés pour les transmissions à hauts débits sur de longues distances, car la modulation d'absorption s'accompagne d'un phénomène de chirp.

### **II.2.2.2. Les modulateurs électro-optiques**

Le principe des modulateurs électro-optiques repose sur la modification de l'indice de réfraction de certains matériaux sous l'application d'un champ électrique.

Les modulateurs électro-optiques existent sous plusieurs formes de configuration, qui se distinguent par la nature du matériau électro-optique utilisé.

Lors de ce paragraphe nous allons présenter le principe de fonctionnement d'un modulateur électro-optique. Ce principe est commun à tous les modulateurs électro-optiques, mais nous nous appuierons sur le modulateur de type Mach-Zehnder sur Niobate de lithium, qui a fait l'objet de différentes études dans le cadre de cette thèse ; ces études seront présentées plus en détail dans le second chapitre. De plus, d'autres matériaux peuvent être utilisés pour la réalisation des modulateurs électro-optiques, tels que les polymères et les semi-conducteurs III-V.

#### **II.2.2.2.1. Effet électro-optique – Principe de fonctionnement - Niobate de lithium [9] [10]**

Les effets électro-optiques sont la base des modulateurs électro-optiques : sous l'influence d'un champ électrique les propriétés de certains matériaux changent, et du point de vue optique cela se traduit par une modification de l'indice de réfraction. Deux effets peuvent être distingués :

## Chapitre I

- l'effet électro-optique linéaire ou effet Pockels : lorsque la variation de l'indice de réfraction est proportionnelle au champ appliqué. Cet effet apparaît lorsque les cristaux du matériau ne présentent pas de centre de symétrie cristalline.

- l'effet quadratique ou effet Kerr, lorsque la variation de l'indice de réfraction est proportionnelle au carré du champ appliqué. Cet effet, à la différence de l'effet Pockels, existe quelle que soit la symétrie du milieu, et est normalement négligé quand l'effet linéaire est présent.

L'effet électro-optique linéaire (effet Pockels) apparaît pour une amplitude du champ électrique plus faible que pour l'effet quadratique, de sorte que cet effet est utilisé dans les modulateurs électro-optiques.

Parmi les matériaux électro-optiques les plus employés, présentant l'effet électro-optique linéaire, on peut citer le Phosphate Dihydrogéné d'Ammonium (ADP), le Phosphate Dihydrogéné de Potassium (KDP), et le Niobate de Lithium (LiNbO<sub>3</sub>). Le niobate de lithium est l'un des matériaux présentant l'effet Pockels le plus fort.

Le principe de fonctionnement des modulateurs électrooptiques repose donc sur l'effet Pockels, selon lequel les matériaux électrooptiques ont un indice optique  $n$  qui dépend au premier ordre du champ électrique extérieur  $E$ . La variation d'indice  $\Delta n$  induite dépend de la direction des champs électrique  $E$  et optique  $E_{opt}$  : pour l'évaluer, on utilise le tenseur électro-optique  $[r]$ , de dimensions  $6 \times 3$ . Les directions de  $E$  et  $E_{opt}$  sont choisies de façon à bénéficier d'une efficacité électro-optique maximale, soit du plus grand coefficient du tenseur. Dans le cas du niobate de lithium, le plus grand coefficient du tenseur électro-optique est  $r_{33}$  (30.8 pm/V) : pour l'exploiter,  $E_{opt}$  et  $E$  doivent être polarisés suivant l'axe extraordinaire du cristal (axe Z).

Le niobate de lithium est un matériau anisotrope (l'indice de réfraction dépend de la direction de propagation). Dans ce cristal le changement d'indice  $n$  induit par le champ électrique  $E$  peut-être décrit par la modification de l'ellipsoïde des indices [11] [12] :

$$\Delta\left(\frac{1}{n^2}\right)_i = \sum_{j=1}^3 r_{ij} E_j \quad (I.1)$$

Le tenseur électro-optique  $[r_{ij}]$  du niobate de lithium dans le repère Oxyz, qui caractérise complètement les propriétés de ce matériau, est le suivant :

$$[r_{ij}] = \begin{pmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.2)$$

avec  $r_{33} = 30.8$  pm/V,  $r_{13} = 8.6$  pm/V,  $r_{51} = 28$  pm/V et  $r_{22} = 3.4$  pm/V.

Selon la direction des axes du cristal de niobate de lithium, relative au plan du modulateur, on distingue des modulateurs en coupe X, et des modulateurs en coupe Z, que nous décrirons en détails par la suite.

#### II.2.2.2.2. Modulateur électro-optique et Interféromètre de Mach-Zehnder [13]

La plupart des modulateurs électro-optiques exploitent l'effet Pockels à l'aide d'une structure de type Mach-Zehnder. Le modulateur présente deux jonctions Y : la première permet de séparer de manière équilibrée la puissance sur les deux bras de l'interféromètre ; elle se prolonge ensuite sur deux bras parallèles, non soumis au même champ électrique. Des électrodes permettent par effet électro-optique, de modifier l'indice de réfraction des deux bras. Il est alors possible de déphaser les ondes se propageant dans chacun des bras, l'une par rapport à l'autre. Le modulateur d'intensité est donc composé de deux modulateurs de phase. A l'extrémité des deux bras, la deuxième jonction en Y combine les deux ondes, et celles-ci interfèrent alors mutuellement et l'amplitude de l'onde est ainsi modulée.



Dans le cas du niobate de lithium, les branches de l'interféromètre de Mach-Zehnder (guides optiques) sont réalisées grâce à des impuretés de titane diffusées en Y, qui augmentent localement l'indice du cristal et obligent ainsi le rayon optique à rester dans le guide.

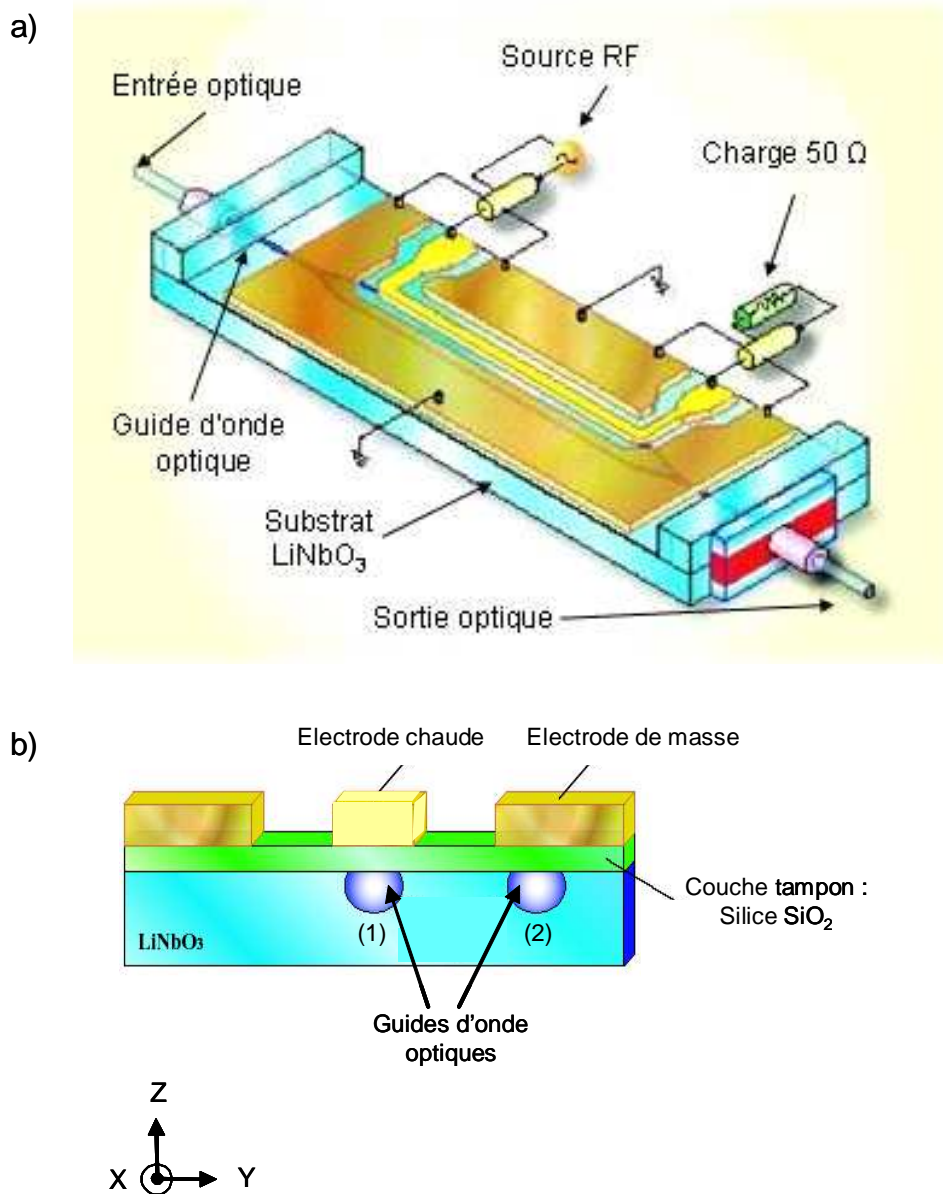


Figure I. 8 : Modulateur d'intensité de type Mach-Zehnder en coupe Z, a) squelette simplifié du modulateur, b) vue transversale du modulateur

Sur la Figure I. 8 nous pouvons observer un modulateur de type Mach-Zehnder en coupe Z. Deux électrodes permettent d'imposer le champ électrique dans le cristal, et de modifier l'indice, donc la phase : un des bras optique est recouvert par l'électrode chaude, porteuse du signal électrique, et le second bras est recouvert par la masse ; le vecteur champ électrique régnant sur le second bras a un sens opposé au champ électrique appliqué sur le premier. L'indice effectif optique  $n$  diminue donc sur l'un des bras, alors qu'il augmente sur l'autre, ce qui entraîne une différence de phase entre les signaux optiques issus de chacune des branches.

A la sortie de chacun des deux bras du Mach-Zehnder l'accumulation de phase due à l'effet électrooptique est donnée par :

$$\Delta\lambda_1 = \frac{1}{2} r.n^3 .E_1.\Gamma_1.L.\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \quad (I.3)$$

$$\Delta\lambda_2 = \frac{1}{2} r.n^3 .E_2.\Gamma_2.L.\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \quad (I.4)$$

avec :  $E_{1,2} = +/- V/G$ , où  $V$  est la tension appliquée, et  $G$  la distance électrode chaude-masse

$r$  : coefficient électrooptique mis en jeu

$n$  : indice de réfraction optique considéré

$\Gamma_{1,2}$  : recouvrement des composantes optiques et électriques mises en jeu

$L$  : longueur de l'électrode en interaction avec le guide optique

$\lambda$  : longueur d'onde optique

Le facteur de recouvrement  $\Gamma$  permet de définir la qualité de l'interaction entre les champs électrique et optique. Sa valeur est comprise entre 0 et 1, et plus sa valeur est proche de 1, meilleure est l'interaction. Ce coefficient est calculé dans le plan de coupe d'interaction (cf Figure I. 8 b)), et son expression est donnée par :

$$\Gamma = \frac{G}{V} \frac{\iint |E_{opt}|^2 .E_{elec} .dS}{\iint |E_{opt}|^2 .dS} \quad (I.5)$$

Notons que si la tension pilotant l'électrode chaude est nulle, le signal issu du premier bras est en phase avec celui issu du second bras : l'interférence entre les deux signaux est constructive, et l'intensité optique en sortie de l'interféromètre de type Mach-Zehnder est maximale, et on retrouve l'onde initiale.

En revanche, si la tension appliquée est telle que les signaux optiques sont en opposition de phase à la sortie de la deuxième jonction Y, l'interférence est destructive, et l'intensité de sortie est nulle.

La tension nécessaire pour faire passer l'intensité de sortie d'un maximum à un minimum est appelée tension de commande ou tension demi-onde  $V_\pi$  : c'est la tension à appliquer pour que la différence de phase à la sortie des deux bras soit égale à  $\pi$ , soit :

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = \pi \quad (I.6)$$

D'où :

$$\frac{1}{2} \cdot r \cdot n^3 \cdot E_{\pi 1} \cdot \Gamma_1 \cdot L \cdot \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) - \frac{1}{2} \cdot r \cdot n^3 \cdot E_{\pi 2} \cdot \Gamma_2 \cdot L \cdot \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) = \pi \quad (I.7)$$

La tension demi-onde  $V_\pi$  est donc définie par la relation :

$$\left( \Gamma_1 E_{\pi 1} - \Gamma_2 E_{\pi 2} \right) = \frac{\lambda}{r \cdot n^3 \cdot L} \quad (I.8)$$

Où, comme nous le verrons par la suite en fonction du type de modulateur :  $E_{\pi 1,2} = \pm V_\pi / G$ , où  $V_\pi$  est la tension demi-onde et  $G$  la distance entre l'électrode chaude et la masse

D'autre part, nous pouvons noter la présence d'une couche tampon (couche de silice) qui permet d'isoler les électrodes du substrat en niobate de lithium, et plus exactement de l'onde optique, qui dégénérerait par réflexion sur les électrodes métalliques.

Cette couche doit avoir un indice optique inférieur à celui du niobate de lithium et, si possible, le plus proche de l'air. Il est généralement utilisé de la silice ( $\text{SiO}_2$ ). Cette couche tampon ne perturbe pas la propagation de l'onde optique, et permet d'adapter les indices

optique et électrique. L'épaisseur de cette couche est très fine (de l'ordre de quelques micromètres).

Cependant la présence de la couche tampon joue sur le facteur de recouvrement, et plus cette couche est épaisse, moins le facteur de recouvrement est bon.

La structure d'un modulateur n'est pas toujours celle représentée sur la Figure I. 8, les électrodes peuvent être placées différemment. En effet, pour ce qui est des modulateurs en niobate de lithium, il en existe deux types : les modulateurs en coupe X, et les modulateurs en coupe Z (décrit Figure I. 8), qui diffèrent par la direction des axes du cristal relativement au plan du modulateur. Nous en présenterons ici les principales caractéristiques, notamment l'expression de la tension demi-onde  $V_{\pi}$ .

#### **II.2.2.2.3. Modulateur LiNbO<sub>3</sub> en coupe X (X-cut)**

Dans le cas d'un modulateur en coupe X, afin d'exploiter le plus grand coefficient électrooptique du niobate de lithium ( $r_{33} = 30.8 \text{ pm/V}$ ), il faut que les champs électriques et optiques soient polarisés suivant l'axe Z du cristal. Ceci implique que le champ électrique, tout comme le champ optique, soit parallèle au plan du modulateur en coupe X sur la zone des guides optiques : on dit que la polarisation est TE (Transverse Electrique). La direction de propagation est alors la direction Y. Ces conditions de polarisation sont obtenues en plaçant les guides optiques entre les électrodes de modulation (Figure I. 9).

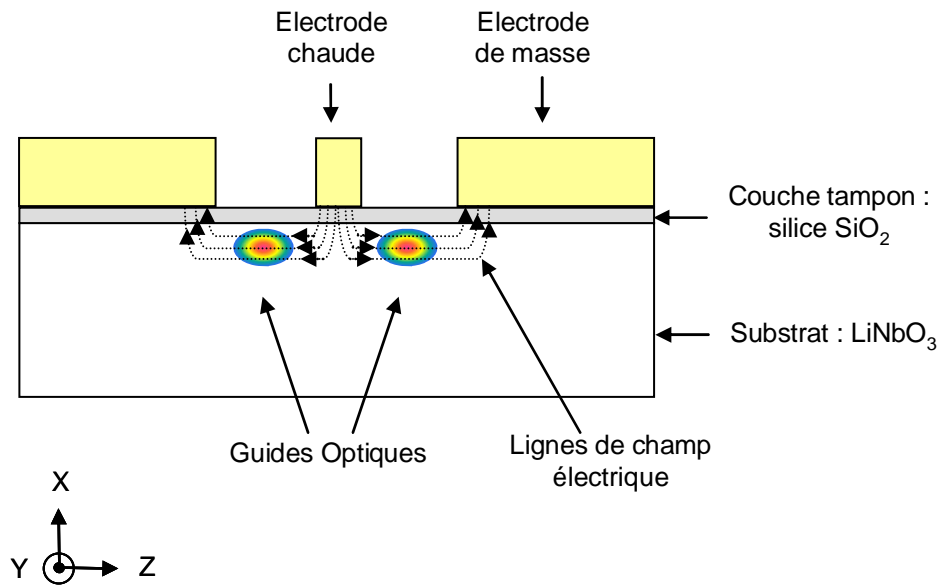


Figure I. 9 : Vue transversale d'un modulateur en coupe X single drive ; configuration des électrodes en Push-Pull ; état de polarisation TE

La dénomination Push-Pull signifie que les électrodes et les guides en regard sont disposés de telle sorte que le champ électrique de modulation soit en sens inverse dans chacun des deux bras du Mach-Zehnder lorsque l'on applique une tension sur l'électrode chaude. Une seule tension est appliquée entre l'électrode chaude et les plans de masse. On a alors :

$$E_2 = -E_1 = -V/G \quad \text{et} \quad E_{\pi 2} = -E_{\pi 1} = -V_{\pi}/G \quad (I.9)$$

Un modulateur en coupe X est symétrique, les guides optiques sont soumis à la même interaction électro-optique au signe près. Ceci implique que la phase du signal optique issu du bras 1 compense la phase du signal optique issu du bras 2, et ainsi, le champ optique sortant du Mach-Zehnder ne subit aucune modulation de phase. Par conséquent le paramètre de chirp des modulateurs en coupe X est nul ; cette propriété est très prisée pour les télécommunications à très haut-débits qui exploitent les modulations à 40 Gb/s.

D'autre part la symétrie des guides optiques par rapport aux électrodes conduit à un recouvrement identique dans chacun des deux bras :

$$\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma \quad (I.10)$$

La tension demi-onde pour un modulateur en coupe X est donc, à partir de l'équation I.8 :

$$V_\pi = \frac{\lambda.G}{2r.n^3.\Gamma.L} \quad (I.11)$$

Cependant, les modulateurs en niobate de lithium en coupe X présentent un inconvénient : il nécessite une tension de commande  $V_\pi$  importante (classiquement supérieure à 5V), croissante avec la largeur de la bande passante.

Le modulateur  $\text{LiNbO}_3$  en coupe Z apparaît être plus prometteur que celui en coupe X pour obtenir des bandes passantes importantes, pour une tension de commande inférieure (soit un meilleur recouvrement des champs optique et électrique), et donc une plus faible consommation.

#### II.2.2.2.4. Modulateur $\text{LiNbO}_3$ en coupe Z (Z-cut)

Dans le cas d'un modulateur en coupe Z, l'axe Z du cristal est perpendiculaire au plan du modulateur. Afin d'exploiter le plus grand coefficient électrooptique du niobate de lithium ( $r_{33}$ ), les électrodes doivent être placées au dessus des guides optiques (Figure I. 10), et ainsi, le champ électrique est parallèle à l'axe Z du cristal sur la section des guides. Dans ce cas, c'est le champ magnétique qui est parallèle au plan du modulateur : on dit que le mode de polarisation est TM (Transverse Magnétique).

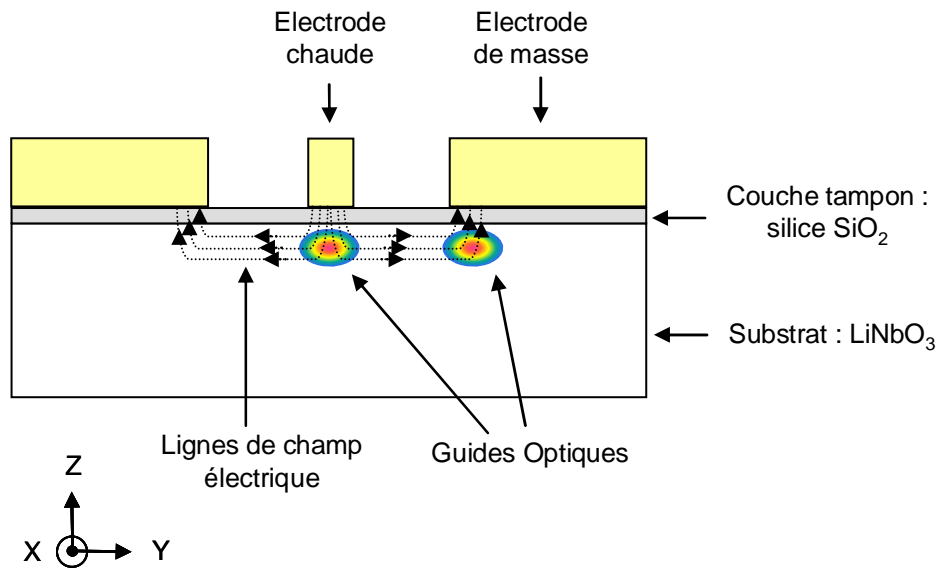


Figure I. 10 : Vue transversale d'un modulateur en coupe Z single drive ; configuration des électrodes en Push-Pull ; état de polarisation TM

Un modulateur en coupe Z est asymétrique : l'asymétrie des champs électriques appliqués, fait que les ondes se propageant sur les deux bras de l'interféromètre sont soumises à un déphasage différent, et les recouvrements entre les champs électriques et optiques sont différents sous l'électrode centrale et sous les plans de masse ( $\Gamma_1 \neq \Gamma_2$ ). Cette asymétrie entre les deux bras optiques entraîne une modulation de phase résiduelle du champ optique en sortie du modulateur (phénomène de chirp), qui est gênante pour les télécommunications à haut-débit.

En revanche, par comparaison au modulateur en coupe X, la tension de commande  $V_\pi$  est inférieure. A l'aide de l'équation I.8, on en déduit son expression :

$$V_\pi = \frac{\lambda G}{r.n^3.L.(\Gamma_1 + \Gamma_2)} \quad (I.13)$$

typiquement :  $(\Gamma_1 + \Gamma_2)_{\text{coupeZ}} > 2 \Gamma_{\text{coupeX}}$

et donc :  $V_{\pi \text{ coupeZ}} < V_{\pi \text{ coupeX}}$

Par ailleurs, la configuration en coupe Z « single drive », offre des possibilités supplémentaires, telles que des structures creusées (substrat creusé entre les électrodes) [14], comme le montre la Figure I. 11.

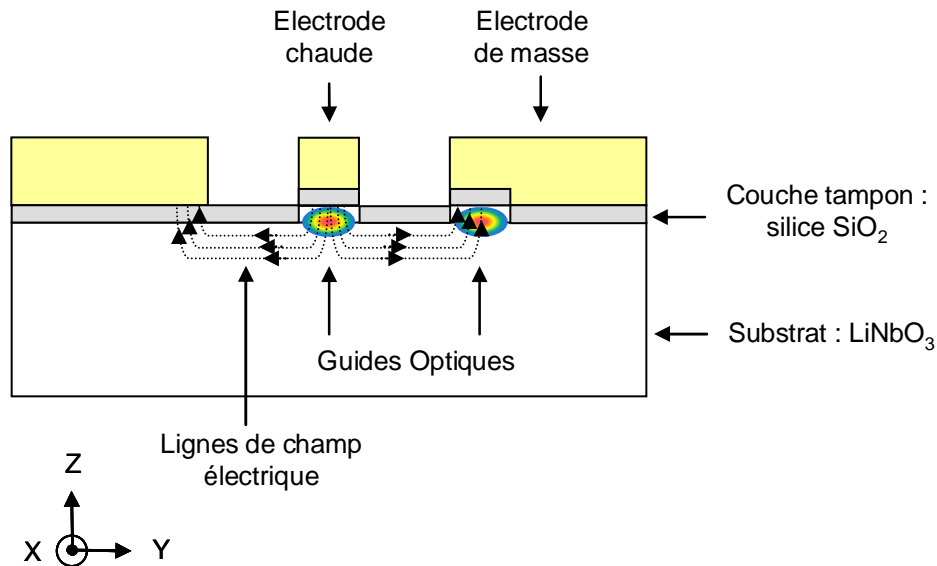


Figure I. 11 : Vue transversale d'un modulateur en coupe Z, structure en ridge

Sur la Figure I. 11, nous pouvons observer une structure dite en « ridge » : les guides optiques se trouvent placés sur des crêtes. L'intérêt de cette configuration est de pouvoir disposer d'un paramètre supplémentaire, la profondeur de la gravure entre les électrodes, pour réaliser l'accord entre les indices optique et électrique, sans nuire à l'efficacité électro-optique.

#### II.2.2.2.5. Autres configurations

Nous venons de voir des modulateurs de type Mach-Zehnder sur niobate de lithium en coupes X et Z, et en configuration « single drive ». De même il existe des modulateurs en coupes X et Z en configuration « dual-drive ». Cette configuration consiste à utiliser deux électrodes centrales comme nous pouvons l'observer sur la Figure I. 12 (coupe X) et la Figure I. 13 (coupe Z) :



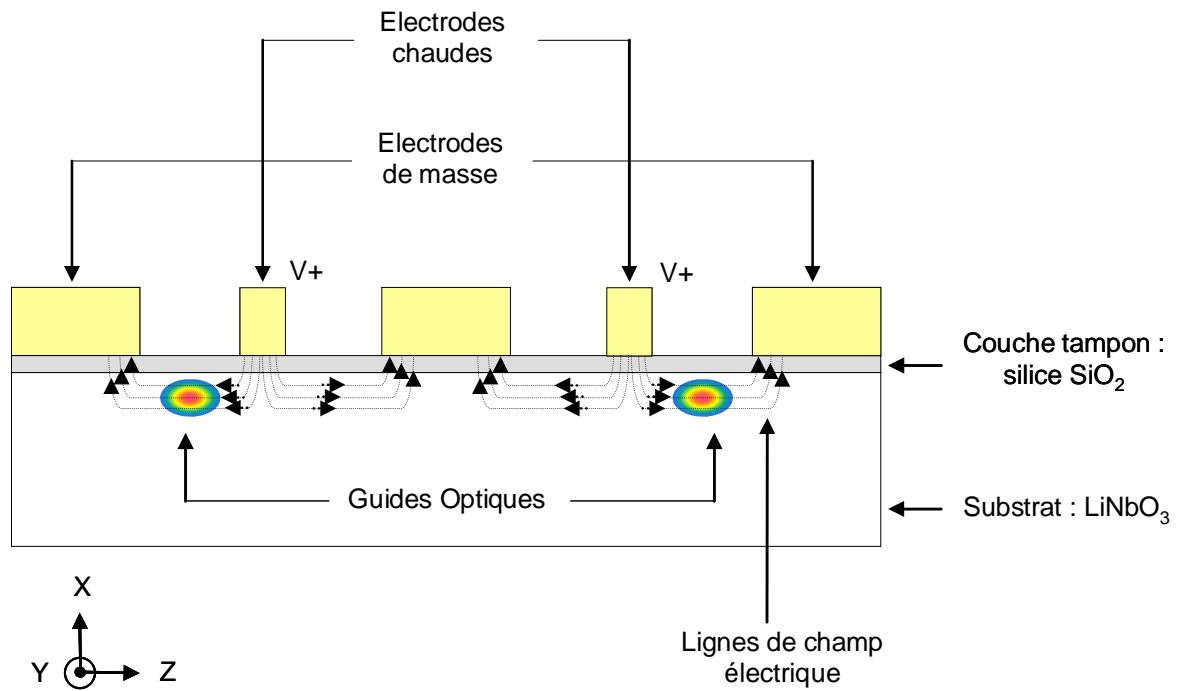


Figure I. 12 : Vue en coupe d'un modulateur Mach-Zehnder  $\text{LiNbO}_3$  en coupe X, avec une structure à double driver (« dual-drive »)

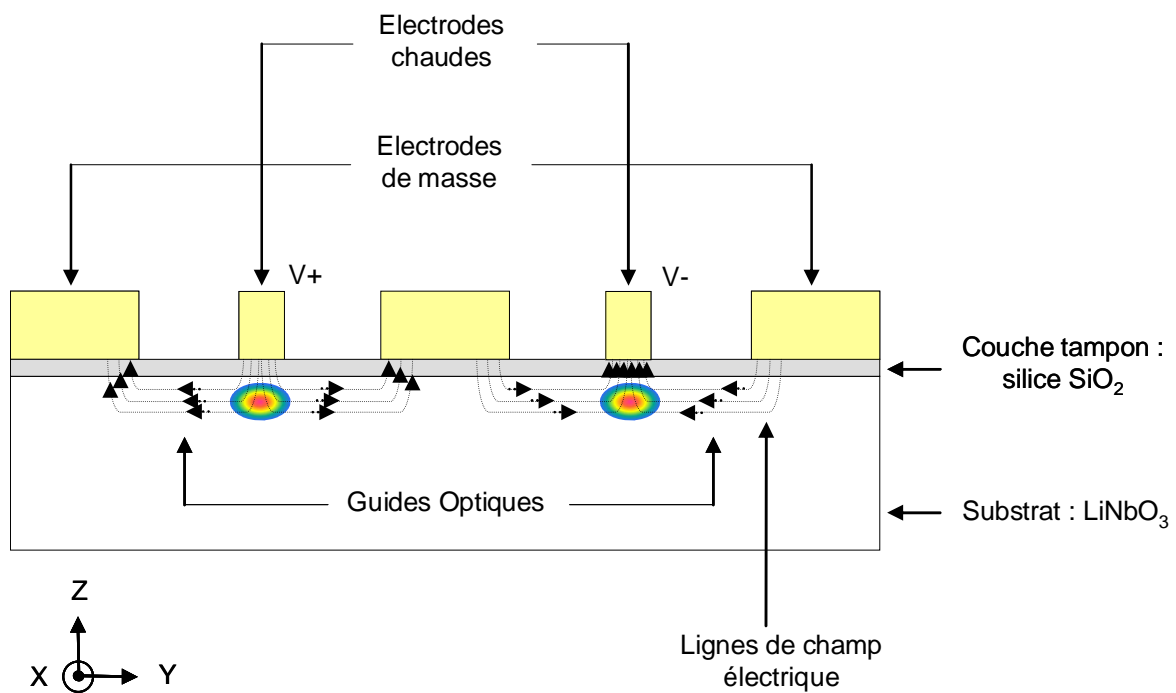


Figure I. 13 : Vue en coupe d'un modulateur Mach-Zehnder  $\text{LiNbO}_3$  en coupe Z, avec une structure à double driver (« dual-drive »)

Dans le cas de la coupe X (Figure I. 12), chacun des bras du Mach-Zehnder est placé dans le gap de deux lignes coplanaires différentes. Le but est toujours d'avoir un champ électrique de modulation de sens opposé dans chacun des deux bras, et il est possible d'alimenter les deux lignes coplanaires avec deux tensions en phases ou en opposition de phase. Dans chacun des cas, il suffit de placer les bras du Mach-Zehnder dans les bons gaps de manière à avoir une interaction de signe contraire dans chaque bras : avec deux signaux électriques en phase il convient de placer chaque bras du Mach-Zehnder dans les gaps opposés à la ligne chaude de chaque ligne coplanaire, et avec deux signaux en opposition de phase il convient de les placer du même côté de la ligne chaude de chaque ligne coplanaire.

Dans le cas de la coupe X en configuration « dual-drive », la symétrie des guides optiques par rapport aux électrodes conduit à un recouvrement identique dans chacun des deux bras, et ainsi la tension de commande  $V_{\pi}$  est identique à celle obtenue en coupe X en configuration « single drive ».

La différence entre les deux configurations « single drive » et « dual drive », est donc seulement l'utilisation d'un ou de deux drivers, et par conséquent la structure « dual-drive » en coupe X n'a que peu d'intérêts.

Dans le cas de la coupe Z (Figure I. 13), la configuration « dual drive » consiste à placer les deux guides optiques constituant les bras du Mach-Zehnder, sous chacune des électrodes chaudes des deux lignes coplanaires, et d'exciter les lignes coplanaires avec des signaux en opposition de phase. Ainsi, dans cette configuration, on bénéficie d'un fort taux de recouvrement entre les composantes verticales des champs de modulation et le champ lumineux sous les électrodes chaudes. En effet, le positionnement des guides optiques sous les électrodes chaudes des lignes coplanaires conduit à la fois à symétriser les recouvrements optiques/électriques et à les augmenter. Les recouvrements sont donc identiques et maximisés :  $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_{Z \text{ dual-drive}}$ .

La tension de commande  $V_{\pi}$  dans la configuration coupe Z « dual-drive » est donc la suivante :

$$V_{\pi} = \frac{\lambda \cdot G}{2r \cdot n^3 \cdot \Gamma_{Z \text{ dual-drive}} \cdot L} \quad (I.13)$$

En coupe Z, et par comparaison avec la configuration « single drive », la configuration « dual-drive », permet d'augmenter le recouvrement optique/électrique dans le deuxième bras du Mach-Zehnder, et ainsi de diminuer les tensions de commande. Il faut également noter que la symétrie des recouvrements dans les deux bras du Mach-Zehnder tend à faire chuter le chirp fréquentiel.

Comme nous venons de le voir, l'efficacité électrooptique des modulateurs est liée à la tension demi-onde, au recouvrement électro-optique, et donc à l'accord d'indice optique/micro-onde. Cet accord est réalisé grâce à des études optiques et micro-ondes [15], portant, en outre, sur un bon positionnement des guides optiques, et le dimensionnement de la ligne coplanaire.

**Notre travail a consisté notamment à optimiser ces paramètres en nous intéressant à l'aspect micro-onde en étroite collaboration avec la société Photline. Ces travaux seront présentés au cours du chapitre II.**

### II.3. Le module récepteur

Après avoir décrit succinctement le module émetteur, intéressons nous au module récepteur.

Comme nous le présenterons par la suite, un des objectifs du projet HEMERODE était d'intégrer l'ensemble de ses fonctions dans un même module. Or à ces fréquences de travail, les dimensions globales du boîtier sont comparables aux longueurs d'ondes, et des phénomènes parasites électromagnétiques peuvent apparaître et perturber le comportement de l'ensemble. **Notre travail a donc été d'appréhender ces phénomènes et de proposer des solutions de packaging pour y remédier.**

Comme nous nous sommes plus particulièrement intéressés à l'amélioration du packaging de ce module, et non aux éléments le constituant, nous n'en ferons qu'une brève présentation.

Le récepteur est le troisième élément indispensable dans les télécommunications optiques après le support de transmission (la fibre), et la source (l'émetteur).

Le récepteur a pour rôle de convertir le signal optique en signal électrique, en minimisant le bruit et la distorsion. Il est composé d'un photodétecteur, convertissant le signal optique en signal électrique, et de circuits électroniques permettant le traitement du signal, tels qu'un préamplificateur, délivrant une tension de faible amplitude en minimisant le bruit, un deuxième étage d'amplification, permettant de délivrer une tension d'amplitude plus élevée, et un circuit de décision permettant d'assurer une bonne qualité d'information.

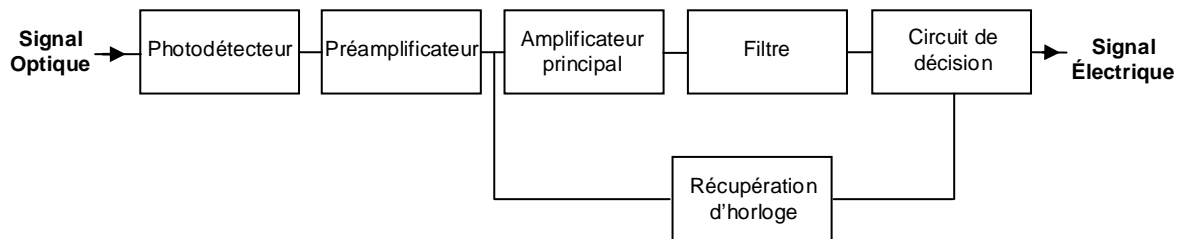


Figure I. 14 : Structure générale d'un récepteur

### II.3.1. Le photodétecteur

Les photodétecteurs utilisés pour les applications à hautes fréquences sont des photodiodes PIN ou à avalanche. Les paramètres principaux permettant de sélectionner un détecteur sont la longueur d'onde de fonctionnement, sa vitesse et sa sensibilité.

Un photodiode est formée d'une association de matériaux semi-conducteurs, dont la fonction est de convertir les photons, c'est-à-dire la lumière, en courant électrique. Il s'agit de l'effet photo-électrique : l'absorption d'un photon crée un courant électrique mesurable (apparition d'une paire électron-trou).

### **II.3.2. Préamplificateur**

Le courant issu d'une photodiode est très faible, et la première étape consiste donc à amplifier ce courant.

Le préamplificateur joue un rôle fondamental dans les performances globales du module. Son rôle est de convertir le photocourant en une tension de faible amplitude. Le montage transimpédance est le plus largement utilisé dans les applications à haute vitesse.

### **II.3.3. Amplificateur, filtre et décision**

Le courant émis par la photodiode, malgré la présence d'un préamplificateur, reste souvent assez faible. Il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur en sortie du photorécepteur.

Puis, afin de minimiser le bruit en sortie du récepteur, il faut filtrer le signal numérique.

Enfin, pour assurer une bonne qualité d'information, une remise en forme du signal détecté est réalisée grâce au bloc de décision. Le circuit de décision est composé d'un détecteur à seuil et d'un circuit de récupération de rythme, encore appelé circuit de synchronisation. Le seuil de détection doit être correctement choisi : il ne doit pas être trop élevé, car le signal optique provenant de la fibre est affaibli, et des impulsions atténuées ne seraient donc pas prises en compte, mais le seuil de détection ne doit pas être trop bas non plus, car il serait difficile de faire la distinction entre le bruit et le signal.

Après avoir décrit de façon générale le principe d'une liaison optique et les éléments la constituant, intéressons nous au projet HEMERODE.

Nous décrirons tout d'abord ce projet dans son ensemble avant de présenter notre contribution dans le cadre de ce travail de thèse.

## **II.4. Le projet RNRT HEMERODE**

### **II.4.1. Introduction**

Le projet HEMERODE (HEmt Métamorphique pour Emetteur et Récepteur Optoélectroniques à haut DEbit) est un projet développé dans le cadre du Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT), labellisé en 2001.

Les partenaires impliqués dans ce projet sont les suivants : OMMIC, ALCATEL CIT (OPTO+ et UTP), PHOTLINE, l'IEMN, et l'Université de Limoges (équipes CDM de l'IRCOM, et GESTE de l'ENSIL).

### **II.4.2. Objectifs du projet**

Le projet HEMERODE propose de valider l'apport de la technologie HEMT métamorphique (HEMT InP épitaxié sur substrat AsGa industriel) pour répondre aux besoins d'amplificateurs très performants entrant dans la composition des modules émetteur et récepteur des systèmes optiques longue distance et haut débits (50 Gbit/s).

Les conditions nécessaires sont un récepteur sensible (-10 dBm), et un œil optique à l'émission ouvert à plus de 85%. Pour obtenir ces performances, cela implique la disponibilité de modulateurs en niobate de lithium et de photorécepteurs performants.

Le projet HEMERODE se propose ainsi de développer un couple de modules émission/réception optoélectroniques, basés sur la microélectronique HEMT métamorphique InP, qui soient à la fois conformes aux spécifications des systèmes optiques 50 Gbit/s, et compatibles avec un développement industriel.

L'émetteur faisant l'objet de ce projet, représenté sur la Figure I. 15, se réduit à l'amplificateur large bande (driver) modulant un convertisseur optoélectronique de type Mach-Zehnder sur niobate de lithium.

Le récepteur faisant l'objet de ce projet, représenté sur la Figure I. 16, se compose d'une photodiode cascadée avec un amplificateur trans-impédance (lui-même cascadé soit par un amplificateur limiteur, soit par un amplificateur à gain contrôlé).

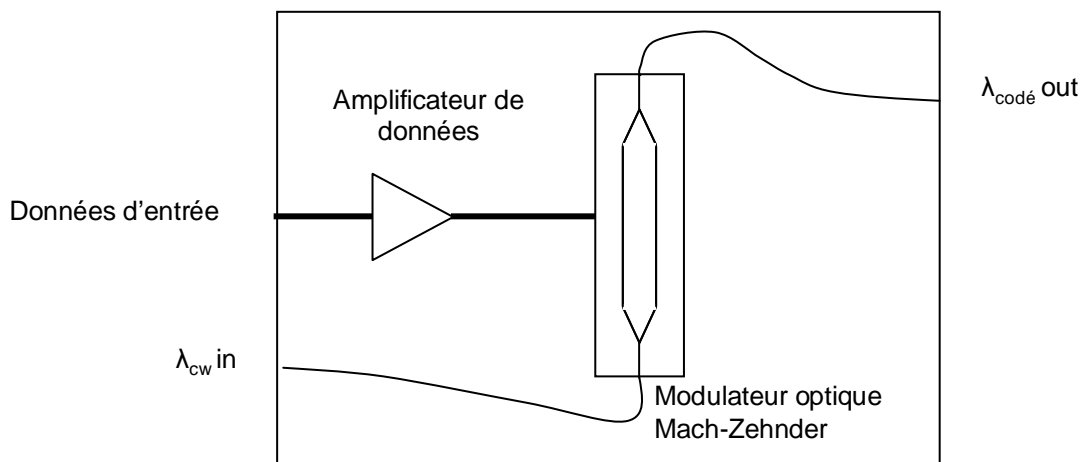


Figure I. 15 : Module émission comportant l'amplificateur et le modulateur optique

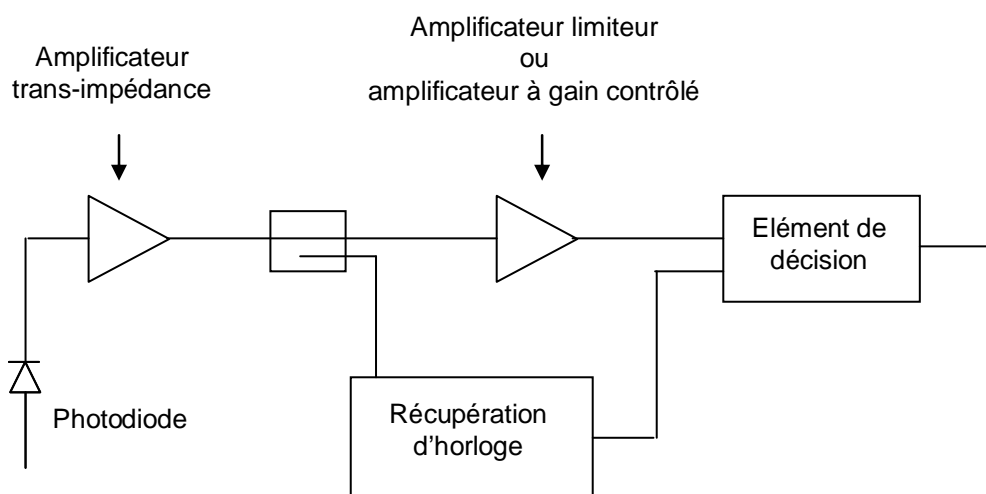


Figure I. 16 : Module réception comportant une photodiode cascadée avec un amplificateur trans-impédance

Pour tester l'ensemble des modules dans une configuration système, il est indispensable d'évaluer leurs performances dans une configuration « dos-à-dos » (« back-to-back » en anglais). La réalisation (électrique) du train de données à 43 voire 50 Gbit/s n'est pas dans le cadre de ce projet et nous considérerons qu'il est préexistant. Le schéma ci-après (Figure I. 17) représente une telle configuration de test. Il comprend outre les modules devant être réalisés, un système de multiplexage de 4 affluents vers 1 qui transforme 4 trains de données PRBS (Pseudo Random Bit Sequence) en un train de données également PRBS à un débit 4 fois supérieur, et en sortie un système de démultiplexage qui restitue simultanément les 4 trains de données au débit initial. La mesure du taux d'erreur binaire s'effectue sur ces 4 trains de données récupérés.

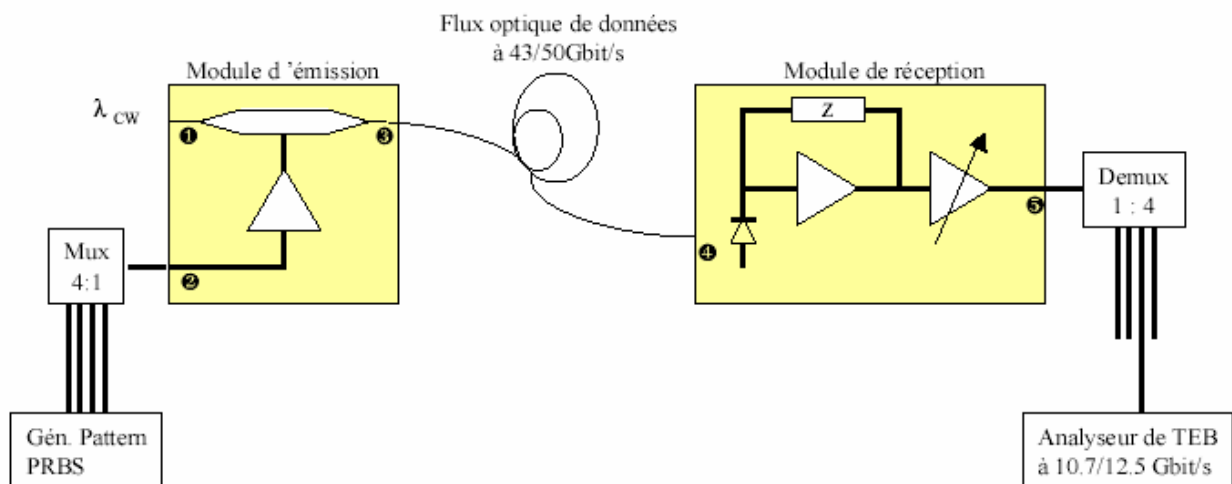


Figure I. 17 : Configuration minimale pour tester le système d'émission et de réception incorporant les modules définis dans le projet HEMERODE

### II.4.3. Etat de l'art

Dans un précédent projet RNRT (ERMIONE, [16] et [17]), des modules émission et réception avaient été spécifiés pour différentes applications de transmission de données. Le débit considéré était de 43 Gbit/s. Dans ce nouveau projet, il est clairement désigné un débit en ligne de 50 Gbit/s qui nécessite une technologie différente HEMT métamorphique.



Actuellement les circuits driver et récepteur sont réalisés à base de microélectronique AsGa, technologie largement répandue mais dont les performances ne répondent pas aux besoins des systèmes optiques 50 Gbit/s industriellement viables.

Dans le domaine des composants optiques, le modulateur au niobate de lithium, qui est proposé pour équiper le module émetteur du projet HEMERODE, est reconnu comme étant un composant optique particulièrement bien adapté pour les liaisons très longues distances, tant à 10, qu'à 50 Gbit/s. Cependant, les modulateurs disponibles ont encore trop de pertes électriques, ce qui amène à des tensions de commande encore élevées. Le projet HEMERODE vise pour cela des modulateurs en niobate de lithium selon une nouvelle architecture proposée par la société Photline. Ces composants seront notamment caractérisés par de faibles tensions de commande, en association avec des circuits réalisables par la technologie HEMT métamorphique, aux spécifications données pour l'émission.

### II.4.4. Organisation du projet

Le projet HEMERODE est découpé en quatre sous projets regroupant les tâches principales de spécifications, de conception et modélisation, de technologie des circuits basée sur le HEMT métamorphique et du modulateur électro-optique, d'assemblage et de caractérisation des composants et modules réalisés.

- **Sous projet 1** : « Spécifications et validations »
- **Sous projet 2** : « Technologie Micro-Electronique et Optique »
- **Sous projet 3** : « Conception, Modélisation, et Tests des Composants »
- **Sous projet 4** : « Assemblage et Caractérisation des Modules »

Le projet est structuré autour de cinq partenaires ; les tâches et les responsabilités de chaque partenaire sont réparties de la façon suivante :

**OMMIC, responsable du projet et responsable du sous projet 2**, assure la réalisation des circuits intégrés du projet en utilisant la technologie HEMT métamorphique en cours de développement.

**Alcatel-CIT/UTP, responsable du sous projet 1**, participe à l'élaboration des spécifications techniques sur la base de son expertise dans le domaine des systèmes de transmission optique. Il a par ailleurs en charge la conduite et la réalisation de l'ensemble des tests systèmes, pour la validation des deux jeux de modules qui sont réalisés dans le cadre de ce projet.

**Alcatel-CIT/OPTO+, responsable du sous projet 4**, participe à l'élaboration des spécifications techniques et assure la conception et la caractérisation des circuits driver du modulateur. Il est par ailleurs responsables des phases de conception et de réalisation des boîtiers des différents modules à développer, s'appuyant pour cela sur sa forte expérience en matière de packaging, développée dans le cadre du projet ERMIONE.

**Phonline**, assure la conception et la réalisation des modulateurs à base de niobate de lithium et participe à l'élaboration des spécifications techniques sur la base de son expertise dans le domaine de l'optique intégrée sur niobate de lithium.

**L'IEMN, responsable du sous projet 3**, assure la conception et la caractérisation des circuits pour la photo-détection ; sa forte expertise dans le domaine des hyperfréquences est un élément important dans ce projet.

**L'Université de Limoges**, participe à l'élaboration des spécifications techniques sur la base de son expertise en modélisation électromagnétique 3D (**IRCOM**), d'une part, et de son expertise en matière de modélisation de circuits HEMT (**GESTE**), d'autre part.

Afin d'optimiser les résultats pour atteindre l'objectif visé, le projet a également été découpé en deux phases :

- La première phase est une phase exploratoire, afin de valider les choix technologiques.
- La deuxième phase est une phase d'amélioration et d'optimisation.

#### II.4.5. Inscription de la thèse dans le projet

Le travail réalisé au cours de cette thèse dans le cadre du projet HEMERODE a consisté en différentes études sur les modules émetteur et récepteur.

- Module émetteur :

Les études sur le module émetteur ont porté essentiellement sur le modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder sur substrat en niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ).

Le modulateur électro-optique permet le couplage entre un signal RF se propageant sur une ligne coplanaire et un signal optique se propageant dans un guide optique sous la ligne coplanaire. La modélisation micro-onde effectuée au cours de cette thèse a contribué d'une part à l'optimisation de la géométrie de la ligne RF dans la région active du modulateur, afin d'assurer un couplage maximal entre le signal RF et le signal optique. D'autre part des études ont également été effectuées sur les transitions entre le driver et le modulateur, ainsi que sur le packaging de l'ensemble driver/modulateur.

Ces différentes études concernant le modulateur électro-optique, ont été effectuées en collaboration étroite avec la société Photline.

- Module récepteur

Le travail réalisé sur le module récepteur a concerné l'aide au packaging du module photorécepteur. Cette étude a consisté notamment à identifier les causes et les effets des perturbations électromagnétiques au sein du module (couplage parasites, modes de résonance,...), par une approche hybride couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits.

Cette étude a été menée en collaboration avec la société Opto+ (aujourd'hui III V Lab Alcatel-Thales).

Le travail effectué dans le cadre du projet HEMERODE sera détaillé dans le Chapitre II.

**Comme nous l'avons décrit en préambule, ces activités de recherche ont eu pour cadre deux projets, l'un concernant la conception de modules pour les télécommunications optiques, l'autre la conception de composants dédiés aux communications hertziennes. Dans les deux cas notre contribution a consisté à développer de nouvelles solutions de composants, de packaging, de connectique, par la mise en application d'analyses électromagnétiques et d'outils associés. Intéressons nous maintenant au second projet.**

### **III. Projet LOTTO & Technologie LTCC**

#### **III.1. Projet LOTTO**

##### **III.1.1. Introduction**

Le projet européen LOTTO, (Low Cost Millimeter Wave T/R Module for Telecommunications Applications), labellisé en 2001, fait partie d'un programme européen PIDEA (Packaging and Interconnection Development for European Applications) [22] de recherche et développement.

Ce programme PIDEA, proposé dans le cadre EUREKA, vise à accroître la compétitivité de l'industrie électronique européenne par l'amélioration des technologies d'interconnexion et de packaging en faisant coopérer les acteurs des semi-conducteurs, des substrats, des connecteurs... afin de garantir miniaturisation, performances, rapidité et optimisation des coûts/performances des composants des systèmes et sous-systèmes. L'objectif est d'également de maîtriser les technologies de production en grands volumes.

### III.1.2. Objectifs du projet

Le projet de recherche européen LOTTO, a pour objectif la conception de module T/R millimétriques bas coût pour des applications de télécommunications en boucles locales radio dans les domaines professionnels et grand public. Plus précisément, il s'agit de développer un module d'émission/réception intégré bas coût dans le domaine millimétrique (bandes de fréquences 40.5-43.5 GHz et 24.5-29.5 GHz) pour des applications MVDS (Multipoint Video Distribution System) et MWS (Multipoint Wireless Services).

Une des technologies envisagées dans ce projet est la technologie LTCC. Cette technologie bas coût, trouve notamment sa place dans ce projet pour la réalisation de transitions génériques larges bandes et de solutions de filtrage sélectif en fréquences autour de 42 GHz.

Notre travail ayant porté essentiellement sur les applications liées à cette technologie, nous avons choisi dans ce chapitre de ne pas décrire comme précédemment le module émission/réception dans son ensemble, mais plutôt de présenter les principales aspects du procédé LTCC.

### III.1.3. Organisation du projet

En ce qui concerne l'organisation du projet, cinq partenaires européens y prennent part :

- TELITAL UNICOM (Italie) en tant qu'utilisateur final
- ELBASA (Espagne) : pour sa technologie sur substrat organique bas coût
- VTT Electronics (Finlande) : pour sa technologie LTCC
- IRCOM, trois équipes : CREAPE pour son expertise dans la conception d'antenne [18], CSENL pour son expertise dans la conception d'amplificateurs de puissance, et CDM pour son expertise dans le domaine de la conception de circuits passifs

- THALES MICROWAVE (France, Leader) : pour ses compétences dans la conception et la réalisation de modules émission/réception

#### **III.1.4. Inscription de la thèse dans le projet**

**Le travail réalisé au cours de cette thèse dans le cadre de ce projet a pour objectif de proposer et d'optimiser de nouveaux composants réalisés en technologie LTCC. Nous avons travaillé en collaboration étroite avec VTT Electronics [19], un organisme de recherche Finlandais, qui a mis à notre disposition sa technologie standard de fabrication LTCC pour la réalisation de nos circuits.**

Dans un premier temps nous nous sommes intéressés à une transition générique large bande. Notre objectif a été de concevoir une transition entre une ligne microstrip ou coplanaire et une ligne stripline avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, du continu jusqu'à 50 GHz, avec une topologie simple et générique, permettant son utilisation dans de nombreuses applications.

Ensuite, en utilisant cette première transition, nous avons étudié une transition par guide d'ondes, avec l'objectif que le comportement électrique de cette transition soit satisfaisant pour une application de filtrage autour de 40 GHz.

Puis nous nous sommes intéressés à des solutions de filtrage autour de 40 GHz, avec notamment la conception et la réalisation d'un filtre passe-bande deux pôles.

Enfin nous proposons une étude théorique de faisabilité d'un duplexeur à partir du filtre précédemment étudié.

Des réalisations ont été effectuées par VTT Electronics sur les transitions large bande, les transitions par guide d'onde, et les filtres, et ont montré les bonnes performances des circuits et la robustesse de la technologie LTCC pour ce type d'application.

Ces travaux seront présentés en détails dans le chapitre III.

Comme nous l'avons précisé, différentes technologies ont été envisagées dans le cadre de ce projet, et notamment le procédé LTCC. Ainsi nous proposons maintenant de décrire ce procédé.

### **III.2. Description des différentes étapes de conception et de fabrication de modules LTCC**

Pour concevoir des modules hyperfréquences répondant à des exigences de miniaturisation et de bas coût, l'utilisation de la technologie LTCC peut s'avérer être une solution pertinente. Les performances remarquables des circuits millimétriques réalisés par cette technologie et présentés dans la littérature en attestent [21].

LTCC signifie « Low Temperature Cofired Ceramics », soit « Céramiques cuites à basse température » en comparaison avec les matériaux céramiques appelés HTCC, signifiant « High Temperature Cofired Ceramics », soit « Céramiques cuites à haute température ».

Les technologies LTCC et HTCC sont des technologies multicouches similaires, de part leur procédé de fabrication, que nous présenterons dans le paragraphe suivant.

La principale différence, comme leur nom l'indique, réside dans la température de cuisson de l'ensemble des couches. Au cours de leur fabrication, les matériaux céramiques HTCC nécessitent une température de cuisson de l'ordre de 1600°C. Cette température importante impose l'utilisation de métaux présentant une faible conductivité, tels que le tungstène ou le molybdène, pour réaliser les différents conducteurs.

En revanche, lors de la cuisson des matériaux LTCC, une température de l'ordre de 900°C est suffisante. La technologie LTCC est alors plus attrayante que celle HTCC, car elle rend possible l'utilisation de matériaux tels que l'or, l'argent ou le cuivre, présentant une meilleure conductivité, et par conséquent, les pertes métalliques seront moindres dans le système conçu.

### III.2.1. Choix du substrat

Dans un premier temps, avant d'entreprendre la conception d'un module en technologie LTCC, il faut choisir le matériau parmi une large gamme.

Les matériaux LTCC sont constitués d'un mélange de verre, d'alumine, de composés organiques, de solvant... , et selon les proportions de ces éléments, ces matériaux ne présentent pas les mêmes propriétés physiques et électriques. Ainsi de nombreux industriels, tels que Dupont, Ferro et Heraeus proposent leurs matériaux LTCC.

Le tableau suivant (Tableau I. 1) présente des caractéristiques de quelques matériaux LTCC proposés par différents industriels, et disponibles par le procédé technologique de VTT Electronics.

Matériaux	Constante diélectrique	Tangente de perte	Epaisseur des couches après cuisson
DuPont 951 A2	7.8	$1.5 \cdot 10^{-3}$	130 $\mu\text{m}$
Ferro A6-S	5.9	$1.2 \cdot 10^{-3}$	99 $\mu\text{m}$
Heraeus CT 2000	7.9	$2.27 \cdot 10^{-3}$	77 $\mu\text{m}$

Tableau I. 1 : Principales caractéristiques de quelques matériaux LTCC

### II.2.2. La conception

#### II.2.2.1. Modélisation

La modélisation de modules micro-ondes LTCC peut être effectuée à partir de logiciels électromagnétiques de simulations 2D1/2 (exemple : Momentum) quand il s'agit de circuits microondes planaires utilisant par exemple des technologies microruban ou coplanaire, ou de logiciels électromagnétiques de simulations 3D (exemple : HFSS) pour des structures plus complexes.



Les outils de simulation seront présentés plus en détail dans le paragraphe IV de ce chapitre.

### II.2.2.2. Possibilités offertes par la technologie LTCC

La technologie LTCC, qui permet la réalisation de circuits en trois dimensions, offre de larges possibilités d'intégration, et une grande souplesse de dessin au concepteur. Des composants passifs, tels que des inductances, des capacités, ou encore des filtres, peuvent facilement être intégrés, sur un ou plusieurs niveaux, en technologie LTCC. Ces différents éléments peuvent également être insérés dans un unique module multicouche LTCC.

D'autre part, pour les parties actives des systèmes, des circuits intégrés peuvent être reliés au module, par une connectique de type filaire ou flip chip, ces circuits pouvant être positionnés à la surface du module, ou encore à l'intérieur de celui-ci, dans une cavité d'air creusée dans la structure par exemple.

Par ailleurs l'utilisation de vias permet l'interconnexion des différents éléments sur les différentes couches, ou encore d'évacuer la chaleur dégagée par les composants actifs, dans le cas des vias thermiques.

Sur la Figure I. 18 nous pouvons observer un exemple de SOP (System On Package) regroupant quelques possibilités offertes par la technologie LTCC.

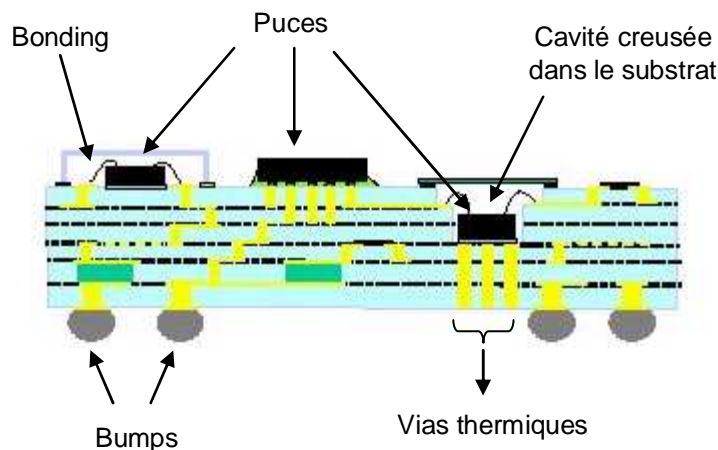
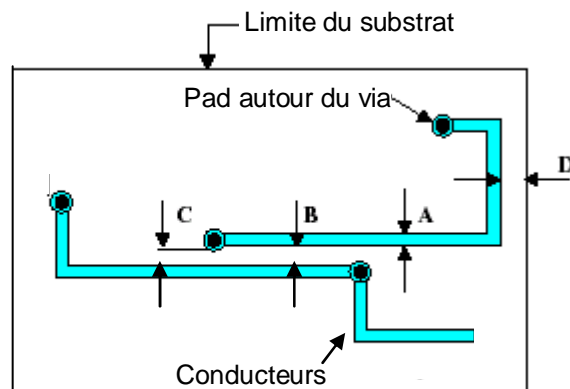


Figure I. 18 : Exemple d'un SOP utilisant le substrat LTCC [19]

### II.2.2.3. Règles de conception

Lors de la modélisation des modules, un certain nombre de règles de dessin doivent être respectées, de manière à garantir la qualité du produit final.

La Figure I. 19 présente quelques règles de conception, issues du « Design guidelines Low Temperature Cofired Ceramics Modules » de chez VTT Electronics [19].



Distances minimales à respecter :

A - Largeur de la ligne conductrice : 150  $\mu\text{m}$

B - Distance entre deux lignes conductrices : 150  $\mu\text{m}$

C - Distance entre une ligne et le pad d'un via : 125  $\mu\text{m}$

D - Distance entre un conducteur et le bord du substrat : 250  $\mu\text{m}$

*Figure I. 19 : Quelques règles de conception sur les conducteurs*

Des distances minimales sont ainsi recommandées entre les conducteurs, et entre les conducteurs et le bord des modules.

La Figure I. 20 présente quelques règles à respecter au niveau des vias : distances minimales entre deux vias d'une même couche ou non, et entre un via et le bord du module.

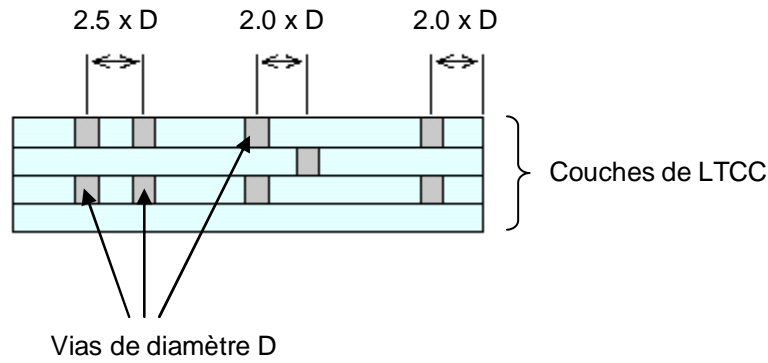


Figure I. 20 : Quelques règles de conception sur les vias

D'autre part, trois diamètres de vias sont disponibles : 100  $\mu\text{m}$ , 150  $\mu\text{m}$  et 200  $\mu\text{m}$ , et il est recommandé de choisir une valeur de diamètre proche de celle de l'épaisseur de la couche.

### III.2.3. Les différentes étapes de la fabrication

Le procédé de fabrication d'un module multicouche utilisant la technologie LTCC est similaire pour tous les fabricants.

Il s'agit d'un procédé de frittage à basse température de feuilles souples de céramiques. Les « Green Tapes » (feuilles de pâte crue) sont préparées de façon mécanique, sérigraphiées à partir d'une technologie couche épaisse établie, laminées ensemble et ensuite frittées (co-cuites) à environ 900°C. Le résultat est un substrat céramique multicouche de haute densité d'interconnexions en trois dimensions.

La Figure I. 21 présente les différentes étapes de ce procédé (source VTT Electronics [19]).

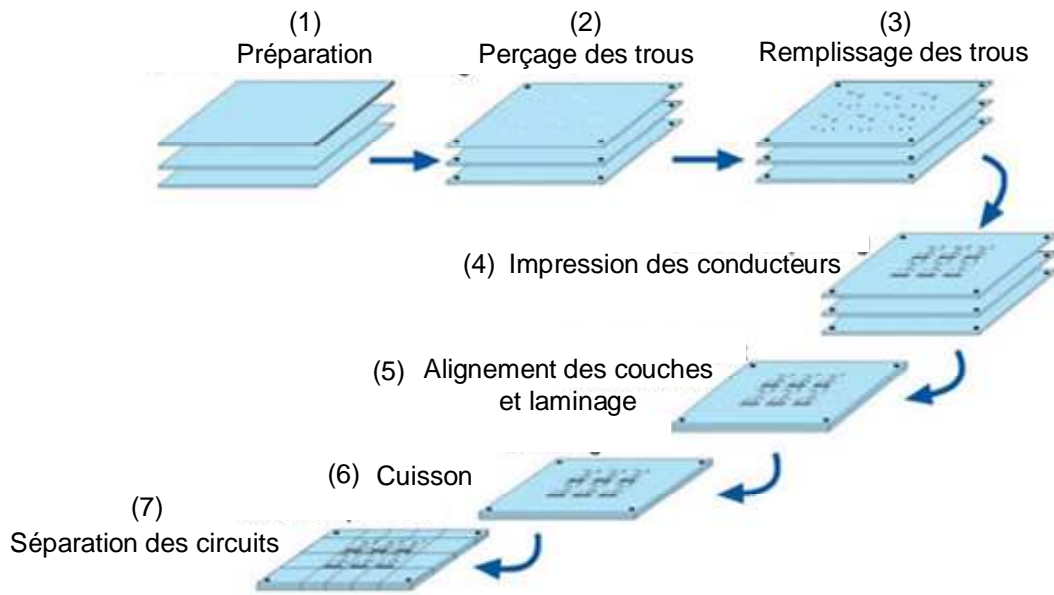


Figure I. 21 : Description des principales étapes de la chaîne de fabrication [19]

### **Etape 1 : Préparation**

Le matériau LTCC se présente sous la forme de feuilles souples, qui sont déroulées, puis découpées au format du circuit. Notons que les feuilles sont marquées par des repères pour permettre par la suite un empilement précis.

### **Etape 2 : Perçage des trous**

Les feuilles sont percées à l'aide d'un laser afin de définir les trous et les cavités.

### **Etape 3 : Remplissage des trous**

Les trous percés à l'étape précédente sont remplis avec une encre conductrice.

### **Etape 4 : Impression des conducteurs**

Les lignes conductrices, les composants passifs et les plans de masse sont imprimés sur les feuilles de LTCC, qui sont ensuite séchées dans une étuve.

### **Etape 5 : Alignement des couches et laminage**

Les feuilles de LTCC sont alignées grâce aux repères posés lors de la première étape, puis empilées, et enfin pressés.

### **Etape 6 : Cuisson**

Les couches de LTCC laminées sont cuites ensemble (une cuisson unique pour toutes les couches) à une température d'environ 900°C. Cette cuisson s'accompagne d'un rétrécissement des couches selon les plans x, y et z, variable selon les matériaux, mais reproductible. Cette propriété est prise en compte lors du design des masques des circuits à réaliser.

Les couches de LTCC forment ainsi un bloc compact et rigide.

### **Etape 7 : Séparation des circuits**

Les surfaces supérieure et inférieure peuvent recevoir l'impression de lignes conductrices ou une connectique, afin de pouvoir intégrer des circuits passifs ou actifs, ou permettre le report du module.

Le procédé technologique décrit ici est un procédé standard ouvert à tous. VTT Electronics développe également des approches amont faisant intervenir différents matériaux (fortes permittivités, ferroélectrique,...), et/ou différentes épaisseurs...

### **III.2.4. Tolérances de fabrication**

VTT Electronics ne donne pas beaucoup d'informations sur les tolérances de fabrication, qui sont, d'une part, variables selon les matériaux et les techniques d'impression des conducteurs, et d'autre part, par comparaison à des dispositifs planaires où les métallisations sont visibles, difficiles à estimer sur un circuit multicouche.

Cependant, dans la publication référencée [20], VTT Electronics présente une étude des tolérances de fabrication sur les largeurs de lignes et de gaps d'un filtre planaire réalisé en Ferro A6-S, sur laquelle nous pouvons notamment remarquer les tolérances suivantes :

- largeur de ligne de 200  $\mu\text{m}$  : +/- 5  $\mu\text{m}$
- gap entre deux lignes de 75  $\mu\text{m}$  : +/- 1 à 9  $\mu\text{m}$

Précisons que nous n'avons pas effectué d'études sur les tolérances lors de ce travail de thèse, mais comme nous le montrerons au cours du Chapitre III, les simulations électromagnétiques et les mesures expérimentales présentent un bon accord, et les tolérances semblent, de ce fait, correctes.

Au cours des paragraphes II et III nous avons décrits les projets de recherche dans lesquels se sont déroulés nos travaux. Nous avons ainsi mis en évidence que dans chacun de ces projets il nous a été indispensable d'utiliser des moyens de simulation électromagnétique puissants, et d'appliquer des méthodologies de conception adaptées.

L'objectif du prochain paragraphe est de proposer une description succincte des outils de simulation utilisés au cours de ces projets.

## **IV. Aide à la conception : l'outil électromagnétique**

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

Comme nous l'avons montré au début de ce chapitre, l'évolution des télécommunications se traduit par une amélioration permanente des performances des systèmes en termes d'augmentation du débit d'informations, forte densité d'intégration, tout en minimisant les coûts de fabrication.

Ainsi, avec la montée en fréquence et la miniaturisation, le packaging est devenu un point critique dans la conception des dispositifs de télécommunication modernes. En effet, la plupart des circuits hyperfréquences sont placés dans un boîtier pour limiter les coûts d'intégration et permettre de les protéger : protection mécanique, protection vis-à-vis d'agents extérieurs tels que l'humidité par exemple, protection contre les rayonnements extérieurs et réciproquement. Or l'augmentation de la fréquence de travail rend les dimensions de ces boîtiers du même ordre de grandeur que la longueur d'onde des fréquences d'utilisation. Des modes de résonances apparaissent alors dans les cavités formées par les boîtiers, et entraînent des dysfonctionnements des dispositifs. Ainsi, dès la phase de conception, pour s'assurer qu'il n'existe pas de modes parasites dans la bande de fréquences d'utilisation, il est nécessaire de réaliser une étude électromagnétique complète des dispositifs. La complexité des modules analysés nécessite alors la mise en place de moyens de simulation puissants et performants (précision et rapidité).

D'autre part, avec l'essor des télécommunications la conception de circuits intégrés complexes (tels que les MMIC : Circuits Intégrés Microondes Monolithiques) se développe. Ces dispositifs performants, présentent des avantages non négligeables telles que la diminution en encombrement, en coût, en poids, et l'intégration de tous les circuits sur un même substrat. Cependant, si ces circuits présentent l'avantage d'être moins chers en production, le coût en développement reste important. En effet la conception de ces systèmes à forte intégration est de plus en plus complexe : des problèmes de connectique sont à considérer et des phénomènes électromagnétiques parasites perturbent dans certains cas, le bon fonctionnement des dispositifs, et engendrent des instabilités. Ces effets perturbateurs peuvent être dus à des résonances de boîtier, mais aussi à des interactions entre éléments proches.

L'utilisation de techniques classiques, telles que les simulations par des logiciels de type circuit, s'avère insuffisante, l'environnement électromagnétique n'étant pas caractérisé. Pour prendre en compte cet environnement, et prévoir son influence sur le comportement du module, des méthodes de simulations hybrides couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits ont été élaborées ces dernières années [16] [23] [24] [25] [30]. Comme nous l'avons montré dans ces différents travaux, l'utilisation de ce type d'analyse permet d'optimiser le packaging des dispositifs testés grâce à l'approche couplée électromagnétique-circuit et donc de diminuer le temps et le coût de conception. Notons que cette analyse permet de considérer

l'environnement électromagnétique de circuits intégrés, mais aussi de différents types d'éléments localisés, passifs ou actifs, tels que, par exemple, des inductances, des résistances, ou encore des transistors, et précisons également que cette approche peut être appliquée à des modules hyperfréquences classiques, comme à des modules opto-hyperfréquences.

L'amélioration considérable des moyens informatiques et des techniques de calcul associées, durant la dernière décennie a contribué à l'évolution des logiciels électromagnétiques, et a donc rendu possible leur utilisation lors de la phase de conception des circuits et modules.

Les méthodes numériques d'analyse électromagnétique sont maintenant un outil incontournable pour obtenir une caractérisation précise et rigoureuse des phénomènes électromagnétiques engendrés au sein des dispositifs complexes. Elles contribuent au développement de ces dispositifs, tout en maintenant des temps de conception satisfaisants aux contraintes de coûts.

L'utilisation de logiciels électromagnétiques et de méthodologies associées peut donc s'avérer efficace et pertinente pour aider à la conception de composants et modules complexes comprenant des domaines couplés actifs et passifs.

Nous pouvons distinguer différentes méthodes permettant la simulation électromagnétique développée dans le domaine temporel, ou dans le domaine fréquentiel, en deux ou trois dimensions.

Les méthodes 2.5D sont dédiées à l'étude de dispositifs planaires et les temps de calcul nécessaires sont en général rapides.

Les méthodes 3D sont des méthodes générales, qui s'appliquent à l'étude de dispositifs en 2D ou 3D, de caractéristiques géométriques et physiques complexes.

L'objectif de ce travail de thèse n'étant pas de développer une méthode numérique, mais de l'appliquer au mieux, nous décrivons très succinctement le logiciel d'analyse électromagnétique EMXD, basé sur la méthode des éléments finis développée dans le



domaine fréquentiel et utilisé au cours de cette thèse. Ce logiciel est développé au sein de l'IRCOM par M. AUBOURG.

Ensuite nous présenterons le principe d'application de la méthode hybride EM-circuit, que nous avons utilisé lors de ces travaux de thèse.

De nombreuses références ([16] [23] [24] [25] [26] [27] [29] [30]) permettront au lecteur de se documenter plus précisément s'il le souhaite.

## **IV.2. Méthode des éléments finis et logiciel EMXD [23] [24]**

La méthode des éléments finis appliquée dans le domaine fréquentiel répond à nos besoins pour caractériser des systèmes hyperfréquences. Le logiciel électromagnétique basée sur cette méthode que nous utilisons, s'appelle « EMXD » ; ce logiciel est développé au sein de l'IRCOM par M. Aubourg [26] [27].

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques, constitués de milieux linéaires, homogènes par morceaux. Cette méthode est basée sur la description géométrique de la structure, par l'intermédiaire de volumes et de surfaces. Les matériaux diélectriques, isotropes ou anisotropes, sont définis par leur permittivité relative  $\epsilon_r$ , leur perméabilité relative  $\mu_r$ , leur conductivité  $\sigma$ , ou encore leur tangente de perte. Ces grandeurs peuvent être réelles (dans le cas de milieux sans pertes), complexes (pour des milieux définis avec pertes) et/ou tensorielles (dans le cas de milieux anisotropes).

D'autre part, avec cette méthode le volume d'étude doit obligatoirement être bornée. Les conditions aux limites peuvent être de différentes natures, telles que des conditions de court-circuit électrique (CCE), des conditions de court-circuit magnétiques (CCM), des impédances de surface, ou encore des couches absorbantes permettant l'étude des systèmes ouverts, comme les couches parfaitement adaptées (PML).

Par ailleurs, des plans de symétrie, définis en court-circuit électrique CCE ou court-circuit magnétique CCM, peuvent également limiter les structures. Les symétries

géométriques permettent de réduire le domaine d'étude, et donc la place mémoire et les temps de calcul.

D'autre part, deux types d'accès sont disponibles dans le logiciel EMXD : les accès distribués et les accès localisés.

Les accès distribués sont obligatoirement situés aux frontières de la structure. Ces accès permettent d'imposer des courants surfaciques traduisant l'excitation de la structure par une section de ligne ou de guide homogène. Une décomposition modale dans ces accès permet d'établir les modes propagatifs et évanescents à une fréquence donnée ; l'utilisateur peut sélectionner le nombre de modes qu'il souhaite prendre en compte dans la simulation.

Contrairement aux accès distribués, les accès localisés peuvent être placés en périphérie de la structure mais également à l'intérieur du module. Ces accès sont linéiques, et sont dits localisés car leur dimension doit être très inférieure à la longueur d'onde d'utilisation. Ils peuvent être utilisés comme excitation localisée d'une ligne de transmission microonde. Dans ce cas, aucun calcul de mode n'est nécessaire, le mode quasi-TEM est automatiquement excité. Ces accès peuvent également être utilisés comme élément de connexion ou interface entre différents domaines distribués passifs et/ou actifs. Dans ce cas ils sont internes au maillage. Nous reviendrons sur ce type d'application qui s'applique à la modélisation hybride de composants et modules, dans le paragraphe suivant.

La méthode des éléments finis consiste à diviser le domaine d'étude en éléments simples : le maillage, en 2D ou 3D, relativement souple, est construit avec des cellules élémentaires triangulaires (en 2D), ou tétraédriques (en 3D), s'adaptant à des structures complexes, comportant par exemple des régions de dimensions inhomogènes. Pour chaque élément, une équation dérivant des équations de Maxwell est résolue.

Le logiciel EMXD ne permet pas la création du maillage, il sert uniquement à la résolution des équations de Maxwell ; pour générer le maillage nous utilisons le logiciel commercial « FLUX HYPER » (mailleur 3D automatique).

Le champ électromagnétique est calculé sur les nœuds de chaque élément constituant le maillage (tétraèdre ou triangle), puis de proche en proche il peut être déduit dans toute la structure. Il existe deux types de formulations : la formulation E consiste en l'écriture des équations qui décrivent le problème en fonction du seul champ électrique, et une fois ce premier calculé, le champ magnétique peut être déduit par dérivation ; d'une manière analogue, en exprimant les équations du champ magnétique, on obtient la formulation H.

Une fois que le système d'équations algébriques décrivant le système est obtenu, il peut être résolu de deux façons différentes : en « oscillations libres » ou « oscillations forcées ». La résolution en oscillation libre permet d'accéder, en l'absence d'excitation, aux fréquences de résonances propres de dispositif blindé, aux répartitions de champs électromagnétiques, ainsi qu'au facteur de qualité à vide de la structure. Dans le cas de la résolution en oscillations forcées les accès d'excitation du dispositif doivent être considérés. Cette résolution permet la détermination des paramètres [S] généralisés dans les différents accès du dispositif pour une fréquence de fonctionnement donnée, en considérant ou non les pertes diélectriques et/ou métalliques. Elle permet également de déterminer la répartition des champs électromagnétiques dans la structure selon les conditions d'excitation et de fonctionnement.

L'un des avantages de la méthode des éléments finis est la grande souplesse conférée au maillage par la forme tétraédrique des cellules élémentaires ; elle permet ainsi l'étude de structures complexes, et par conséquent, est parfaitement adaptée pour traiter les problèmes d'interconnexion, de packaging (résonances de boîtier) lors de la conception de modules hyperfréquences. Cependant, elle nécessite en contrepartie, d'importants moyens informatiques en terme de place mémoire. Le problème récurrent des années passées concernant le temps de calcul a été résolu en couplant notre outil d'analyse à une technique de paramétrisation en fréquence par approximation de Padé [28]. Dans ce cas, au lieu d'effectuer une simulation électromagnétique à chaque fréquence de la bande d'analyse, une seule simulation électromagnétique est effectuée en milieu de bande puis la réponse du dispositif sur l'ensemble de la bande est obtenue par la technique de paramétrisation en fréquence. Notons ici que cet outil a été développé dans le cadre d'une collaboration CNES-CADOE-IRCOM.

Par ailleurs, le logiciel EMXD offre également des possibilités telles que l'analyse par segmentation [16] ou les accès numériques [29], qui permettent notamment l'étude de structures complexes multi-échelles en subdivisant le volume d'étude, ou encore des simulations thermiques [16], couplées ou non aux simulations électromagnétiques.

Comme nous le verrons par la suite, ce logiciel a été utilisé seul pour la conception des structures passives décrites aux chapitres II et III, par contre pour l'analyse du packaging des modules émetteur/récepteur optoélectronique, nous l'avons associée à une modélisation hybride couplant des analyses électromagnétiques et circuits.

### **IV.3. Méthode d'analyse hybride couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits [16] [23] [25] [30]**

La méthode d'analyse hybride est une méthode couplant un logiciel de calcul électromagnétique (2D ou 3D, commercial ou académique), caractérisant l'environnement électromagnétique distribué du dispositif, à un logiciel de type circuit, permettant la prise en compte de domaines localisés (ou considérés comme tels) passifs (capacité, inductance, résistance...) ou actifs (transistors, MMIC...). Précisons que ce type d'approche fait l'objet de travaux depuis 1998 à l'IRCOM [31] [32].

Un des objectifs de cette méthode est de prendre en compte les effets de l'environnement électromagnétique sur la réponse du module et de contribuer à l'optimisation de celui-ci.

Dans le cadre de cette thèse nous avons utilisé le logiciel EMXD pour les analyses électromagnétiques et le logiciel commercial HP ADS [33] pour les analyses circuit.

Considérons, à titre d'exemple, et pour présenter les différentes étapes de la méthode d'analyse le module ci-après (Figure I. 22) :

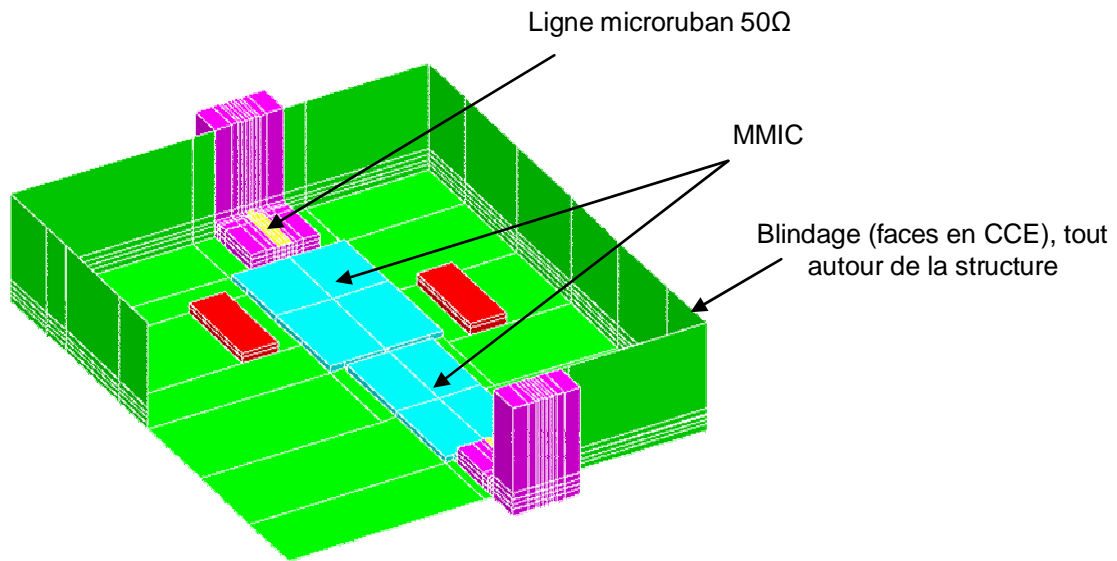


Figure I. 22 : Maillage d'une module [34]

### IV.3.1. Maillage d'un module

Le maillage d'un module est réalisé, comme nous l'avons précisé précédemment, à l'aide du logiciel commercial FLUX HYPER. Sur la Figure I. 22, est représenté le maillage du module que nous utilisons pour présenter cette méthode d'analyse ; ce module comporte deux circuits MMICs. Ces circuits ne sont en fait pas intégrés à cette représentation : seul leur emplacement est considéré par l'intermédiaire d'un bloc de diélectrique, représentatif de leur dimensions, topologie et propriétés diélectriques. Des accès localisés sont situés aux ports d'entrée/sortie de ces MMICs, comme nous pouvons l'observer sur la Figure I. 23. Ils permettront par la suite de connecter les réponses de ces puces à l'environnement électromagnétique distribué.

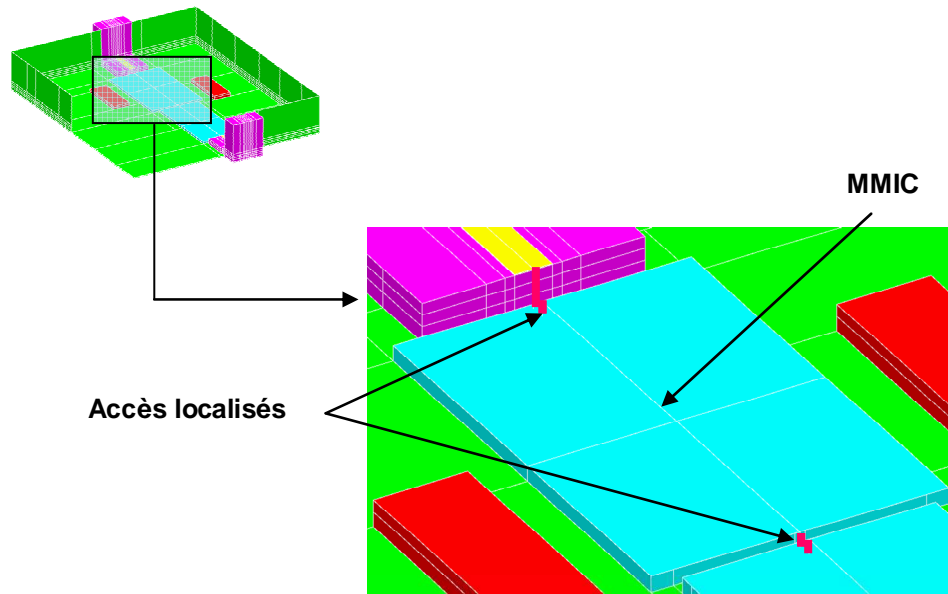


Figure I. 23 : Position des accès localisés

D'autre part, les faces comportant des propriétés spécifiques (CCE, CCM, accès distribués), et les lignes pour les accès localisés, sont référencées, ainsi que tous les volumes. Notons que le module est entièrement blindé (CCE sur toutes les faces externes).

Le maillage est ensuite exporté pour être traité par le logiciel électromagnétique.

#### IV.3.2. Simulation électromagnétique

La simulation électromagnétique est réalisée à l'aide du logiciel EMXD. Dans notre cas elle est effectuée en oscillations forcées, afin d'obtenir les paramètres  $[S]$  aux accès du dispositif, pour chaque point de fréquence souhaité.

Les propriétés des volumes (permittivité et perméabilité relatives...), ainsi que des faces référencées sous FLUX HYPER (CCE, accès...), mais aussi des accès localisés doivent être déclarées. Ensuite nous pouvons effectuer la simulation électromagnétique. Cette simulation nous permet d'obtenir une matrice de paramètres  $[S]$ , dite matrice  $[S_G]$  généralisée. Elle comprend  $n$  accès,  $n$  représentant le nombre total d'accès (distribués et localisés) utilisés.

### IV.3.3. Modélisation hybride

La modélisation hybride consiste à chaîner sous un logiciel de type circuit les paramètres de répartition décrits par la matrice  $[S_G]$  généralisée, avec les réponses actives des MMICs, décrits sous la forme de paramètres  $[S]$ ,  $[Z]$  ou  $[Y]$ . Sur la Figure I. 24 nous pouvons observer les boîtes de paramètres  $[S]$  des MMICs connectées à celle de la simulation électromagnétique.

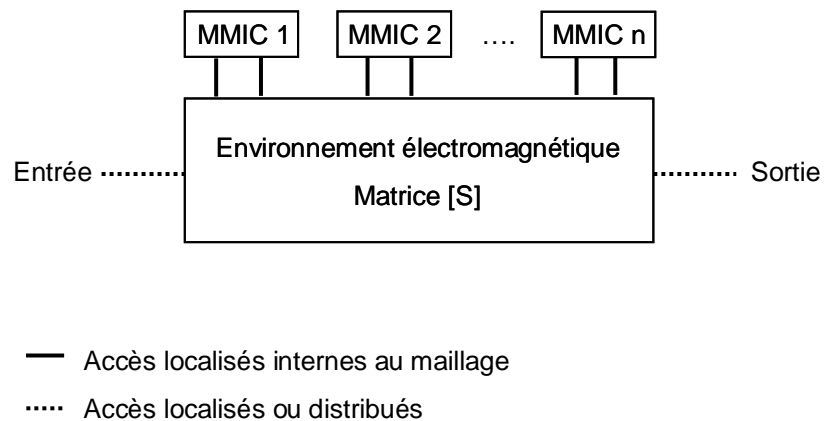


Figure I. 24 : Modèle hybride (EM-circuit) du dispositif de test

Cette dernière simulation permet ainsi de prendre en compte l'influence de l'environnement électromagnétique (résonances, couplages parasites...) sur la réponse des puces, et donc de l'ensemble du comportement du module packagé. Comme nous l'avons précisé, le chaînage entre la matrice  $[S_G]$  et les éléments actifs s'effectue par un logiciel circuit. Il est donc possible par la suite d'appliquer au modèle hybride du dispositif testé, l'ensemble des fonctionnalités du logiciel circuit (étude de stabilité, analyse non linéaire...).

L'approche hybride s'applique donc à une large variété de dispositifs à différents niveaux, composants, circuits et modules pour des applications RF et optoélectroniques [35]. Elle peut être utilisée comme outil d'expertise pour identifier des dysfonctionnements après réalisation, ou comme outil d'aide à la conception efficace et rigoureux avant la phase de réalisation. L'approche hybride contribue ainsi à une réduction des dispositifs de test par une meilleure appréhension des phénomènes physiques régissant le fonctionnement d'un dispositif donné.

## V. Conclusion

Lors d'un premier point nous avons montré que le désir et le besoin de faire évoluer les systèmes de télécommunications n'est pas un phénomène récent. Cette évolution tend aujourd'hui à augmenter le niveau d'intégration et la fréquence de travail, tout en minimisant les coûts de production. **Les projets HEMERODE et LOTTO illustrent cette évolution.** Le projet HEMERODE vise à réaliser un couple de modules émetteur-récepteur pour des liaisons par fibres optiques haut-débit (50 Gb/s) et longue distance. Le projet LOTTO se propose de concevoir un couple de modules émetteur-récepteur pour des liaisons hertziennes à 40 GHz, en utilisant notamment une technologie d'intégration bas coût, la technologie LTCC.

**La cohérence du travail de thèse présenté dans ce manuscrit s'appuie sur les points communs de ces deux projets.** Dans les deux cas, pour répondre aux différents critères d'intégration, de performances, d'innovation, nous avons appliqué des méthodologies de conception adaptées aux besoins et aux dispositifs testés. Une modélisation hybride a ainsi été utilisée pour proposer des solutions de packaging des modules optoélectroniques. Les méthodologies de conception décrites dans ce mémoire sont basées sur un outil d'analyse électromagnétique en trois dimensions. En effet l'évolution des moyens informatiques permet aujourd'hui la mise en œuvre de méthodes d'analyse de plus en plus performantes, et ces méthodes sont devenues incontournables pour le développement et l'optimisation des systèmes de télécommunication hautes fréquences et optoélectroniques.

Dans le second chapitre de ce manuscrit, nous détaillerons les études effectuées dans le cadre du projet HEMERODE. Ces études portent d'une part sur l'optimisation du fonctionnement d'un modulateur électro-optique sur niobate de lithium, et d'autre part sur le packaging du module récepteur.

Dans le troisième chapitre nous présenterons les études effectuées dans le cadre du projet LOTTO, et plus précisément nous aborderons la conception de transitions et solutions de filtrage en technologie multicouche LTCC.



## CHAPITRE II

*Aide à la conception de modules opto-électroniques  
dans le cadre du projet RNRT HEMERODE*



## I. Introduction

Le projet RNRT HEMERODE (HEmt Métamorphique pour Emetteur et Récepteur Optoélectroniques à haut DEbit), présenté au cours du premier chapitre, se propose de développer un couple de modules émission/réception optoélectroniques, basés sur la microélectronique HEMT métamorphique InP, qui soient à la fois conformes aux spécifications des systèmes optiques 50 Gbit/s, et compatibles avec un développement industriel.

Au-delà de l'amélioration des performances apportée par l'utilisation de la microélectronique HEMT, il est également important d'adapter les circuits micro-électroniques issus de cette technologie aux composants optiques avec lesquels ils s'interfacent et d'améliorer également les performances des boîtiers, en terme de packaging. Nous nous intéresserons plus particulièrement à ces derniers points.

Ce projet vise ainsi la réalisation de dispositifs performants : l'émetteur faisant l'objet de ce projet se réduit à un amplificateur large bande (driver) modulant un convertisseur optoélectronique de type Mach-Zehnder sur niobate de lithium, et le récepteur se compose d'une photodiode cascadée avec un amplificateur trans-impédance.

Dans le domaine des composants optiques, le modulateur au niobate de lithium, qui est proposé pour équiper le module émetteur du projet HEMERODE, est reconnu comme étant un composant optique particulièrement bien adapté pour les liaisons très longues distances. Cependant, les modulateurs actuellement disponibles ont encore trop de pertes électriques, ce qui amène à des tensions de commande encore élevées. Ainsi, un des objectifs du projet HEMERODE est la réalisation de modulateurs en niobate de lithium selon une nouvelle architecture proposée par la société Photline.

L'optimisation des fonctions électrooptiques d'émission et de réception, en étudiant particulièrement l'association des éléments électroniques et opto-électroniques, est un axe fort de développement retenu pour le projet HEMERODE. En effet, le précédent projet RNRT ERMIONE a clairement démontré, pour augmenter les performances de la liaison, l'intérêt d'intégrer dans des mêmes boîtiers, « driver + modulateur » d'une part, et « photodiode + amplificateur transimpédance », d'autre part.

Notons que dans le but d'optimiser les résultats pour atteindre l'objectif visé, le projet HEMERODE a été découpé en deux phases : la première phase est une phase exploratoire pour valider les choix technologiques, et la deuxième phase permet l'amélioration et l'optimisation des dispositifs.

**Dans le cadre du projet RNRT HEMERODE notre travail s'est ainsi articulé autour de deux axes.**

**Nous avons, d'une part, apporté une contribution concernant le dimensionnement de la ligne micro-onde du modulateur en niobate de lithium en terme d'adaptation, afin d'optimiser son comportement purement micro-onde, et également en terme de topologie pour obtenir un meilleur couplage entre la ligne et les guides optiques en coupe X ou Z.** Dans ce cas, un travail particulier a été effectué en collaboration étroite avec la société Photline autour de la topologie du conducteur central et des lignes de masse, et de l'influence des choix technologiques, afin d'optimiser l'indice effectif micro-onde de la ligne tout en maintenant des performances optimales.

**D'autre part, le second axe du travail mené lors de la première phase a concerné l'aide au packaging des modules émission et réception en étroite collaboration avec les sociétés Photline et Opto+.** Cette étude a consisté notamment à identifier les causes et les effets des perturbations électromagnétiques au sein des modules (couplages parasites, modes de résonances...), par une approche hybride couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits (cf chapitre 1). Cette étude nous a permis notamment d'anticiper ces comportements parasites dans la seconde phase du projet et donc de proposer des solutions de packaging adaptées, telles que des topologies particulières des modules, l'utilisation de micro-cavités, l'encapsulation des lignes et/ou des connexions qui sont sources de rayonnement électromagnétique.

Ainsi, dans un premier point nous allons présenter les différentes études effectuées au niveau du module émission, et plus exactement sur le modulateur en niobate de lithium, et dans un second point, nous aborderons le packaging du module photorécepteur.

## **II. Modulateur électro-optique dans le projet HEMERODE**

### **II.1. Introduction**

L'étude présentée ici concerne la conception et la modélisation du modulateur électrooptique, élément de base du projet HEMERODE. La conception du modulateur, basée sur la modélisation de différentes parties, optiques et microondes, doit permettre d'atteindre les performances requises. La partie modélisation optique est prise en charge par Photline, et la partie micro-onde par l'IRCOM en collaboration avec Photline.

En accord avec la société Photline, nous ne présenterons pas en détail les topologies et dimensions des dispositifs retenus. Seules les tendances comportementales seront évoquées.

Nous allons présenter dans ce paragraphe les différentes études effectuées sur le modulateur électro-optique. Dans la première phase du projet, il s'agit d'études sur des modulateurs single-drive en coupe X et en coupe Z, pour lesquels nos travaux ont porté d'une part sur la ligne coplanaire du modulateur (géométrie et dimensionnement de la ligne active, et étude de la transition driver/modulateur), et d'autre part sur le packaging du module. Dans la seconde phase du projet nous avons travaillé sur un modulateur dual-drive en coupe Z, et plus précisément sur le dimensionnement de la ligne active, le couplage entre les deux lignes coplanaires, et les tapers d'entrée.

### **II.2. Etudes réalisées au cours de la première phase du projet**

#### **II.2.1. Introduction - Description du modulateur-driver co-packagé**

En l'état actuel les modulateurs électrooptiques sont basés sur une structure comme décrite sur la Figure II. 1.

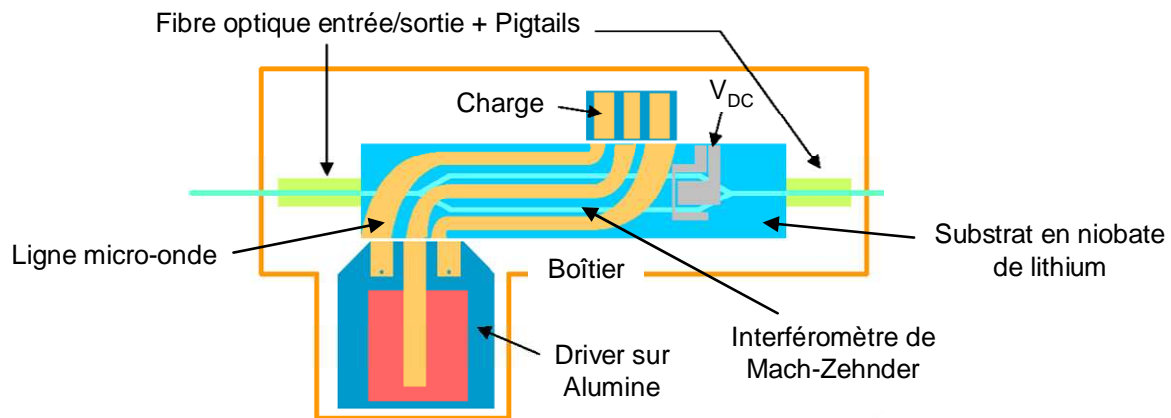


Figure II. 1: Schéma du modulateur-driver co-packagé actuel (Schéma Photline)

Il s'agit d'un interféromètre de type Mach-Zehnder intégré sur un substrat de niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ), placé sous un circuit microonde. Cette ligne microonde, de type coplanaire, est excitée par un driver sur alumine et terminée par une charge en extrémité, adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne RF permettant de supprimer les réflexions en sortie. Le circuit optique est connecté en entrée et en sortie par deux fibres optiques. L'ensemble est encapsulé dans un même boîtier.

Dans le cadre du projet HEMERODE, une solution proposée consiste à supprimer la courbure de la ligne micro-onde pour la transférer sur le circuit optique, comme le décrit la Figure II. 2. L'intérêt de cette configuration est d'augmenter la bande passante électrique, en diminuant les pertes engendrées par la courbure micro-onde. Par ailleurs les paramètres des autres sections du circuit micro-onde seront également étudiés et modélisés afin d'augmenter encore les performances de la structure complète.

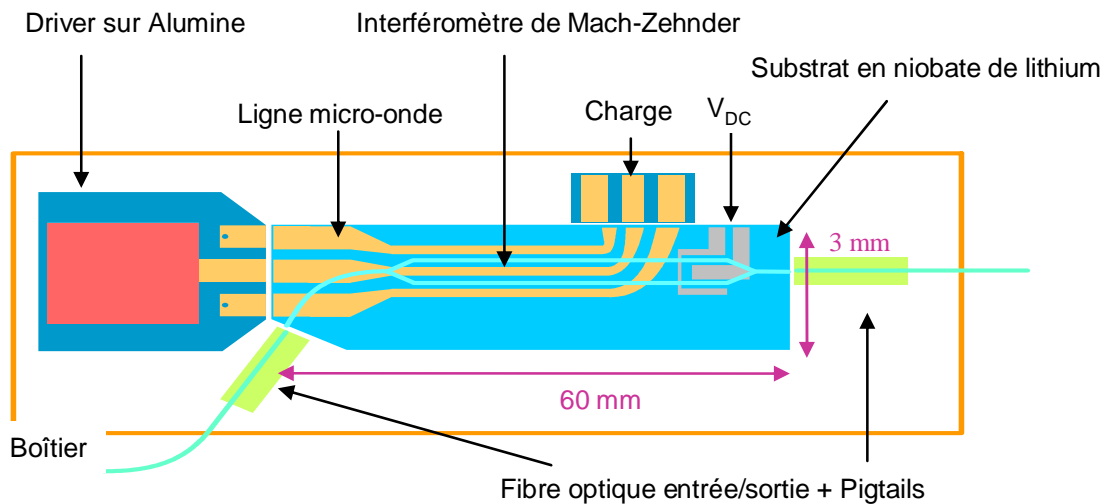


Figure II. 2 : Schéma du modulateur-driver co-packagé étudié (Schéma Photline)

Comme nous pouvons l'observer sur la Figure II. 2, la transition driver-modulateur se fait directement dans l'axe de la ligne active de modulation. L'injection de la lumière dans l'interféromètre est réalisée quant à elle, à travers un guide optique courbe.

Nous pouvons décomposer la structure en différentes sections optiques et micro-ondes, comme le présente la Figure II. 3, qui doivent répondre chacune à des exigences précises que les modélisations optiques et électro-magnétiques doivent prendre en compte.

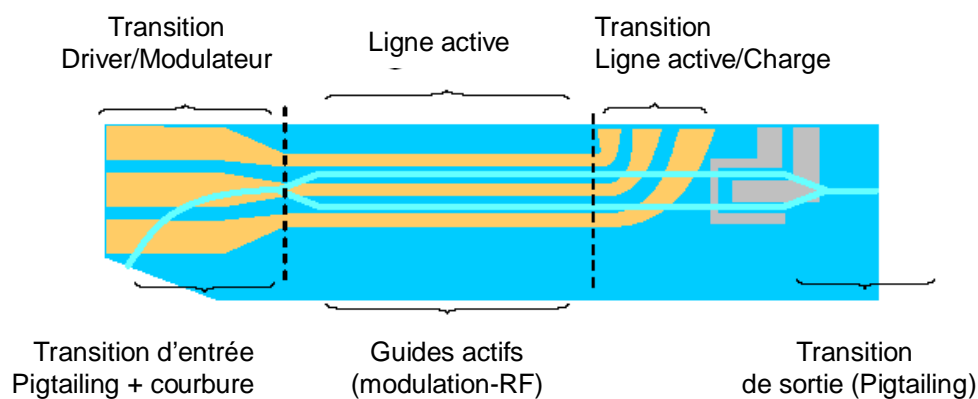


Figure II. 3 : Décomposition en sections optiques (en bas du schéma) et micro-ondes (en haut) du modulateur (Schéma Photline)

La modélisation d'une telle structure comporte des simulations optiques, des simulations micro-ondes, et éventuellement la modélisation d'un point de vue packaging de l'ensemble. La modélisation du circuit optique est effectuée par Photline, et celle micro-onde est prise en charge par l'IRCOM, en collaboration avec Photline.

Notre travail a donc concerné, d'une part, la transition driver-modulateur, qui doit assurer l'adaptation d'impédance. Une attention particulière à la diminution des pertes a été portée dans cette modélisation, notamment par le biais d'études de structures de type « tapers » et « pads de connexion ». D'autre part, nous avons effectué différentes études sur la ligne active de modulation, qui, comme nous le verrons, doit engendrer des tensions de commande les plus faibles possibles, assurer l'accord d'indice optique et micro-onde, et présenter des pertes de propagation faibles tout en maintenant une impédance caractéristique de l'ordre de  $40 \Omega$  (imposée par les contraintes liées aux dimensions des guides optiques et de la ligne RF). Enfin, nous avons également travaillé sur le packaging du modulateur-driver co-packagé.

### II.2.2. Etudes sur la ligne active du modulateur électrooptique

Notre travail sur la ligne active du modulateur a consisté à calculer l'intensité du champ électrique dans la région du guide optique, et à optimiser le couplage entre la ligne active et les guides optiques, par simulations électromagnétiques. Ce couplage sera optimal si les indices effectifs optique et micro-onde sont identiques.

Lors de cette optimisation, nous avons cherché à obtenir, pour un indice effectif micro-onde  $n$  compris entre 2.14 et 2.16, correspondant à celui du guide optique, une énergie électrique maximale dans la zone d'interaction optique/microonde, afin d'optimiser le couplage entre ces grandeurs. Dans le cas d'un modulateur en coupe X (cas étudié), cette zone se situe sous les gaps des lignes coplanaires, et dans le cas de la coupe Z, elle se situe sous les électrodes (se référer au Chapitre I). Lors des simulations électromagnétiques nous n'avons pas directement accès à l'indice effectif  $n$ , mais à la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  du milieu ; notons la relation entre ces deux grandeurs :

$$\epsilon_{\text{eff}} = n^2 \tag{II.1}$$



Notons par ailleurs que la permittivité effective est déduite de la constante de propagation  $\beta$ , calculée directement par le logiciel, à une fréquence d'utilisation  $f$  donnée :

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{v \cdot \beta}{2\pi \cdot f} \quad (II.2)$$

avec  $v$  la vitesse de propagation de l'onde.

Pour optimiser le couplage entre la ligne RF et les guides optiques nous avons travaillé sur la géométrie de la ligne, et fait varier différents paramètres, comme nous allons le présenter. Mais dans un premier temps, nous avons validé les simulations électromagnétiques, effectuées dans un nouveau contexte électro-optique.

### II.2.2.1. Validation du modèle

La méthode choisie pour modéliser le modulateur est la méthode des éléments finis, à l'aide du logiciel EMXD (décrit au chapitre 1), appliquée en deux et trois dimensions.

L'étude de la ligne RF dans la région active du modulateur est effectuée préalablement en deux dimensions. Cette modélisation est présentée sur la Figure II. 4.

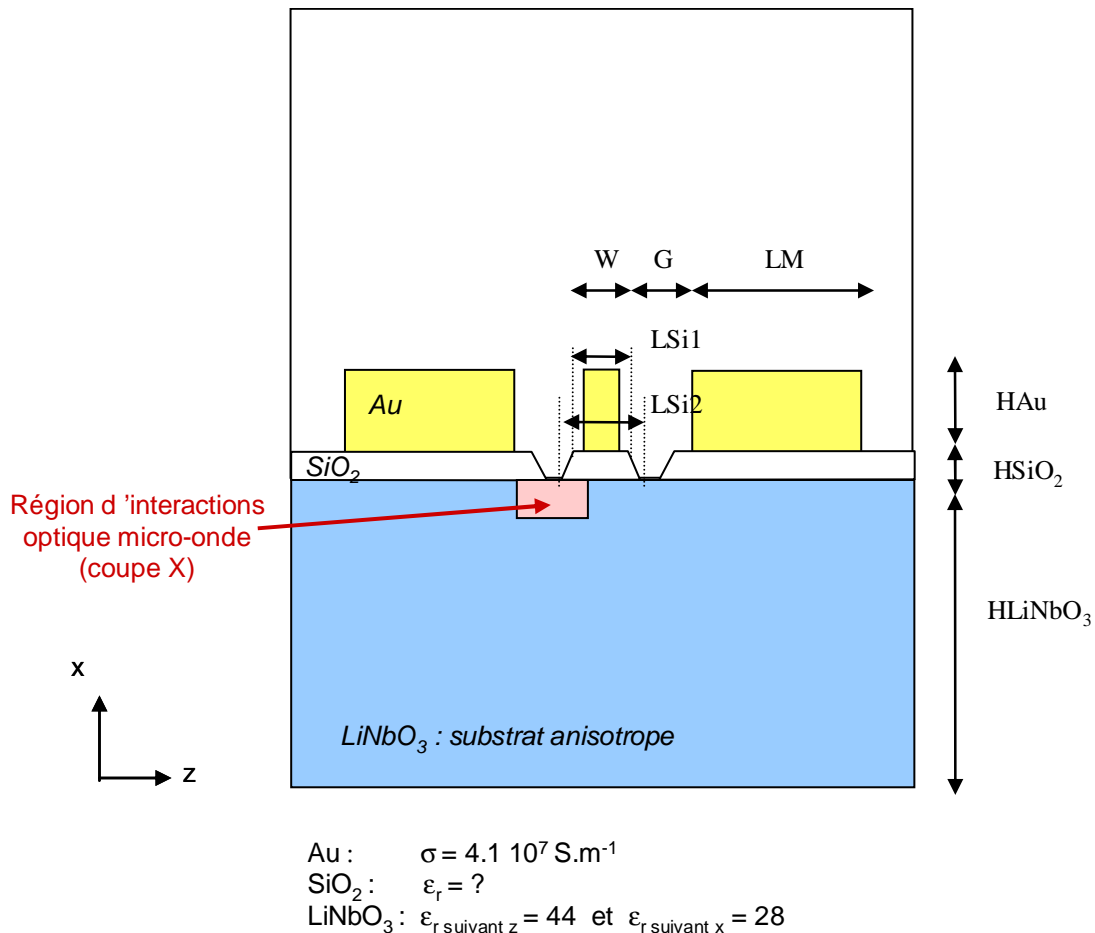


Figure II. 4 : Modélisation 2D de la ligne active, coupe transversale

Cette modélisation représente une section de la ligne active du modulateur en coupe X : il s'agit d'une ligne coplanaire en or, définie par la largeur de sa ligne centrale  $W$ , le gap  $G$  entre cette ligne et la masse, les largeurs des électrodes de masse  $LM$ , et l'épaisseur des métallisations  $HAu$ . Cette ligne est déposée sur une couche de silice  $SiO_2$ , d'épaisseur  $HSiO_2$ , elle-même déposée sur un substrat de niobate de lithium ( $LiNbO_3$ ), d'épaisseur  $H LiNbO_3$ . Nous pouvons remarquer dans notre cas, que, pour se donner des paramètres d'optimisation en plus des dimensions de la ligne RF, la couche de silice n'est pas uniforme, mais en forme de trapèze sous l'électrode centrale, dont nous définissons les largeurs  $LSi1$  et  $LSi2$ . Notons que dans le cas de la coupe X les guides optiques sont situés sous les gaps de la ligne coplanaire dans le niobate de lithium. Nous définissons ainsi une région d'interaction optique/micro-onde comme présentée sur la Figure II. 4.

Les caractéristiques suivantes sont considérées pour modéliser les différents matériaux :

## Chapitre II

- Or (Au) : la conductivité est de  $4,1 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$
- Silice ( $\text{SiO}_2$ ) : de permittivité relative, qui n'est qu'approximativement connue, voisine de 4
- Niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ) : les permittivités relatives sont 44 suivant l'axe z et 28 suivant l'axe x (substrat anisotrope)

Le domaine d'étude est borné par des conditions de mur électrique, et les métallisations en or sont maillées pour prendre en compte l'effet de peau. En première approximation, nous ne considérerons pas les pertes diélectriques dans la silice.

En début d'étude, la valeur de la permittivité relative de la silice  $\text{SiO}_2$  n'étant connue qu'approximativement, nous avons cherché à connaître cette valeur avec une meilleure précision. En effet, comme nous le verrons, la couche de silice influence le comportement de la ligne RF que nous cherchons à optimiser.

La première étape de notre travail est donc, pour valider le modèle 2D présenté sur la Figure II. 4, de déterminer précisément la valeur de la permittivité relative de la silice, à l'aide de mesures fournies par Photline, pour lesquelles les caractéristiques du modèle sont décrites sur la Figure II. 5. Cette configuration de structure a été fournie par Photline à partir d'études antérieures pour lesquelles des comportements satisfaisants avaient été obtenus.

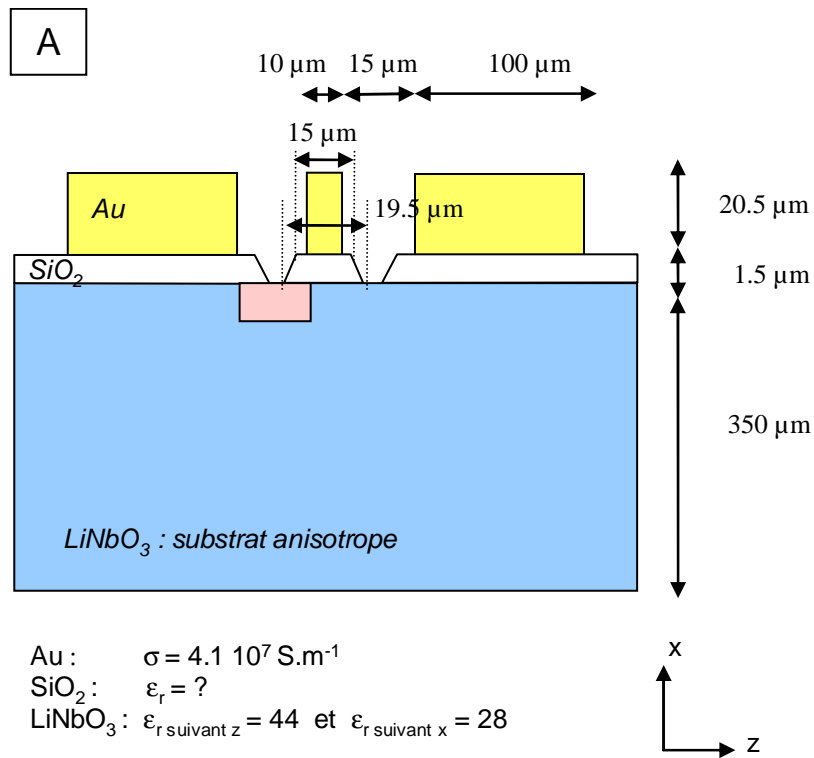


Figure II. 5 : Modèle utilisé pour déterminer la permittivité relative de la silice –  
Configuration A

Les dimensions de la ligne coplanaire et de la couche de silice présentées sur la Figure II. 5 sont des dimensions dans les ordres de grandeur classiquement utilisés pour la conception de modulateurs électro-optiques à 40 Gb/s. Nous pouvons mentionner les encadrements suivants généralement employés :

$$0.75 < \text{HSiO}_2 < 1.5 \quad (\mu\text{m})$$

$$15 < \text{HAu} < 23 \quad (\mu\text{m})$$

$$15 < \text{Gap} < 25 \quad (\mu\text{m})$$

Notons par ailleurs que l'impédance caractéristique présentée par de telles lignes coplanaire est de l'ordre de 36-40  $\Omega$ , et non de 50  $\Omega$  (ordre de grandeur de l'impédance caractéristique du driver auquel elle est connectée). Il s'agit en effet avant tout de concevoir un modulateur efficace, et pour ce faire un compromis entre les différents paramètres (largeur de la ligne chaude, des gaps entre cette ligne et la masse, l'épaisseur de la couche de silice...) doit être trouvé de manière à obtenir un recouvrement électro-optique et une tension demi-

onde satisfaisants. Comme nous le montrerons chaque paramètre influence ces critères, et des valeurs comprises dans les encadrements ci-dessus permettent de répondre à nos exigences. Pour revenir à l'impédance caractéristique, on cherche à ce quelle soit la plus élevée possible, mais à condition que le recouvrement électrooptique soit dans un premier temps satisfaisant.

La Figure II. 6 présente les isovaleurs du champ E correspondantes au modèle présenté sur la Figure II. 5. Nous observons bien une configuration classique des champs pour un mode coplanaire de ligne micro-onde.

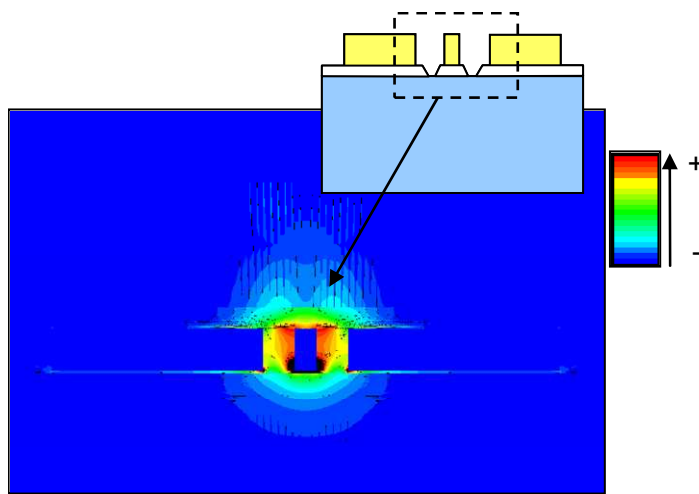


Figure II. 6 : Isovaleurs du champ E

Donc à partir de mesures en fonction de la fréquence [5-25 GHz], de l'indice effectif de la ligne micro-onde réalisée par Photline, pour un modèle de ligne, nous avons effectué différentes simulations électromagnétiques de ce modèle pour lesquelles nous avons fait varier la valeur de la permittivité de la silice. Nous cherchons ainsi à trouver une concordance suffisante entre les indices effectifs théoriques et expérimentaux nous permettant de déduire avec suffisamment de précision la valeur de la permittivité relative de la silice utilisée dans le procédé technologique développé par Photline. La courbe présentée sur la Figure II. 7 montre que cette valeur est proche de 5.5. Cette valeur semble assez éloignée des valeurs tabulées (4.2) ; nous la considérerons toutefois dans la suite de cette étude.

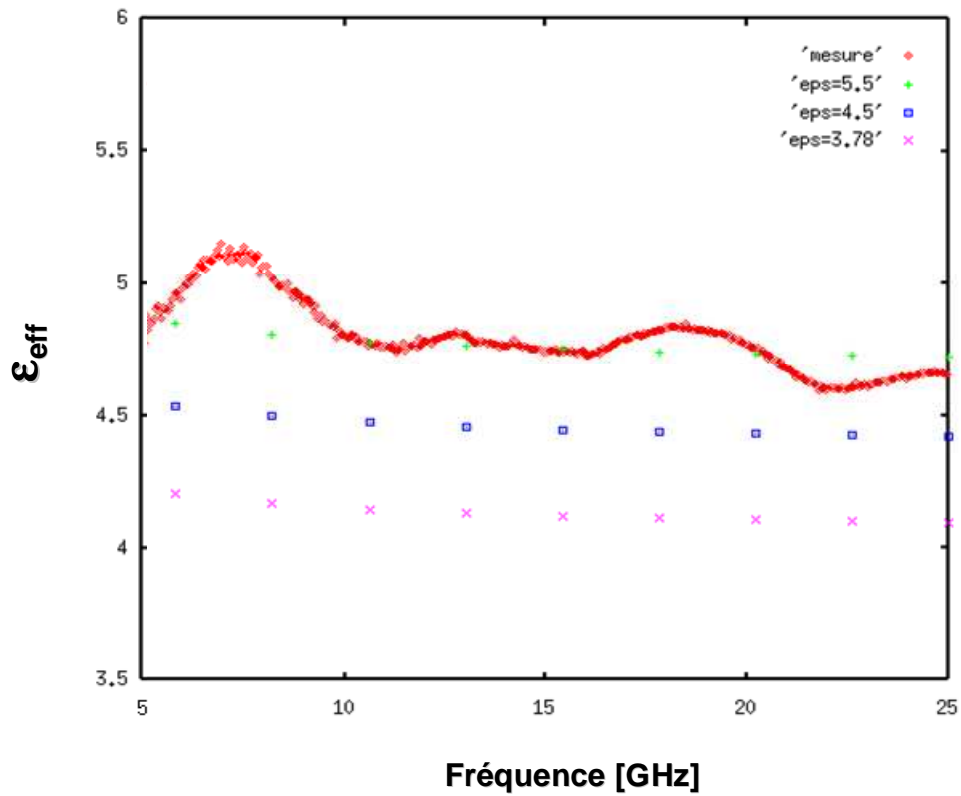


Figure II. 7 : Evolution de l'indice effectif de la ligne micro-onde en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité relative de la silice, comparé au résultat de mesures obtenu pour le même modèle

La modélisation de la ligne active est ainsi validée, et fiable pour l'optimisation de la géométrie de la ligne. Notons par ailleurs que le blindage de la structure a été optimisé de manière à ne pas influencer les réponses : par exemple la hauteur du capot est suffisamment importante pour qu'il n'y ait pas d'interactions avec la ligne coplanaire.

Nous allons donc maintenant nous intéresser à l'optimisation de la ligne active, de manière à obtenir un couplage RF/optique maximum.

### II.2.2.2. Etudes de différentes configurations

Nous avons effectué différentes simulations en deux dimensions à partir de la structure présentée sur la Figure II. 5, que nous appellerons configuration A, en modifiant la géométrie

de la ligne, ainsi que les dimensions, afin d'obtenir un indice effectif micro-onde égale à l'indice optique, soit de l'ordre de 2.16. Tous les résultats que nous allons présenter sont obtenus à la fréquence 20 GHz. Notons que nous considérons la permittivité relative de la silice égale à 5.5.

Nous allons décrire, dans un premier temps, les configurations étudiées les plus significatives. Nous présenterons ensuite leurs comportements dans le Tableau II. 1. Différents paramètres sont ainsi analysés : la permittivité effectif  $\epsilon_{\text{eff}}$ , l'indice effectif  $n_{\text{eff}}$ , l'énergie électrique qui est considérée dans la zone d'interaction située dans le substrat suivant l'axe Oz, favorable au couplage RF/optique, et l'ordre de grandeur de l'impédance caractéristique de la ligne.

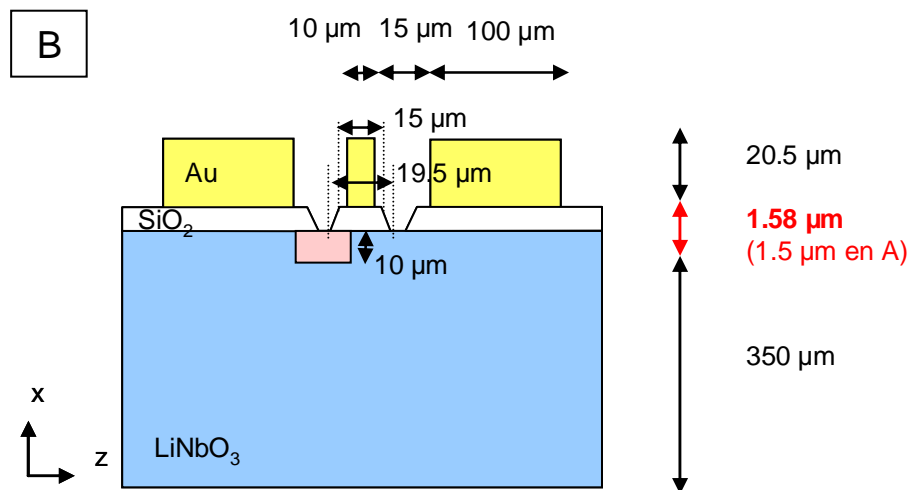


Figure II. 8 : Configuration B – Modification de l'épaisseur de la couche de silice par rapport à la configuration A

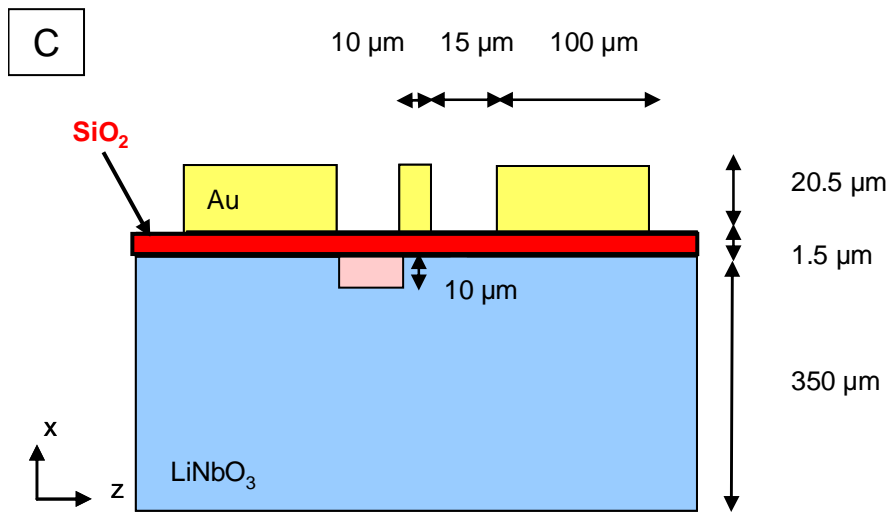


Figure II. 9 : Configuration C – Couche de silice uniforme

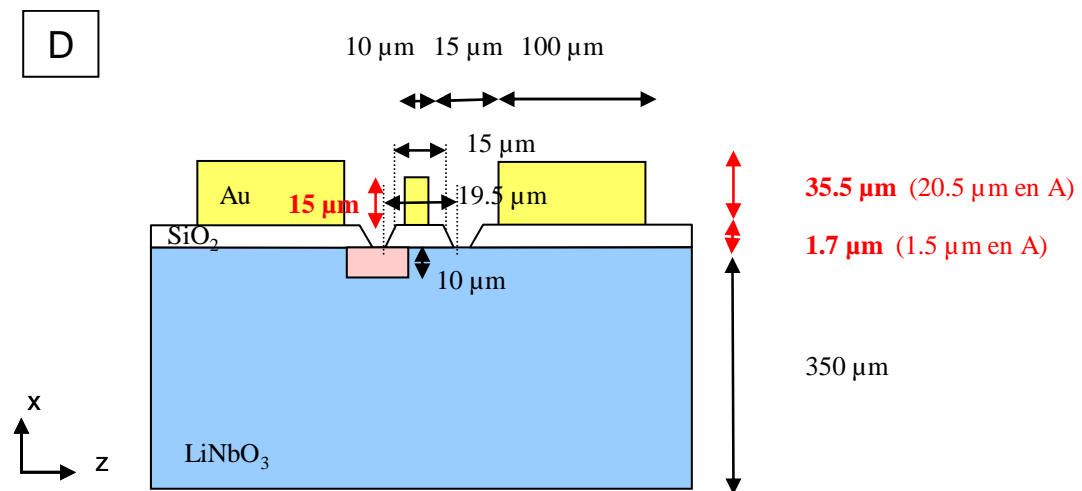


Figure II. 10 : Configuration D – Modification de l'épaisseur de la ligne centrale



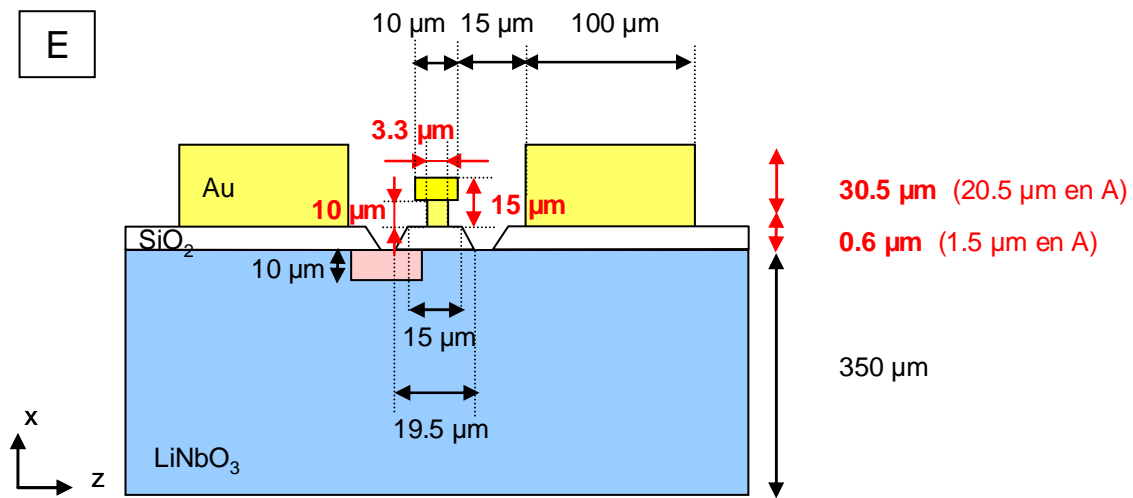


Figure II. 11: Configuration E – Modification de la géométrie de la ligne centrale, et de l'épaisseur de métallisation

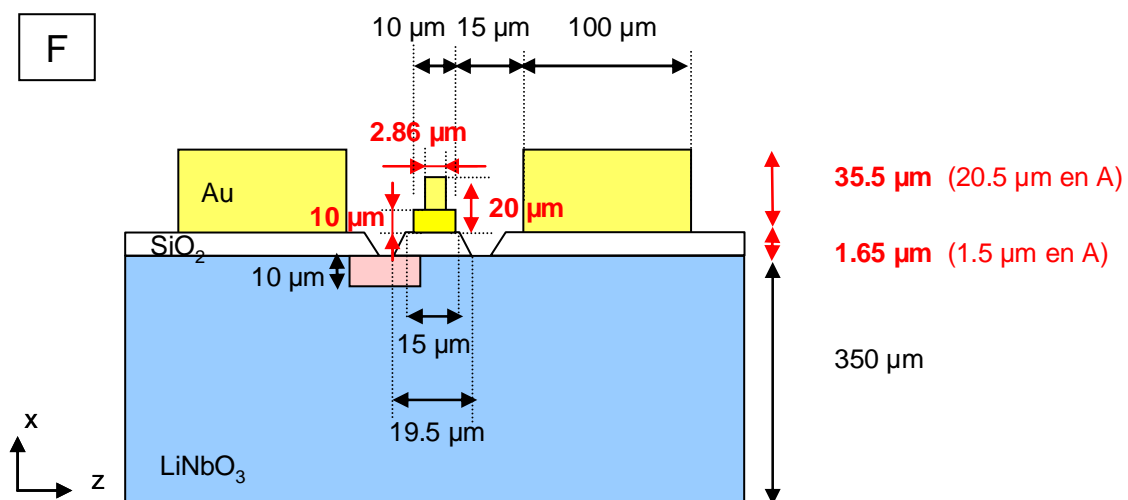


Figure II. 12 : Configuration F - Modification de la géométrie de la ligne centrale, et de l'épaisseur de métallisation

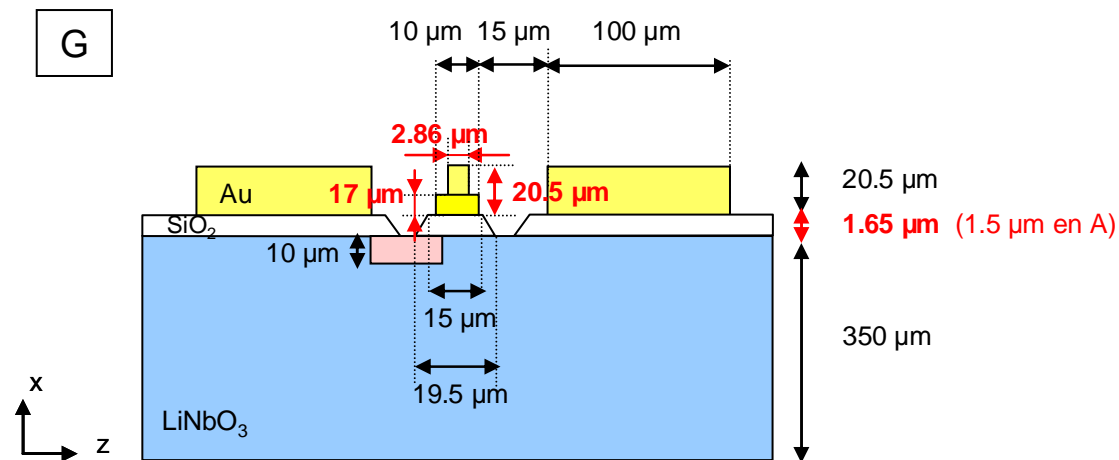


Figure II. 13 : Configuration G - Modification de la géométrie de la ligne centrale, et de l'épaisseur de métallisation

Configurations	$\epsilon_{eff}$	$n_{eff}$	Energie électrique suivant Oz en E-10 $\mu\text{J}/\text{m}$	Impédance caractéristique en $\Omega$
A	4.7296	2.1748	0.6087	32
B	4.6584	2.1583	0.5905	32
C	4.7555	2.1808	0.5958	32
D	4.7611	2.1820	0.5882	36
E	4.7152	2.1714	0.5582	27
F	4.7096	2.1702	0.5953	35
G	4.7181	2.1721	0.5862	34

Tableau II. 1 : Résultats obtenus pour les différentes configurations

Selon les différentes configurations nous constatons que l'énergie électrique varie très peu. Pour la configuration E, l'énergie est légèrement inférieure, et l'impédance est également plus faible ; cette configuration semble moins répondre à nos attentes. De plus, technologiquement elle est plus complexe à réaliser. Les configurations D, F et G ne présentent pas de meilleurs résultats, et le procédé technologique envisagé est également

délicat. La configuration C semble un peu moins performante pour l'indice effectif que les configurations A et B. Les gaps gravés dans la silice permettent donc de se rapprocher de l'indice effectif objectif, pour des dimensions de ligne donnée. Nous nous sommes donc orientés, en accord avec Photline, vers les configurations A et B, qui diffèrent par l'épaisseur de la silice, mais compte tenu des échéances, nous n'avons pas eu le temps d'approfondir sur ces géométries de ligne active.

### II.2.2.3. Etude paramétrique sur la configuration A - Conclusion

A partir de la configuration A (Figure II. 5), nous avons étudié l'évolution de la permittivité effective, de l'énergie électrique et de l'impédance caractéristique, en fonction de l'épaisseur de la couche de silice, de la largeur de la ligne centrale et des gaps, et de l'épaisseur de métallisation. Quelques résultats théoriques obtenus lors de ces études sont présentés sur les figures suivantes. Notons que ce travail n'a pas eu pour but de définir précisément les dimensions de la ligne coplanaire, mais dans un premier temps d'étudier les tendances, de manière à savoir sur quels paramètres et comment, nous pourrions par la suite jouer pour atteindre l'objectif visé, soit un recouvrement électro-optique satisfaisant, et une tension demi-onde  $V_\pi$  inférieure à 5V.

Les courbes de la Figure II. 14 illustrent l'influence de l'épaisseur de la couche de silice sur l'impédance caractéristique et sur l'indice effectif pour une ligne coplanaire dont le ruban central a une largeur 10  $\mu\text{m}$ , et dont le gap entre ce ruban et les lignes de masse est de 15  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur de métallisation est de 20.5  $\mu\text{m}$ . D'autre part, pour des raisons technologiques, le trapèze de silice a maintenant pour dimensions : 15.5  $\mu\text{m}$  pour le plateau inférieur, et 10.5  $\mu\text{m}$  pour celui supérieur.

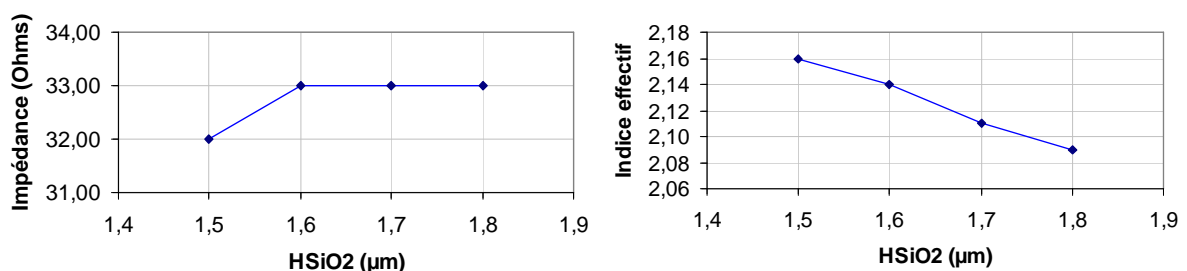


Figure II. 14 : Impédance caractéristique et indice effectif micro-onde en fonction de l'épaisseur de la couche de silice – Ici  $W = 10 \mu\text{m}$ ,  $G = 15 \mu\text{m}$  et  $H_{Au} = 20.5 \mu\text{m}$

Cette étude théorique révèle en particuliers une valeur limite de l'impédance caractéristique de la ligne active pour une épaisseur de silice supérieure à 1.6  $\mu\text{m}$ . Cette particularité offre ainsi la possibilité de faire varier cette épaisseur pour ajuster d'autres paramètres, tel que l'indice effectif, sans dégrader l'impédance, à condition de se placer au-delà de 1.6  $\mu\text{m}$ . Dans un même temps nous pouvons constater la diminution de l'indice effectif en regard de l'augmentation de l'épaisseur de silice.

Les deux courbes suivantes (Figure II. 15) montrent l'évolution de l'impédance caractéristique et de l'indice effectif micro-onde en fonction du gap entre l'électrode centrale et les plans de masse de la ligne coplanaire, dans le cas d'une ligne centrale de 10  $\mu\text{m}$  de large et d'une couche de silice de 1.75  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Ces évolutions sont données pour différentes épaisseurs de métallisation.

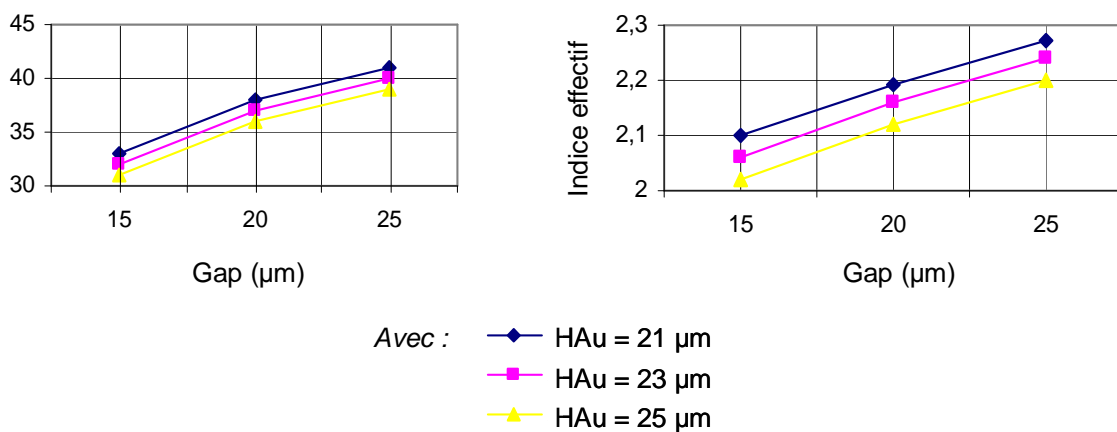


Figure II. 15 : Impédance caractéristique et indice effectif micro-onde en fonction de la largeur du gap pour différentes hauteurs d'or – Ici  $W = 10 \mu\text{m}$

Ces calculs mettent en évidence une augmentation de l'impédance caractéristique de la ligne en regard du gap, ce qui est une évolution favorable et classique, tandis qu'ils révèlent une augmentation de l'indice effectif, plutôt défavorable en termes d'accord d'indice. Enfin ces paramètres sont également fonction de l'épaisseur de métallisation. A dimensions constantes, les valeurs de l'impédance caractéristique et de l'indice effectif augmentent quand l'épaisseur de métallisation diminue.

## Chapitre II

Afin de valider les tendances dégagées par ces calculs, quelques structures de type « classique », c'est-à-dire incluant une courbure micro-onde à l'entrée et à la sortie du modulateur (contrairement aux architectures visées dans le cadre du projet HEMERODE qui ne comporte pas de courbure micro-onde en entrée) ont été réalisées par Photline. Les mesures de ces structures, présentées en Annexe II, ont confirmé les simulations : une augmentation de la largeur du gap entraîne bien une augmentation de l'impédance et de l'indice micro-onde. Le phénomène de saturation de l'impédance caractéristique en fonction de l'épaisseur de silice décrit sur la Figure II. 14, a également été observé, ainsi que l'augmentation de l'indice effectif avec cette épaisseur.

Les simulations électromagnétiques en deux dimensions ont permis de montrer l'évolution de certains paramètres. Cependant les réalisations des structures de test ont montré des disparités entre les valeurs obtenues en simulation et en mesures, et notamment sur la valeur de l'indice micro-onde qui est plus élevé en mesures. Ces légères disparités s'expliquent aisément par les incertitudes sur certains paramètres injectés dans les simulations d'une part (exemple de la permittivité relative de la silice utilisée), et d'autre part de la précision des réalisations pratiques (exemple : forme des trapèzes de silice) et de l'extraction des paramètres (exemple : les mesures des indices micro-ondes incluent les tapers et les courbures d'entrée/sortie).

Pour répondre au cahier des charges, un compromis entre ces différents paramètres doit être trouvé. Néanmoins les grandes tendances et les encadrements de valeurs de certains paramètres se dégagent ici :

- épaisseur de silice supérieure à 1.6  $\mu\text{m}$
- largeur de la ligne centrale égale à 10  $\mu\text{m}$
- gap compris entre 15  $\mu\text{m}$  et 24  $\mu\text{m}$
- hauteur des métallisations supérieure à 20  $\mu\text{m}$

Part ailleurs, notons que les résultats que nous venons de présenter ont été effectués pour un modulateur en coupe X. Au cours du projet HEMERODE certaines spécifications

techniques ont évolué, et notamment en termes de tensions de commande, qui doivent alors être inférieures à celles prévues initialement. Comme nous l'avons vu au cours du premier chapitre, la tension demi-onde est moins importante pour un modulateur en coupe Z, comparé à la coupe X. Par conséquent, il a été envisagé de s'orienter vers un modulateur en coupe Z. Les simulations que nous avons effectuées ne sont pas pour autant à remettre en cause, et l'expérience acquise par Photline dans la conception de modulateurs électrooptiques montre que, à design identique, les performances en termes d'impédance caractéristique, de tension de commande, et de bande passante sont toujours au moins égales et souvent très supérieures en coupe Z par rapport à la coupe X.

Ainsi, compte tenu des impératifs du projet, nous n'avons pas repris d'étude aux dimensions de la structure pour un modulateur en coupe Z.

A partir de l'étude précédente et des résultats obtenus, nous avons optimisé la transition entre le driver et le modulateur en coupe Z.

### II.2.3. Transition Driver/Modulateur

#### II.2.3.1. Introduction – Description de l'étude

L'objectif est ici de réaliser une transition driver-modulateur large bande en technologie coplanaire, compatible avec la réalisation de la ligne active décrite auparavant.

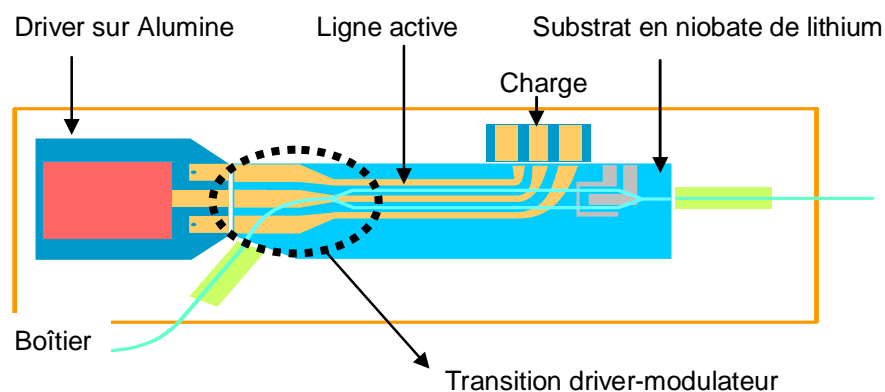


Figure II. 16 : Schéma du modulateur driver-copackagé (Schéma Photline)

Comme nous pouvons le constater sur la Figure II. 16, la ligne micro-onde est connectée d'une part à un driver dont les accès sont sur alumine, et d'autre part à une charge adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne RF permettant de supprimer les réflexions en sortie. La valeur de cette charge est de l'ordre de grandeur de l'impédance caractéristique de la ligne RF (environ 40  $\Omega$ ). Le dimensionnement du taper de sortie de la ligne active et de la charge n'a pas fait l'objet d'une étude particulière. L'expérience acquise par Photline dans le domaine, a contribué à sa définition comme nous le verrons par la suite.

Une transition driver-modulateur est alors nécessaire pour assurer une adaptation d'impédance entre le driver et la ligne micro-onde, sur une bande de fréquences comprise entre 0 et 40 GHz. Elle permet également de connecter, par bondings, la ligne active et le driver dont les technologies et les dimensions sont différentes. Notons que les dimensions de la ligne coplanaire du driver à laquelle est connectée par bondings la ligne micro-onde du modulateur sont les suivantes : la largeur de la ligne centrale est égale à 80  $\mu\text{m}$  et les gaps entre cette ligne et les plans de masse sont de 150  $\mu\text{m}$  (centre à centre). Les rubans de bondings, de part leur largeur, imposent des dimensions minimum à la ligne signal RF de 80  $\mu\text{m}$ . Enfin, le driver présente une impédance en sortie comprise entre 45 et 50  $\Omega$ . Nous testerons donc la transition pour ces deux valeurs limites.

Notre travail a donc consisté à étudier la transition driver-modulateur. Pour modéliser cette transition en trois dimensions, nous utilisons le logiciel de simulations électromagnétiques EMXD. Afin de limiter les temps de calcul nous avons choisi de modéliser uniquement la transition, et non la totalité de la ligne coplanaire. Pour cela, nous considérons que la ligne active est chargée par son impédance caractéristique  $Z_c$ . Cette impédance  $Z_c$  est alors ramenée dans le plan  $\pi$  à l'entrée de la transition driver-modulateur, comme le décrit la Figure II. 17 :

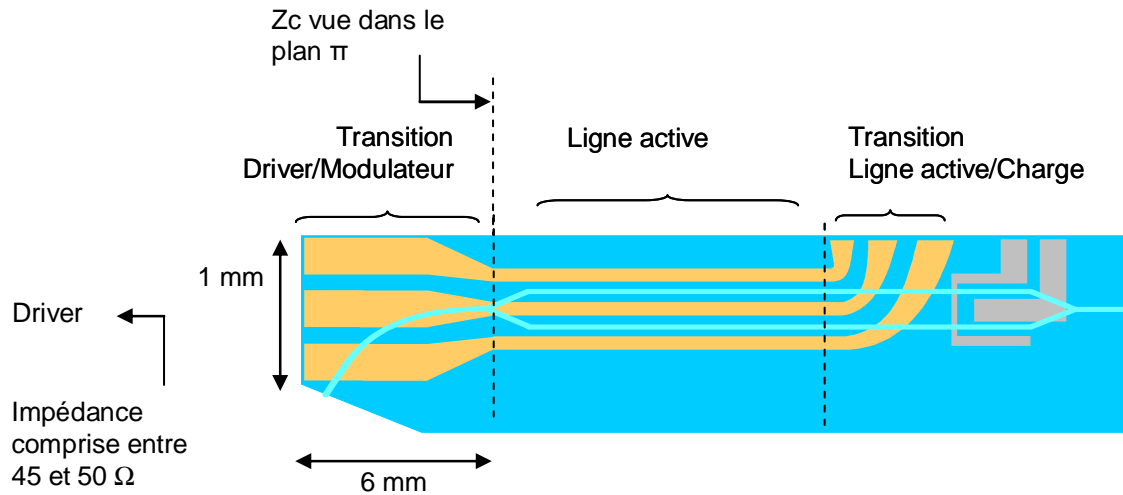


Figure II. 17 : Transition driver-modulateur (Schéma Photline)

Nous allons maintenant présenter le maillage et l'analyse électromagnétique de la transition.

### II.2.3.2. Description de l'analyse - Maillage

Afin de concevoir la transition entre la ligne active du modulateur et le driver, différentes dimensions telles que la largeur de la ligne centrale, les gaps, l'épaisseur d'or, sont optimisées pour réaliser l'adaptation sur toute la bande de fréquences. La courbure du guide optique d'entrée, et les contraintes d'assemblage imposent une largeur de transition qui ne doit pas excéder 1 mm et une longueur de l'ordre de 6 mm.

Nous présentons sur la Figure II. 18 le maillage de la transition driver-modulateur simulée par la méthode des éléments finis en tenant compte de la symétrie suivant l'axe de propagation du signal micro-onde. Cette symétrie permet de diminuer la taille du maillage, et par conséquent les temps de calcul. Nous pouvons remarquer sur cette figure, l'emplacement des accès localisés nécessaires à l'excitation d'une part, mais aussi au chaînage de la charge adaptée et de l'impédance présentée par le driver. Par ailleurs, mentionnons que dans ce cas il n'y a pas de silice sous les lignes métalliques. Une étude de convergence sur la position du blindage a été effectuée afin de négliger ses effets sur le comportement de la transition.



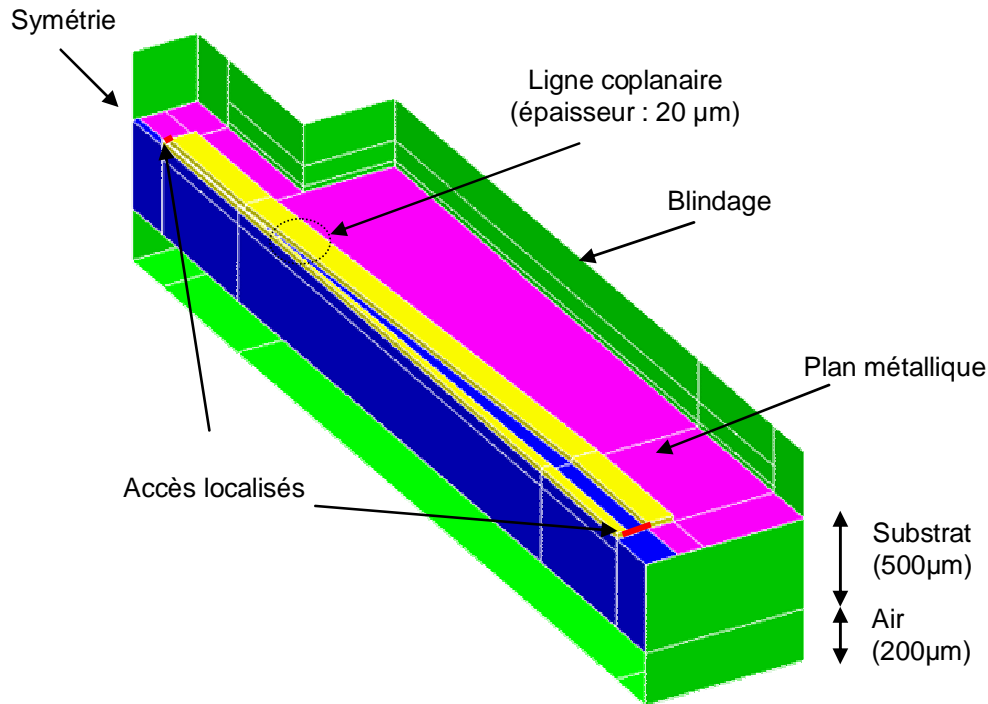


Figure II. 18 : Maillage de la transition driver-modulateur

Par ailleurs, nous pouvons remarquer sur cette figure que nous avons d'une part, métalliser la face supérieure du substrat (niobate de lithium) entre la ligne de masse et le boîtier, et d'autre part, ajouté une gap d'air sous ce substrat. Lors des premières simulations que nous avons effectuées de cette transition, nous ne considérons pas cette métallisation et cette couche d'air, et nous observons sur les réponses de nombreux pics parasites. La présence de ces pics provenait vraisemblablement des reprises de masses puce-boîtier, que nous ne considérons pas. Dans la pratique, et sur des modulateurs classiques, on constate une disparition de ces pics dans les courbes de réflexion à l'entrée, dès lors que l'on fait une « reprise de masse ». En fait, un plan métallique (masse fine) est ajouté sous les masses épaisses (ligne coplanaire) jusqu'au bord du modulateur ; lors du packaging, Photline effectue cette reprise de masse à la colle conductrice, qui consiste à remplir d'un film le gap d'air entre la masse fine (reliée à la masse épaisse) et le boîtier conducteur. De plus, notons que les modulateurs sont posés sur un substrat d'alumine. Nous avons, de ce fait, considéré ces conditions, en ajoutant un plan métallique entre la masse de la ligne coplanaire et le boîtier (cf Figure II. 18), et un gap d'air sous le substrat (ne sachant alors pas qu'il s'agissait d'alumine). Comme nous pourrions le constater, même si quelques pics sont encore présents, les réponses obtenues en simulations sont « lisibles ».

Afin de caractériser le mode coplanaire pris en compte lors de la simulation, nous décrivons sur la Figure II. 19 la répartition du module du champ E :

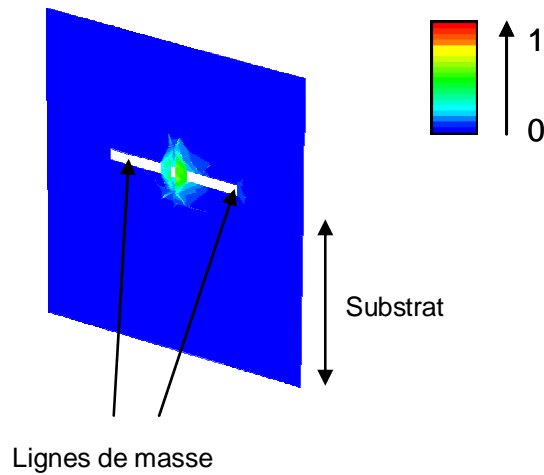


Figure II. 19 : Isovaleurs du champ E

Les dimensions de la structure optimisée dans la bande de fréquences 0-40 GHz sont données sur la Figure II. 20. Cette transition se base sur l'étude menée avec Photline sur la ligne active micro-onde, et réalisée dans le but d'assurer l'accord d'indice optique/micro-onde. Les dimensions W2 et Gap2 sont déduites de cette étude. Elles ne sont pas figées pour l'instant, et des mesures à venir permettront éventuellement de les modifier.

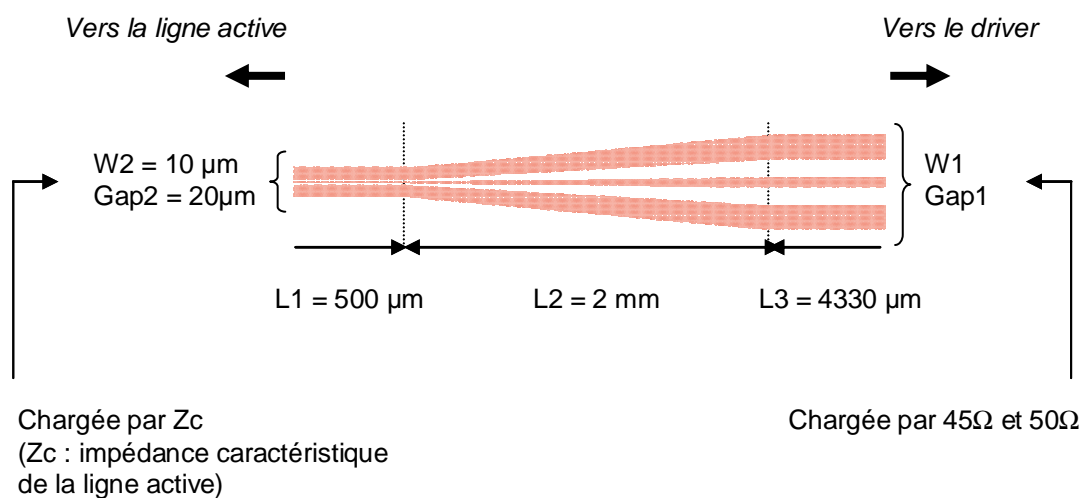


Figure II. 20 : Structure de référence

## Chapitre II

Avec :

W1 : largeur de la ligne centrale de la ligne coplanaire du modulateur côté driver

Gap1 : largeur du gap de la ligne coplanaire du modulateur côté driver

W2 : largeur de la ligne centrale de la ligne active

Gap2 : largeur du gap au niveau de la ligne active

L1 : longueur de la ligne active considérée pour les simulations

L2 + L3 : longueur de la transition

Notons également que dans ce cas la largeur des lignes de masse est de  $100\ \mu\text{m}$ , et l'épaisseur d'or de  $20\ \mu\text{m}$ .

La Figure II. 21 représente le schéma de chaînage des paramètres [S] de la transition issus des simulations électromagnétiques, à la charge  $Z_c$  et à l'impédance de sortie du driver ( $45$  ou  $50\ \Omega$ ).

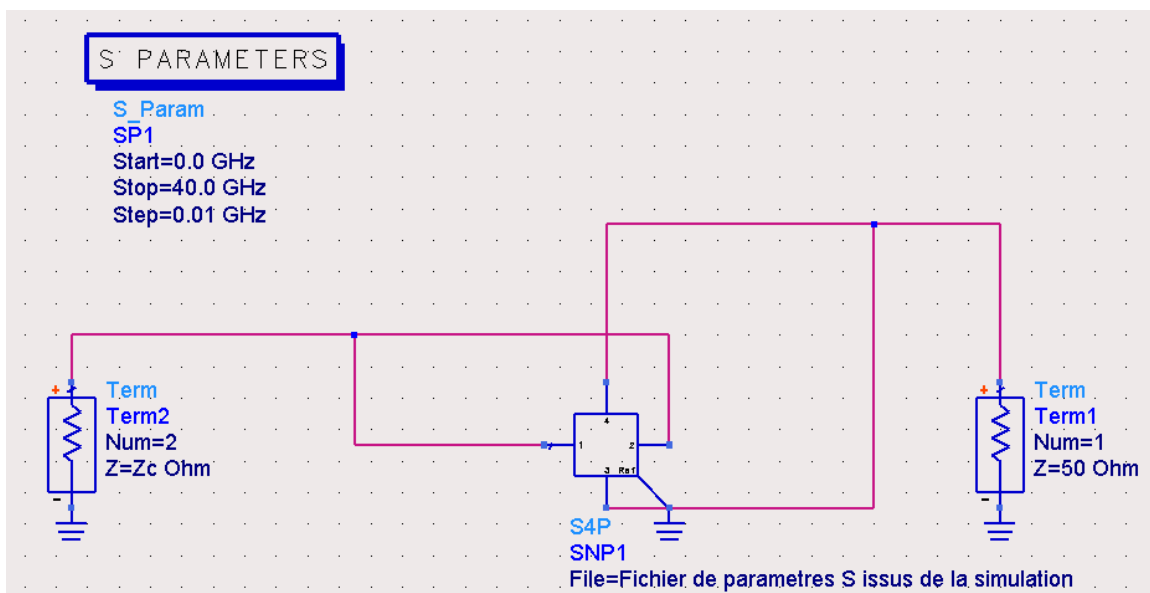
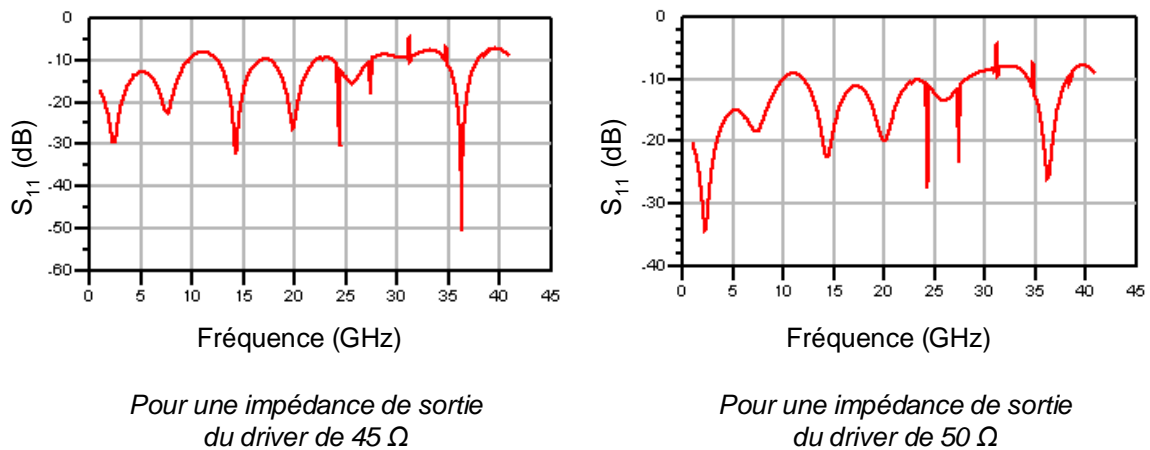


Figure II. 21 : Schéma de chaînage sous un logiciel de type circuit de la réponse obtenue en simulation électromagnétique avec la charge  $Z_c$  et l'impédance de sortie du driver

### II.2.3.3. Résultats de simulation - Conclusion

Différentes simulations faisant varier notamment le gap d'entrée (Gap1) et l'épaisseur d'or ont été menées. Les meilleurs compromis, en termes de réflexion micro-onde, ont été obtenus pour un gap d'entrée (Gap1) de 100  $\mu\text{m}$ , et une épaisseur d'or de 20  $\mu\text{m}$  ; les résultats obtenus pour ces dimensions sont présentés sur la Figure II. 22. De plus, lors de ces simulations, nous avons pu noter que l'épaisseur d'or des lignes actives, comprises entre 20 et 25  $\mu\text{m}$ , ne semblait influencer que très peu sur la réflexion à l'entrée. Les calculs ont été menés en considérant une impédance de sortie du driver de 45 et 50  $\Omega$ .



Avec : Epaisseur d'or HAu = 20  $\mu\text{m}$   
 W2 = 80  $\mu\text{m}$  et Gap2 = 100  $\mu\text{m}$

Figure II. 22 : Réflexion à l'entrée de la transition ( $S_{11}$ ) - Calcul sans pertes – Ici : HAu = 20  $\mu\text{m}$ , W2 = 80  $\mu\text{m}$  et Gap2 = 100  $\mu\text{m}$

Sur la Figure II. 22 nous pouvons observer que le coefficient de réflexion à l'entrée est approximativement de -10 dB sur toute la bande d'analyse. Cette transition semble donc assurer un bon couplage entre le driver et le modulateur ( $S_{11} < -10$  dB) lorsqu'elle répond aux paramètres suivants:

- Dimensions de sortie (vers la ligne active RF) de la transition égales aux dimensions de la ligne active (typiquement W1 = 10  $\mu\text{m}$  et Gap1 = 20  $\mu\text{m}$ )
- Dimensions d'entrée (vers le driver) : largeur ligne centrale W2 = 80  $\mu\text{m}$  et Gap2 = 100  $\mu\text{m}$

## Chapitre II

- Epaisseur de métallisation de la transition comprise entre 20 et 25  $\mu\text{m}$  (identique à la ligne active).

Sur la figure suivante (Figure II. 23) nous pouvons observer les réponses de l'amplificateur seul (fournies par Opto+) auquel doit être connectée la transition, et sur la Figure II. 24 les résultats du chaînage de la transition à cet amplificateur. Les simulations hybrides décrites sur cette figure sont obtenues par simple chaînage, au travers des accès localisés, des paramètres [S] de la transition et du driver. Elles ne prennent pas en compte d'éventuelles perturbations électromagnétiques dues à l'ensemble du module.

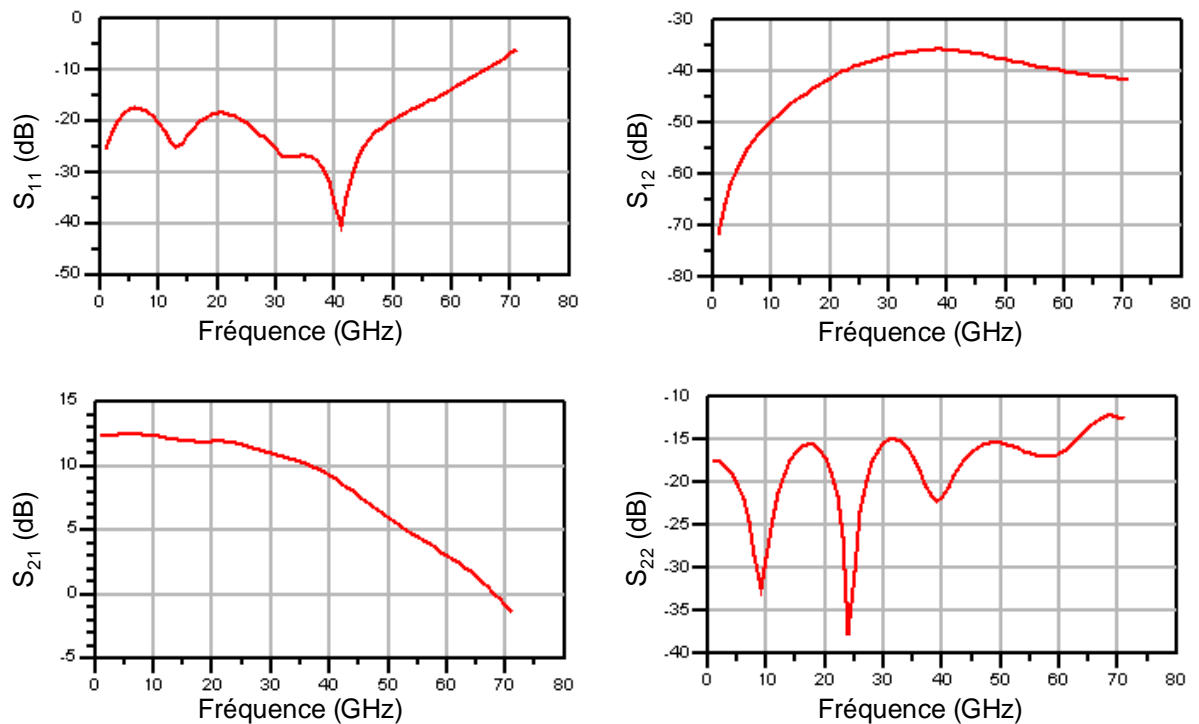


Figure II. 23 : Réponse de l'amplificateur seul

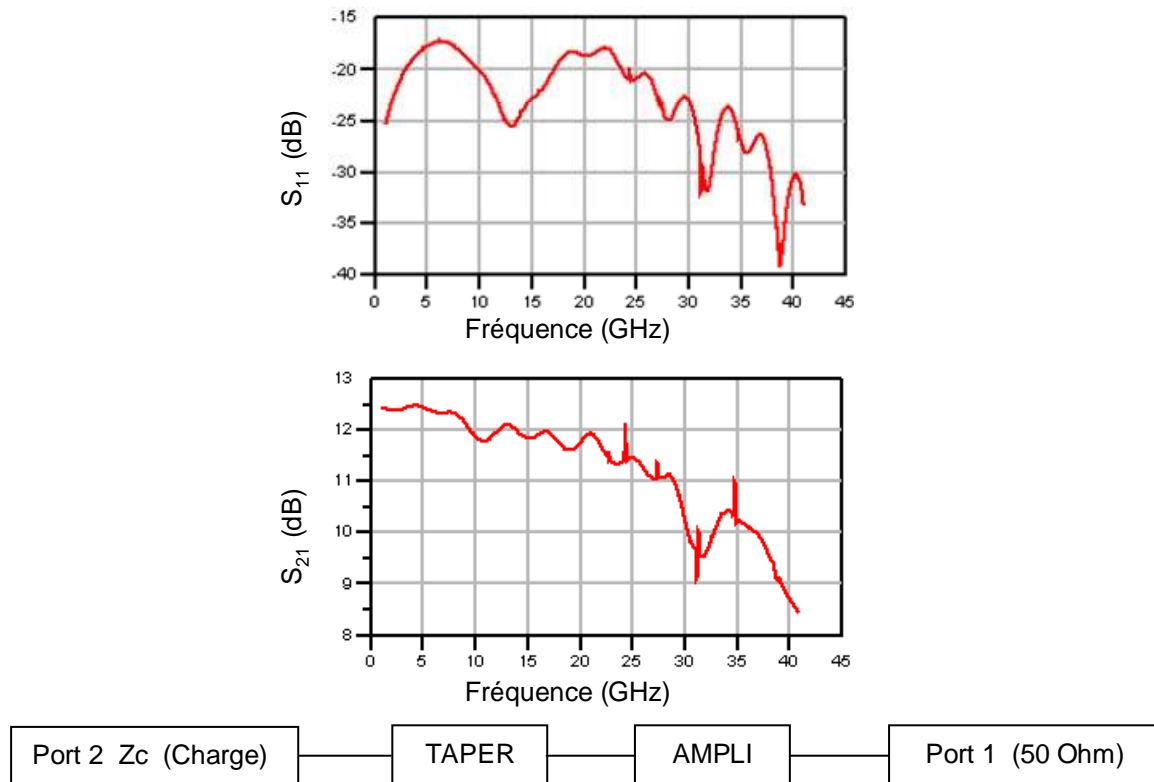


Figure II. 24 : Résultats du chaînage de la transition et de l'amplificateur

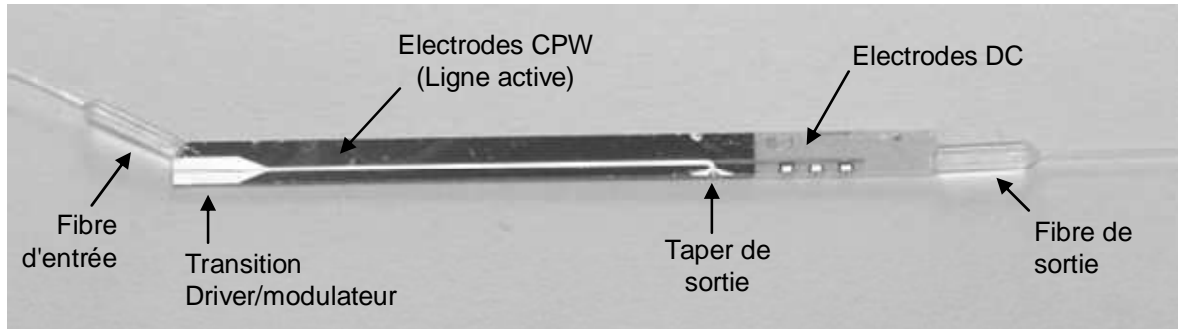
Ces premiers résultats théoriques ont permis de définir un premier comportement satisfaisant en réflexion en entrée du driver, et en transmission de l'ensemble de la chaîne RF.

Nous allons maintenant présenter des résultats expérimentaux obtenus sur le modulateur en coupe Z, comportant la transition driver-modulateur que nous venons de présenter, et tenant également compte des études effectuées sur le dimensionnement de la ligne active.

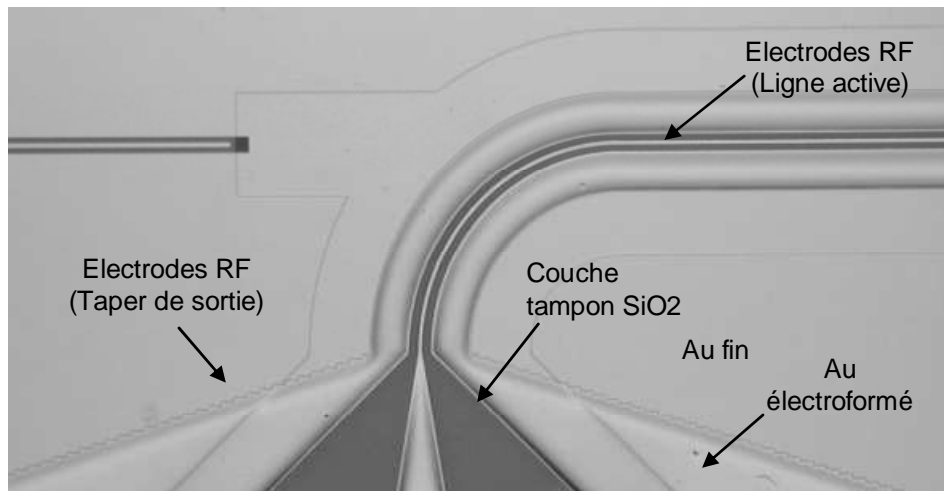
#### II.2.4. Résultats expérimentaux – Modulateur en coupe Z

Des réalisations du modulateur, en coupe Z, ont été effectuées par Photline à la fin de la première phase. Afin de faire varier différents paramètres (tels que l'épaisseur d'or, ou l'épaisseur de silice pour ce qui est de la partie micro-onde) et d'accéder ainsi à des performances légèrement différentes, plusieurs wafers ont été fabriqués en tenant compte des différentes études. Chaque wafer réalisé comporte ainsi plusieurs puces différentes (par

exemple au niveau des designs, différentes largeurs de gap de la ligne active sont considérées). La Figure II. 25 présente une vue d'ensemble de l'une de ces puces, et la Figure II. 26 le taper de sortie plus en détails.



*Figure II. 25 : Vue d'ensemble de la puce modulateur – Remarquons la transition driver-modulateur (directement dans l'axe de la ligne active de modulation) – Photographie Photline*



*Figure II. 26 : Détails de la structure de ligne coplanaire : taper de sortie (optimisation réalisée par Photline) – Photographie Photline*

La réalisation de plusieurs wafers a permis d'obtenir un panel de puces avec des performances optique et/ou micro-ondes légèrement différentes (et dans les ordres de grandeurs précédemment cités lors des simulations électromagnétiques, cf paragraphe II.2.2).

Les puces fabriquées sont ensuite caractérisées d'un point de vue optique et micro-onde. Plus particulièrement, la caractérisation micro-onde jusqu'à 40 GHz est déduite de la mesure des paramètres  $S_{ij}$  mesurés sous pointes. De ces paramètres sont déduits la bande passante électrique, le coefficient de réflexion à l'entrée, et l'indice micro-onde. De plus, à ce stade les puces ne sont ni fibrées, ni munies de connecteurs RF, et les mesures réalisées diffèrent ainsi des performances finales. Notons par exemple que la pose d'une charge d'adaptation en sortie de ligne micro-onde améliore les réflexions à l'entrée.

La caractérisation des différentes puces a permis de sélectionner deux puces destinées à être packagées, que nous notons puces 1 et 2. Ces puces présentent simultanément les pertes optiques et les tensions de commande les plus faibles, tout en présentant une bande passante acceptable.

Pour des raisons de confidentialité industrielle, la société Photline n'a pas souhaité que nous indiquions les dimensions exactes des puces 1 et 2. Ces dimensions sont bien entendu en accord avec les études théoriques précédemment décrites. Les résultats expérimentaux valident les tendances obtenues théoriquement.

Les mesures des paramètres  $S_{ij}$  sous pointes 50  $\Omega$ , de la puce 1 sont présentées sur la figure suivante (Figure II. 27) :

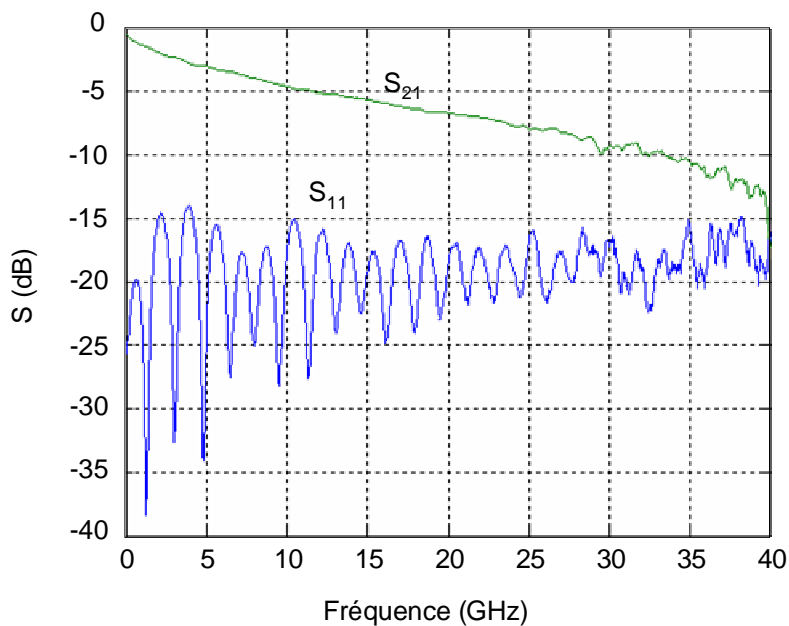


Figure II. 27 : Résultats expérimentaux de la puce 1 (Courbes Photline)



La mesure directe du module de  $S_{12}$  révèle ici une bande passante à -6 dB (équivalente à une bande électro-optique à -3 dB) de 18.6 GHz, pour une réflexion à l'entrée inférieure à -14 dB sur toute la bande de fréquences, et une impédance caractéristique moyenne de 45.2  $\Omega$  (sur la totalité de la ligne coplanaire, tapers inclus).

De plus, la mesure de la phase du paramètre  $S_{12}$  donne accès à l'indice micro-onde. Notons cependant que cette valeur est obtenue pour toute la longueur de propagation de la structure, et pas seulement dans la partie active de la ligne. L'indice est en fait calculé à partir de deux structures identiques, comportant pour seule différence, la longueur de la ligne micro-onde. En connaissant cette différence de longueur, l'indice effectif est déduit de la phase des paramètres  $S_{12}$  pour ces deux structures. Sur la bande de fréquence 5-35 GHz, l'indice micro-onde obtenu est d'environ 2.51.

D'autre part, la tension demi-onde du système RF mesurée à basse fréquence est de 5.54 V.

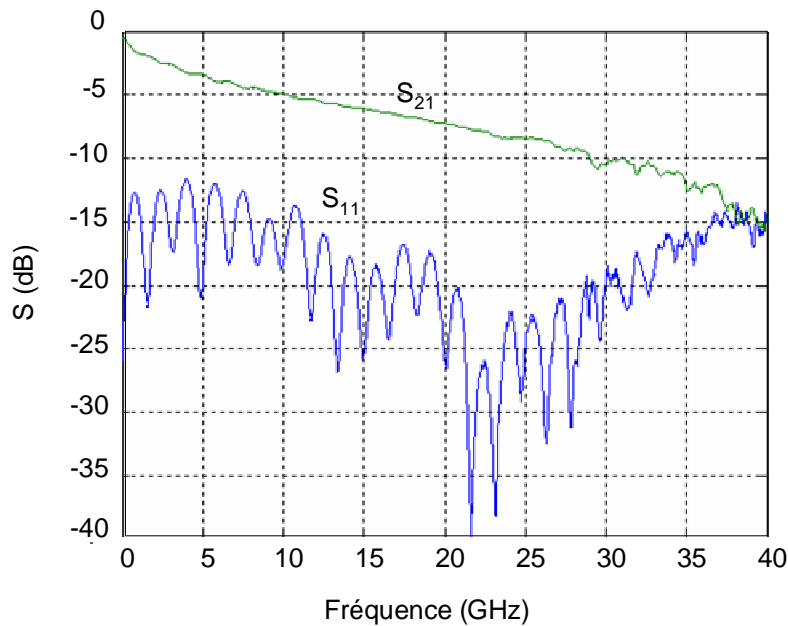


Figure II. 28 : Résultats expérimentaux de la puce 2 (Courbes Photline)

Les mesures de la puce 2, nous donnent les résultats suivants : une bande passante électrique à -6 dB de 17.4 GHz, une réflexion à l'entrée inférieure à -12 dB sur toute la bande,

une impédance caractéristique d'environ  $39.7 \Omega$ , un indice micro-onde approximativement de 2.46, et une tension demi-onde à basse fréquence de 5.1 V.

Notons tout d'abord que nos travaux dans le cadre du projet HEMERODE ont porté sur la partie micro-onde du modulateur électro-optique, mais n'oublions pas que ce type de modulateur est complexe et ne se limite pas à cette partie. En effet des caractéristiques optiques sont également à prendre en compte. De plus, ce modulateur est associé à un driver bien spécifique, et c'est cet ensemble driver-modulateur qui constitue le module émetteur, et qui peut témoigner des performances globales du module en émission.

En ce qui concerne les résultats que nous venons de présenter sur ces deux modulateurs en coupe Z, deux paramètres nous intéressent tout particulièrement : la tension demi-onde  $V\pi$  et la bande passante électrique. Les mesures ont montré que la tension  $V\pi$  était trop élevée (supérieure à 5V) comparée aux spécifications demandées dans le projet HEMERODE. Néanmoins, le couple [tension  $V\pi$  / bande passante électrique] obtenu est très satisfaisant.

Ces premiers résultats sont très encourageants, et même si, globalement (toutes caractéristiques confondues), ils ne répondent pas pleinement aux spécifications du projet HEMERODE, cette nouvelle architecture de modulateur électro-optique proposée par Photline, comportant deux courbures optiques (au lieu d'une utilisée classiquement) a été validée [39] au cours de cette première phase.

Notons par ailleurs que le changement de technologie, de la coupe X à la coupe Z, en cours de projet pour des raisons techniques, a pu pénaliser certaines performances.

Les puces ont ensuite été emballées, tel que nous le décrivons sur la Figure II. 29. Nous allons donc maintenant nous intéresser au packaging de l'ensemble modulateur-driver théorique, puis nous présenterons les réalisations.

## II.2.5. Packaging du module

### II.2.5.1. Etude théorique de packaging

L'étude que nous avons effectuée sur le packaging du module émetteur, représenté sur la Figure II. 29, a pour but de valider l'utilisation d'absorbant sur les phénomènes électromagnétiques parasites. Ces travaux ne présentant pas un nouvel intérêt d'un point de vue packaging, nous décrivons ici brièvement la problématique, et l'ensemble de l'étude sera décrit en détail en Annexe III. Précisons que compte tenu des délais imposés par le projet, nous n'avons pas à rechercher de solution de packaging autres.

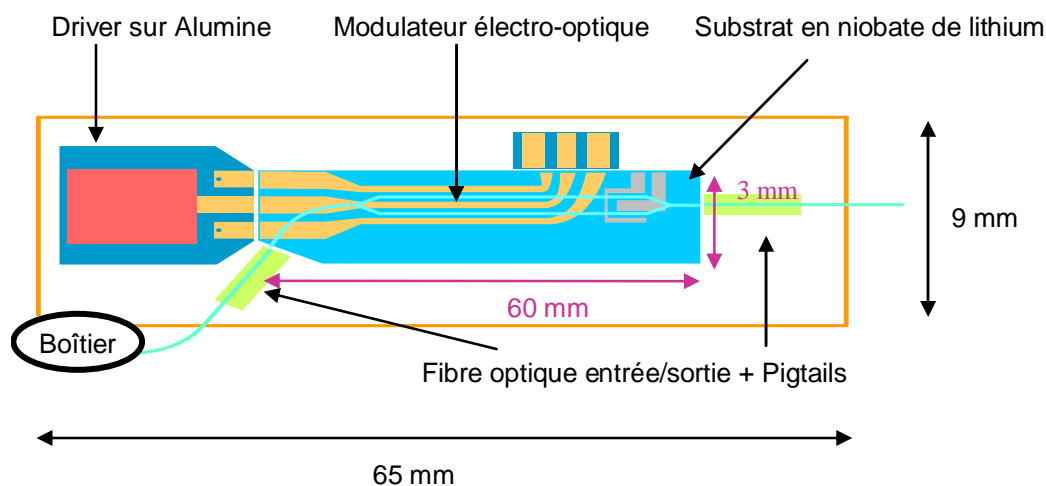


Figure II. 29 : Schéma du modulateur-driver co-packagé (Schéma Photline)

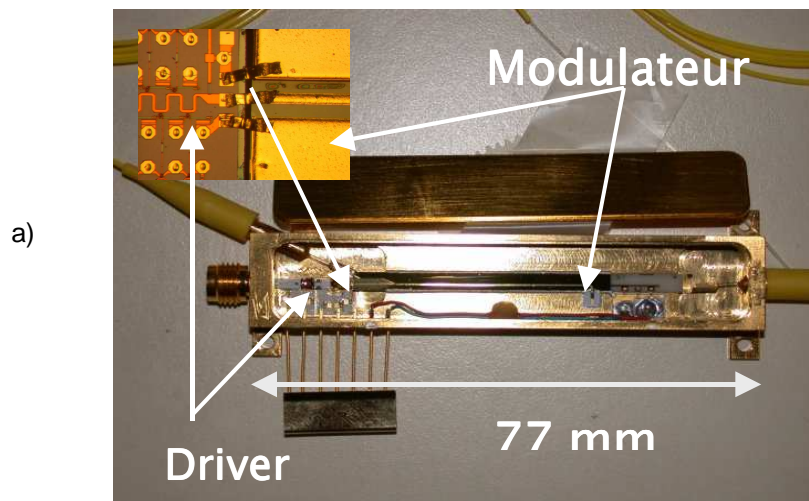
Le module émetteur, composé du modulateur électro-optique et du driver, présente des dimensions conséquentes : environ 65 mm de longueur et 9 mm de largeur. Etant données ces dimensions et la large bande de fréquences d'utilisation [0 - 40 GHz], imposée par le débit de la liaison, des modes de résonances parasites électromagnétiques dus au boîtier peuvent perturber la réponse de ce dispositif. Il est donc nécessaire d'effectuer une étude sur le packaging de ce module. Notre travail ici est donc de modéliser ce module en trois dimensions, et à l'aide de simulations électromagnétiques, effectuées avec le logiciel EMXD,

de mettre en évidence et d'identifier les résonances de boîtier, puis de tester l'efficacité d'absorbants placés dans le boîtier sur la réponse dans la bande de fréquence utilisée.

Ces simulations, présentées dans l'Annexe III, ont montré que l'utilisation de l'absorbant « ECCOSORB LS-30 » semble efficace contre les modes parasites dans la bande de fréquence dédiée au projet.

### II.2.5.2. Module copackagé

A titre illustratif, la Figure II. 30 présente des photographies du module émetteur : ce module intègre donc dans un même boîtier, le driver et le modulateur électro-optique, réalisés respectivement par OPTO+ et Photline.



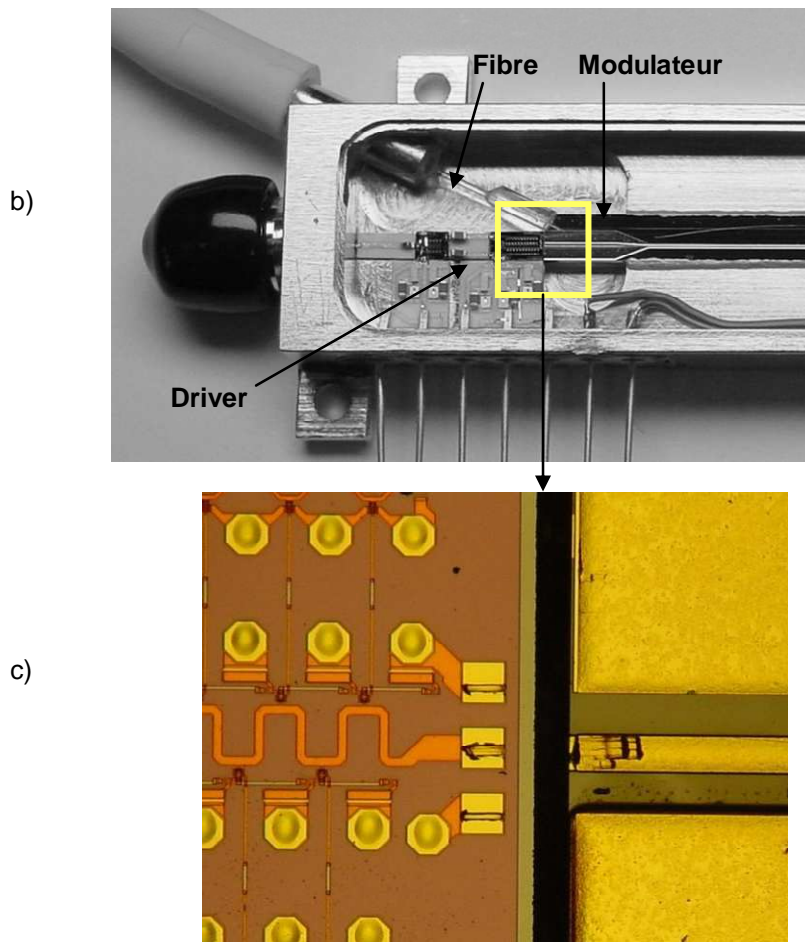


Figure II. 30 : (a) Vue d'ensemble du module co-packagé - (b) Puces modulateur et driver co-packagées avec attaque RF dans l'axe de la ligne de modulation électro-optique – (c) Détails : alignement driver-modulateur – Photographies Photline

Les performances mesurées de l'ensemble modulateur-driver co-packagé ont permis de valider le travail que nous avons effectué. Ces résultats, très encourageants, ont en partie satisfait les objectifs du projet HEMERODE, et sont accessibles dans le rapport final de la phase 1 du projet [40].

### II.2.6. Conclusion

Cette première phase nous a permis de contribuer à la conception et à la réalisation d'un modulateur électro-optique innovant. Les nombreux échanges menés avec Photline ont été fructueux, enrichissants et ont permis de progresser dans la conception du module. A ce

titre il nous a paru intéressant de poursuivre cette collaboration au cours de la seconde phase du projet HEMERODE, afin d'améliorer les performances du modulateur, et notamment par une étude plus approfondie des répartitions des champs électromagnétiques autour des électrodes, et en modélisant rigoureusement le couplage entre les champs électromagnétiques et optiques.

Notons par ailleurs que les travaux effectués sur le modulateur électro-optique au cours de la première phase du projet HEMERODE par les différents partenaires du projet, ont donné lieu à une publication dans une conférence internationale [39].

Intéressons nous maintenant aux études effectuées sur le modulateur considéré au cours de la seconde phase du projet HEMERODE.

### **II.3. Etudes réalisées au cours de la deuxième phase du projet**

#### **II.3.1. Introduction - Description du modulateur dual drive copackagé**

Ce paragraphe concerne les options retenues concernant la conception du modulateur en niobate de lithium faisant l'objet de la deuxième phase du projet HEMERODE. A partir des résultats obtenus au cours de la phase 1 du projet, et des objectifs fixés (notamment la tension de commande  $V_\pi$ ), il a été décidé de réaliser un module d'émission copackagé, dual drive en coupe Z. Comme nous l'avons vu, ce type de modulateur a pour avantage de nécessiter des tensions de commande  $V_\pi$  plus faibles qu'un modulateur single drive coupe Z, et ainsi nous permettra de répondre aux spécifications du projet HEMERODE.

Un modulateur dual drive est un modulateur composé d'un interféromètre de Mach-Zehnder (guide optique) dont chaque bras est modulé indépendamment par deux lignes coplanaires, parallèles, alimentées chacune par deux drivers (classiquement en opposition de phase). Ce type de modulateur a été décrit au cours du premier chapitre. Le schéma du modulateur étudié est présenté sur la Figure II. 31.

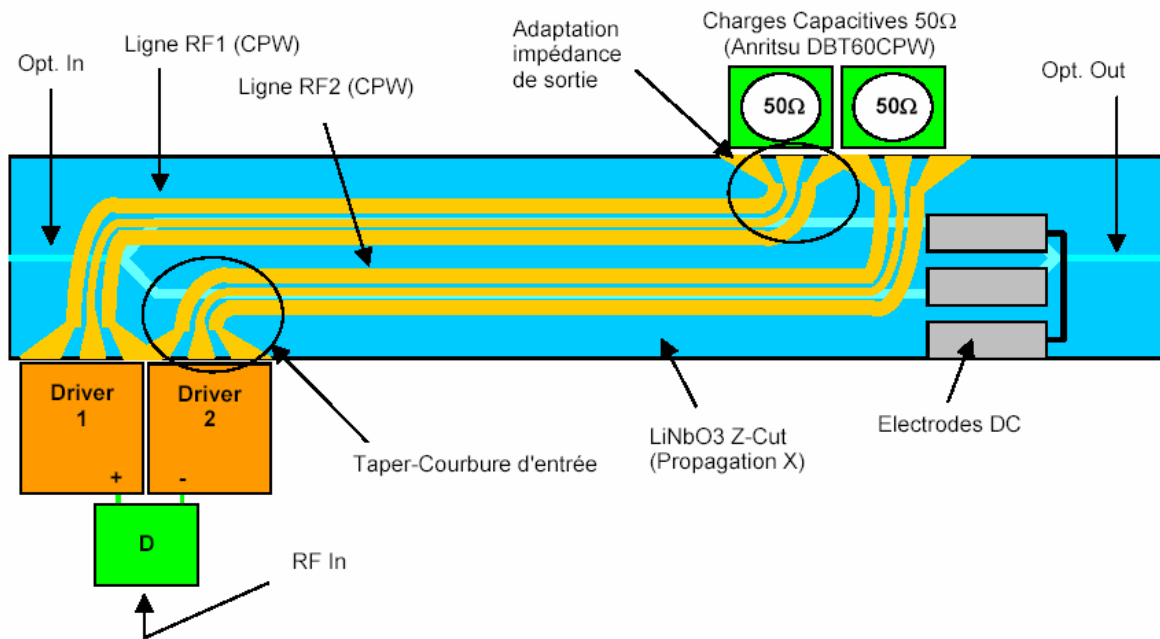


Figure II. 31 : Schéma du modulateur dual-drive en coupe Z (Schéma Photline)

Par soucis d'intégration de composant, la topologie retenue des lignes RF du modulateur est changée. Elle présente deux courbures micro-ondes (tapers) en entrée/sortie, que nous avons optimisés, .

Sur la Figure II. 32 nous pouvons observer une vue en coupe des lignes coplanaires.

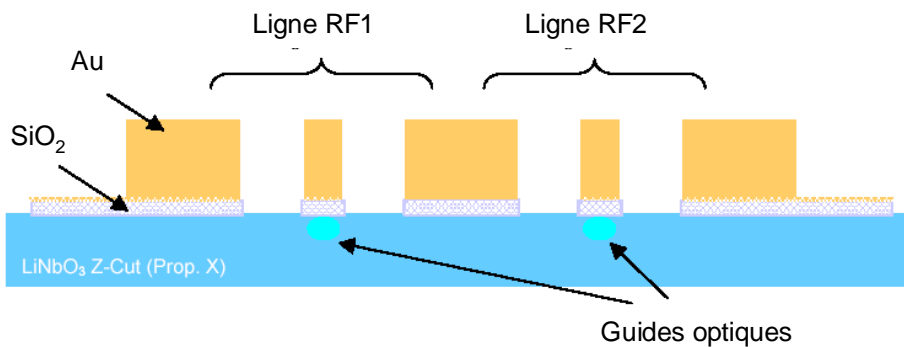


Figure II. 32 : Vue en coupe des lignes actives (Schéma Photline)

Au cours de la deuxième phase du projet HEMERODE, notre travail a consisté, par simulations électromagnétiques, en l'étude du design des lignes actives, du couplage entre les deux lignes coplanaires, et des tapers d'entrée (courbure).

Notons que les résultats obtenus au cours de la première phase du projet constituent une bonne base de départ à ces nouveaux calculs.

## II.3.2. Etudes sur la géométrie des lignes actives

### II.3.2.1. Introduction – Description de l'étude

Les deux lignes coplanaires sont similaires au niveau de la partie active : même épaisseur de métallisation, même largeur de ligne centrale et même gap. Nous effectuons donc cette nouvelle étude sur le design de la ligne active sur une seule ligne coplanaire, représentée sur la Figure II. 33.

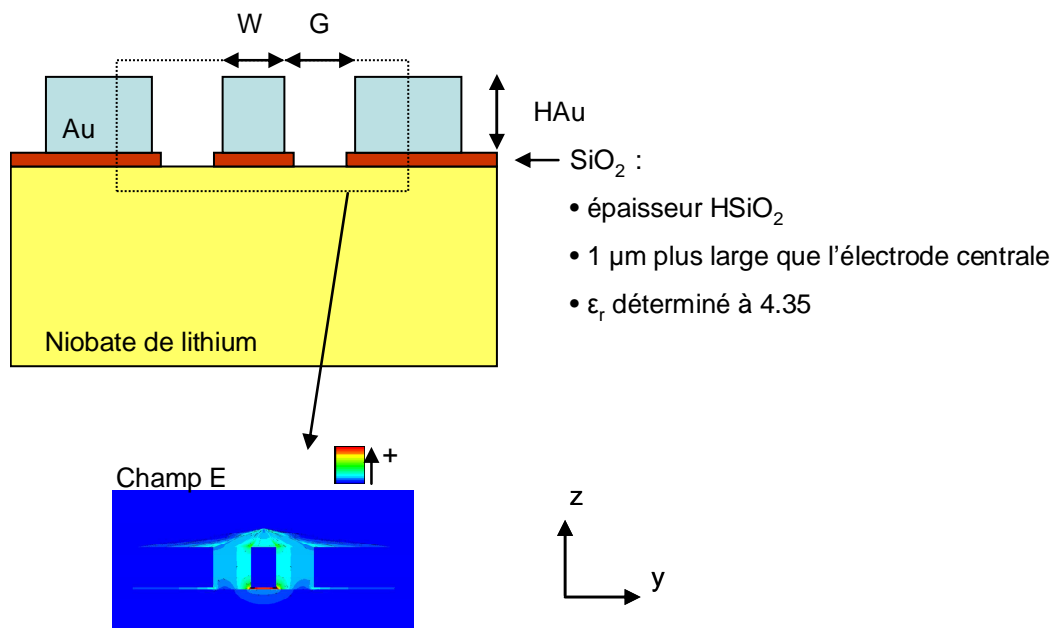


Figure II. 33 : Vue en coupe d'une ligne active



Les objectifs de cette étude sont les mêmes que pour la première phase, à savoir, les conditions d'accord de phase optique et micro-onde (indice effectif micro-onde de l'ordre de 2.14-2.16), la tension de commande  $V_\pi$  (faible) et l'impédance caractéristique (la plus élevée possible, voisine de  $40 \Omega$ ).

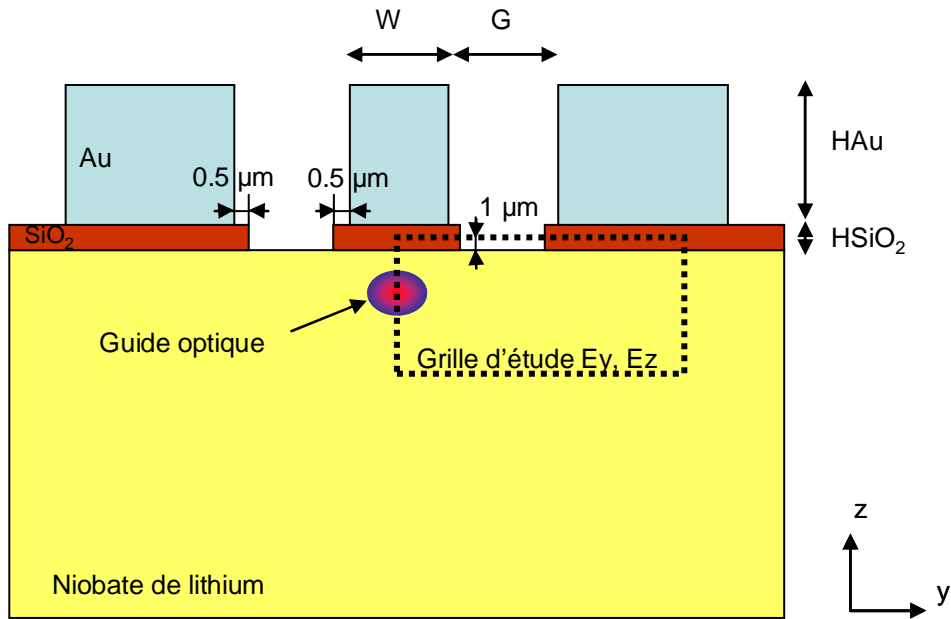
Tout d'abord, nous avons cherché à évaluer de nouveau la permittivité relative expérimentale de la silice ( $\text{SiO}_2$ ). Pour cela, nous nous sommes appuyés sur différentes configurations de lignes, pour lesquelles Photline nous a fourni de nouveaux résultats expérimentaux. Suite à cette nouvelle étude, nous trouvons une permittivité relative de la silice de l'ordre de 4.35, qui est plus en accord avec les valeurs tabulées (4.2). Nous pouvons noter une différence avec la valeur trouvée précédemment, qui peut être due à une meilleure prise en compte des paramètres géométriques et physiques par le calcul, un meilleur maillage, et éventuellement à des différences dans le procédé technologique.

Lors de cette étude, nous avons optimisé la géométrie de la ligne active de manière à obtenir un indice effectif micro-onde de l'ordre de 2.14 – 2.16, ainsi qu'un recouvrement optique/micro-onde maximum. Comme précédemment nous avons travaillé par simulations électromagnétiques en deux dimensions, qui nous donnent accès à la permittivité effective du milieu, à l'impédance caractéristique, et aux valeurs du champ électrique.

Nous présenterons les résultats obtenus dans le Tableau II. 2 du paragraphe II.3.2.3..

### **II.3.2.2. Calcul du taux de recouvrement optique/micro-onde, et de la tension demi-onde $V_\pi$**

Afin de calculer le recouvrement optique/micro-onde, nous avons plus particulièrement observé le module du champ électrique dans la zone d'interaction optique/micro-onde, représentée sur la Figure II. 34, qui dans le cas d'un modulateur dual drive en coupe Z se situe sous les électrodes chaudes.



Grille d'étude 20 μm \* 40 μm

Figure II. 34 : Vue transversale de la ligne active – Grille d'étude

Le facteur de recouvrement, noté  $\Gamma$ , définit la qualité de l'interaction entre les champs optiques et micro-ondes dans un modulateur électro-optique (se référer au chapitre I). Sa valeur est comprise entre 0 et 1, et ce coefficient intervient directement dans le calcul de la tension demi-onde  $V_\pi$  des modulateurs dual drive en coupe Z (se référer au Chapitre I) :

$$V_\pi = \frac{\lambda G}{n^3 r \Gamma_z L} \quad (II.3)$$

où  $n$  correspond à l'indice optique,  $r$  au coefficient électro-optique,  $G$  au gap entre les électrodes et  $L$  à la longueur des électrodes.

Plus la valeur du facteur de recouvrement est proche de 1, meilleur est ce dernier. Cependant le facteur de recouvrement est généralement assez faible du fait de la présence de la couche de silice (plus cette couche est épaisse et moins le recouvrement est fort). C'est pour cela qu'il est nécessaire d'optimiser le positionnement du guide optique par rapport aux électrodes, ainsi que les lignes coplanaires et l'épaisseur de la couche de silice.

Le coefficient  $\Gamma$  est calculé dans le plan de coupe d'interaction (présenté sur la Figure II. 34). L'expression mathématique de la composante verticale utile pour calculer le  $V_\pi$  du modulateur en coupe Z, est la suivante :

$$\Gamma_z = \frac{G}{V} \frac{\iint_S |E_{opt}(y, z)|^2 E_z(y, z) dydz}{\iint_S |E_{opt}(y, z)|^2 dydz} \quad (II.4)$$

où S caractérise la section de calcul (voir grille sur la Figure II. 34),  $E_{opt}(y,z)$  le champ optique,  $E(y,z)$  les composantes du champ micro-onde, et V correspond à la valeur de la tension appliquée entre les électrodes dans cette tranche.

Pour effectuer ces calculs et pouvoir estimer l'efficacité électro-optique des modulateurs, Photline a accès au champ optique, mais pas aux composantes du champ micro-onde. Nous avons ainsi fourni à Photline les valeurs du module des composantes électriques dans la zone définie sur la Figure II. 34, avec un pas pris tous les 0.1  $\mu\text{m}$ . A partir de ces valeurs, Photline a pu calculer le recouvrement optique/micro-onde, et estimer également la valeur de la tension demi-onde  $V_\pi$ , qui dans le cadre du projet HEMERODE, doit être inférieure à 5V.

### II.3.2.3. Résultats IRCOM/Photline - Conclusion

Des résultats obtenus lors de différences simulations (IRCOM) et calculs correspondants (Photline) sont présentés sur le tableau suivant (Tableau II. 2). Notons que les simulations ont été effectuées à une fréquence de 20 GHz.

HAu ( $\mu\text{m}$ )	G ( $\mu\text{m}$ )	W ( $\mu\text{m}$ )	HSiO <sub>2</sub> ( $\mu\text{m}$ )	$\Gamma$	n	Z <sub>c</sub> ( $\Omega$ )	Pertes (dB/mm)	V $\pi$ (V)
20	15	10	1,5	0,416	2,2077	33,7	0,132	3,19
25	15	10	1,25	0,424	2,1702	30,4	0,13	3,13
25	15	7	1,25	0,422	2,0352	33,6	0,132	3,15
25	15	6	1,25	0,402	1,9862	35	0,119	3,3
23	15	7	1,25	0,422	2,0758	34,6	0,137	3,15
23	20	7	1,25	0,55	2,2262	38,6	0,116	3,2
23	17	7	1,25	0,475	2,1404	36,3	0,129	3,17

Tableau II. 2 : Quelques résultats en coupe Z des simulations/calculs à 20 GHz avec  $\epsilon_r$  SiO<sub>2</sub> = 4.35

Sur ce tableau nous pouvons observer les valeurs obtenues en simulations de l'indice effectif micro-onde n, de l'impédance caractéristique Z<sub>c</sub>, des pertes, et des valeurs obtenues par calculs du facteur de recouvrement  $\Gamma$  et de la tension demi-onde V $\pi$ , pour différentes configurations pour lesquelles nous avons fait varier l'épaisseur d'or HAu, le gap G, la largeur de la ligne centrale W et l'épaisseur de silice HSiO<sub>2</sub>.

Notons tout d'abord que l'objectif d'avoir un indice effectif micro-onde voisin de 2.15 est très contraignant, et limitant sur la topologie de la ligne, comme nous avons pu déjà le constater au cours de la première phase. Remarquons que les résultats présentés dans le Tableau II. 2 nous montrent que cet indice est très sensible à de faibles variations des différents paramètres.

Nous pouvons observer que, comme prévu, l'épaisseur de silice influe sur le recouvrement  $\Gamma$  des champs optiques et micro-ondes : plus cette épaisseur est importante, plus le recouvrement est faible. D'autre part la largeur de la ligne centrale W influe peu sur le recouvrement et donc sur la tension demi-onde, pour une valeur de 7 ou 10  $\mu\text{m}$ , mais lorsque cette largeur passe à 6  $\mu\text{m}$  la différence commence à s'accroître (perte de 0.15 V sur V $\pi$ ). De plus pour une largeur de 6  $\mu\text{m}$ , nous observons un indice micro-onde assez faible. Par ailleurs

nous pouvons constater que le facteur de recouvrement augmente de manière significative lorsque le gap  $G$  passe de 17 à 20  $\mu\text{m}$ , tandis que la tension demi-onde augmente dans des proportions moindres. Ce phénomène peut s'expliquer par une meilleure répartition du champ micro-onde sous la ligne centrale.

Il s'agit maintenant de trouver un bon compromis, entre un recouvrement fort, une tension demi-onde faible, un indice micro-onde proche de 2.15, une impédance élevée, et peu de pertes. En concertation avec Photline, les paramètres de la ligne active ont ainsi été fixés :  $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 17 \mu\text{m}$ ,  $\text{HAu} = 23 \mu\text{m}$  et  $\text{HSiO}_2 = 1.25 \mu\text{m}$ . Ces dimensions seront respectées dans les études suivantes : étude du couplage entre les deux lignes coplanaires, et étude des tapers d'entrée.

Notons toutefois que par manque de temps nous n'avons pas pu mener une étude assez large sur ces différents paramètres, et de ce fait il reste encore à explorer d'autres configurations, qui pourraient certainement améliorer les performances.

### **II.3.3. Etude du couplage entre les deux lignes coplanaires**

Comme nous l'avons vu, le modulateur dual drive est composé de lignes coplanaires parallèles. Si ces deux lignes sont trop proches l'une de l'autre, c'est-à-dire que la ligne de masse commune entre elles n'est pas assez large, des couplages entre les deux lignes coplanaires peuvent apparaître, et entraîner un dysfonctionnement du dispositif.

Nous allons donc ici présenter une étude effectuée sur le couplage des deux lignes coplanaires. Nous nous intéressons uniquement à la zone active (nous ne tenons pas compte ici des courbures entrée/sortie). La figure suivante (Figure II. 35) illustre notre étude.

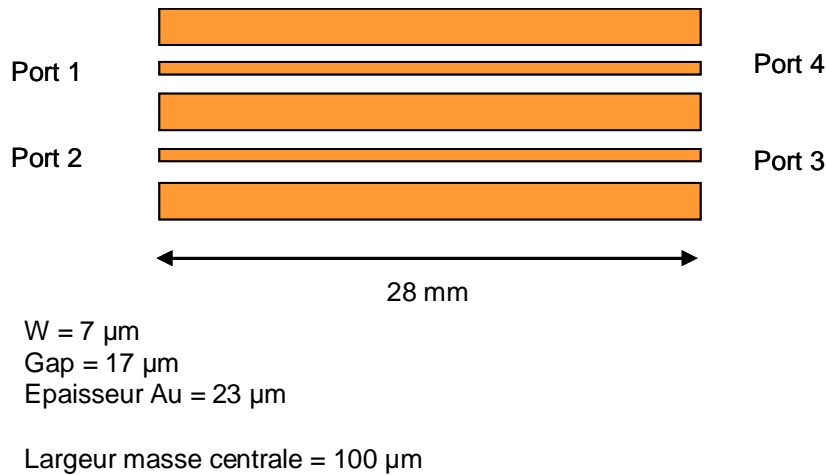


Figure II. 35 : Vue de dessus des deux lignes coplanaires – Ports d’excitation

Cette étude a été réalisée avec le logiciel commercial Momentum. Momentum est un logiciel de simulations électromagnétiques 2D  $\frac{1}{2}$ , basé sur la méthode des moments, utilisé pour l’analyse de circuits passifs. Ce logiciel offre la possibilité de simuler des structures planaires, ainsi que multicouches, en tenant compte des effets parasites et de couplage. Il nous a semblé pour cette étude que ce logiciel était plus adapté, puisqu’il s’agit d’un dispositif purement planaire, et de grandes dimensions. En effet, étant donné la longueur importante de la ligne coplanaire et ses faibles dimensions et épaisseurs de métallisation, ceci engendrerait sur un logiciel en trois dimensions un maillage non homogène et conséquent, et des temps de calcul de ce fait importants.

Nous pouvons noter sur la Figure II. 35 les différents ports utiles à l’excitation des deux lignes coplanaires. Entre les ports 1 et 4, et 2 et 3, s’effectue la transmission de chaque ligne coplanaire ; entre les ports 1 et 3, et 2 et 4, nous pourrions observer les éventuels couplages entre ces deux lignes coplanaires.

Pour une largeur de la ligne de masse centrale de  $100 \mu\text{m}$  nous avons obtenus les résultats suivants (Figure II. 36) :

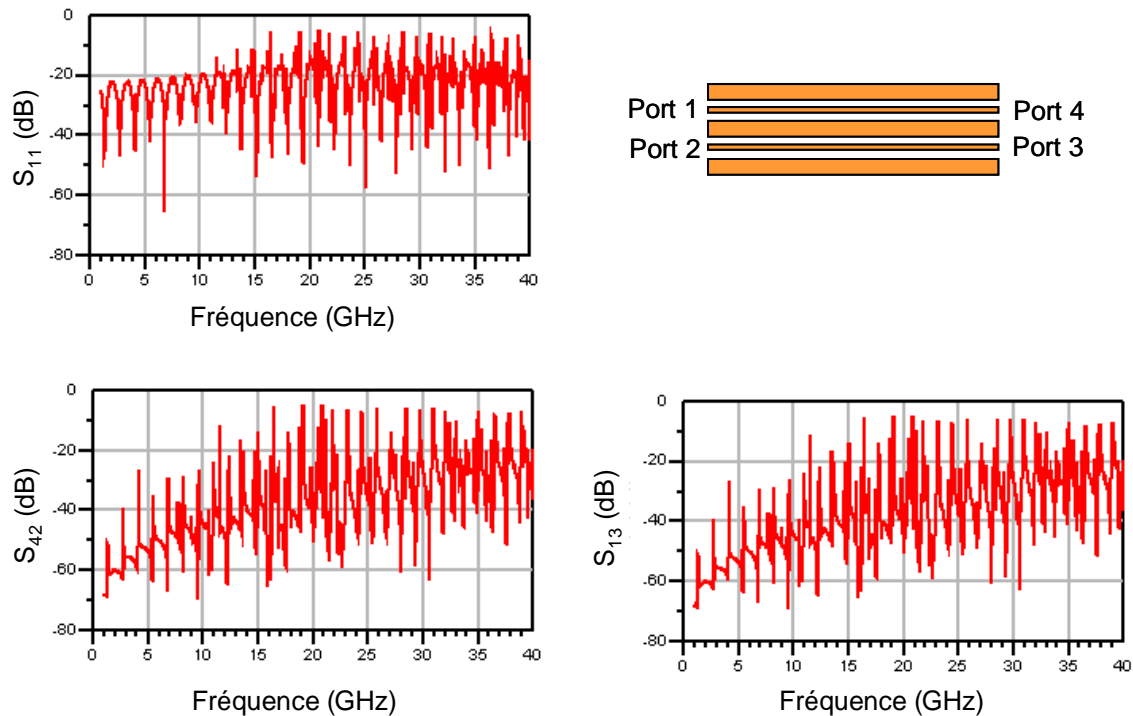


Figure II. 36 : Résultats de simulation des deux lignes coplanaires – Ici la largeur de la ligne de masse centrale est égale à  $100\ \mu\text{m}$

Nous pouvons observer que ces résultats sont fortement perturbés par la présence de nombreux pics. Ces perturbations, présentes en simulation, n'apparaissent pas en mesures. Comme nous l'avons déjà vu, lors des mesures Photline réalise une « reprise de masse » sur le boîtier, qui permet de maintenir un potentiel de masse homogène sur toute la longueur des lignes.

En négligeant la présence de ces pics, et en prenant la valeur moyenne des niveaux des coefficients [S], nous pouvons constater qu'à 40 GHz, les paramètres  $S_{42}$  et  $S_{13}$  sont légèrement inférieurs à -20 dB. Ces paramètres témoignent ainsi que le couplage entre les deux lignes coplanaires est relativement faible, et quasi négligeables pour les applications visées.

En se basant sur l'expérience de nos partenaires, nous avons ainsi montré qu'un plan de masse central de  $100\ \mu\text{m}$  de large semble suffisant pour isoler les deux lignes coplanaires. Nous allons maintenant nous intéresser aux tapers d'entrée/sortie du modulateur.

### II.3.4. Etudes sur les tapers entrée/sortie

Chaque ligne coplanaire du modulateur dual drive doit être connectée, à l'une de ses extrémités à une charge  $50 \Omega$ , et à l'autre à un driver, comme nous pouvons le voir sur la Figure II. 37.

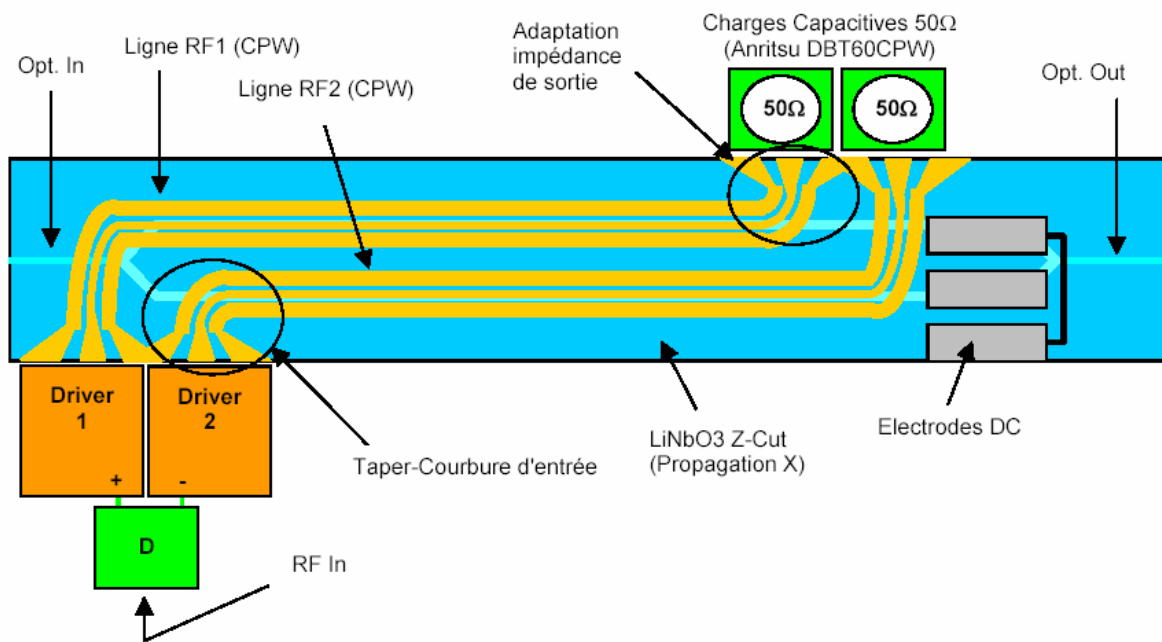


Figure II. 37 : Schéma du modulateur dual drive en coupe Z (Schéma Photline)

Deux charges  $50 \Omega$  et deux drivers sont donc nécessaires dans ces conditions.

Nous allons nous intéresser tout particulièrement à la transition driver/modulateur. Les deux drivers, positionnés côte à côte, imposent certaines contraintes, de part leur dimensions, sur les tapers d'entrée : comme nous pouvons le voir sur le schéma suivant (Figure II. 38), les lignes coplanaire doivent être espacées de  $1800 \mu\text{m}$  centre à centre (pris au milieu des lignes chaudes) ; cette distance correspond à l'espacement entre les deux lignes chaudes des drivers.



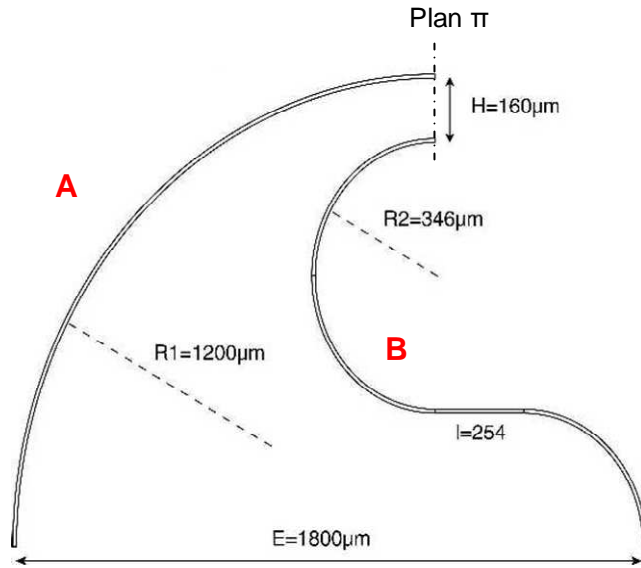


Figure II. 38 : Schéma des tapers dual drive – Seules les lignes chaudes sont schématisées (Schéma Photline)

Les structures dual drive doivent maintenir une accumulation de phase de même poids dans chacun des deux bras optiques sous peine d'introduire du chirp fréquentiel. Il est donc nécessaire d'avoir la même longueur d'interaction dans les deux bras de l'interféromètre. Les tapers ont ainsi été définis par Photline comme présenté sur la Figure II. 38 : une courbure simple que nous notons A pour l'une des deux lignes coplanaires, et une forme en « S » que nous notons B, pour la seconde ligne coplaire. Les courbures A et B auront donc une longueur identique dans le plan  $\pi$ , pour être en accord de phase.

L'allure des tapers définie, il faut maintenant optimiser l'adaptation entre les lignes actives et les drivers. Notons que les lignes actives ont pour dimensions, une largeur de ligne centrale de  $7 \mu\text{m}$  et un gap de  $17 \mu\text{m}$ , et les drivers, auxquels elles doivent être connecter, ont chacun une ligne chaude de  $100 \mu\text{m}$ , un gap de  $50 \mu\text{m}$ , et une largeur de ligne de masse de  $100 \mu\text{m}$ .

Nous avons donc effectué différentes simulations électromagnétiques de ces tapers d'entrée de manière à obtenir une adaptation inférieure à  $-10 \text{ dB}$ . Nous avons utilisé pour cela le logiciel Momeemtum.

Dans un premier temps, nous avons effectué différentes études sur des lignes « droites » et non courbes, pour des raisons de facilité de dessin. Nous avons ainsi déterminé que la transition entre les lignes actives et les drivers doit se faire progressivement et sur toute la longueur des tapers, comme nous pouvons l'observer sur la Figure II. 39 ; cette configuration semble entraîner moins de pertes.

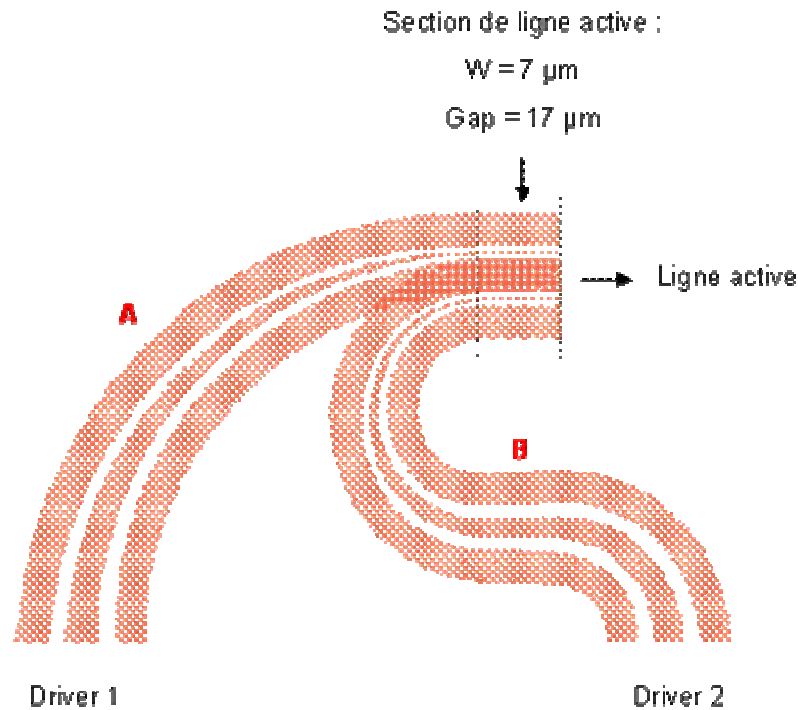


Figure II. 39 : Tapers d'entrée – Les lignes chaudes et les gaps s'élargissent progressivement de  $W = 7 \mu\text{m} / G = 17 \mu\text{m}$  vers des dimensions  $W2 / G2$ , compatible avec la connexion aux drivers

Après optimisation nous avons défini les dimensions de la largeur de la ligne chaude et du gap des lignes coplanaires côté drivers, de manière à ce que l'adaptation soit correcte. Nous avons traité les deux lignes coplanaires séparément et obtenu les résultats présentés sur la Figure II. 40 et la Figure II. 41. Notons que ces résultats tiennent compte des pertes métalliques ( $\sigma = 4,1.10^7$ ).

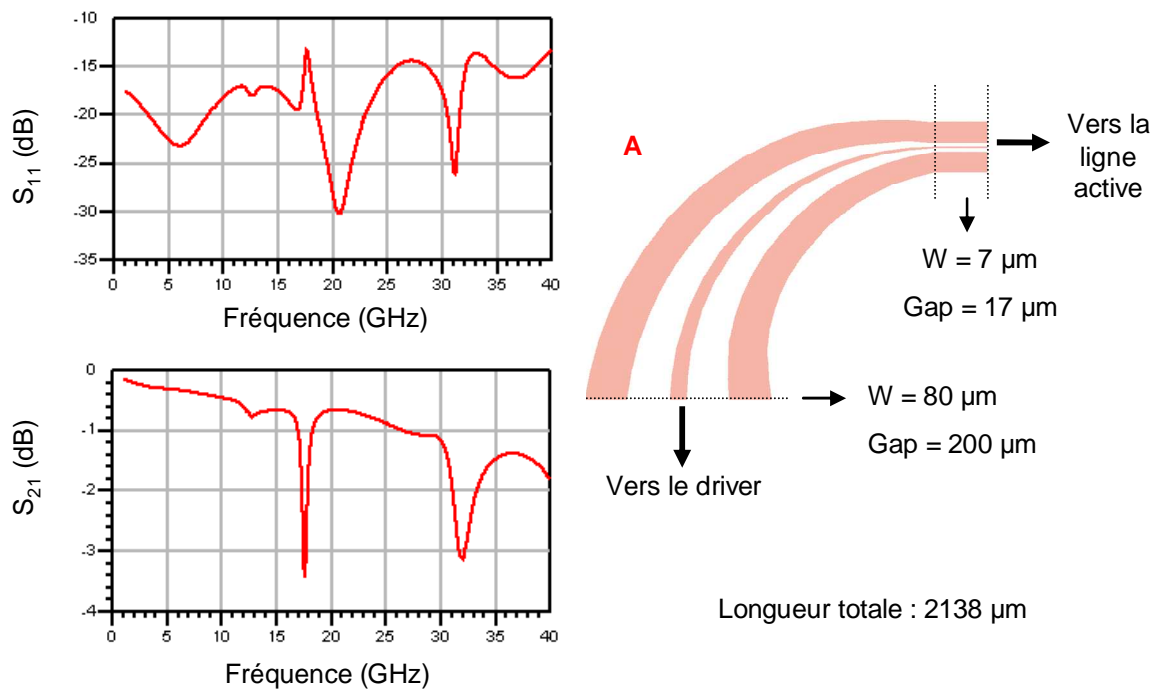


Figure II. 40 : Résultats de simulation du taper d'entrée à connecter au driver 1 (calculs avec pertes)

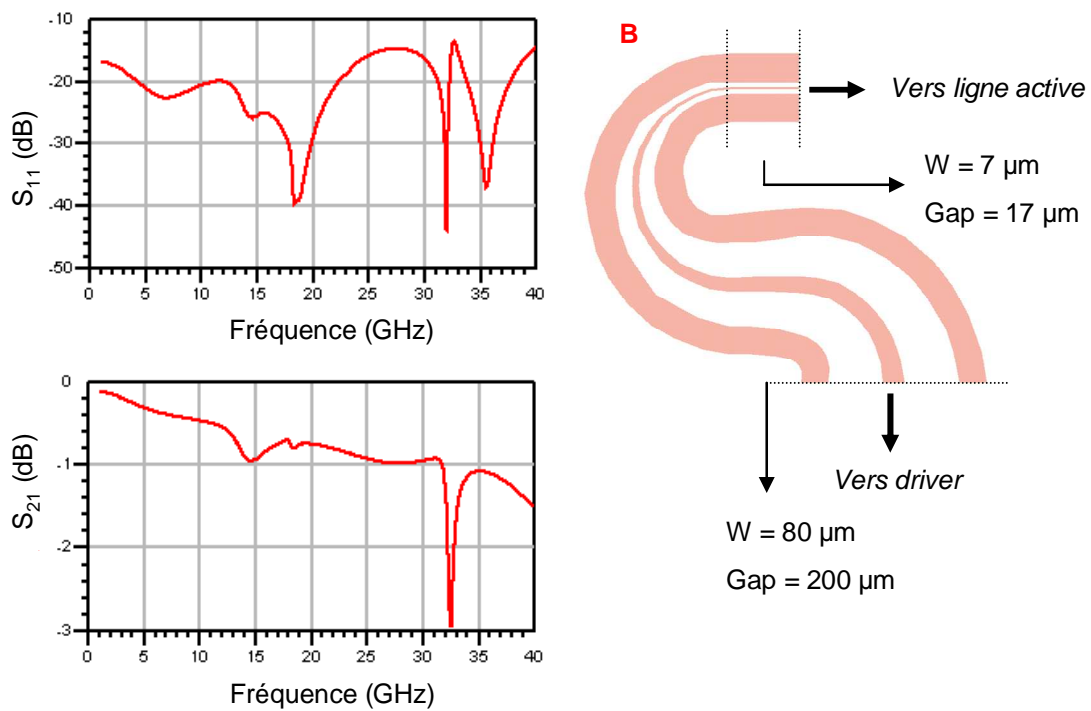


Figure II. 41 : Résultats de simulation du taper d'entrée à connecter au driver 2 (calculs avec pertes)

Nous pouvons constater pour ces deux tapers que l'adaptation semble correcte : le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est largement inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquence. Nous pouvons noter également que les pertes d'insertion sont d'environ 1.6 dB à 40 GHz.

De plus, les pics parasites que nous observons, comme précédemment, n'apparaîtront pas en réalisations en raison de la reprise de masse.

Par ailleurs, la figure suivante (Figure II. 42) présente la phase du paramètre  $S_{21}$  en transmission pour les deux tapers étudiés, et nous pouvons observer le bon accord de phase entre ces deux tapers. Notons que les longueurs des lignes coplanaires sont également identiques en dehors de ces courbures.

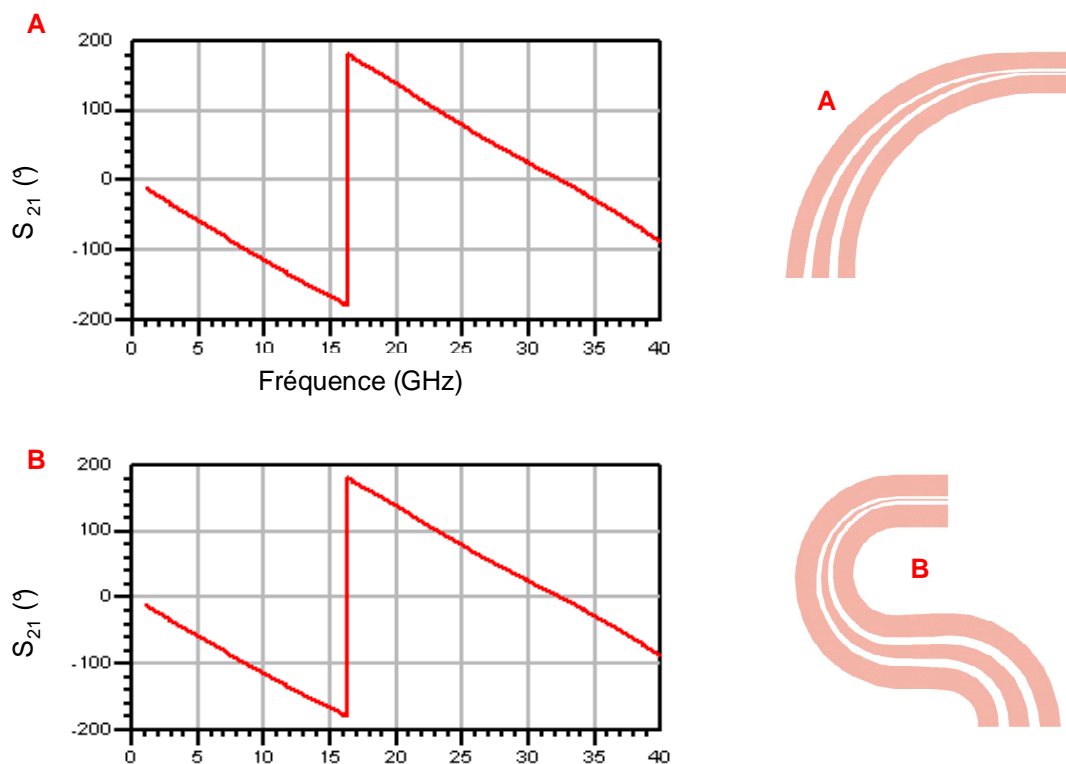


Figure II. 42 : Phase pour les deux tapers d'entrée

### II.3.5. Résultats expérimentaux

Nous allons maintenant présenter les résultats expérimentaux obtenus pour le modulateur dual-drive en coupe Z, réalisé et mesuré par Photline. La Figure II. 43 présente une description de la puce.

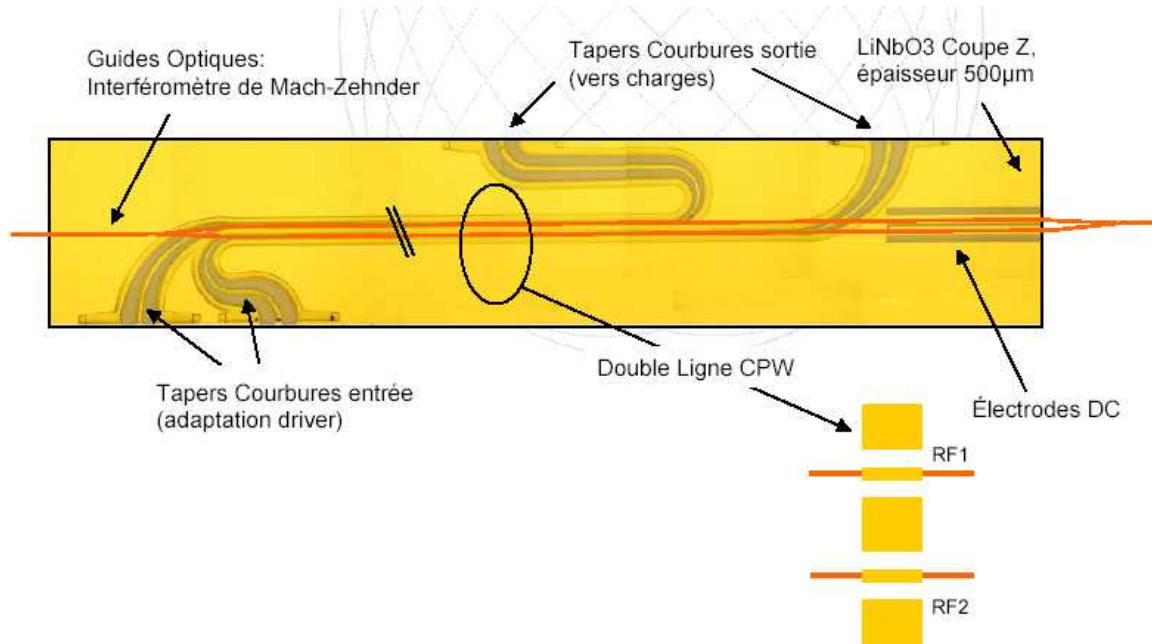


Figure II. 43 : Réalisation du modulateur dual-drive en coupe Z (Schéma Photline)

La Figure II. 44 présente les modules des paramètres  $S_{12}$  et  $S_{11}$  pour chacune des deux lignes coplanaires, mesurés par Photline. Précisons que les dimensions des lignes coplanaires et de la couche de silice sont dans les ordres de grandeur fixés par les simulations électromagnétiques. Sur la demande de Photline, nous ne donnons pas ici les dimensions exactes.

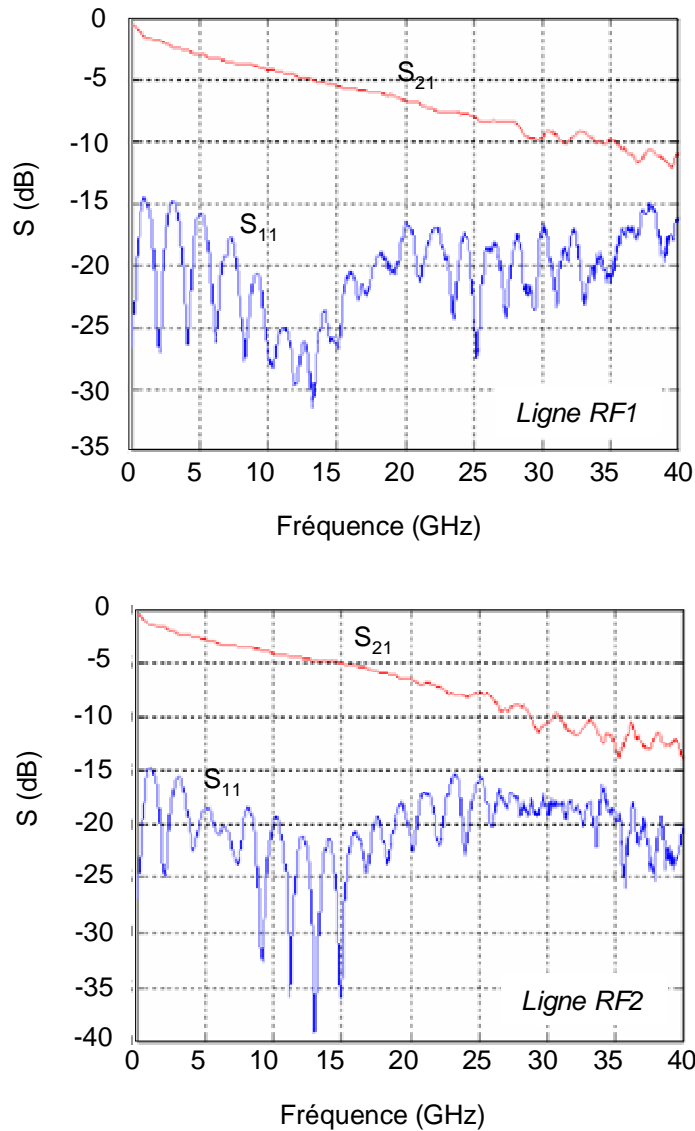


Figure II. 44 : Résultats expérimentaux de chacune des deux lignes coplanaires du modulateur dual-drive en coupe Z (Courbes Photoline)

Nous pouvons noter que la bande passante électrique à -6 dB est de 21 GHz, et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -15 dB sur toute la bande d'analyse. De plus, les mesures ont montré que la tension demi-onde  $V_{\pi}$  est égale à 3.4 V (en dual-drive), l'indice effectif de la ligne à 2.14, et l'impédance caractéristique à 41-42  $\Omega$ . Précisons que ces résultats son obtenus pour l'intégralité de la ligne coplanaires, tapers inclus.

## Chapitre II

Les résultats présentés ici sont en accord avec le Tableau II. 2, et permettent d'une part de valider les modèles de la ligne active du modulateur (simulations électromagnétiques effectuées par l'IRCOM, et modélisations optiques par Photline), et d'autre part d'obtenir une tension  $V_{\pi}$  satisfaisant les spécifications du projet HEMERODE.

Nous pouvons noter par ailleurs un indice effectif de 2.14, témoignant d'un bon recouvrement électro-optique, et une impédance caractéristique satisfaisante. D'autre part, la bande passante électrique est supérieure à celles obtenues pour les modulateurs de la première phase du projet, ce qui est également favorable.

Sur la Figure II. 45 nous pouvons observer le couplage entre les deux lignes coplanaires.

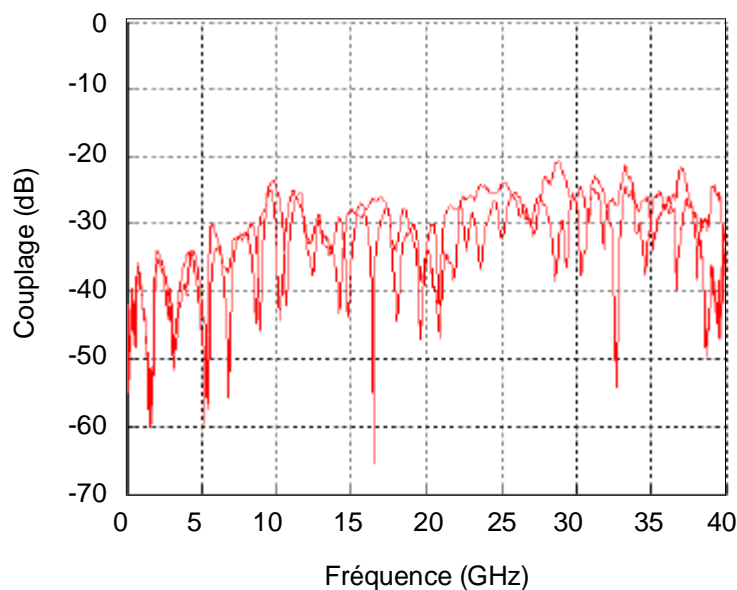


Figure II. 45 : Couplage ligne RF1 vers RF2 et réciproque (Courbes Photline)

Nous pouvons noter que le taux de couplage augmente d'une part avec la fréquence, ce qui est classique, et d'autre part reste inférieur à -21 dB sur toute la bande d'analyse, et ainsi conclure que les deux lignes coplanaires sont suffisamment éloignées l'une de l'autre, et que la valeur du couplage est négligeable.

### II.3.6. Conclusion

Les travaux effectués lors de la seconde phase du projet HEMERODE ont contribué à améliorer les performances visées du modulateur électro-optique, comparé au modulateur de la première phase. Une modélisation plus rigoureuse du modèle de la ligne active et une étude plus approfondie de ses paramètres et de la répartition des champs électromagnétiques, ont permis d'avoir accès au recouvrement électro-optique et à la tension demi-onde  $V_{\pi}$ . Le couplage entre les champs optique et électromagnétique a ainsi été mieux modélisé.

## II.4. Conclusion

Les travaux que nous avons effectués dans le cadre du projet HEMERODE sur le module émetteur ont porté essentiellement sur la partie micro-onde du modulateur électro-optique, en collaboration avec Photline. Plus précisément, nous avons étudié la géométrie et le dimensionnement de la ligne active du modulateur, afin de trouver un bon compromis entre les différents paramètres (largeur de la ligne centrale, largeur du gap, épaisseurs d'or et de silice) pour atteindre l'objectif visé : une large bande passante et une tension de commande  $V_{\pi}$  faible. Nous avons également travaillé sur les transitions driver/modulateur, et optimiser l'adaptation entre la ligne active du modulateur et le driver.

Notons que les simulations électromagnétiques ont été validées par des mesures expérimentales, et qu'elles ont contribué efficacement à une meilleure modélisation du modulateur, et son fonctionnement en a été optimisé.

Ainsi, ces différentes études nous ont permis de contribuer à la conception et à la réalisation de modulateurs électro-optiques, innovants et performants, et la collaboration avec les partenaires du projet et notamment Photline nous a été très enrichissante.



### **III. Modélisation hybride (EM-circuit) du module photorécepteur réalisé au cours du projet HEMERODE**

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

Le travail effectué dans le cadre du projet HEMERODE a également porté, au cours de la première phase, sur la modélisation hybride du module récepteur, afin de contribuer à son packaging. Cette modélisation, basée sur le couplage des lois de l'électromagnétisme et des circuits, a été décrite au cours du chapitre I.

Une des difficultés majeures concernant l'étude du module photorécepteur, est la prise en compte d'une bande d'analyse très large (DC à 50 GHz) qui contribue, de par les dimensions du module, à l'apparition de nombreux phénomènes parasites. Ainsi leur prise en compte et leur suppression est souvent longue et fastidieuse. Par conséquent, il est nécessaire de valider dans un premier temps nos outils de simulation, avant de contribuer efficacement, dans un second temps, à l'optimisation du packaging. Pour ce faire, une comparaison théorie/expérimentation est indispensable.

De manière à anticiper les différentes perturbations susceptibles d'apparaître dans le module photorécepteur, notre étude sur le packaging de ce module a été effectuée au cours de la première phase du projet, et nous ne disposons pas alors de résultats expérimentaux, de manière à pouvoir valider nos résultats théoriques. De ce fait nous avons utilisé un module photodétecteur, globalement similaire au module photorécepteur du projet HEMERODE, fourni par la société Opto+, pour lequel des réalisations avaient été effectuées, et ainsi des résultats expérimentaux étaient à notre disposition. Nous avons ainsi pu valider notre approche hybride, et notamment le modèle circuit de la photodiode que nous incluons dans notre méthode.

Après une description géométrique du module et des maillages réalisés pour les simulations électromagnétiques, nous mettrons en évidence des perturbations parasites, et nous proposerons des solutions pour remédier à ces problèmes.

### III.2. Description du module

La Figure II. 46 présente une vue générale du module photorécepteur.

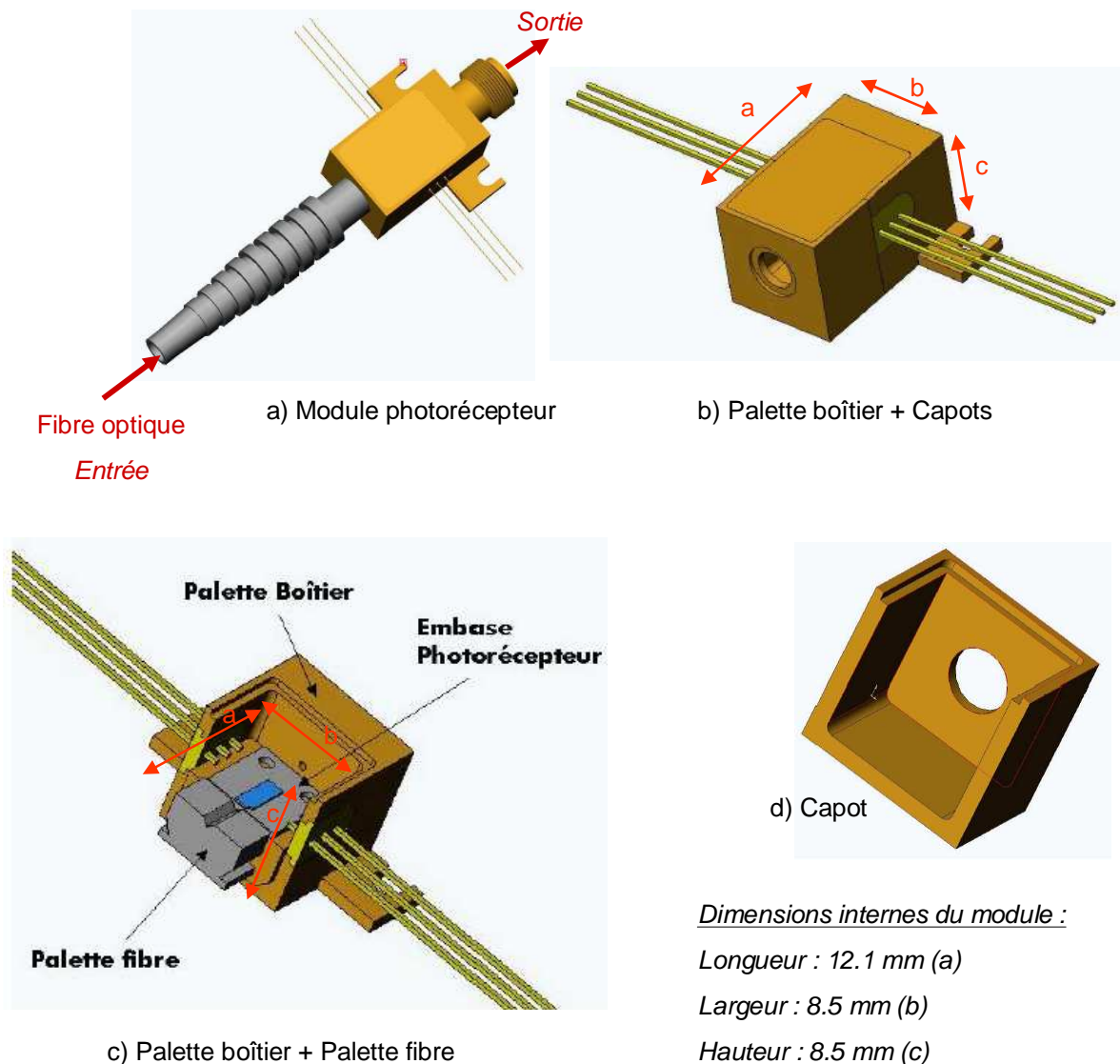


Figure II. 46 : Vue générale du module photorécepteur (Schémas Alcatel-Thalès III-V Lab)

Le module photorécepteur, comme nous pouvons le voir sur la Figure II. 46, est constitué, d'une part, d'une palette fibre : la palette fibre est un bloc métallique, comportant une encoche sur sa face supérieure, sur laquelle vient se positionner l'extrémité de sortie de la fibre optique. Notons que cette palette n'est pas en contact avec le boîtier au niveau de

l'entrée du module, et qu'il existe par conséquent un espace d'air entre le boîtier et cette palette au niveau de l'entrée et également sous la palette fibre. D'autre part, derrière la palette fibre nous trouvons l'embase photorécepteur, sur laquelle sont brasés la photodiode et son circuit de polarisation, l'amplificateur transimpédance (appelé également TIA) et ses circuits de polarisation, et également la céramique de sortie, comme nous pouvons l'observer sur la Figure II. 47. Notons que la photodiode se situe en face de l'encoche de la palette fibre, de manière à détecter le signal optique issu de la fibre. L'embase photorécepteur est également un bloc métallique.

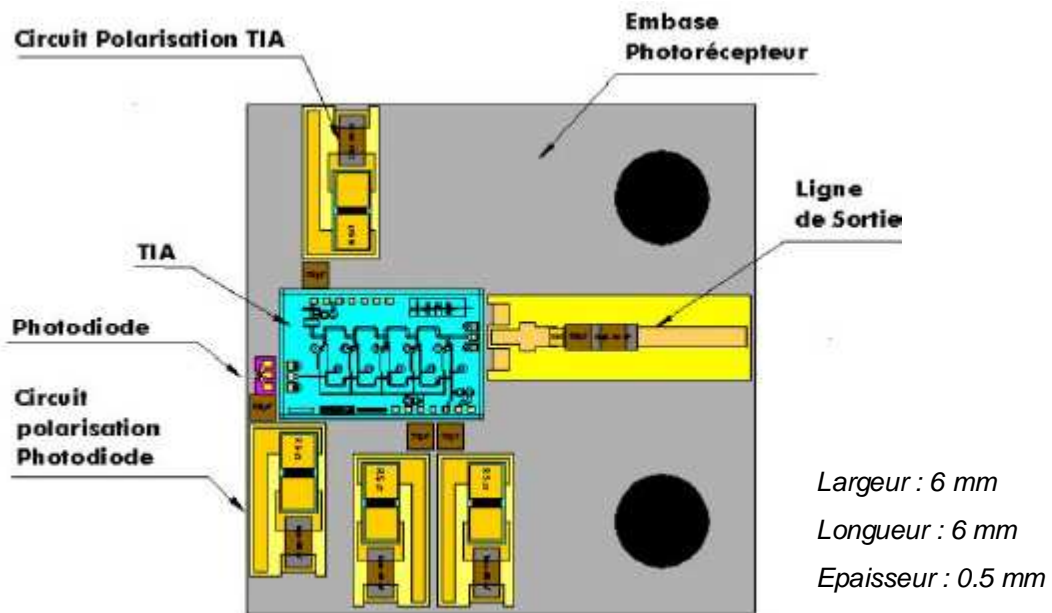


Figure II. 47 : Embase photorécepteur (Schéma Alcatel-Thalès II-V Lab)

La palette fibre et l'embase photorécepteur sont positionnées dans un boîtier métallique constitué de la palette boîtier et du capot, de manière à protéger l'ensemble du module de l'extérieur (Figure II. 46). Les dimensions du boîtier ont été minimisées afin de réduire la cavité interne. Ainsi les modes de résonances dus à la cavité sont repoussés vers des fréquences hautes. Cependant, comme nous allons le montrer, ceci est insuffisant, et des perturbations apparaissent dans la bande d'étude.

### III.3. Mise en évidence théorique des modes parasites

#### III.3.1. Maillage du module

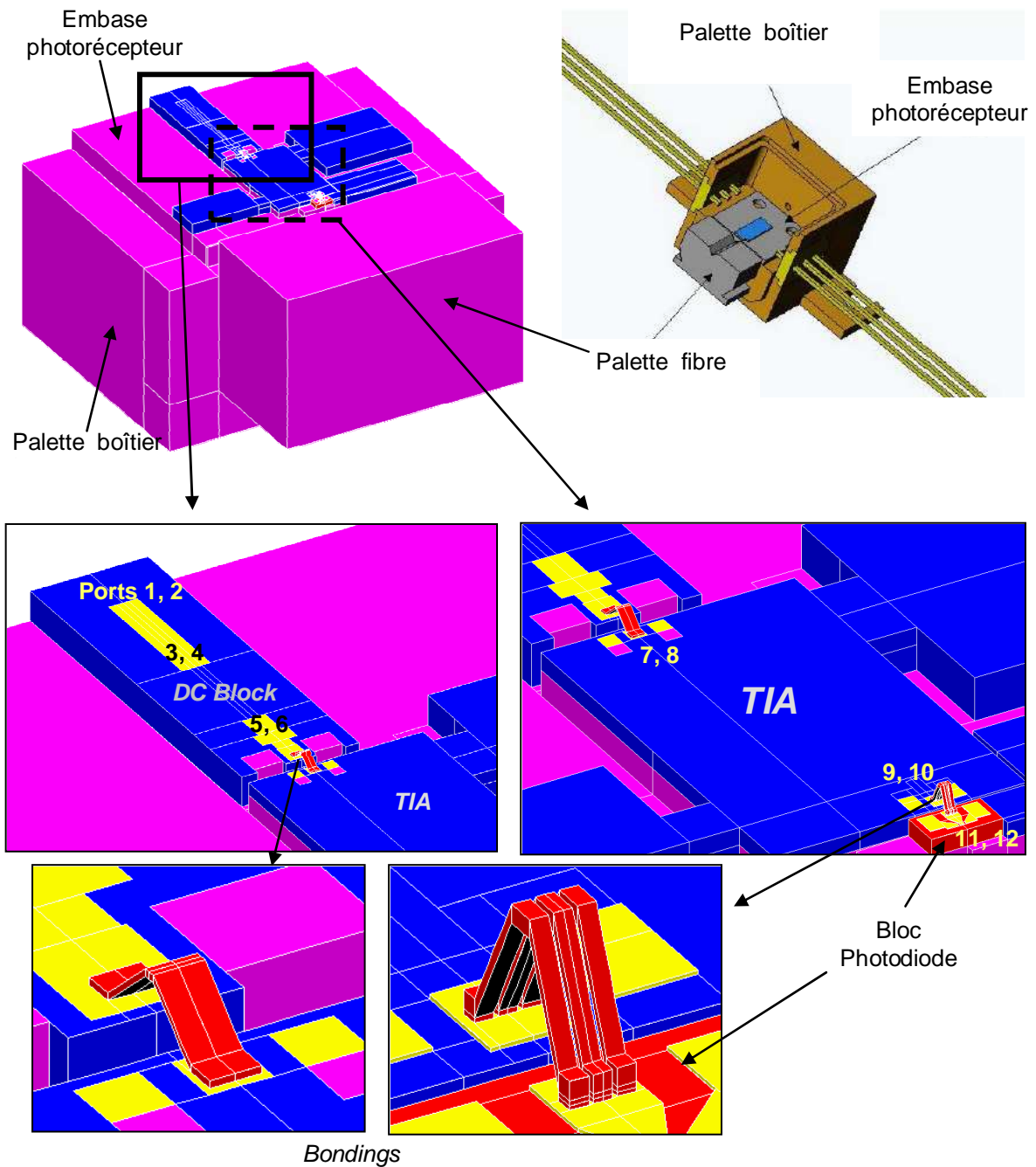


Figure II. 48 : Maillage du module photorécepteur (le capot est ici invisible afin d'observer l'intérieur du module)

## Chapitre II

La Figure II. 48 présente le maillage du module photorécepteur utilisé pour l'étude électromagnétique.

La palette boîtier, la palette fibre, ainsi que l'embase photorécepteur sont représentées par des blocs de métal, dont chacune des faces est affectée d'une contrainte surfacique de type CCE (Court-Circuit Electrique), et par conséquent, nous ne maillons pas ces volumes.

La photodiode, le TIA, ainsi que leurs différents circuits de polarisation, sont quant à eux considérés, en première approximation, comme des éléments localisés, et sont représentés par des blocs de diélectrique, maillés, de dimensions égales à celles des composants considérés, et affectés de la permittivité relative leur correspondant ( $\epsilon_{r \text{ photodiode}} = 12.5$ ,  $\epsilon_{r \text{ TIA}} = 12.6$ ). Notons que des bondings permettent de connecter ces différents blocs entre eux. Ces fils de bondings ayant un comportement selfique, contribuant au comportement global du module, nous avons choisi de les mailler en tenant compte au mieux de leur représentation physique.

La céramique de sortie est constituée de deux tronçons de lignes de transmission réalisés sur un même substrat  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , que nous caractérisons par sa permittivité relative égale à 9.8 ; ce substrat est entièrement métallisé en face arrière (plan de masse). Le premier tronçon de ligne est constitué d'une simple ligne de transmission microruban, dont la largeur est calculée de façon à obtenir une impédance caractéristique égale à  $50 \Omega$  à 40 GHz. Le second tronçon de ligne, situé côté circuit TIA, est formé d'un guide coplanaire de géométrie spécialement étudiée pour compenser en partie l'effet inductif du ruban d'or qui interconnecte le circuit TIA à la céramique. D'autre part cette ligne de sortie intègre un « DC block ». Le DC block est formé d'un empilement de deux capacités de valeurs différentes ; nous le considérons comme un élément localisé par simplification.

De part et d'autre de chaque emplacement propre aux éléments localisés, soient la photodiode, le circuit TIA et le DC block, nous insérons des accès localisés, internes au maillage, qui permettront de connecter par la suite, sous un logiciel de type circuit, les réponses de ces éléments. Nous pourrons ainsi étudier le module dans son intégralité, les éléments actifs étant considérés dans leur environnement. De ce fait, en considérant également les accès d'excitation, le dispositif comporte 12 accès, comme nous pouvons l'observer sur la Figure II. 48.

### III.3.2. Réponse du module sans prendre en compte l'environnement électromagnétique

Pour montrer l'influence de l'environnement électromagnétique sur le module, il est nécessaire de pouvoir comparer les réponses obtenues avec et sans la prise en compte de cet environnement. La Figure II. 49 présente le schéma du chaînage des différents éléments localisés entre eux (la photodiode, l'amplificateur et le DC block), sous un logiciel de type circuit. Les réponses de l'amplificateur et du DC block nous ont été fournies par la société Opto+, sous la forme de fichiers de paramètres [S], issus de mesures expérimentales. La modélisation de type circuit de la photodiode nous a également été fournie par Opto+.

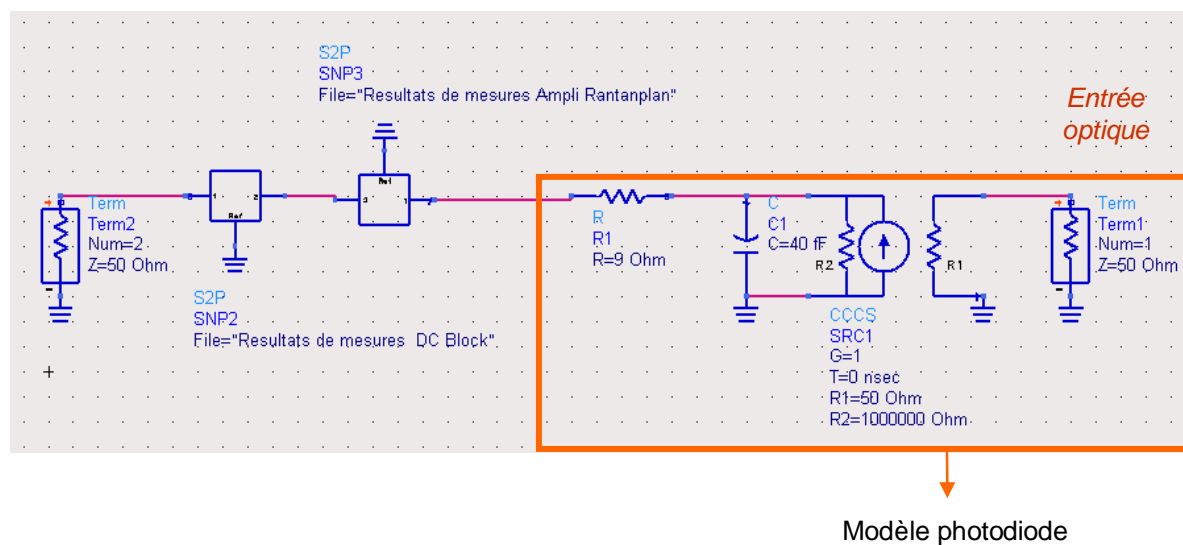


Figure II. 49: Chaînage des éléments localisés seuls

Notons que sur ce schéma nous ne prenons pas en compte la totalité des éléments, puisque que nous ne considérons pas les bondings qui permettent la connexion entre les différents circuits. Cependant, la réponse obtenue, présentée sur la Figure II. 50, permettra tout de même d'avoir une bonne idée de la réponse à obtenir. Les bondings, qui introduisent un effet selfique, pourraient néanmoins être intégrés à ce schéma par l'intermédiaire de selfs, dont les valeurs devraient être estimées précisément en fonction des dimensions des rubans (hauteur, longueur et largeur) [16] [42].

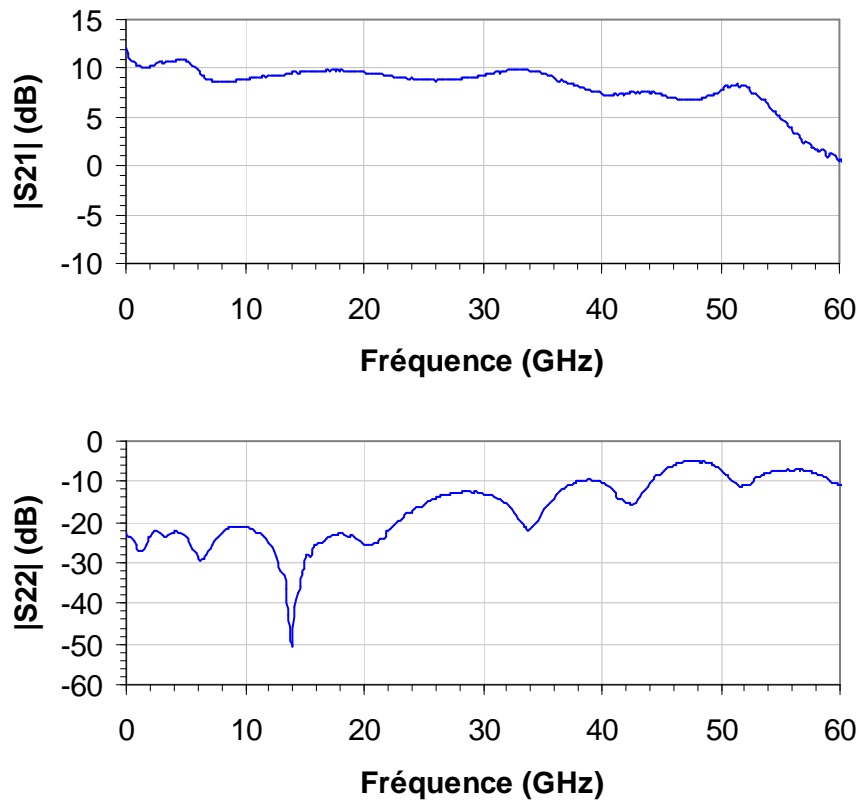


Figure II. 50 : Réponse du module sans prendre en compte l'environnement électromagnétique – Port 1 : Entrée optique – Port 2 : Sortie amplificateur

Remarquons que le comportement de l'ensemble est satisfaisant jusqu'à 40 GHz.

### III.3.3. Réponse du module en prenant en compte l'environnement électromagnétique – Modélisation hybride

Les simulations électromagnétiques effectuées, à l'aide du maillage décrit par la Figure II. 48, nous obtenons la matrice de répartition généralisée  $[S_G]$  à 12 accès. La Figure II. 51 présente le schéma du chaînage des éléments localisés avec l'environnement électromagnétique.

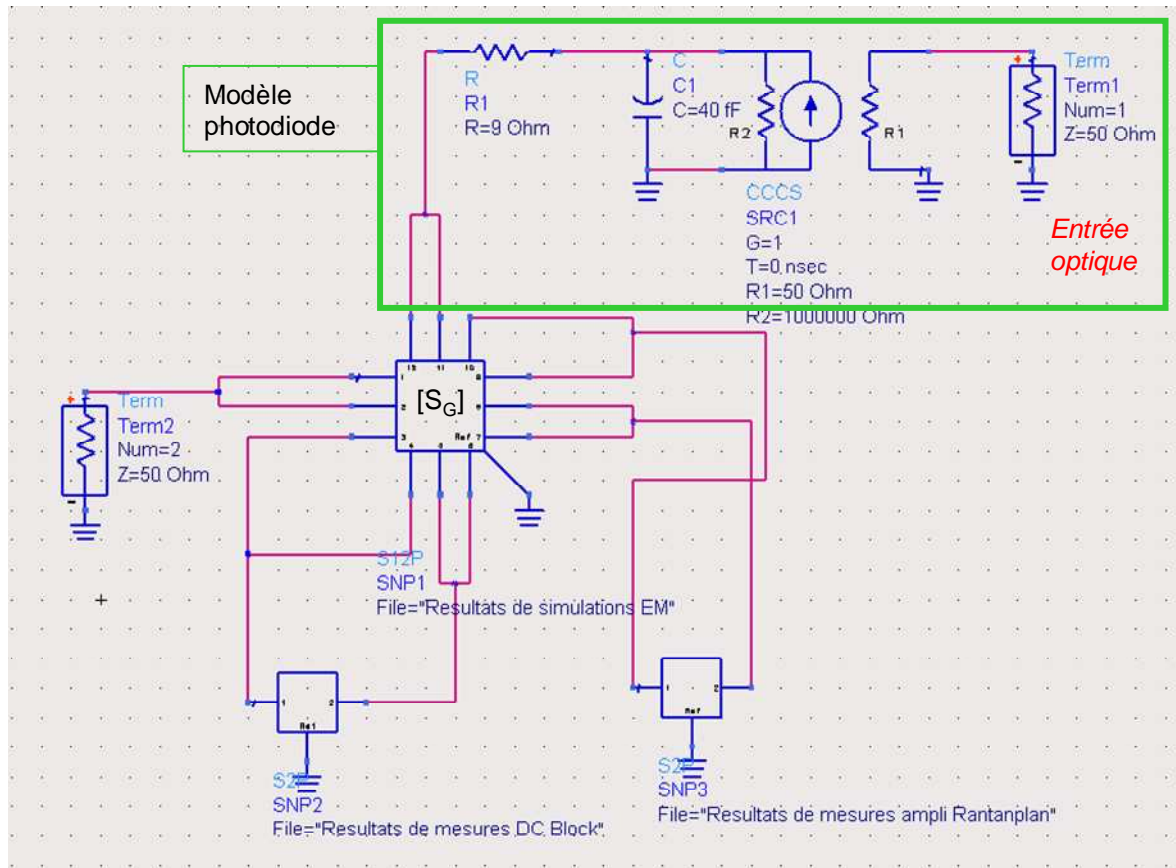


Figure II. 51 : Chaînage des éléments localisés à l'environnement électromagnétique

La Figure II. 52 présente la réponse obtenue par l'approche hybride (EM-circuit), comparée à la réponse établie par l'analyse circuit.



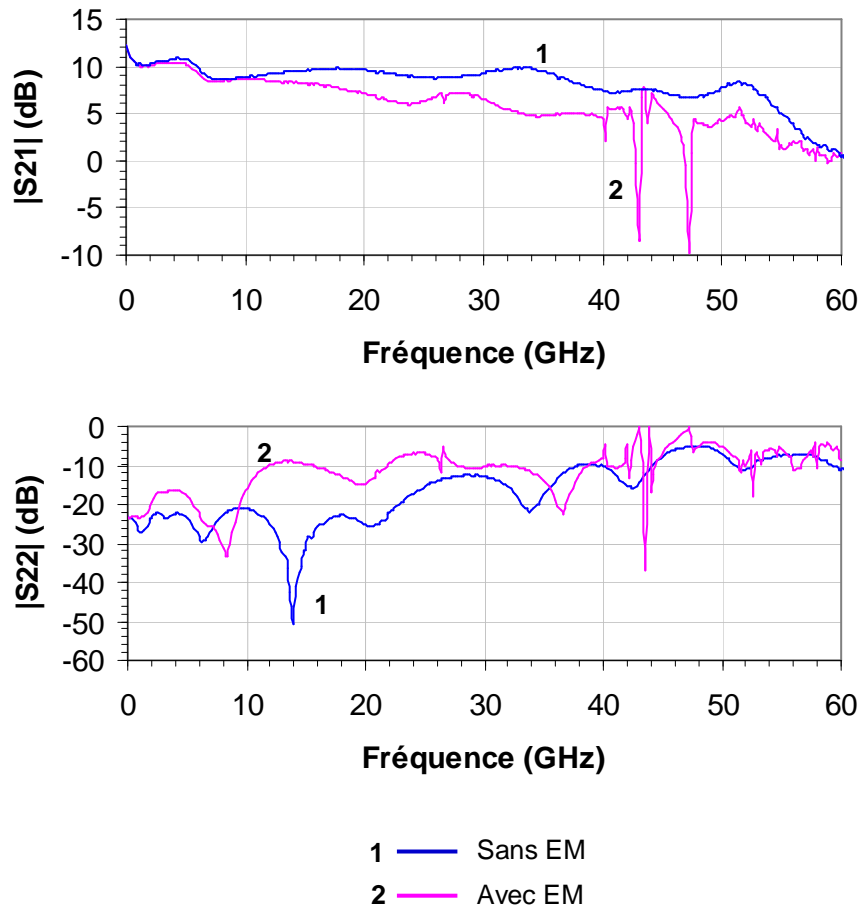


Figure II. 52 : Réponse du module photorécepteur avec et sans la prise en compte de l'environnement électromagnétique (Avec EM : calculs sans pertes, temps de calcul d'un point de fréquence d'environ 12 min) - Port 1 : entrée optique ; Port 2 : sortie amplificateur

L'observation de la Figure II. 52 met en évidence l'influence de l'environnement électromagnétique sur le comportement de l'ensemble du module. Ainsi nous notons sur la réponse en transmission l'influence de l'effet selfique des bondings. De plus, nous pouvons remarquer la présence de plusieurs pics parasites aux fréquences suivantes : 21 GHz, 26.6 GHz, 30 GHz... Notons que ces résultats théoriques ont par la suite été validés par l'expérimentation, comme nous le montrerons au paragraphe III.5.

Des isovalues des champs électromagnétiques du module à différentes fréquences de résonances sont présentées : à 21 GHz sur la Figure II. 53, et à d'autres fréquences critiques sur la Figure II. 54. Ces isovalues nous permettent d'identifier les causes de ces perturbations et donc contribuent à la recherche de solutions de packaging efficaces.

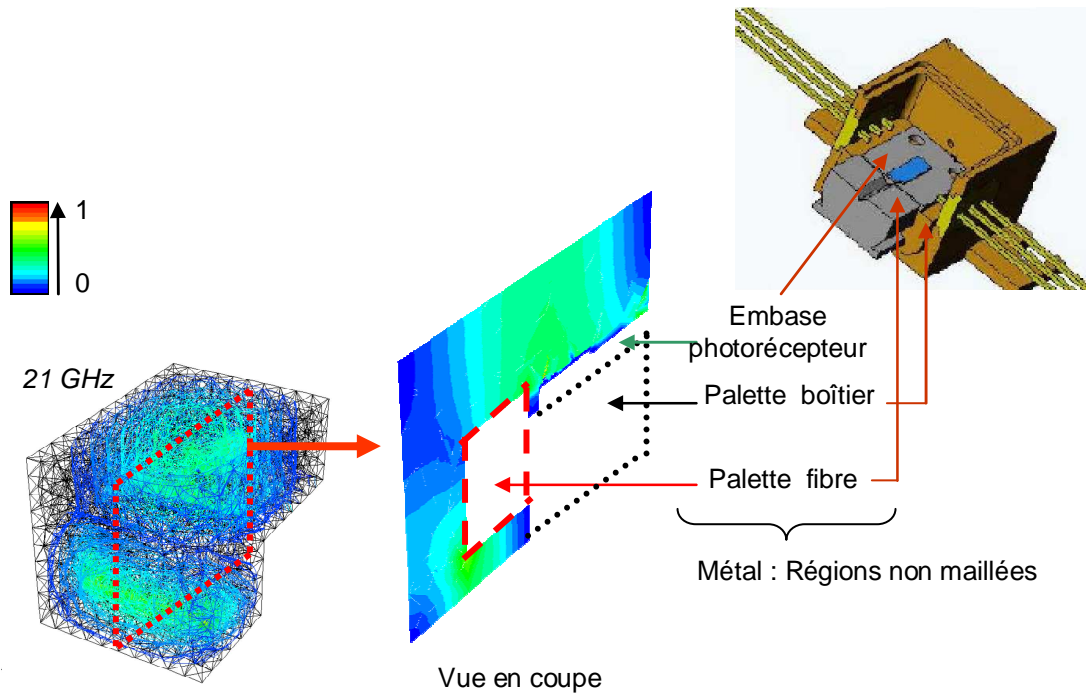


Figure II. 53 : Isovaleurs du champ E à 21 GHz

A 21 GHz, nous pouvons remarquer la présence de résonances dans la partie supérieure du boîtier, au dessus de l’embase photorécepteur, et entre le boîtier et la palette fibre. Comme nous l’avons montré précédemment, l’embase photorécepteur porte les différents circuits qui sont connectés entre eux par des rubans d’or. Les effets de ces fils métalliques ne sont pas négligeables, et c’est pour cette raison que nous les avons pris en compte lors de nos simulations. En effet, outre leur comportement selfique, leur rayonnement peut s’avérer être à l’origine de l’excitation de modes de résonances parasites et ainsi contribuer aux perturbations dans le dispositif. D’autre part, sur l’embase photorécepteur se trouve également deux tronçons de lignes microondes, susceptibles également d’exciter des modes parasites. Dans le paragraphe III.4., nous étudierons le packaging de ces « éléments rayonnants ».

Sur la Figure II. 54 nous pouvons observer les isovaleurs du champ E pour d’autres fréquences présentant un pic parasite.

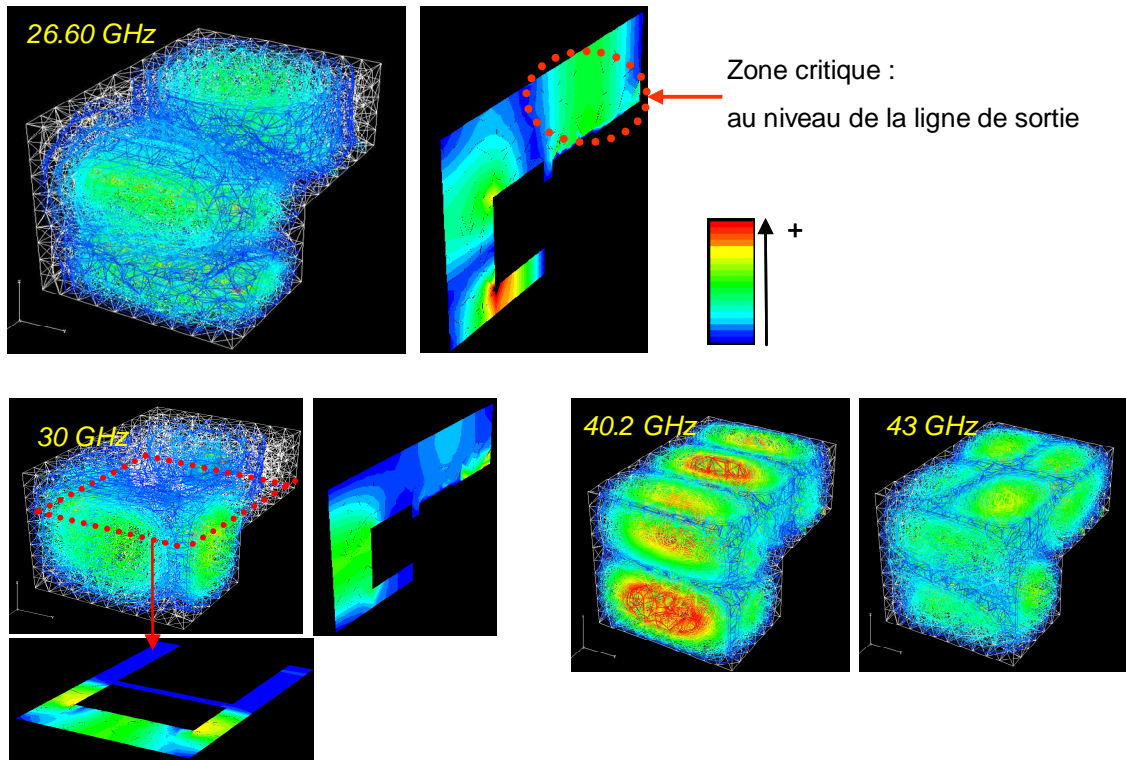


Figure II. 54 : Isovaleurs du champ E à des fréquences critiques

Nous pouvons constater, encore une fois, qu'au dessus de la ligne en sortie de l'amplificateur, où l'amplitude du signal est la plus forte, le champ électrique est plus important. Par conséquent une attention particulière devra être portée dans cette zone, afin que les modes parasites ne soient plus excités.

Notre objectif est donc de trouver une topologie pour laquelle le module n'est pas perturbé par des résonances parasites. Nous allons maintenant proposer plusieurs solutions.

### **III.4. Solutions de packaging aux problèmes de résonances parasites [38] [16]**

Afin de remédier aux problèmes de résonances parasites, nous avons envisagé différentes possibilités, telles que l'ajout d'absorbant ou de plots métalliques, de redimensionner la cavité, ou encore d'encapsuler les zones les plus critiques, sources de rayonnement.

#### **III.4.1. Ajout d'absorbant**

La Figure II. 55 présente sur l'intervalle 20-50 GHz une comparaison entre la réponse initiale, obtenue par une approche hybride en considérant l'environnement électromagnétique (représentée sur la courbe 2 de la Figure II. 52), et la réponse hybride obtenue pour le même module photorécepteur comportant une couche d'absorbant placée sous le capot supérieur.

L'absorbant placé sous le capot d'un module permet de recréer des conditions d'espace libre dans le boîtier, en absorbant les ondes incidentes, et empêchant ainsi de former une cavité métallique résonante. Dans notre cas nous utiliserons l'absorbant référencé ECCOSORB LS-30 [36], de permittivité complexe  $\epsilon = 2.4 + 15j$ . Notons que dans le cas de simulations électromagnétiques comportant de l'absorbant les pertes diélectriques doivent être prises en compte ; néanmoins ces pertes ne seront considérées que pour l'absorbant, et les pertes métalliques et celles des différents diélectriques seront négligées.

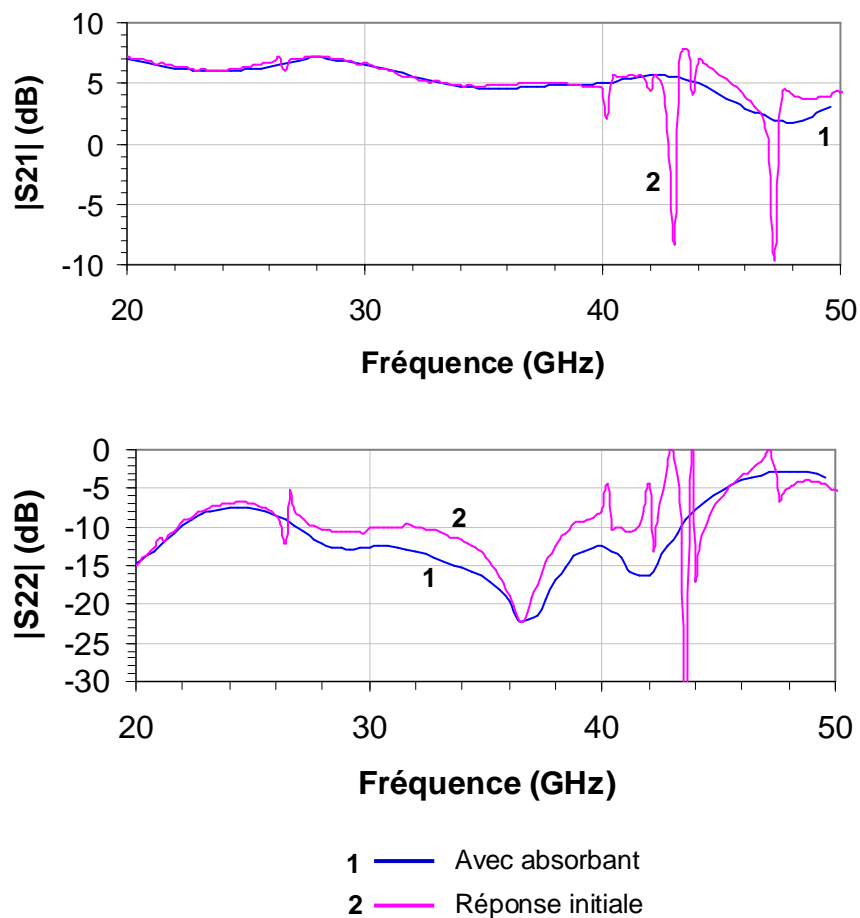


Figure II. 55 : Paramètres  $[S]$  (par l'approche hybride) du module photorécepteur comportant une couche d'absorbant sous le capot (temps de calcul par point de fréquence de l'ordre de 32 min), comparée à la réponse initiale (courbe 2 sur la Figure II. 52)

Nous pouvons constater que l'ajout d'absorbant sous le capot supérieur est très efficace, puisque les modes parasites ne perturbent plus le dispositif. Cependant, l'utilisation d'absorbant n'est pas une solution sûre en terme de durée de vie : il peut effectivement avoir une mauvaise tenue en vieillissant, se dégrader, ou encore se décoller et c'est pour cela que nous avons cherché d'autres solutions. De plus, sa mise en place lors de l'encapsulation du boîtier entraîne un coût supplémentaire.

### III.4.2. Réduction des dimensions du boîtier

Une solution aux problèmes de résonances d'une cavité est de diminuer ses dimensions, de manière à repousser les modes parasites à des fréquences plus élevées (Figure II. 56).

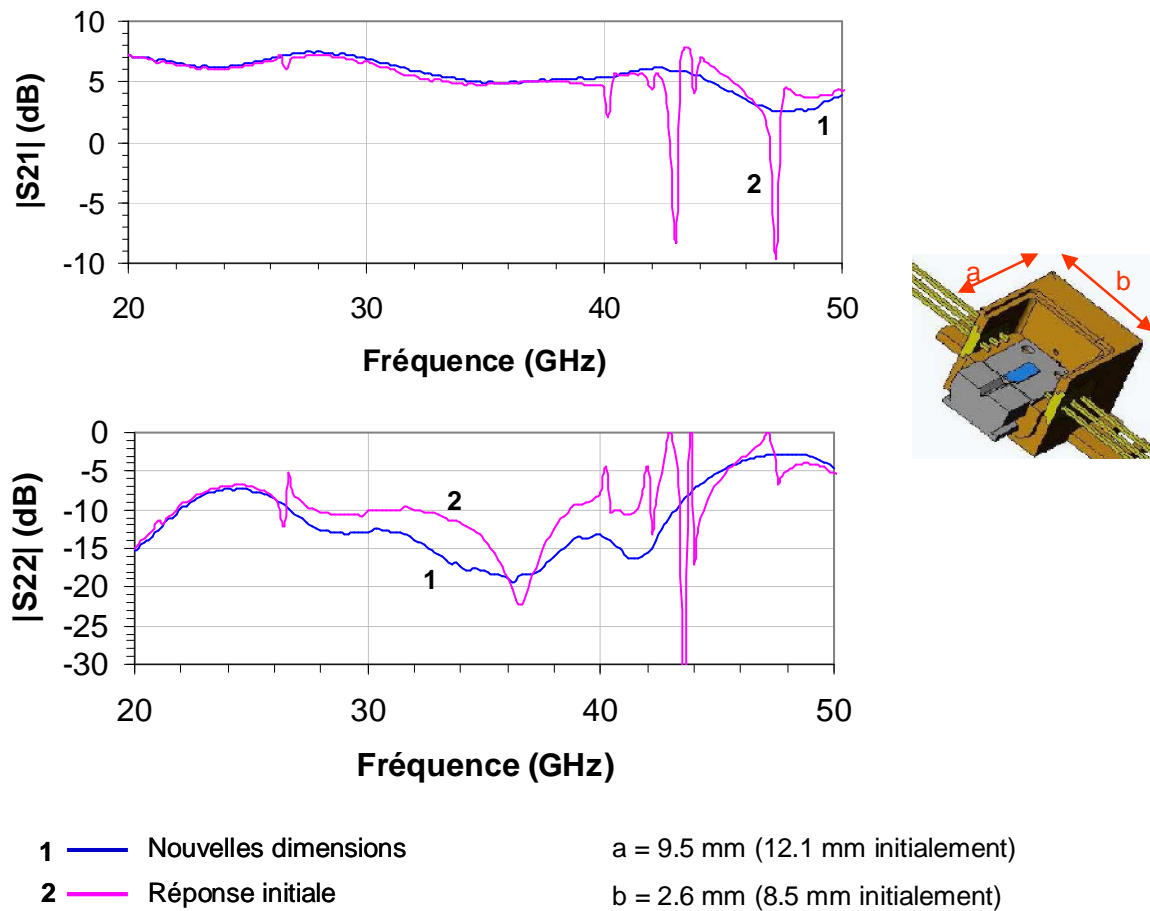


Figure II. 56 : Paramètres  $[S]$  (par l'approche hybride) du module photorécepteur dont les dimensions de la cavité interne ont été réduites, comparés à la réponse initiale

Nous pouvons constater que réduire les dimensions de la cavité interne du module permet de repousser les résonances parasites à de plus hautes fréquences en dehors de la bande utile. Précisons que les dimensions mentionnées ici (9.5/2.6 mm) sont les dimensions optimales qu'il faudrait viser pour supprimer les résonances dans la bande de fréquences. Notons d'autre part que réduire les dimensions du boîtier de façon significative, apparaît, dans

notre cas, difficile. En effet, d'un point de vue technique, il serait nécessaire de revoir la disposition et la taille des circuits de l'embase photorécepteur déjà réalisés sous ces contraintes d'encombrement. Lors d'une prochaine réalisation, il serait semble-t-il pertinent de dimensionner au préalable la cavité et de concevoir les circuits en tenant compte de ce nouvel environnement.

### **III.4.3. Ajout de plots métalliques**

Nous avons pu constater sur les isovaleurs du champ E, aux fréquences présentant une perturbation, des résonances au dessus de la ligne de sortie, et également dans les cavités formées entre la palette fibre et le boîtier. Pour cela, nous nous sommes intéressés à une autre solution, qui consiste à ajouter des plots métalliques dans la structure, de manière à modifier la topologie de la cavité d'air (Figure II. 57). Ces plots ont été placés en tenant compte des distributions de champs des modes parasites et des contraintes imposées par les dimensions et l'emplacement des circuits : ils sont placés sur l'embase photorécepteur (métallique), comme décrit sur la Figure II. 57, et ne sont pas en contact avec le capot supérieur. Dans ces conditions, cette solution n'est pas suffisante. Des perturbations subsistent dans la bande, même si certaines ont été repoussées en dehors. Il aurait été préférable de « connecter » ces plots à la paroi supérieure pour imposer un potentiel nul sur l'ensemble du plot, et d'imposer cette condition plus efficacement aux champs électromagnétiques. Cependant, de tels plots entraîneraient des contraintes de réalisation supplémentaires. Une solution comparable a été testée dans le cas du travail de thèse de B. Thon [16].

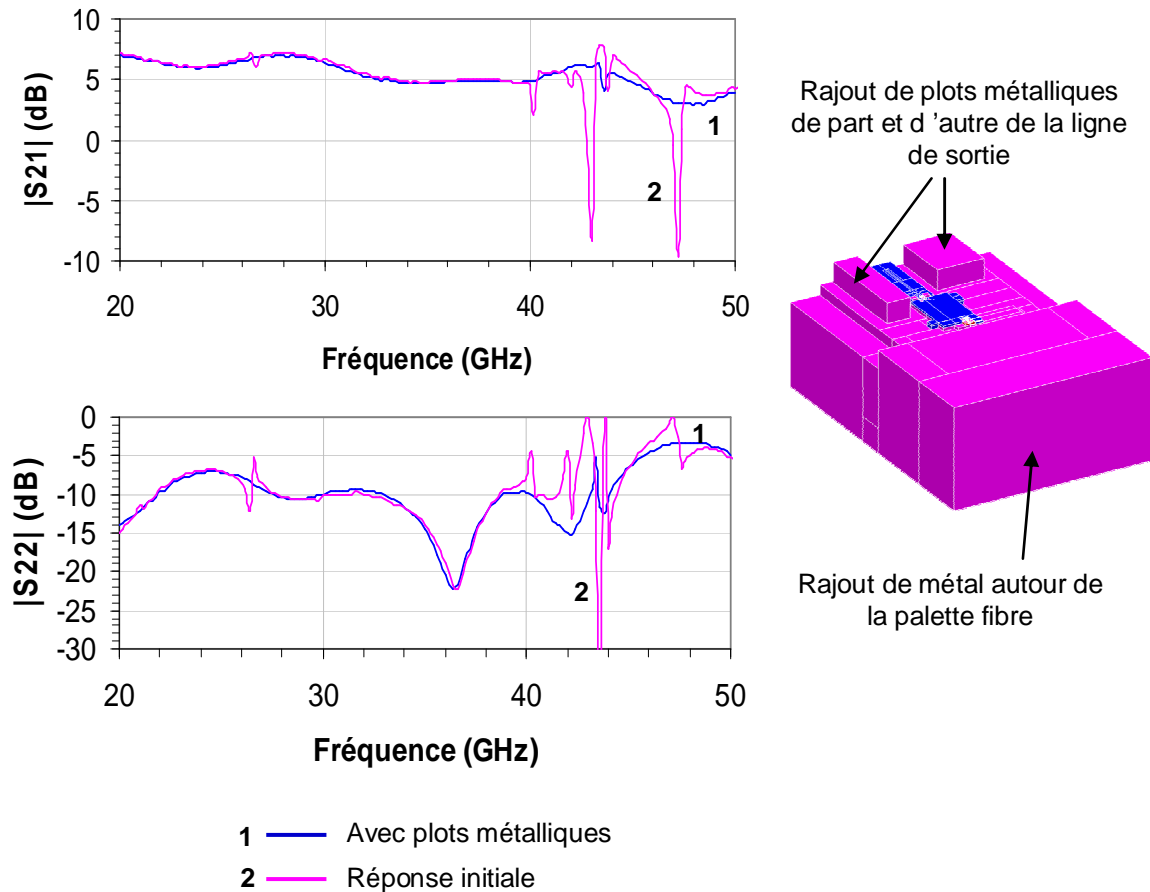


Figure II. 57 : Paramètres  $[S]$  (par l'approche hybride) du module photorécepteur comportant des plots métalliques de part et d'autre de la ligne de sortie, et autour de la palette fibre – Comparaison avec la réponse initiale

#### III.4.4. Encapsulation – Microcavités [16]

Le tracé des champs électromagnétiques au sein de la structure montre que les divers parasites sont excités essentiellement au niveau de la céramique de sortie, qui comporte deux tronçons de lignes microondes, ainsi que des bondings. L'idée développée ici est d'isoler cette céramique du reste de la cavité, et ainsi d'éviter l'excitation des modes parasites.

La Figure II. 58 présente la réponse obtenue pour le module photorécepteur comportant un capot sur toute la longueur de la ligne de sortie. Notons que ce capot est directement posé sur l'embase photorécepteur métallique.



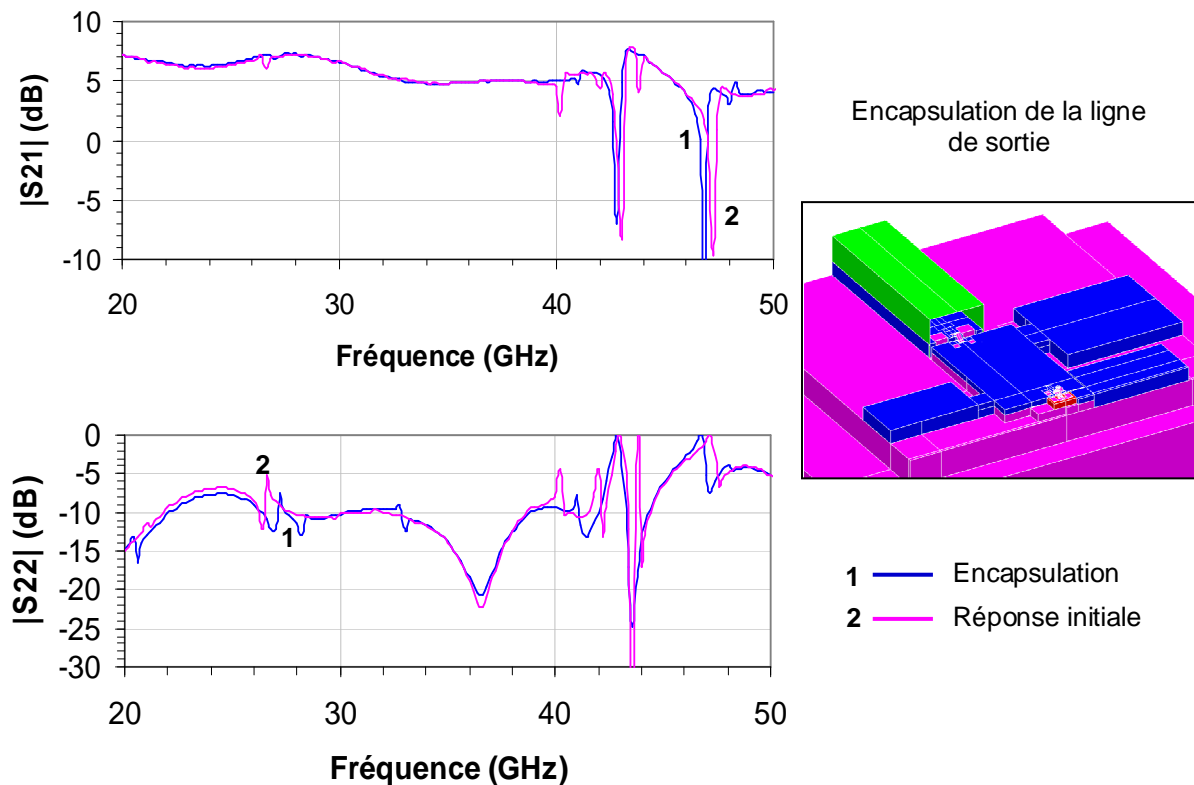


Figure II. 58 : Paramètres  $[S]$  (par l'approche hybride) du module photorécepteur avec ajout d'un capot sur toute la longueur de la ligne de sortie, comparés à la réponse initiale

Sur la Figure II. 58 nous pouvons constater que l'encapsulation de la ligne de sortie permet seulement de réduire le nombre de résonances parasites dans la bande de fréquences, mais pas de les supprimer, puisque nous pouvons encore observer des pics parasites. Notons que dans ce cas les bondings ne sont pas encapsulés. De ce fait nous allons maintenant nous intéresser à l'encapsulation de ces bondings, en plus de la ligne de sortie.

Les figures suivantes présentent les réponses obtenues pour l'encapsulation de l'ensemble ligne de sortie + TIA + capacités + photodiode (Figure II. 59) et de l'ensemble ligne de sortie + TIA + photodiode (Figure II. 60). Notons que, d'une part, dans ces deux configurations toutes les lignes microndes ainsi que tous les bondings sont isolés, et d'autre part, les ouvertures au niveau de la photodiode, des capacités et des circuits de polarisation sont bien considérées, de manière à pouvoir connecter les circuits de polarisation, et permettre à la fibre de passer.

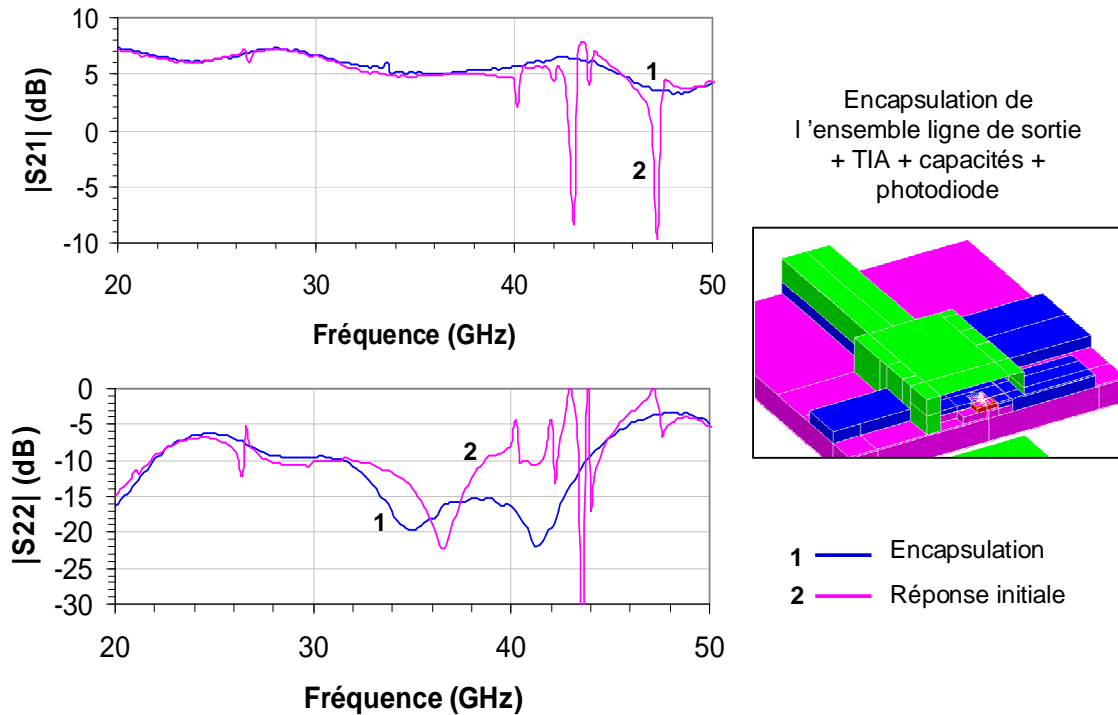


Figure II. 59 : Paramètres  $[S]$  (par l'approche hybride) du module photorécepteur avec encapsulation de l'ensemble ligne de sortie + TIA+ capacités + photodiode – Comparaison avec la réponse initiale

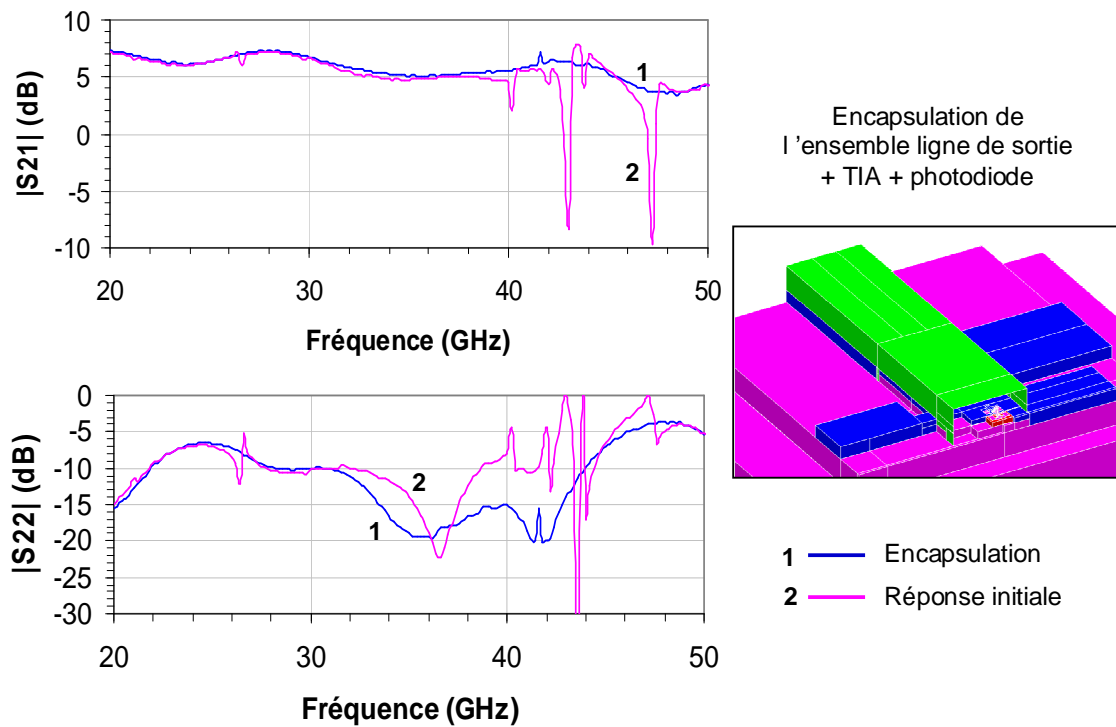
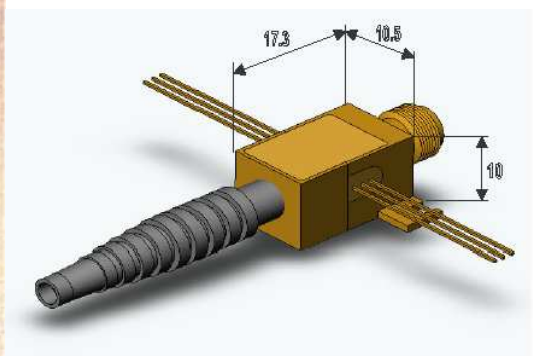


Figure II. 60 : Paramètres  $[S]$  (par l'approche hybride) du module photorécepteur avec encapsulation de l'ensemble ligne de sortie + TIA+ photodiode - Comparaison avec la réponse initiale

Nous pouvons constater que l'encapsulation des zones critiques (lignes microondes et bondings) est une solution assez efficace pour éviter l'excitation de modes parasites, et réalisable par usinage de la paroi supérieure du boîtier. Dans ce cas, cette solution ne nécessite pas de manipulation supplémentaire lors de l'assemblage du photorécepteur, et elle est compatible avec des contraintes industrielles.

### III.5. Comportement expérimental du module photodétecteur

La Figure II. 61 présente une photographie du module photorécepteur du projet HEMERODE, et la Figure II. 62 les mesures du coefficient de réflexion (paramètre  $S_{22}$ ) de ce module. Notons que ces mesures correspondent au module photorécepteur initial (sans encapsulation, sans ajout de pavés métalliques...).



Taille : 17,3 x 10,5 x 10 mm<sup>3</sup>

Figure II. 61 : Photographie (Alcatel-Thalès II-V Lab) du module photorécepteur d'HEMERODE

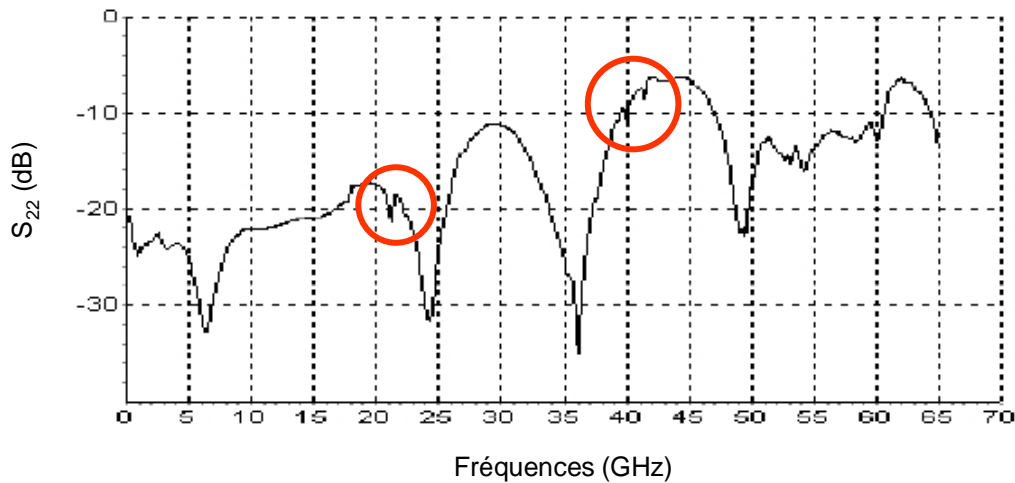


Figure II. 62 : Résultats de mesures du coefficient de réflexion (paramètre  $S_{22}$ ) du module photorécepteur d'HEMERODE (Courbe Alcatel-Thalès III-V Lab)

Les mesures du coefficient de réflexion  $S_{22}$ , présentées sur la Figure II. 62, nous montrent la présence de résonances parasites à 21 GHz, à 40 GHz, à 42 GHz... Remarquons que nous observons moins de modes parasites qu'en simulations électromagnétiques, dû probablement au fait que l'analyse électromagnétique a été effectuée sans tenir compte des pertes et est par conséquent plus sensible à la mise en évidence des modes parasites. Cependant les perturbations observées en mesures ont bien été constatées en simulations (Figure II. 52).

Comme nous l'avons déjà évoqué, ces mesures valident les résultats obtenus par l'approche hybride, et par conséquent les solutions de packaging proposées.

### III.6. Conclusion

L'étude électromagnétique du module photorécepteur, effectuée au cours de la première phase du projet HEMERODE, et validée par l'expérimentation, a permis de servir de base à l'optimisation du packaging des modules en phase deux. Par une modélisation hybride de ce module, nous avons montré l'influence de la mise en boîtier des circuits sur le

fonctionnement global du dispositif. Nous avons observé des phénomènes parasites, excités par les lignes micro-ondes et les bondings présents sur les circuits, perturbant le bon fonctionnement du module. Pour éviter l'excitation de ces modes de résonance, nous avons testé différentes solutions, plus ou moins efficaces, telles que la prise en compte d'absorbant sous le capot supérieur (très efficace) ou l'ajout de plots métalliques (moins efficace). L'utilisation d'absorbant reste cependant une solution qui ne nous satisfait pas pleinement du fait de sa mauvaise tenue en vieillissant ; nous avons présenté ainsi une autre solution, aussi efficace, qui consiste à intégrer dans des micro-cavités les éléments induisant les rayonnements parasites. Cette dernière solution semble de plus mieux adaptée aux contraintes sur le module de la phase deux. Ces solutions de packaging n'ont malheureusement pas pu être validées au cours du projet HEMERODE. Cependant, l'expérience acquise au cours de la première phase du projet HEMERODE a permis d'anticiper les effets indésirables susceptibles d'intervenir dans les modules de la seconde phase, et donc de contribuer efficacement à l'optimisation du packaging. Actuellement nous ne disposons pas de validations expérimentales sur le module de la phase deux.

## IV. Conclusion

Lors de ce chapitre nous avons présenté les études effectuées dans le cadre du projet RNRT HEMERODE sur les modules émetteur et récepteur. Plus précisément, en ce qui concerne le module émetteur, nous avons contribué à l'optimisation de la ligne active du modulateur électro-optique sur niobate de lithium, ainsi que sur les transitions entre ce modulateur et le driver. Pour ce qui est du module récepteur, nous avons présenté des études sur le packaging de ce module, et mis en évidence et identifié des phénomènes électromagnétiques parasites, pour lesquels nous avons proposé diverses solutions. Ces différentes études ont été réalisées à l'aide de simulations électromagnétiques en deux et trois dimensions.

A travers ces travaux nous avons montré l'utilité de l'outil électromagnétique pour la conception et le packaging de modules optoélectroniques. Grâce aux simulations

électromagnétiques, couplées aux modélisations du champ optique de Photline, le comportement du modulateur électro-optique, dans sa partie active, est ici modélisé dans son intégralité, et nous avons ainsi accès à de nouvelles données, telles que le taux de recouvrement électro-optique, et la tension demi-onde  $V_{\pi}$ . Notons qu'une bonne prise en compte de tous les paramètres, et entre autre de la permittivité relative de la silice, a permis d'obtenir un modèle fiable, dont les résultats théoriques ont été vérifiés en mesures expérimentales par Photline.

En ce qui concerne le packaging des modules, les simulations électromagnétiques couplées à une approche hybride permettent d'une part de prévoir les phénomènes parasites susceptibles d'entraîner des dysfonctionnements dans les dispositifs, mais aussi de les identifier, et d'autre part, de pouvoir apporter des solutions à ces problèmes dès la conception des modules.

Ces études mettent en évidence que les simulations électromagnétiques et les méthodologies associées, contribuent à diminuer les temps et les coûts de conception, et participent à l'évolution des systèmes de télécommunication.

Nous allons maintenant nous intéresser au second projet consacré à ce travail de thèse, le projet PIDEA LOTTO. Nous montrerons également ici l'utilité de l'outil électromagnétique à travers la conception de modules RF en technologie LTCC.

## CHAPITRE III

*Transitions larges bandes et solutions de filtrage  
innovantes en technologie LTCC*





## I. Introduction – Etude dans le contexte du projet LOTTO

Le travail décrit dans ce chapitre s'est déroulé dans le cadre du projet européen PIDEA LOTTO. Ce projet a pour objectif la conception de modules émission/réception intégrés bas coût, pour des applications dans le domaine millimétrique de type MVDS (Multipoint Video Distribution System) et MWS (Multipoint Wireless Services).

Comme nous l'avons évoqué au cours du chapitre I, la technologie LTCC est une des technologies testées pour répondre aux objectifs du projet.

La technologie LTCC est une technologie d'intégration bas coût, bien adaptée aux besoins de ce projet pour la conception des modules, et plus précisément pour la réalisation de transitions et solutions de filtrage indispensables à ces dispositifs. Cette technologie a également été présentée au cours du premier chapitre.

Dans le cadre de ce projet nous avons étudié différents éléments et composants, en technologie LTCC, que nous allons maintenant présenter. Le premier point de ce chapitre est consacré à la conception et à la réalisation d'une transition générique, large bande, et de topologie simple, entre une ligne de type coplanaire ou microstrip, et une ligne stripline. Ensuite, en utilisant cette première interconnexion, nous avons réalisé une seconde transition, entre une ligne coplanaire et un guide d'ondes. Ce guide d'ondes sera par la suite utilisé pour la conception d'un filtre passe bande autour de 40 GHz, dont nous présenterons la démarche de conception, et le comportement électrique théorique et expérimental. Enfin, à partir de cette dernière réalisation, nous proposons une étude théorique de faisabilité d'un duplexeur.

Dans un premier temps, pour procéder au choix des matériaux à utiliser, nous avons comparé lors de conception des premières transitions les comportements obtenus avec deux substrats : le Ferro A6-S et le DuPont 951 A2.

Mentionnons par ailleurs que les métallisations, réalisées par sérigraphie au cours du procédé de réalisation sont en argent et ont une épaisseur de 8  $\mu\text{m}$ , quelque que soit le matériau utilisé.

Les différentes structures LTCC décrites dans ce chapitre ont été conçues et optimisées à l'aide du logiciel électromagnétique EMXD, présenté précédemment dans le premier chapitre, au paragraphe IV.

D'autre part, précisons que les réalisations que nous présenterons ont été effectuées par VTT Electronics, organisme de recherche Finlandais et partenaire du projet LOTTO. VTT Electronics a mis à notre disposition sa technologie de fabrication LTCC standard pour la réalisation de nos circuits. Les masques nécessaires à la fabrication des modules ont été dessinés à l'IRCOM, avant d'être fournis à VTT Electronics, qui a réalisé les circuits selon le procédé de fabrication décrit au chapitre I, paragraphe III. Notons que les contraintes technologiques [43] (espacements entre les vias, les lignes...) ont été prises en compte et respectées dès la conception. Par ailleurs les différentes mesures que nous présenterons ont été réalisées à l'IRCOM avec une station sous pointes et un analyseur de réseau vectoriel HP8581C. Notons de plus que les résultats expérimentaux seront présentés sans deembedding. L'influence et les pertes engendrées par les pointes de mesures seront ainsi intégrées aux résultats expérimentaux présentés.

## **II. Transitions microstrip/coplanaire vers stripline**

### **II.1. Introduction**

Dans la littérature nous pouvons observer un intérêt grandissant pour la technologie multicouches LTCC, et plus particulièrement pour la réalisation de structures de transition. Les publications et travaux référencés par [44], [45], [46], [47], [48] et [49], traitent de transitions verticales entre niveaux ; ces interconnexions transmettent le signal radiofréquence de la surface d'un module vers une couche située à l'intérieur de ce même module, ou encore

sur la surface opposée, et sont un élément indispensable à l'intégration de composants actifs ou passifs, de MMICs (Circuits Intégrés Microondes Monolithiques), dans un module multicouches.

Dans le cadre du projet européen LOTTO, nous avons étudié et optimisé une interconnexion verticale entre une ligne microstrip ou une ligne coplanaire, située en surface d'un module reportable, et une ligne stripline, située à l'intérieur du module, en couche interne. Notre objectif a été de concevoir une transition générique présentant un coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieur à -10 dB, du continu jusqu'à 50 GHz, avec une topologie relativement simple et générique. Le caractère large bande de la transition proposée la différencie de celles présentées dans les publications précédemment citées.

Nous allons maintenant décrire cette transition en détails, puis nous présenterons les résultats des analyses électromagnétiques, ainsi que les résultats expérimentaux. Cette description sera faite pour la transition utilisant le substrat Ferro A6-S ; nous consacrerons ensuite un paragraphe pour présenter les résultats obtenus avec le substrat DuPont 951 A2.

## II.2. Description du module en Ferro A6-S

La Figure III. 1 présente le maillage de la transition entre une ligne microstrip (MS), située en surface du module, et une ligne stripline (SL) située à l'intérieur du module ; nous notons cette transition MS-SL. Nous avons effectué l'étude de ces interconnexions en configuration back-to-back, c'est-à-dire en considérant deux transitions MS-SL, soit une transition entre deux lignes microstrip en passant par une ligne stripline (MS-SL-MS), comme le montre la vue en coupe présentée sur la Figure III. 2. La configuration back-to-back nous permet de pouvoir tester l'interconnexion, comme nous le montrerons par la suite. Notons que seulement un quart de la structure est représenté et maillé (Figure III. 1). En effet afin de diminuer les temps de calculs, nous avons réduit le maillage en prenant en compte deux plans de symétries.

Par ailleurs, notons que le module est entièrement blindé par des conditions de CCE, et que ses dimensions globales, en configuration back-to-back, sont d'environ 3 mm en largeur et 8 mm en longueur.

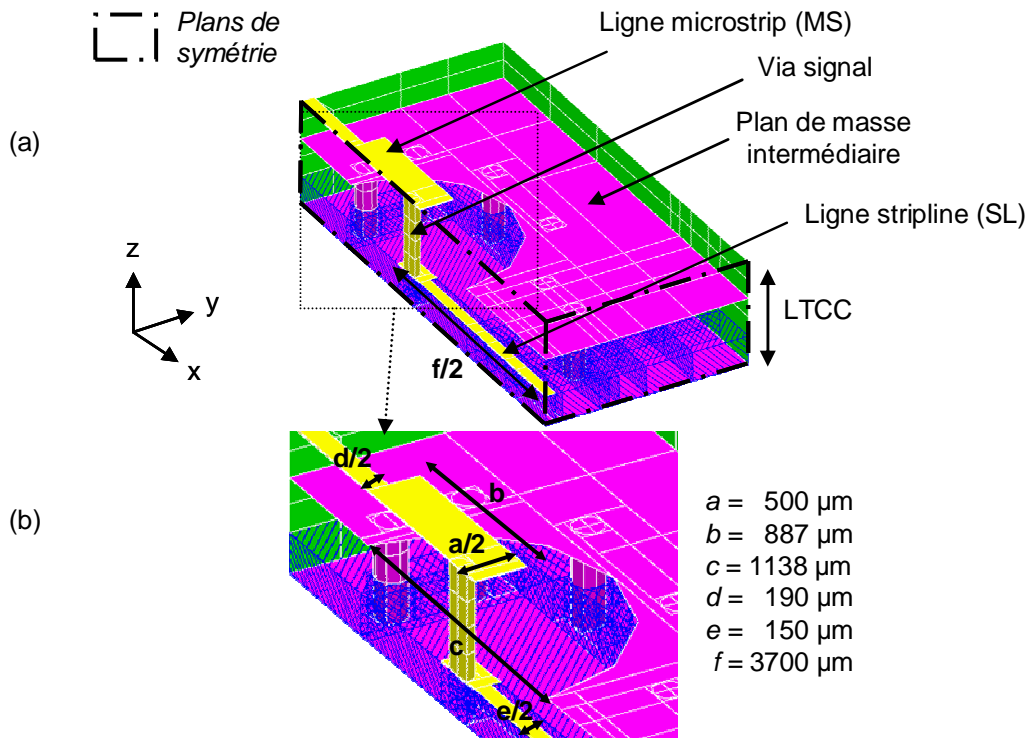


Figure III. 1 : Maillage de la transition microstrip-stripline en (a) - Zoom sur différents paramètres à optimiser en (b)

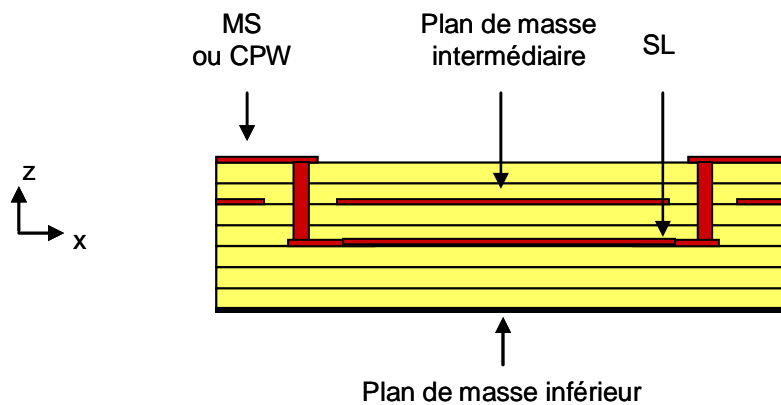


Figure III. 2 : Vue en coupe de la transition

Pour la conception de cette transition, nous avons utilisé le substrat LTCC Ferro A6-S. Le module est composé de huit couches de ce substrat, qui possède les propriétés principales suivantes : une permittivité relative  $\epsilon_r$  égale à 5.9, une tangente de perte de  $1,2 \cdot 10^{-3}$  (à 10 MHz), et une épaisseur de couche après cuisson de  $99 \mu\text{m}$ .

Sur la Figure III. 1 et la Figure III. 2, nous pouvons observer sur la 5<sup>ème</sup> couche une couche de métallisation, utilisée comme plan de masse pour les lignes microstrip et stripline. Une ouverture circulaire, à travers ce plan de masse intermédiaire, permet de connecter les lignes microstrip et stripline par l'intermédiaire d'un via, le via signal (ce via est donc présent sur quatre couches de LTCC) [44]. Le diamètre de cette ouverture (paramètre  $c$  sur la Figure III. 1 b)) est optimisé en fonction du diamètre du via signal, de manière à obtenir un effet coaxial optimum. Notons que l'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale, dans l'hypothèse de faibles pertes et de fréquences élevées, est donnée par la relation suivante (Figure III. 3) [50] :

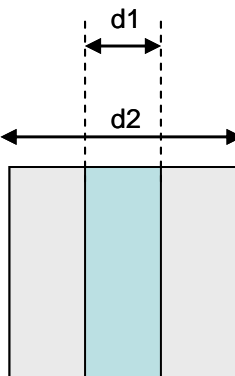
$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{d_2}{d_1} \quad (\text{III.1}) \quad \text{avec :}$$


Figure III. 3 : Impédance caractéristique d'une ligne coaxiale avec sa vue en coupe

L'impédance caractéristique  $Z_c$  est considérée, dans notre cas, égale à  $50 \Omega$ , en accord avec celle des lignes microstrip et stripline, également prise à  $50 \Omega$ . Notons également que nous avons choisi une petite dimension pour le via signal ( $150 \mu\text{m}$  de diamètre), de manière à minimiser l'ouverture dans le plan de masse.

D'autre part, comme nous pouvons l'observer sur la figure suivante (Figure III. 4), d'autres vias sont introduits dans la structure entre le plan de masse intermédiaire et le plan de masse inférieur :

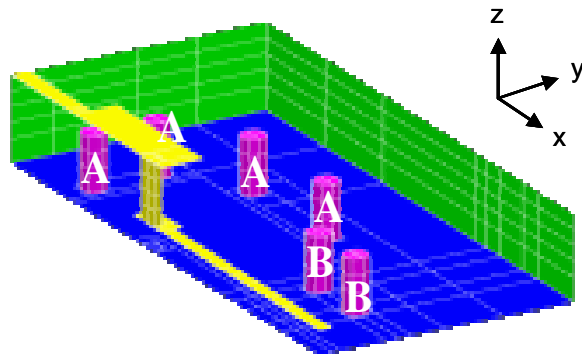


Figure III. 4 : Maillage de la transition (le plan de masse intermédiaire est ici invisible afin de pouvoir observer les vias A et B) ; vias A : vias autour de l'ouverture dans le plan de masse intermédiaire, et vias B : vias de part et d'autre de la stripline

Le positionnement de ces vias a été optimisé à l'aide de simulations électromagnétiques, en tenant compte des distributions des champs électromagnétiques. Ces vias permettent tout d'abord de relier les plans de masse intermédiaire et inférieur. De plus, les vias A, positionnés autour de l'ouverture du plan de masse intermédiaire, renforcent l'effet coaxial en confinant l'énergie électromagnétique autour du via signal. D'autres vias, les vias B, situés de part et d'autre de la stripline, servent à blinder cette ligne. En effet, les dimensions du module étant comparables à la longueur d'onde, l'utilisation de ces vias permet d'éviter l'excitation de modes parasites dans le substrat qui sont susceptibles d'apparaître à des fréquences élevées. Ainsi, l'introduction de ces vias dans le module, permettant de mieux confiner l'énergie électromagnétique, nous permet d'élargir la bande de fréquences, et de distinguer nos travaux de la publication référencée [44], présentant une structure similaire.

Par ailleurs, comme nous pouvons le constater sur la Figure III. 1, la largeur de la ligne microstrip n'est pas constante sur toute sa longueur : du fait de l'ouverture dans le plan de masse de la ligne microstrip (plan de masse intermédiaire), nous avons dû élargir cette ligne (paramètre  $a$ ) au-dessus de cette ouverture, de manière à conserver une bonne adaptation à  $50 \Omega$ . La largeur et la longueur de la ligne microstrip (paramètres  $a$  et  $b$  sur la Figure III. 1) sont également des paramètres optimisés à l'aide de simulations électromagnétiques.

D'autre part, à partir de l'interconnexion décrite sur la Figure III. 1, nous avons étudié deux configurations, illustrées sur la figure suivante (Figure III. 5) :

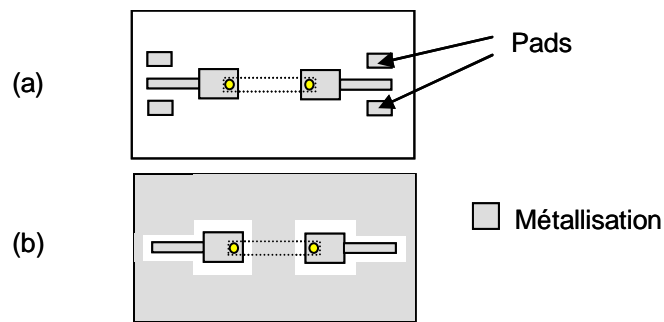


Figure III. 5 : Vues de dessus des transitions : transition MS-SL-MS avec des pads pour les mesures en (a), et transition CPW-SL-CPW en (b)

Dans le cas (a), nous définissons l'interconnexion comme une transition entre deux lignes microstrips (MS), en passant par une ligne stripline (SL), soit une transition MS-SL-MS. Cette transition comporte des pads, lui conférant deux accès de type coplanaire, afin de pouvoir être mesurée sous pointes.

Dans le cas (b), nous définissons l'interconnexion comme une transition entre deux lignes coplanaires (CPW), en passant par une ligne stripline, soit une transition CPW-SL-CPW. Dans cette configuration, les accès sont des guides coplanaires, et la surface supérieure du module, constituant les plans de masse de la ligne coplanaire, est donc métallisée dans son intégralité, sauf bien entendu le gap entre la ligne centrale et la masse. Notons que dans ce cas un certain nombre de vias est introduit dans la structure entre les plans de masse intermédiaire et supérieur, de manière à éviter l'excitation de modes parasites dans le substrat entre ces deux métallisations.

Mentionnons que pour ces deux configurations tous les plans de masse (inférieur, intermédiaire et supérieur/pads) sont reliés par l'intermédiaire de vias.

Nous venons de décrire les transitions MS-SL-MS et CPW-SL-CPW ; maintenant nous allons présenter les résultats obtenus à l'aide des simulations électromagnétiques. Nous justifierons également certains choix, comme l'utilité de certains vias, par une étude paramétrique.

### II.3. Analyses électromagnétiques 3D

Sur la Figure III. 6, nous pouvons observer les résultats de simulations obtenus pour les transitions MS-SL-MS et CPW-SL-CPW en configuration back-to-back. Notons que nous ne considérons pas de pertes diélectriques et métalliques.

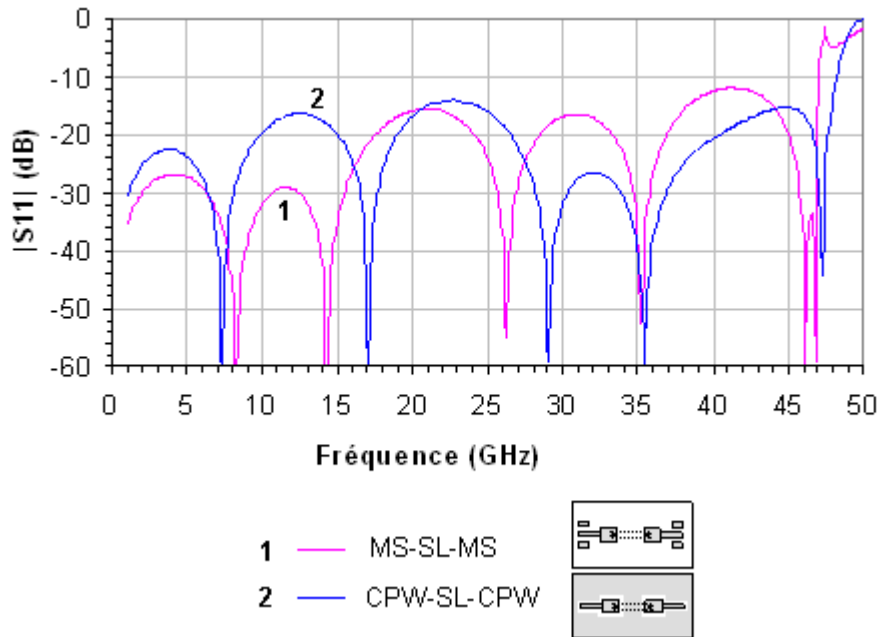


Figure III. 6 : Paramètres  $S_{11}$  obtenus par simulations EM des transitions en configuration back-to-back (calculs sans pertes)

Nous pouvons remarquer que des modes parasites, dus aux dimensions du boîtier, apparaissent seulement après 46 GHz, dans les deux cas. De plus le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -10 dB jusqu'à 46 GHz.

La Figure III. 7, la Figure III. 8 et la Figure III. 10 nous montrent l'importance de certains paramètres présentés dans la description de la transition, qui sont, respectivement : la largeur de la ligne microstrip (paramètre  $a$  sur la Figure III. 1), les vias  $B$  et les vias  $A$  (se référer à la Figure III. 4),



Nous avons choisi de présenter ces résultats uniquement dans le cas d'une transition MS-SL-MS, mais ils sont similaires dans le cas d'une transition CPW-SL-CPW. La réponse optimisée, présentée sur la courbe 1 de la Figure III. 6, est prise comme référence en courbe 1 sur les figures suivantes, afin de mettre en évidence l'importance de ces paramètres. Dans chacune des configurations suivantes, et par comparaison avec le circuit de référence, nous modifions uniquement dans la structure le paramètre mentionné.

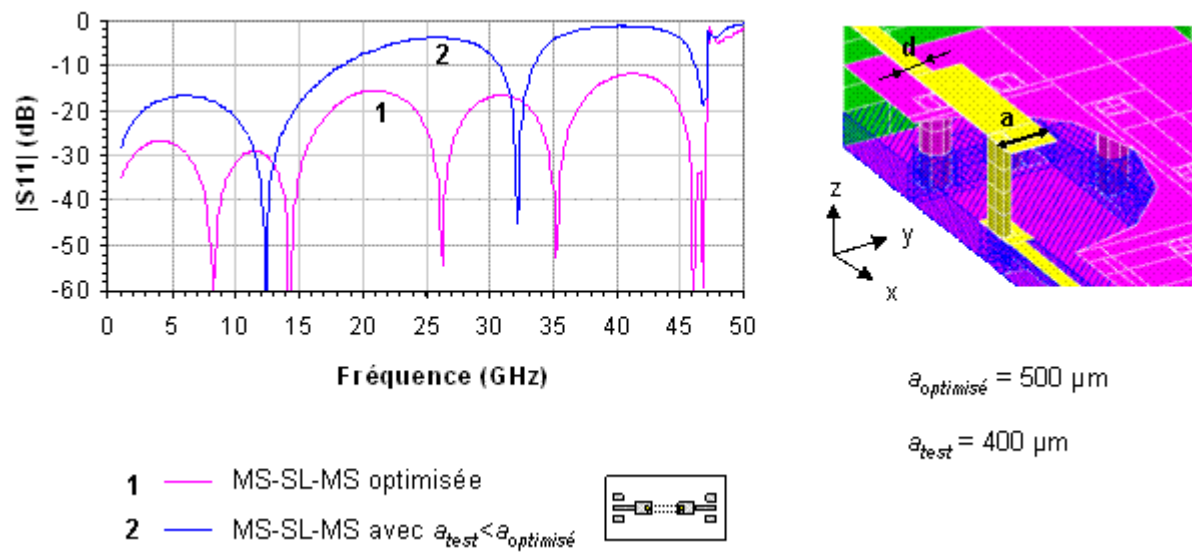


Figure III. 7 : Paramètres  $S_{11}$  simulés de la transition MS-SL-MS optimisée en configuration back-to-back, comparés à ceux de la même transition pour laquelle le paramètre  $a$  (largeur de MS) a été modifié

La Figure III. 7 illustre l'importance de la largeur de la ligne microstrip au-dessus de l'ouverture dans son plan de masse (paramètre  $a$ ). En ce qui concerne ce paramètre, nous avons établi que sa valeur devait être supérieure à celle du paramètre  $d$  (se référer à la Figure III. 1). Nous avons ici choisi de diminuer de 20% sa valeur optimisée : nous pouvons alors constater (courbe 2) que la transition est dégradée.

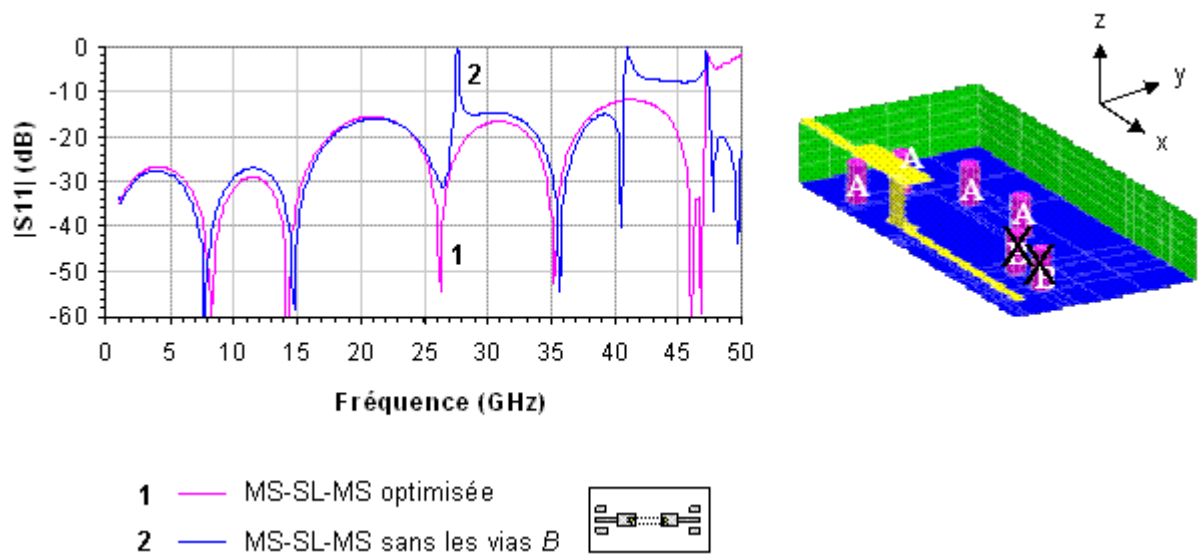


Figure III. 8 : Paramètres  $S_{11}$  simulés de la transition MS-SL-MS optimisée en configuration back-to-back, comparés à ceux de la même transition pour laquelle les vias B ont été supprimés

La Figure III. 8 illustre l'importance des vias B, vias situés de part et d'autre de la ligne stripline de manière à la blinder. Dans le cas des résultats présentés sur la courbe 2, par comparaison aux résultats de référence (courbe 1), la transition est considérée sans ces vias B. Nous pouvons noter que la transition est alors perturbée par la présence de modes parasites qui apparaissent alors à des fréquences inférieures à celles de la configuration prenant en compte ces vias. Les isovaleurs du champ électrique aux fréquences des deux premiers modes parasites sont présentées sur la Figure III. 9 :

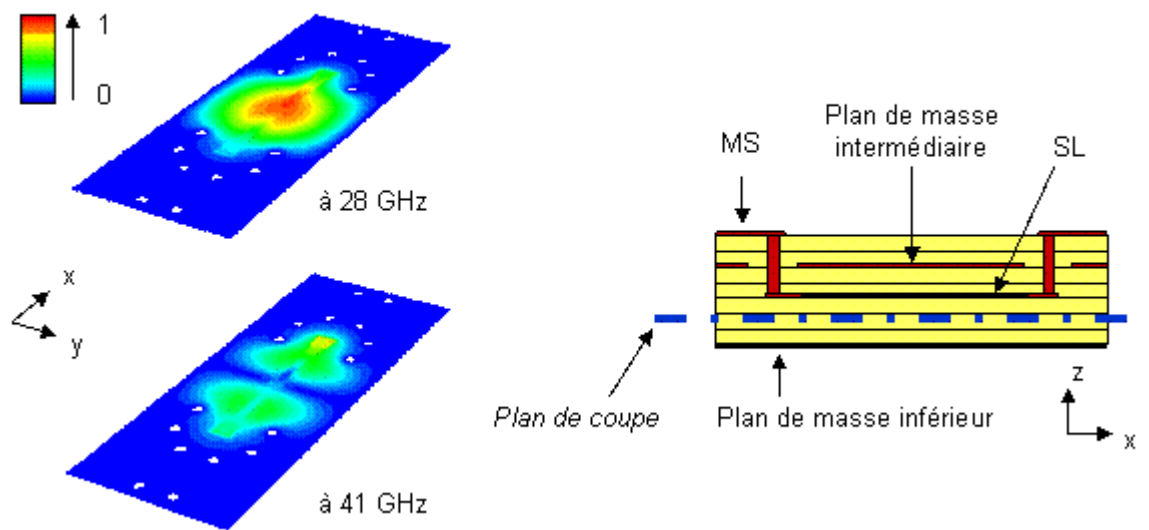


Figure III. 9 : Isovaleurs du champ  $E$  aux fréquences des deux premiers modes parasites apparus pour la transition considérée sans les vias  $B$

Nous pouvons remarquer que ces modes parasites sont des résonances dans le substrat LTCC, et plus exactement dans la cavité formée entre les plans de masse intermédiaire et inférieur. Les vias  $B$  permettent de réduire les dimensions de cette cavité, et donc d'éviter l'excitation de ces résonances aux fréquences utilisées.

L'apparition de ces modes est directement liée aux dimensions du module que nous considérons dans ce cas particulier. Néanmoins, cette étude montre que sous certaines conditions d'utilisation en fréquence, et compte tenu des dimensions des modules actuels et futurs, des résonances de boîtier peuvent apparaître et venir perturber le bon fonctionnement d'une ligne de transmission. Il est donc préférable de blinder celle-ci pour éviter ce type de phénomène. Ainsi, en confinant l'énergie rayonnée par la ligne, l'excitation des modes de cavité est réduite, voire supprimée.

Les modes parasites ayant un impact négatif sur les performances de la transition, les vias  $B$  sont donc nécessaires pour obtenir une transition large bande.

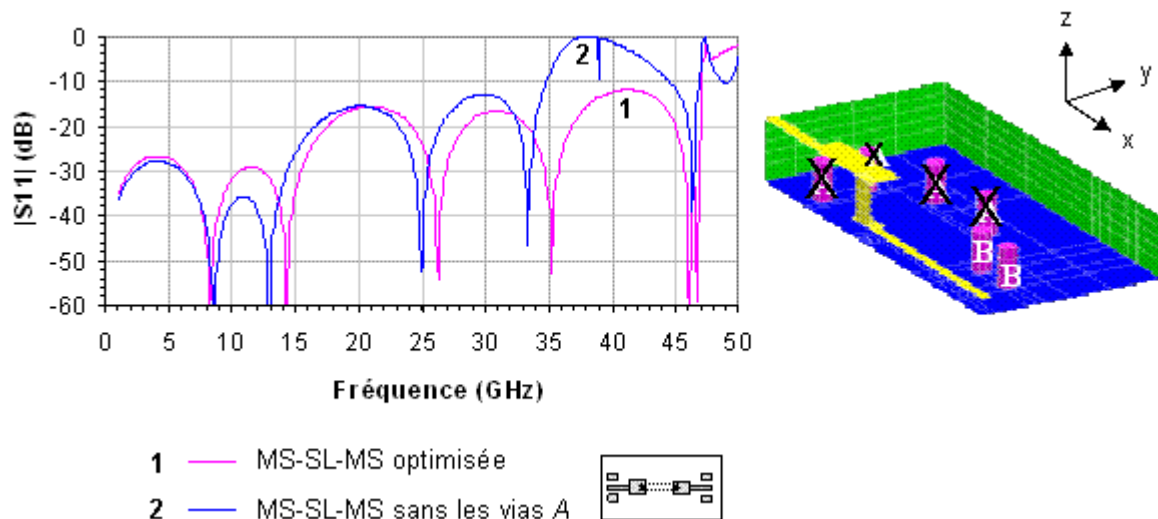


Figure III. 10 : Paramètres  $S_{11}$  simulés de la transition MS-SL-MS optimisée en configuration back-to-back, comparés à ceux de la même transition pour laquelle les vias A ont été supprimés

La Figure III. 10 illustre l'importance des vias A, vias situés autour de l'ouverture dans le plan de masse intermédiaire. Nous pouvons remarquer que la transition est dégradée quand les vias A ne sont pas considérés : le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est en effet inférieur à -10 dB seulement jusqu'à 35 GHz (contre 47 GHz dans le cas optimisé), et des modes parasites apparaissent également plus bas en fréquences.

Les vias A, tout comme les vias B, sont donc nécessaires à l'obtention d'une transition large bande, en contribuant à un meilleur confinement, et donc à un meilleur guidage, de l'énergie le long de la transition.

Nous allons maintenant présenter les résultats expérimentaux.

## II.4. Résultats expérimentaux

Les figures suivantes présentent les paramètres [S] mesurés des transitions MS-SL-MS (Figure III. 11) et CPW-SL-CPW (Figure III. 12).

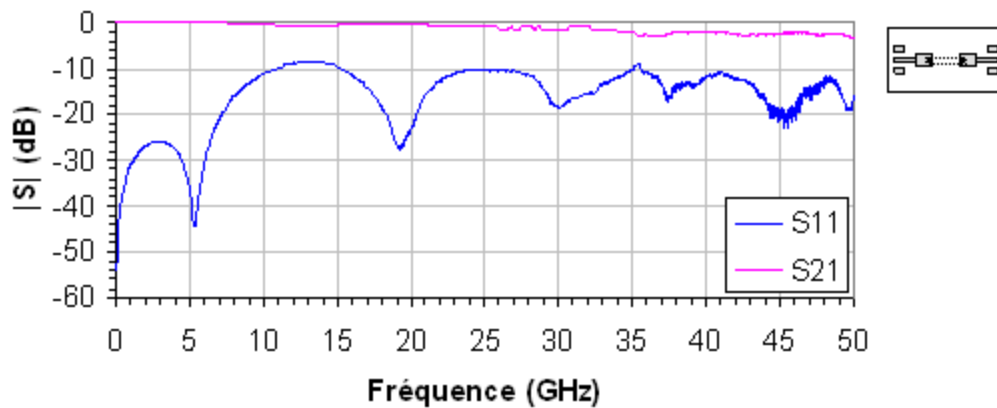


Figure III. 11 : Paramètre  $[S]$  mesurés de la transition MS-SL-MS (sans deembedding)

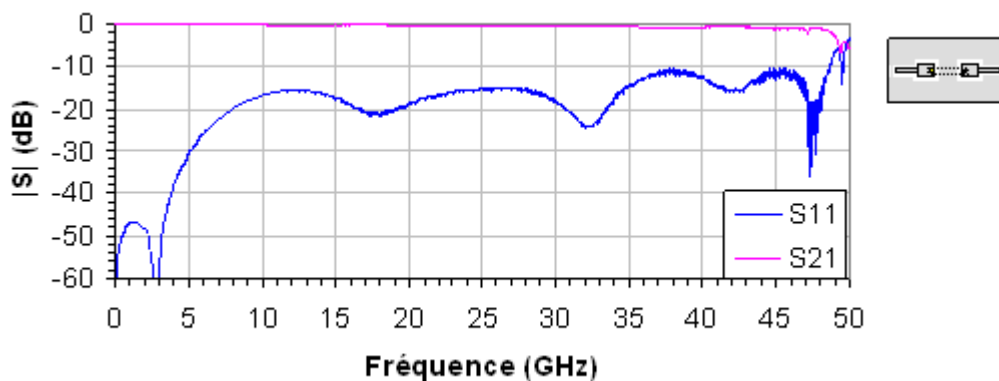


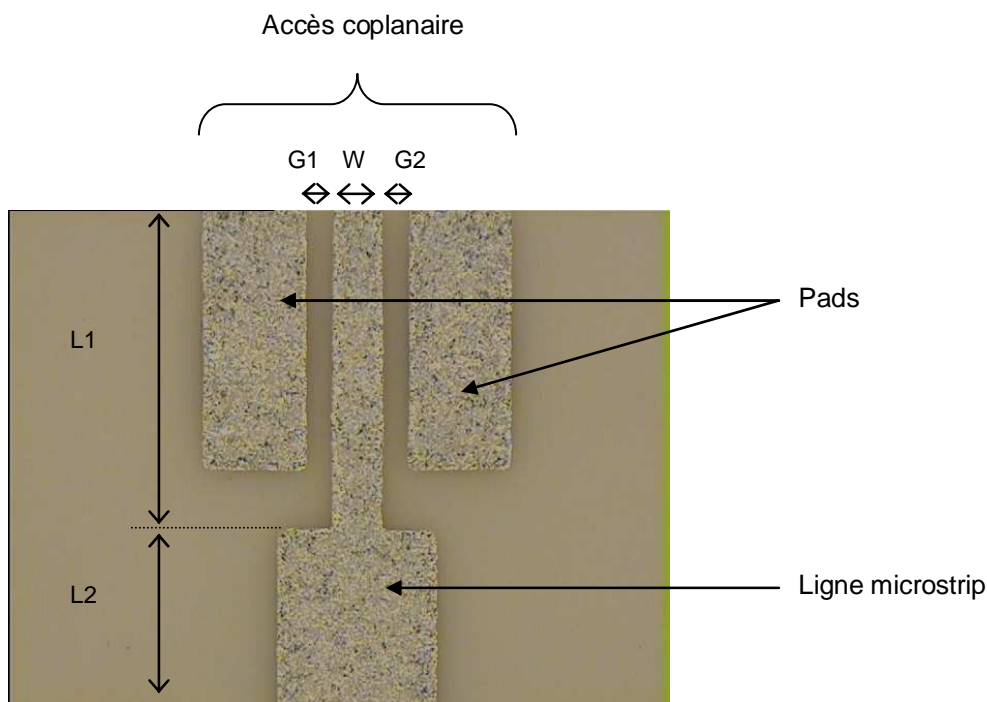
Figure III. 12 : Paramètres  $[S]$  mesurés de la transition CPW-SL-CPW

Nous pouvons constater que globalement le coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré est inférieur à -10 dB jusqu'à 50 GHz, pour ces deux transitions. D'autre part les pertes d'insertion sont inférieures à -2 dB jusqu'à 35 GHz, et à -3 dB jusqu'à 49 GHz dans le cas de la transition MS-SL-MS, et inférieures à -1 dB jusqu'à 44 GHz, et à -2 dB jusqu'à 47 GHz dans le cas de la transition CPW-SL-CPW.

De plus, nous pouvons remarquer que les transitions CPW-SL-CPW (Figure III. 12) présentent des pertes d'insertion (paramètre  $S_{21}$ ) meilleures d'un dB par rapport à celles des transitions MS-SL-MS. Ceci peut être dû à une légère désadaptation causée par les pads qui permettent les mesures dans le cas des interconnexions MS-SL-MS. Notons également que dans le cas des transitions CPW-SL-CPW, la distribution des champs électromagnétiques imposée par la ligne coplanaire est plus en accord avec la transition coaxiale que dans le cas

des transitions MS-SL-MS, et les pertes par rayonnement sont également moindres, le champ étant plus confiné.

La Figure III. 13 présente une photographie de l'accès de la transition MS-SL-MS réalisée. Nous pouvons observer les métallisations (en argent) et noter quelques écarts, très minimes, entre les valeurs demandées (représentées sur les masques) et celles mesurées sur la structure réalisée.



G1 : 83  $\mu\text{m}$  mesuré (75  $\mu\text{m}$  demandé)  
W : 176  $\mu\text{m}$  mesuré (190  $\mu\text{m}$  demandé)  
G2 : 74  $\mu\text{m}$  mesuré (75  $\mu\text{m}$  demandé)  
L1 : 1053  $\mu\text{m}$  mesuré (1056  $\mu\text{m}$  demandé)  
L2 : 890  $\mu\text{m}$  mesuré (888  $\mu\text{m}$  demandé)

Figure III. 13 : Photographie de l'accès de la transition MS-SL-MS

## II.5. Comparaison entre les simulations et les mesures

La Figure III. 6, la Figure III. 11, et la Figure III. 12 présentent les paramètres [S] simulés et mesurés des interconnexions. Dans le cas de la transition MS-SL-MS, les modes

parasites apparaissent à des fréquences légèrement supérieures dans les résultats de mesures (Figure III. 11), que dans ceux obtenus en simulations (Figure III. 6). Néanmoins, dans l'ensemble les performances théoriques et expérimentales sont comparables.

## II.6. Transitions réalisées sur le substrat DuPont 951 A2

Nous avons également testé la transition précédemment décrite avec un autre substrat de LTCC : le DuPont 951 A2. Ce substrat présente les propriétés principales suivantes : une permittivité relative  $\epsilon_r$  égale à 7.8, une tangente de perte de  $1,5 \cdot 10^{-3}$ , et une épaisseur de couche après cuisson de  $130 \mu\text{m}$ . La topologie de la transition que nous venons de décrire est inchangée ; seules les dimensions, présentées sur la Figure III. 14 sont ajustées en fonction des caractéristiques de ce substrat.

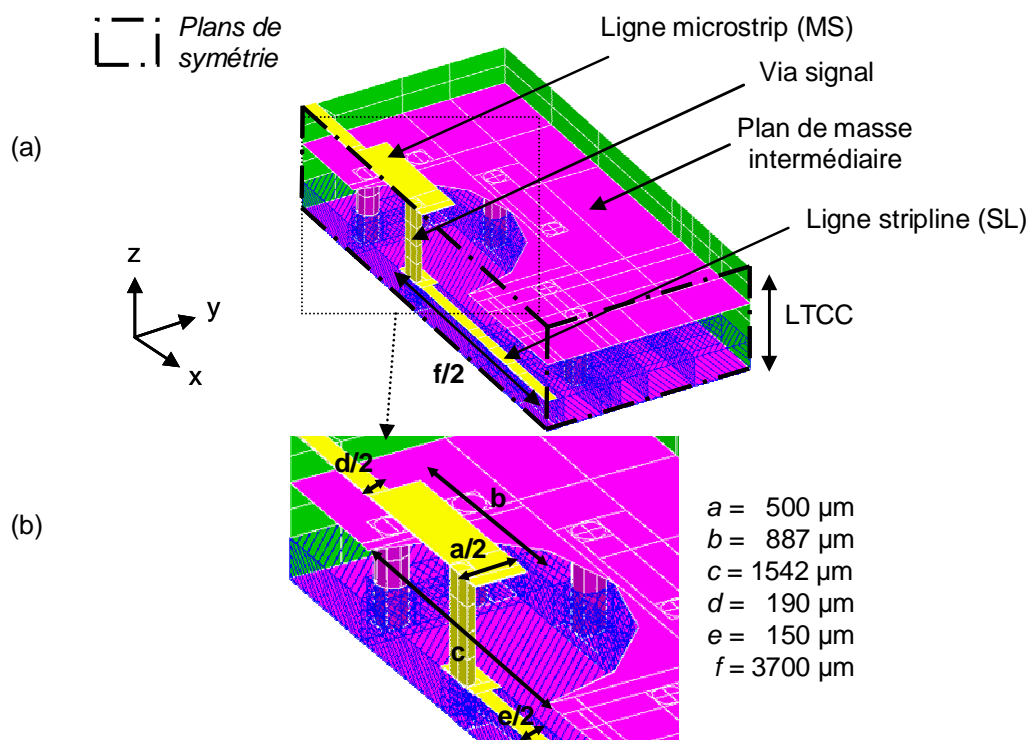


Figure III. 14 : Dimensions de la transition MS-SL-MS en DuPont 951 A2

La Figure III. 15 présente les résultats obtenus en mesures de cette transition réalisée en DuPont 951 A2.

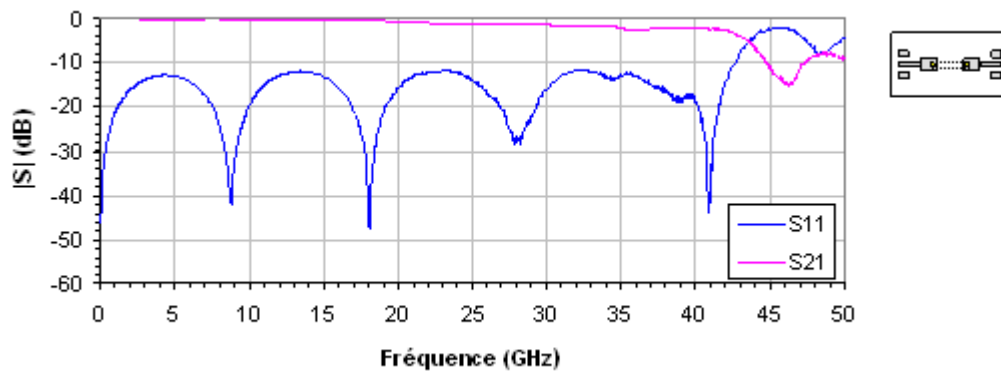


Figure III. 15 : Paramètres  $[S]$  mesurés de la transition MS-SL-MS en DuPont 951 A2 (sans deembedding)

Nous pouvons remarquer que le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -12 dB jusqu'à 43 GHz, et les pertes supérieures sont inférieures à -2 dB jusqu'à 34 GHz, et à -3 dB jusqu'à 42 GHz.

Par conséquent, dans ces conditions, à dimensions de boîtier identiques, les mesures montrent que le substrat LTCC Ferro A6-S permet d'obtenir de meilleures performances en terme de largeur de bande de fréquences, que le substrat LTCC DuPont 951 A2. Ceci s'explique par le fait que la permittivité relative du Ferro A6-S est inférieure à celle du DuPont 951 A2 (respectivement 5.9 et 7.8), et par conséquent les modes parasites apparaissent plus tôt en fréquence. En termes d'adaptation et de pertes d'insertion dans la bande, les mesures réalisées dans les deux cas sont comparables.

## II.7. Conclusion

Dans ce premier point nous venons de présenter des transitions génériques et larges bandes en technologie LTCC. Il s'agit de transitions verticales entre une ligne microstrip ou coplanaire et une ligne stripline, réalisées pour deux substrats de LTCC différents : le Ferro



A6-S et le DuPont 951 A2. Nous avons montré que ces interconnexions peuvent offrir de bonnes performances du continu jusqu'à 50 GHz, et présenter de faibles pertes. De plus, le substrat LTCC Ferro A6-S semble plus performant pour obtenir une plus large bande de fréquence d'adaptation, à encombrement identique.

Précisons que les bonnes performances large bande de ces transitions ont fait l'objet d'une publication dans une conférence internationale à comité de lecture [51], et une revue internationale [52].

Nous allons maintenant inclure cette première transition dans la réalisation d'une nouvelle interconnexion : une transition entre une ligne coplanaire et un guide d'ondes défini dans le module LTCC.

## **III. Transition ligne coplanaire - guide d'ondes**

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

Nous avons ici cherché à utiliser au mieux l'aspect 3D de la technologie LTCC. Ainsi, dans le cadre du projet LOTTO, un de nos objectifs a été d'étudier des solutions de filtrage pour des applications en bande Q (30-50 GHz). Une solution est de concevoir des filtres quasi-volumiques en guide d'ondes, reportables en surface, sur un substrat d'accueil ou connectés à d'autres composants (MMICs, filtres...) dans un même module de LTCC, de manière à augmenter la densité d'intégration des modules.

Comparés à des structures planaires, les filtres en guide d'ondes présentent à priori un meilleur facteur de qualité à vide, et sont donc bien adaptés à la conception de fonctions de filtrage sélectives en fréquence à bande étroite. Nous reviendrons sur cet aspect et sur le choix de la topologie du filtre envisagé par la suite.

Nous avons alors considéré dans un premier temps, une transition coplanaire-stripline-guide d'ondes pour exciter le filtre que nous présenterons dans le paragraphe IV.

Nous allons donc maintenant présenter cette transition par guide d'ondes [53] [54]. Cette interconnexion est définie pour des applications en bande Q, et notre objectif a donc été d'obtenir une transition présentant un comportement électrique satisfaisant pour une application de filtrage en guide d'ondes aux alentours de 40 GHz. Pour concevoir cette interconnexion nous avons considéré la transition décrite dans le paragraphe précédent, à laquelle nous avons apporté quelques modifications, que nous allons maintenant présenter.

### III.2. Description du module

La Figure III. 16 et la Figure III. 17 présentent respectivement une vue en coupe et une vue de dessus de la transition CPW-SL-guide d'ondes.

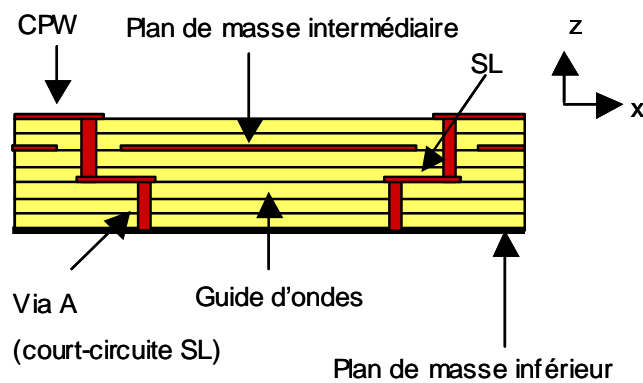


Figure III. 16 : Vue en coupe de la transition par guide d'ondes

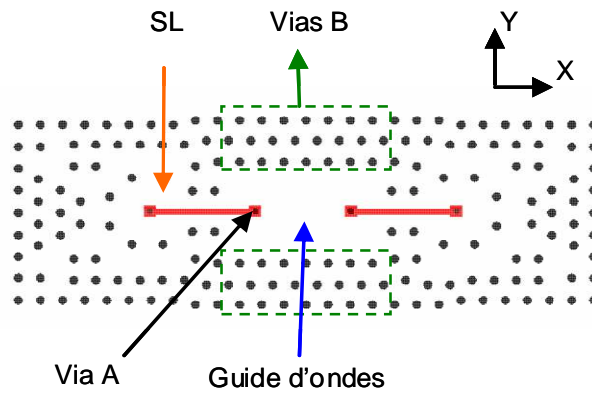


Figure III. 17 : Vue de dessus de la transition par guide d'ondes (les accès coplanaires ne sont pas représentés dans ce cas)

La topologie et les dimensions de la transition CPW-SL étudiée dans le paragraphe précédent restent dans ce cas inchangées, seul un via court-circuité positionné en bout de la ligne stripline permet d'exciter le mode fondamental  $TE_{10}$  du guide d'ondes, comme nous pouvons l'observer sur la Figure III. 18. Comme le montre la Figure III. 16, ce guide d'ondes est défini entre les plans de masse intermédiaire et inférieur. Plusieurs vias (vias *B* sur la Figure III. 17) placés entre ces deux plans de masse, permettent de définir la largeur du guide. En tenant compte des restrictions de fabrication, la distance entre ces vias est minimale ; elle est également inférieure à  $\lambda_g/4$ , avec  $\lambda_g$  correspondant à la longueur d'onde de la fréquence la plus haute à transmettre par le guide. Ainsi le comportement électrique des vias *B* est comparable à un mur électrique parfait [56], comme le montre la Figure III. 18 où nous observons le confinement des champs électromagnétiques entre les vias *B*.

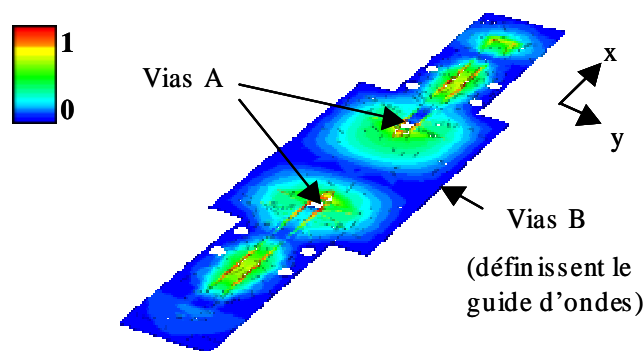


Figure III. 18 : Isovaleurs du champ *E*

D'autre part, comme nous pouvons l'observer sur la Figure III. 16, la stripline d'excitation est court-circuitée à son extrémité par un via (via A) ; ce via crée une boucle de champ magnétique, utilisée pour exciter le guide d'ondes sur son mode fondamental  $TE_{10}$ , en étant compatible avec la distribution du champ magnétique de ce mode. La Figure III. 19 présente le champ magnétique  $H$  au niveau de ce via.

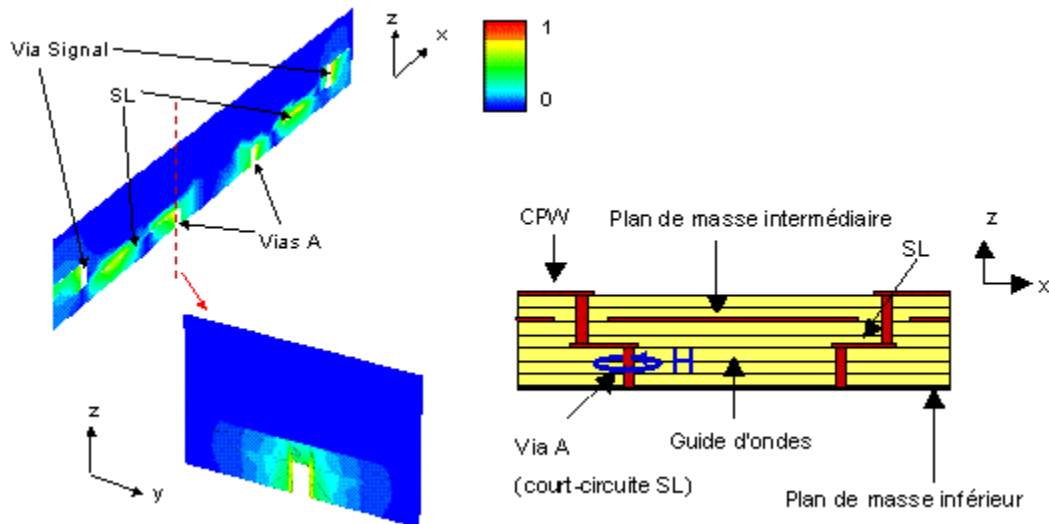
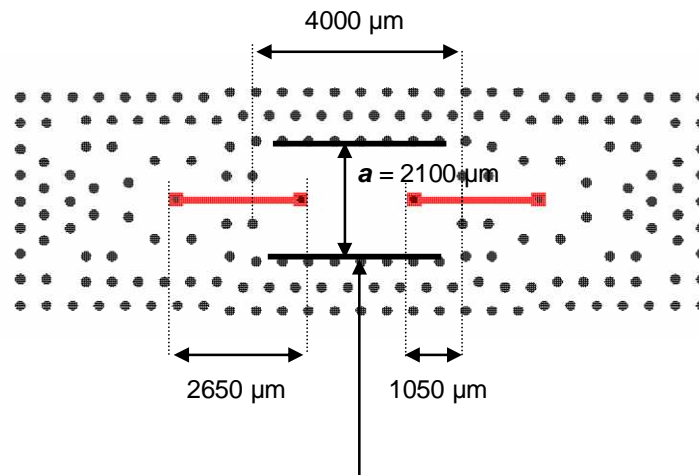


Figure III. 19 : Isovaleurs du champ  $H$

### III.3. Analyses électromagnétiques 3D

Nous avons procédé à l'optimisation des dimensions de la transition CPW-SL-guide d'ondes à l'aide d'analyses électromagnétiques en trois dimensions, et les résultats théoriques de cette transition, sans pertes et en configuration back-to-back, sont présentés sur la Figure III. 21. Les dimensions optimisées sont les suivantes :



En simulation les rangées de vias sont considérées par des murs électriques parfaits

Figure III. 20 : Dimensions optimisées de la transition ligne coplanaire – guide d’ondes (les dimensions de la transition CPW-SL sont inchangées, se référer à la Figure III. 1)

Pour simplifier l’analyse électromagnétique, et dans le but d’optimiser la transition stripline-guide d’ondes, nous avons, dans un premier temps, considéré les rangées de vias par des murs électriques parfait.

Rappelons que la fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$  d’un guide d’ondes rectangulaire de largeur  $a$  est donnée par la formule suivante :

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{c}{2 \cdot a \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (III.2)$$

Dans notre cas, nous trouvons :  $f_c = 29,4$  GHz.

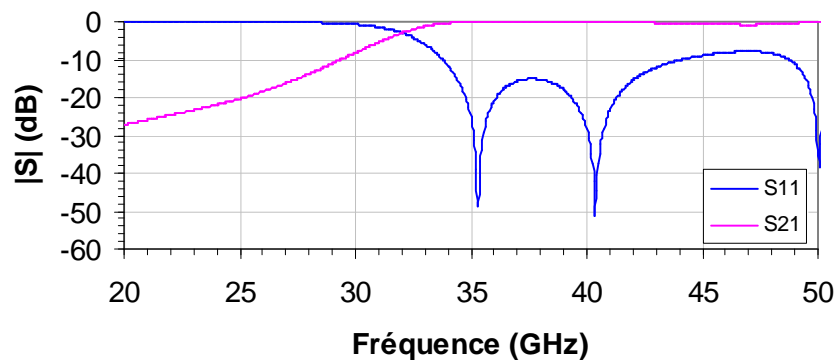


Figure III. 21 : Paramètres [S] simulés de la transition par guide d’ondes, sans pertes

Nous pouvons constater que la fréquence de coupure du guide d'ondes est approximativement à 30 GHz, et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -10 dB d'environ 34 GHz à 45 GHz. Par conséquent, cette interconnexion présente un comportement convenable pour la conception d'un filtre passe bande en guide d'ondes vers 40 GHz.

Comme nous le verrons lors de la synthèse du filtre, nous prenons en compte le comportement de la transition lors du design, et par conséquent l'adaptation de la transition définie ici est suffisante pour satisfaire les objectifs de filtrages fixés.

Les figures suivantes présentent l'importance de certains paramètres : la longueur de la ligne stripline dans le guide d'ondes sur la Figure III. 22, et la position du via A sur cette ligne sur la Figure III. 23. La réponse optimisée présentée sur la Figure III. 21 est prise comme référence dans ces figures en courbe 1.

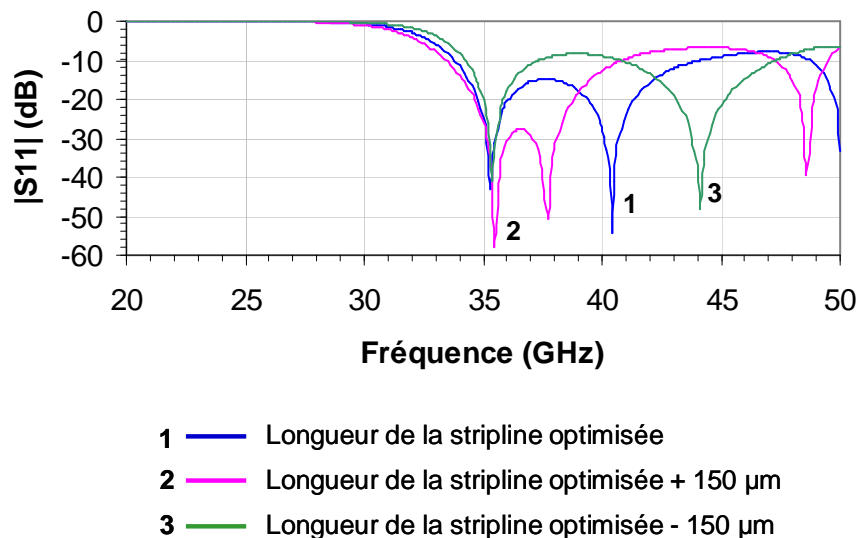


Figure III. 22 : Paramètres  $S_{11}$  simulés de la transition par guide d'ondes pour différentes longueurs de la ligne stripline

Sur la Figure III. 22 nous pouvons donc observer l'importance de la longueur de la stripline dans le guide d'ondes. Les courbes 2 et 3 présentent respectivement les réponses pour une longueur de stripline plus longue de 150  $\mu\text{m}$ , et plus courte de 150  $\mu\text{m}$ , par rapport à la longueur optimisée égale à 1050  $\mu\text{m}$  présentée courbe 1. Notons que la longueur du guide

d'ondes est quant à elle constante dans ces trois configurations. Comme nous pouvons le constater sur cette figure, pour ces différences de longueur de la stripline dans le guide d'onde, la réponse de la transition est dégradée aux fréquences voisines de 40 GHz. Nous avons choisi arbitrairement de faire varier ce paramètre de 150  $\mu\text{m}$ , pour avant tout montrer son influence directe sur le comportement de la transition, et notons que nous pourrions l'utiliser pour ajuster les couplages entrée/sortie des filtres à synthétiser. Il constitue donc un paramètre de réglage supplémentaire.

La position du via A à l'extrémité de la ligne stripline est un autre paramètre important comme le montre la Figure III. 23.

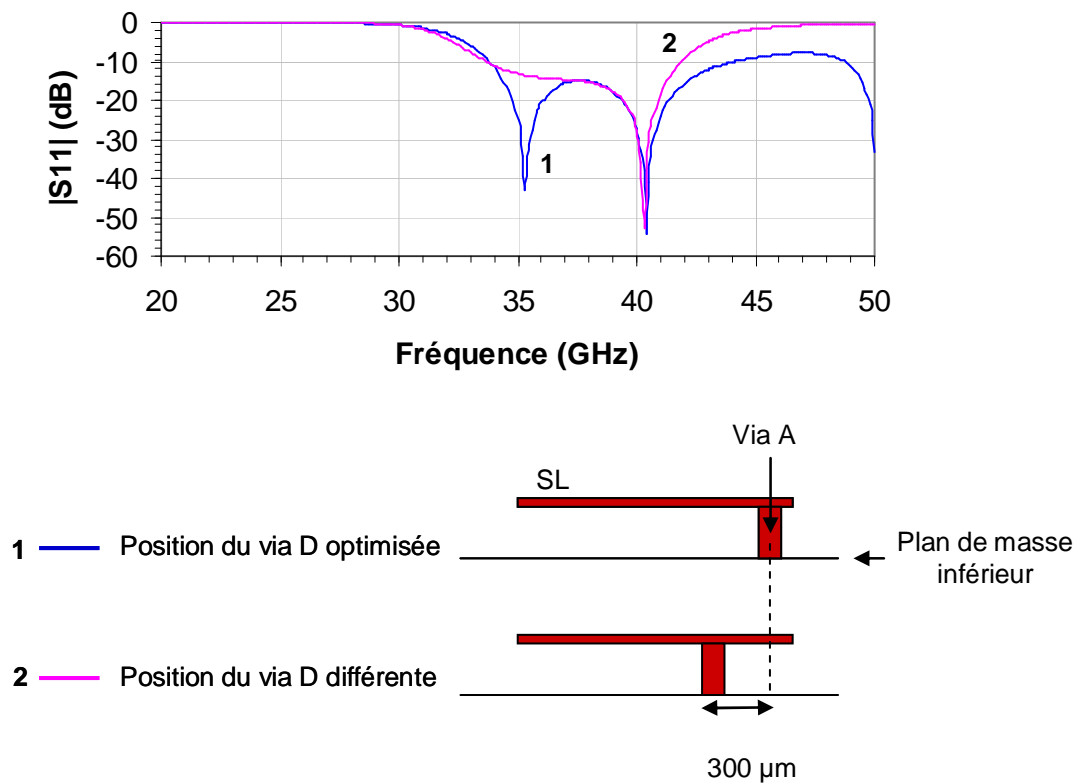


Figure III. 23 : Paramètres  $S_{11}$  simulés de la transition par guide d'ondes pour deux positions du via A

La courbe 2 présente la réponse obtenue pour une autre position du via A sur la ligne stripline : ce via est déplacé de 300  $\mu\text{m}$  de l'extrémité de la ligne. Notons que la ligne stripline et le guide d'ondes sont inchangés (mêmes longueurs). Comme nous pouvons le constater, pour cette position, la réponse est dégradée, notamment aux hautes fréquences, diminuant

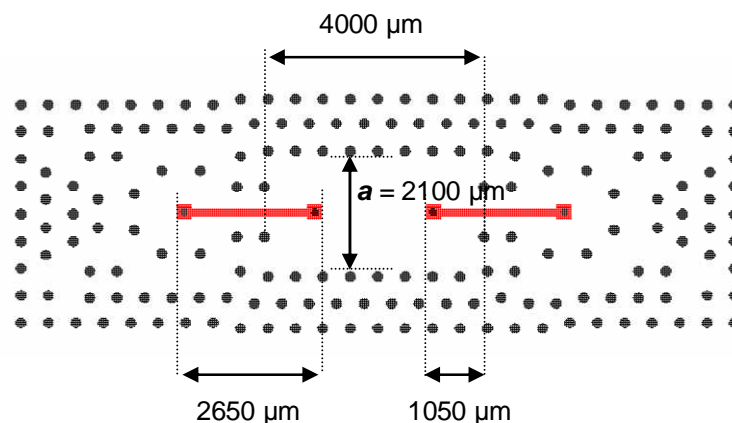
l'aspect large bande de cette transition. De nouveau, ce paramètre sera utilisé pour ajuster les couplages entrée/sortie des filtres.

Les domaines de variations présentés dans ce manuscrit, longueur de stripline dans le guide et position du via A court-circuité, ont été choisis pour montrer de façon significative que ces paramètres contribuent à l'optimisation de la transition et interviendront efficacement dans le réglage des filtres.

Intéressons nous maintenant aux mesures effectuées des transitions CPW-SL-guide d'ondes.

### III.4. Résultats expérimentaux

La Figure III. 25 présente les paramètres [S] mesurés de la transition par guide d'ondes que nous venons de décrire, en configuration back-to-back, pour les dimensions suivantes (Figure III. 24) :



Vias de 200  $\mu\text{m}$  de diamètre, à l'exception du via signal et des vias qui court-circuitent SL (150  $\mu\text{m}$ )

Figure III. 24 : Dimensions de la transition ligne coplanaire – guide d'ondes réalisée (les dimensions de la transition CPW-SL sont inchangées, se référer à la Figure III. 1) - Largeur du guide d'ondes de 2100  $\mu\text{m}$  considérée « bord à bord » des vias (de 200  $\mu\text{m}$  de diamètre)



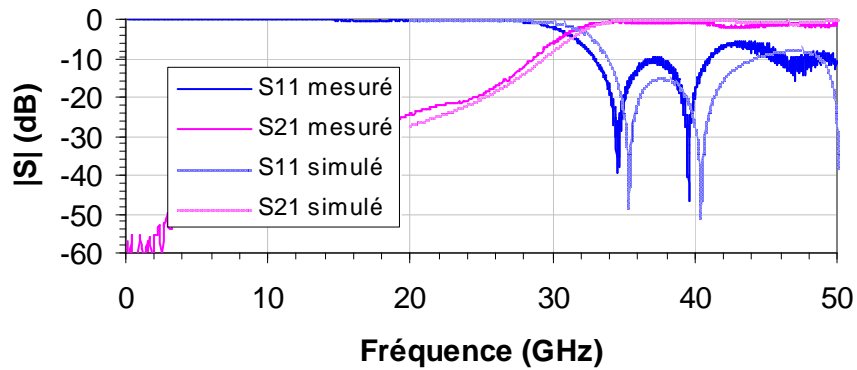


Figure III. 25 : Paramètres  $[S]$  mesurés et simulés (sans pertes) de la transition par guide d'ondes en configuration back-to-back – Largeur du guide d'ondes  $a = 2100 \mu\text{m}$  dans les deux cas

Nous pouvons observer sur cette figure, dans le cas de la transition mesurée, que la fréquence de coupure du guide d'ondes est approximativement à 29 GHz, et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -10 dB de 33 GHz à 41 GHz environ. Notons également qu'aucun mode parasite ne perturbe la réponse.

Par comparaison aux résultats obtenus en simulation, nous pouvons constater que la fréquence de coupure, qui dépend de la largeur du guide d'ondes, est légèrement inférieure en mesures (environ 1 GHz). Notons que lors des simulations électromagnétiques nous avons fait une approximation : nous avons remplacé les rangées de vias périodiques qui permettent de définir la largeur du guide d'ondes, par un mur électrique parfait. A propos de cette simplification des vias, et de la comparaison théorie/mesure, il nous apparaît que ce mur équivalent ne se situe pas à la frontière des vias (comme nous l'avons considéré pour les réalisations), mais plutôt dans la première rangée de vias (guide d'ondes donc plus large), comme nous l'illustrons sur la Figure III. 26.

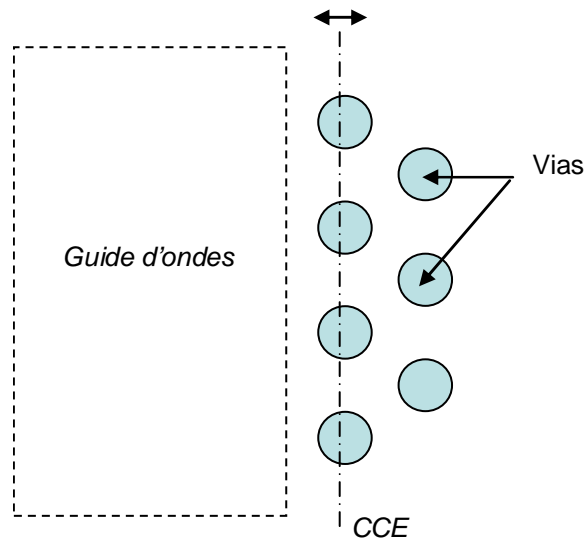


Figure III. 26 : Rangées de vias et mur électrique parfait

Cette remarque va dans le sens des résultats que nous présentons, puisque la fréquence de coupure obtenue en mesures est légèrement inférieure à celle obtenue en simulation, et donc que le guide d'ondes réalisé serait un peu plus large que le guide d'ondes considéré en simulations.

Mentionnons par ailleurs quelques remarques sur la réalisation des circuits. D'une part, la permittivité relative du substrat Ferro A6-S (égale à 5.9) que nous considérons est donnée pour une fréquence de 10 MHz. Précisons que cette valeur peut influencer le comportement du dispositif, et dans notre cas, notons que plus la permittivité du substrat est faible, et plus la fréquence de coupure du guide d'ondes sera élevée. Des études, menées par la société Ferro [55], ont montré que cette valeur peut varier de  $\pm 0.2$  sur une bande de fréquence de 1 à 100 GHz, et il semblerait notamment, qu'aux alentours de 40 GHz, elle serait inférieure à 5.9. Néanmoins l'expérience de VTT Electronics tend à prouver l'hypothèse inverse, que cette permittivité à ces fréquences serait plutôt supérieure à 5.9. Nous ne pouvons ainsi pas conclure quant à la valeur de la permittivité relative du Ferro A6-S à 40 GHz, mais nous gardons à l'esprit que la valeur que nous utilisons est approximative.

Par ailleurs, les différences entre les simulations et les mesures peuvent être également causées par une dispersion technologique, en terme de positionnement des vias par exemple. Mentionnons que les tolérances technologiques sur leurs positions sont de  $\pm 20 \mu\text{m}$  (selon VTT Electronics), et que dans notre cas, leurs positions ne peuvent pas être vérifiées

visuellement, puisque ces vias sont situés au milieu de la structure. Ces variations (de 20  $\mu\text{m}$ ) ne justifieraient cependant pas, dans notre cas, un écart de fréquence de 1 GHz, mais au maximum de 0.5 GHz.

Les résultats obtenus en mesures sont satisfaisants, et le décalage de 1 GHz de la fréquence de coupure, est certainement dû à l'approximation des rangées de vias par un mur électrique parfait.

Par ailleurs, sur la Figure III. 27 nous pouvons observer les paramètres [S] mesurés de deux transitions par guide d'ondes : le guide d'ondes de la transition *b*) est plus long de 5 mm que celui de la transition présentée en *a*). La transition CPW-SL est inchangée dans ces deux configurations, la seule différence est la longueur des guides d'ondes. Les pertes d'insertion sont donc différentes pour ces deux transitions : nous pouvons noter qu'à 40 GHz les pertes sont de 0.9 dB dans le cas *a*), et de 1.7 dB dans le cas *b*). Ainsi, nous pouvons estimer que les pertes du guide d'ondes par unité de longueur sont de 0.16 dB/mm autour de 40 GHz ; ces performances apparaissent suffisantes pour des applications de filtrage.

Par ailleurs, notons que ces deux structures présentent des performances en adaptation satisfaisantes pour des applications de guidage et de filtrage, dans une bande de fréquence suffisante pour les applications visées.

Ainsi, la transition par guide d'ondes présente de bonnes performances comme nous avons pu le voir, et nous allons nous en servir dans la suite de ce chapitre pour une application de filtrage sélectif en fréquence en bande Q.

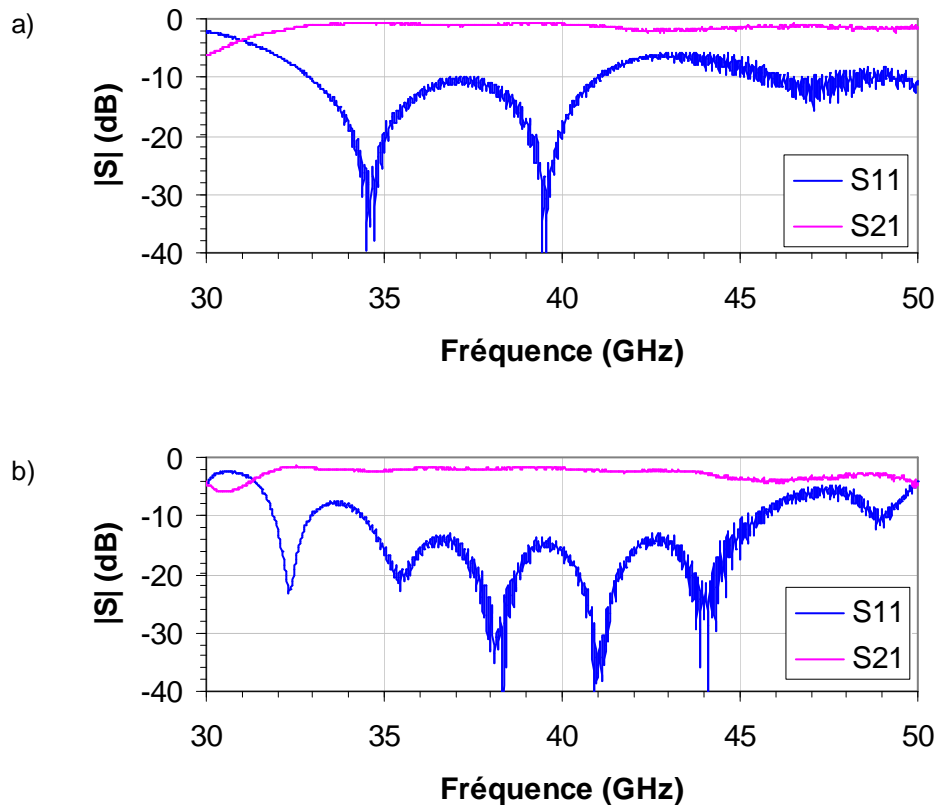


Figure III. 27 : Paramètres  $[S]$  mesurés de la transition par guide d'ondes, en configuration back-to-back, et pour deux longueurs de guides différentes : le guide d'ondes en b) est plus long de 5 mm que le guide d'ondes en a)

### III.5. Conclusion

Nous venons de présenter une transition par guide d'ondes en technologie LTCC. Nous avons obtenu cette nouvelle interconnexion à partir de la transition CPW-SL présentée dans le paragraphe précédent. Pour la nouvelle transition CPW-SL-guide d'ondes, la transition CPW-SL est inchangée, mais la stripline est court-circuitée par l'intermédiaire d'un via, afin d'exciter le guide d'ondes. Notre objectif a été de concevoir une transition avec un comportement satisfaisant pour la réalisation d'un filtre en technologie LTCC, en trois dimensions, autour de 40 GHz ; nous venons de montrer que cette transition par guide d'ondes présente des performances satisfaisantes pour la conception d'un tel filtre et que sa topologie contribuera aux réglages de la fonction de filtre.

Précisons que cette transition a fait l'objet d'une publication dans une revue internationale [52].

Nous allons maintenant nous intéresser à un filtre deux pôles, en technologie LTCC, conçu à partir de cette transition par guide d'ondes.

## **IV. Filtre passe-bande deux pôles**

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

Le projet européen LOTTO est dédié d'une part, à la conception de transitions, telles que nous venons d'en présenter dans les paragraphes précédents, et d'autre part, à la recherche de solutions de filtrage passe bande autour de 40 GHz en technologie LTCC.

La transition par guide d'ondes en technologie LTCC que nous venons de décrire, optimisée pour des applications autour de 40 GHz, est maintenant utilisée pour la conception d'un filtre deux pôles, passe bande, en guide d'ondes. Des vues en coupe et de dessus sont proposées sur la Figure III. 28 et la Figure III. 29. Notons que nous aurions pu choisir un design a priori plus simple, en excitant le guide d'ondes directement par un accès coplanaire, sans passer par une ligne stripline, comme il est traité par exemple dans la référence [56]. Notre choix du design a été motivé par l'idée de concevoir à terme un module comportant plusieurs fonctions dans un même environnement LTCC.

Nous rappelons que l'idée du paragraphe précédent était de concevoir une transition générique, pouvant servir à intégrer plusieurs fonctions dans un même bloc LTCC (filtre, amplificateur,...), et il est donc tout naturel de réutiliser notre transition pour y ajouter un filtre. Il existe bien évidemment des topologies équivalentes, mais l'avantage de celle-ci provient du fait que ce dispositif est facilement reportable sur un autre substrat, par l'intermédiaire des accès coplanaires, et par exemple par un report flip-chip en technologie coplanaire classique. Dans ce cas, compte tenu des contraintes d'intégration et

d'encombrement, l'optimisation du report et notamment l'ajustement des dimensions des accès coplanaires par rapport à celles des bumps et des lignes du substrat d'accueil, sera effectué indépendamment des dimensions du filtre (et en particulier des cavités), contrairement à une excitation « directe » des cavités.

Par ailleurs, comme nous pouvons l'observer sur la Figure III. 28, ce filtre peut en effet être connecté à d'autres composants (MMICs...) directement par la ligne stripline (sans transition du signal par les accès coplanaires) dans un même bloc de LTCC, de manière à concevoir des modules d'intégration élevée. Dans ces conditions, ce filtre présenterait plusieurs avantages, en terme de diminution des coûts, de la taille et du poids du dispositif, mais également en terme de performances, puisque les longueurs des différentes interconnexions seraient alors réduites, entraînant ainsi une diminution des pertes. Un tel filtre s'inscrit ainsi parfaitement dans le cadre du projet LOTTO, qui tend vers la conception de modules intégrés bas coût.

Notre objectif est ici de montrer la faisabilité d'un filtre volumique en technologie LTCC, autour de 40 GHz. Pour cela nous avons choisi de considérer un filtre comportant deux pôles, avec une fréquence centrale de l'ordre de 40 GHz, et une bande passante relative à -3 dB d'environ 6 %. Les pertes d'insertion doivent être de l'ordre de -1 dB, et l'adaptation dans la bande inférieure à -15 dB. Ces spécifications ont été données à titre indicatif pour satisfaire aux contraintes envisagées dans le projet LOTTO.

Nous allons maintenant décrire la topologie de ce filtre.

## IV.2. Description du filtre

Les figures suivantes (Figure III. 28 et Figure III. 29) décrivent le filtre deux pôles. Ce filtre est composé de deux cavités résonantes délimitées par des rangées de vias périodiques [57] [58]. Le mode de résonance de ces cavités utilisé est le  $TE_{110}$ . Ces cavités sont couplées entre elles par une section de guide évanescence définie par les vias C2. Elles sont excitées par

un système composé d'une autre section de guide évanescente définie par les vias C1, et de la transition CPW-SL-guide d'ondes décrite dans le paragraphe précédent.

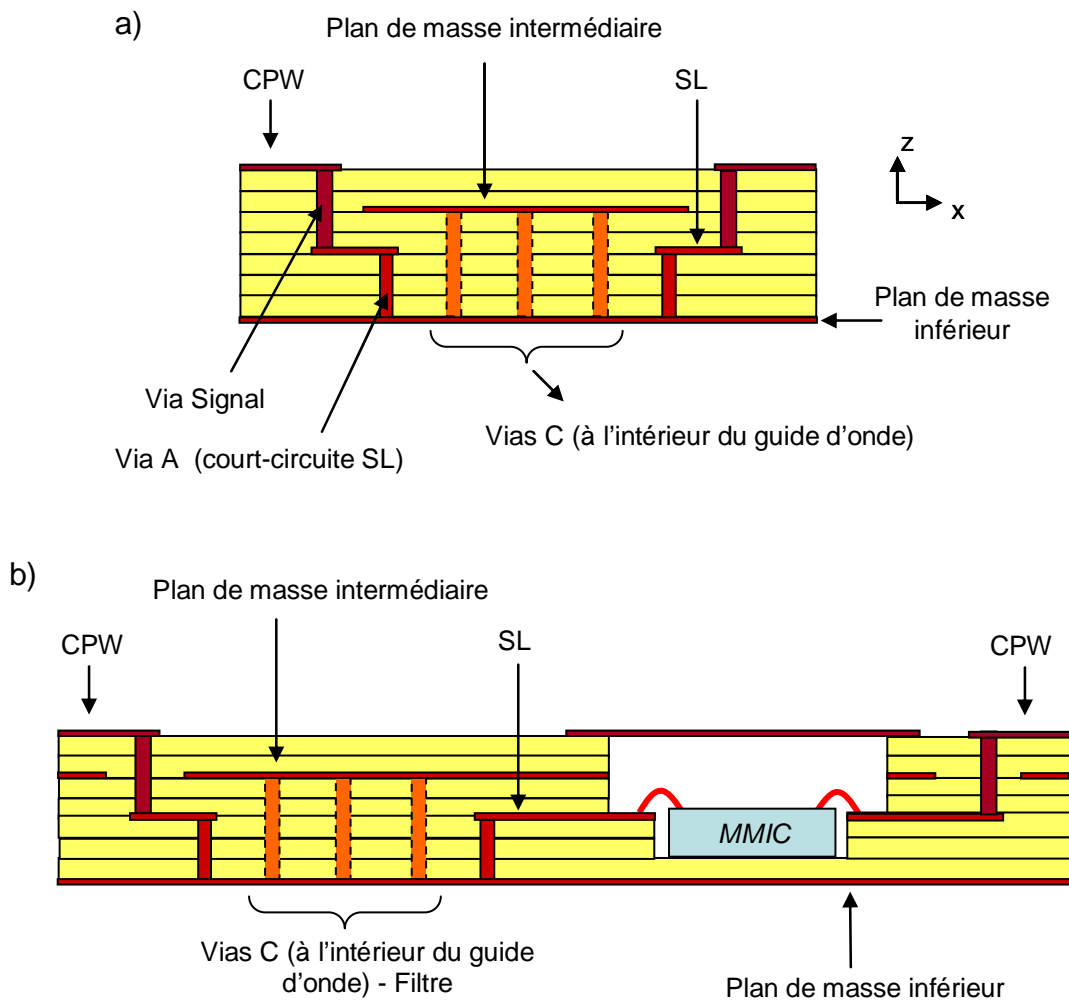


Figure III. 28 : En a) vue en coupe du filtre deux pôles, et en b), proposition de configuration intégrant le filtre et un MMIC dans un même module LTCC

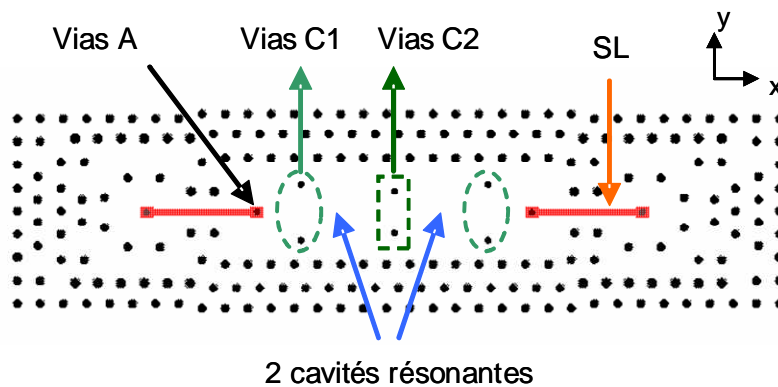


Figure III. 29 : Vue de dessus du filtre deux pôles (les accès coplanaires ne sont pas représentés dans ce cas)

Précisons que la distance entre les vias C2 permet de définir le couplage entre les cavités résonantes [60], de façon identique au rôle joué par un iris classique. Ainsi, ce coefficient augmente avec la distance entre ces deux vias.

Par ailleurs, le facteur de qualité extérieur  $Q_{ext}$ , caractéristique du couplage en entrée/sortie du filtre, est défini par différents paramètres : la distance entre les vias C1, et la longueur de la ligne stripline à l'intérieur du guide d'ondes. La distance entre les vias C1 est un paramètre classique : si cette distance est augmentée, le couplage entre le système d'excitation et les cavités est favorisé, et par conséquent le facteur de qualité extérieur diminue.

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus par simulations électromagnétiques de ce filtre.

### IV.3. Analyses électromagnétiques 3D

Notons tout d'abord que pour des contraintes de planning, liées à la gestion des runs technologiques gérés par VTT Electronics, le design et l'analyse électromagnétique de ce filtre ont dû être effectués rapidement. Ainsi pour limiter la durée de conception, nous avons été contraints d'effectuer quelques simplifications au niveau du maillage. Mentionnons par



exemple que les vias définissant la largeur du guide d'ondes ont été représentés par un mur électrique parfait, et les vias qui permettent de régler le couplage entre les cavités et l'excitation ont été représenté par des pavés et non des cylindres. Or le procédé technologique utilisé nous impose des vias cylindriques. Pour compenser les effets engendrés par la différence entre les vias de section carrée (simulée) et ceux de section circulaire (réalisée), nous avons lors de la réalisation des masques pris la liberté de faire varier certains paramètres, tel que l'espacement entre les vias d'excitation et de couplage (C1 et C2), ou encore la largeur de guide, pour palier éventuellement aux approximations considérées lors des simulations.

Dans un premier temps, le choix de la topologie de ce filtre établi, nous avons dimensionner les cavités, afin que leur fréquence de résonance se situe autour de 40 GHz. Notons que les fréquences de résonance  $f_0$  des modes TE et TM d'une cavité parallélépipédique aux parois métalliques sont données par la relation analytique suivante :

$$f_{0_{n,m,p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (III.3)$$

avec :

$n, m, p$  : variations azimuthales suivant les trois axes

$\epsilon_{eff}$  : permittivité effective de la cavité

$a, b, h$  : dimensions géométriques de la cavité

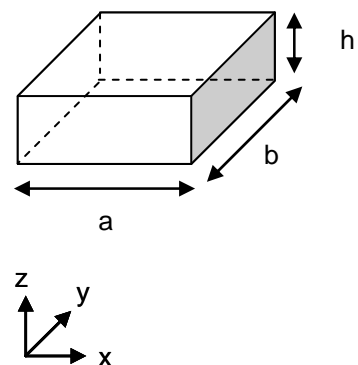


Figure III. 30 : Fréquences de résonance des modes TE/TM d'une cavité parallélépipédique à parois métalliques

Une fois les dimensions de ces cavités définies, nous avons ensuite optimisé le filtre en ajustant le niveau d'excitation en entrée du filtre, et le coefficient de couplage entre les deux cavités en jouant respectivement, d'une part sur l'espacement entre les vias C1 et la longueur de la ligne stripline dans le guide d'ondes, et d'autre part sur l'espacement entre les vias C2. Nous présentons sur la Figure III. 31 la réponse optimisée de ce filtre et les dimensions correspondantes sur la Figure III. 32.

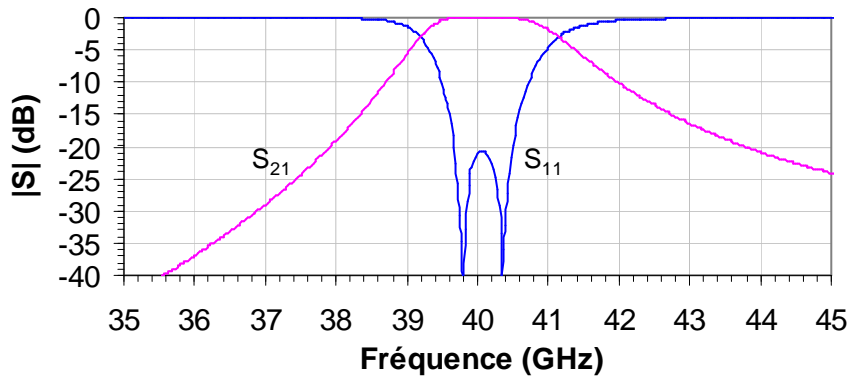
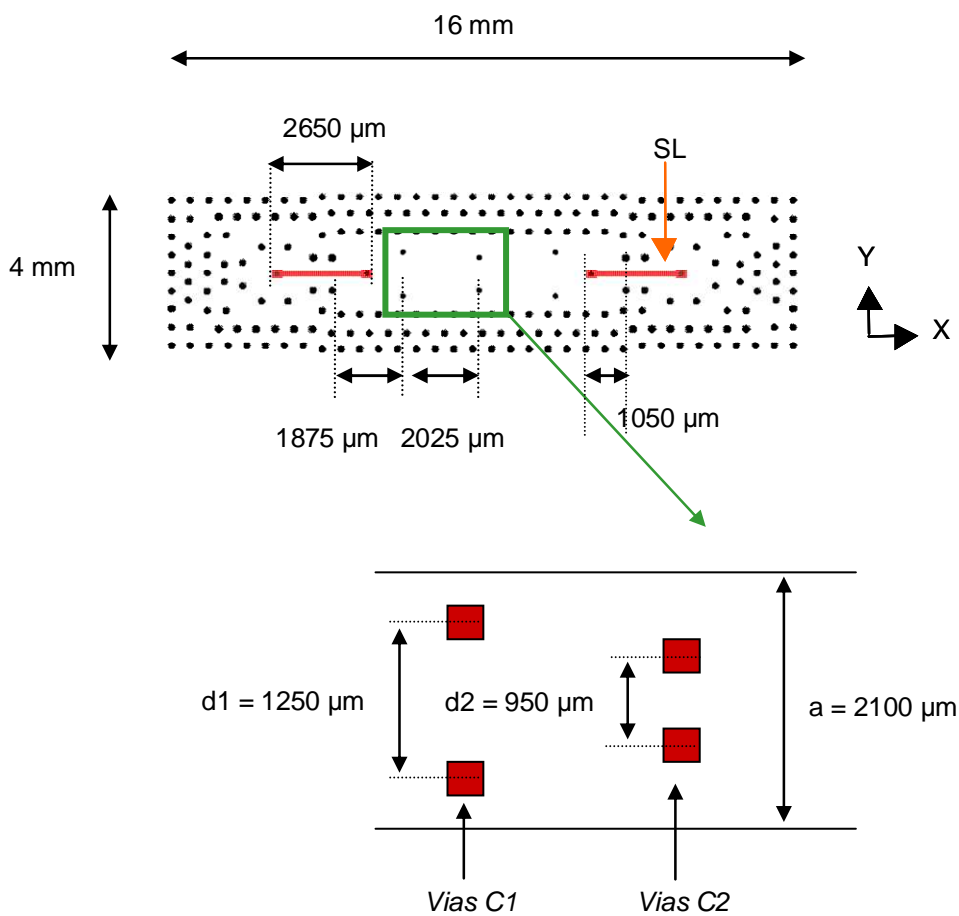


Figure III. 31 : Résultats de simulation EM du filtre passe-bande deux pôles (calculs sans pertes)



Vias C1 et C2 : - 150  $\mu\text{m}$  de diamètre en réalisation

- en simulation, base carrée de 150  $\mu\text{m}$  de côtés

Autres vias : 200  $\mu\text{m}$  de diamètre, à l'exception du via signal et des vias qui court-circuitent SL (150  $\mu\text{m}$ )

Figure III. 32 : Dimensions du filtre - Les dimensions de la transition sont celles mentionnées précédemment (se référer à la Figure III. 1)

Nous pouvons observer que le filtre présente les caractéristiques suivantes : une fréquence centrale voisine de 40 GHz, une bande passante relative à -3 dB de 5%, et une adaptation dans la bande de l'ordre de -20 dB. Les objectifs de filtrage sont ainsi validés en simulation.

Intéressons nous maintenant aux résultats expérimentaux.

#### IV.4. Résultats expérimentaux

Comme nous l'avons déjà précisé, nous avons, lors des réalisations, fait varier certains paramètres, et ainsi, plusieurs filtres, comportant de petites différences les uns par rapport aux autres, ont été réalisés, et mesurés. Nous allons présenter quelques uns des résultats de mesures, en mentionnant ces différences, qui portent sur l'espacement  $d_1$  entre les vias d'excitation C1 (se référer à la Figure III. 32), l'espacement  $d_2$  entre les vias de couplage C2, et la largeur du guide d'onde, notée  $a$ . Précisons que les distances  $d_1$  et  $d_2$  sont considérées par rapport aux centres des vias, de 150  $\mu\text{m}$  de diamètre, et la distance  $a$ , bord à bord des vias (de 200  $\mu\text{m}$  de diamètre).

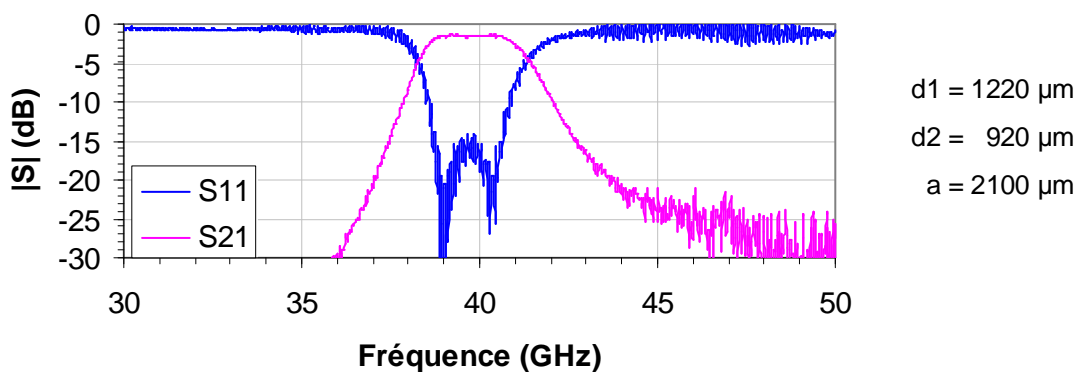


Figure III. 33 : Paramètres  $[S]$  mesurés d'un filtre passe-bande deux pôles (sans deembedding) – Largeur du guide d'onde de 2100  $\mu\text{m}$  (bord à bord des vias)

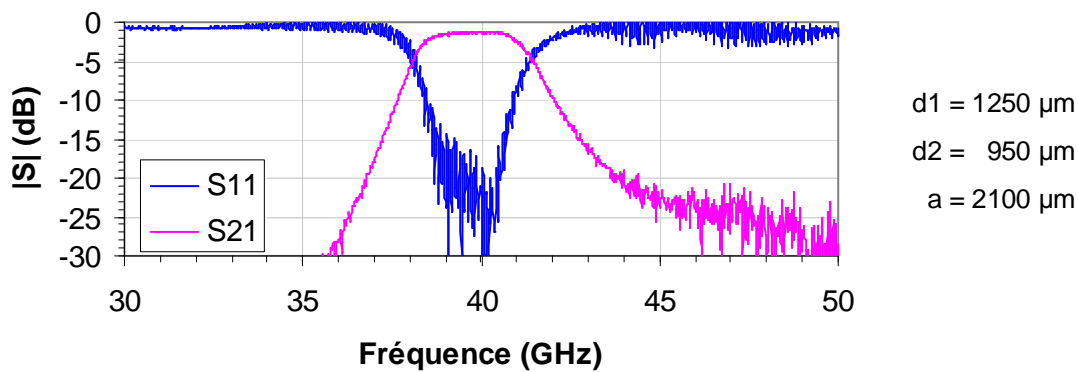


Figure III. 34 : Paramètres  $[S]$  mesurés d'un filtre passe-bande deux pôles (sans deembedding)- Largeur du guide d'onde de  $2100 \mu\text{m}$

La Figure III. 33 et la Figure III. 34 présentent les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  obtenus en mesures pour deux filtres dont la largeur du guide d'ondes est identique. La différence se situe au niveau des espacements des vias d'excitation et de couplage, qui sont légèrement inférieurs dans le cas de la Figure III. 33.

Nous pouvons constater que les deux filtres se situent aux mêmes fréquences : la fréquence centrale est de  $39.8 \text{ GHz}$ , ce qui est logique puisque les cavités résonnantes ont les mêmes dimensions dans les deux cas. Nous remarquons ici un décalage en fréquence entre les fréquences centrales expérimentale et théorique de l'ordre de  $0.2 \text{ GHz}$ . De plus ces filtres présentent une bande passante relative à  $-3 \text{ dB}$  identique, d'environ  $6.5 \%$ , et des pertes d'insertion relativement faibles, d'environ  $-1.4 \text{ dB}$ , pertes dues aux pointes de mesures comprises estimées à cette fréquence de l'ordre de  $0.5 \text{ dB}$  [61]. De plus, nous pouvons également observer dans les deux cas que la réjection hors bande est satisfaisante, et nous n'observons aucun parasite, et une bonne isolation en fréquence.

Notons cependant que pour le filtre présenté sur la Figure III. 34, les deux pôles ne se distinguent pas très facilement, puisque les mesures sont bruitées, mais l'adaptation semble meilleure, comparée au cas de la Figure III. 33. Pour les deux filtres le TOS est inférieur à  $-15 \text{ dB}$ . Par rapport à la structure simulée, les résultats expérimentaux présentent, sans remettre en cause le principe de fonctionnement, de légères différences sur la fréquence centrale et la largeur de bande relative à  $-3 \text{ dB}$ . Ces caractéristiques, et notamment les couplages entre les éléments du filtre, sont directement liées au propriétés du diélectrique utilisé, et à la précision de réalisation des vias. Compte tenu des mesures, nous pensons que le comportement expérimental des filtres est en accord avec les tolérances de fabrication sur le positionnement

des vias et sur leur diamètre. Mentionnons cependant que les tolérances technologiques sur la position des vias est de +/- 20  $\mu\text{m}$  (selon VTT Electronics), et que dans notre cas, leur position ne peuvent pas être vérifiées visuellement, puisque ces vias sont situés au milieu de la structure.

La Figure III. 35 présente la réponse d'un filtre pour des espacements entre les vias d'excitation et de couplage identiques à ceux du filtre décrit sur la Figure III. 34. En revanche le guide d'ondes est maintenant plus étroit de 200  $\mu\text{m}$  (2100  $\mu\text{m}$  au lieu de 2300 $\mu\text{m}$ ), et par conséquent, comme nous pouvons le constater, les cavités, de dimensions inférieures, résonnent plus haut en fréquence. Notons qu'à ces fréquences, une diminution de 200  $\mu\text{m}$  de la largeur du guide d'ondes doit, théoriquement (cf Figure III. 30), induire un décalage en fréquence proche de 2 GHz.

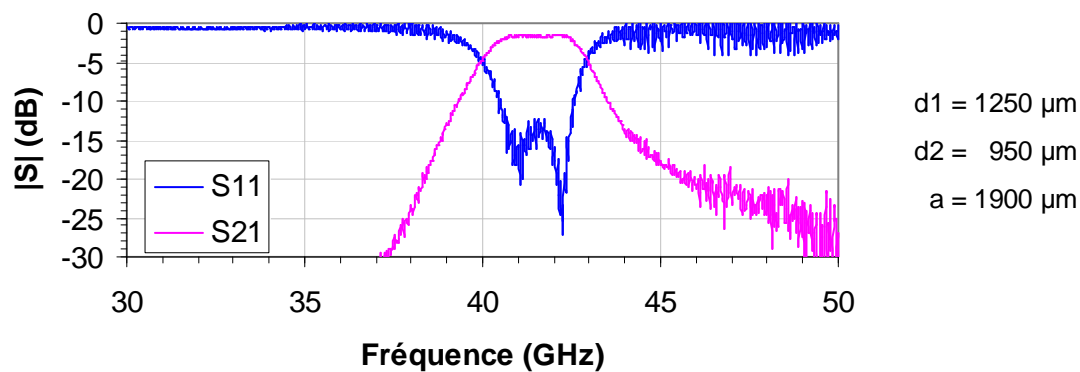


Figure III. 35 : Paramètres  $[S]$  mesurés d'un filtre passe-bande deux pôles (sans deembedding) - Largeur du guide d'onde de 1900  $\mu\text{m}$

Nous pouvons en effet observer que la fréquence centrale se situe dans ce cas vers 41.5 GHz (contre 39.8 GHz dans le cas des filtres précédents). D'autre part, la bande passante relative à -3 dB est d'environ 6 %, et les pertes d'insertion sont maintenant d'environ -1.6 dB (soit légèrement supérieures aux filtres précédents). Bien que moins bon, le TOS reste satisfaisant, égal à environ -13 dB.

Par ailleurs, de manière à montrer l'aspect reproductif de ces filtres, la Figure III. 36 présente une autre mesure effectuée pour un filtre strictement identique au filtre présenté ci-dessus sur la Figure III. 35, sur une seconde plaque.

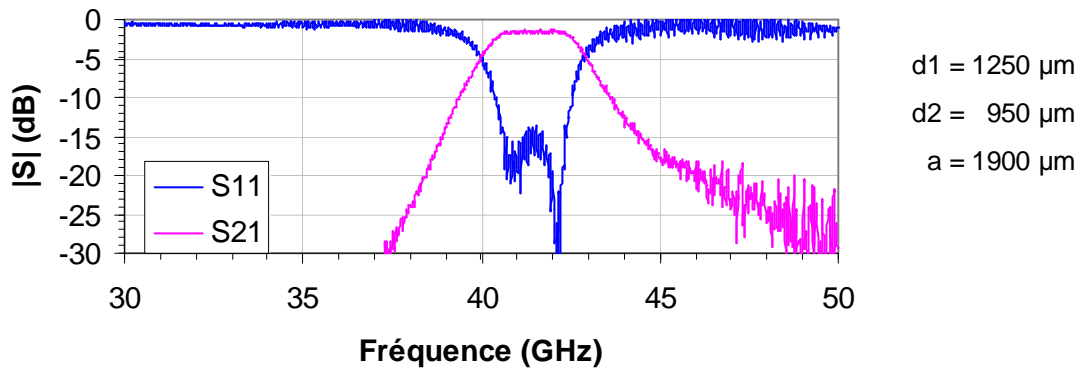


Figure III. 36 : Paramètres  $[S]$  mesurés (sans deembedding) d'un filtre identique au filtre passe-bande deux pôles présenté sur la Figure III. 35- Largeur du guide d'onde de  $1900 \mu\text{m}$

Nous pouvons constater que ces deux filtres (Figure III. 35 et Figure III. 36) présentent les mêmes caractéristiques : même bande passante à  $-3 \text{ dB}$ , et mêmes pertes d'insertions.

#### IV.5. Conclusion

Nous venons de décrire la conception de filtres en guide d'ondes en technologie LTCC qui présentent l'avantage d'être facilement intégrables à un module de télécommunications, et reportables sur un substrat d'accueil. Notre étude a montré la faisabilité de tels filtres à des fréquences de fonctionnement de l'ordre de  $40 \text{ GHz}$ . En effet, les performances mesurées sont très satisfaisantes, notamment en terme d'adaptation, et de pertes d'insertions, qui sont faibles à ces fréquences. Ces performances valident le concept proposé pour ce filtre en guide d'ondes. Elles permettent ainsi d'envisager, d'une part, la conception de fonctions intégrées en trois dimensions telles qu'un système antenne/duplexeur en bande Q, et d'autre part, la conception, avec ce type de topologie, de filtres comportant un nombre de pôles plus important.

Précisons que nos travaux sur ces filtres ont fait l'objet d'une publication dans une conférence internationale [62], et une nationale [63].

A partir de l'étude menée sur ce type de filtre, nous nous sommes intéressés à la synthèse d'une fonction duplexeur. Cette nouvelle étude est prospective et se situe avant tout dans un contexte d'analyse de faisabilité théorique, d'une application envisageable des filtres développés précédemment.

## **V. Etude de faisabilité d'une fonction duplexeur**

### **V.1. Introduction**

Un duplexeur sert à séparer les signaux émission et réception d'un module, et de ce fait permet l'utilisation d'une antenne commune pour la liaison hertzienne. Ces signaux sont situés à des fréquences différentes, mais généralement proches. Notons que ce système va dans le sens de la diminution de la taille et du poids des dispositifs.

Le duplexeur considéré est constitué de deux filtres passe-bande deux pôles de topologie similaire au filtre décrit précédemment.

### **V.2. Description du module**

Le duplexeur, représenté sur la Figure III. 37 est constitué de deux filtres passe-bande, deux pôles. Ces filtres de même topologie que les filtres précédents, sont définis autour de 35 et 40 GHz, avec des bandes passantes relatives à -3 dB de l'ordre de 6 %. Ces filtres sont donc différents par leurs dimensions, et notamment par la largeur des guides d'ondes nécessaire à leur fonctionnement.

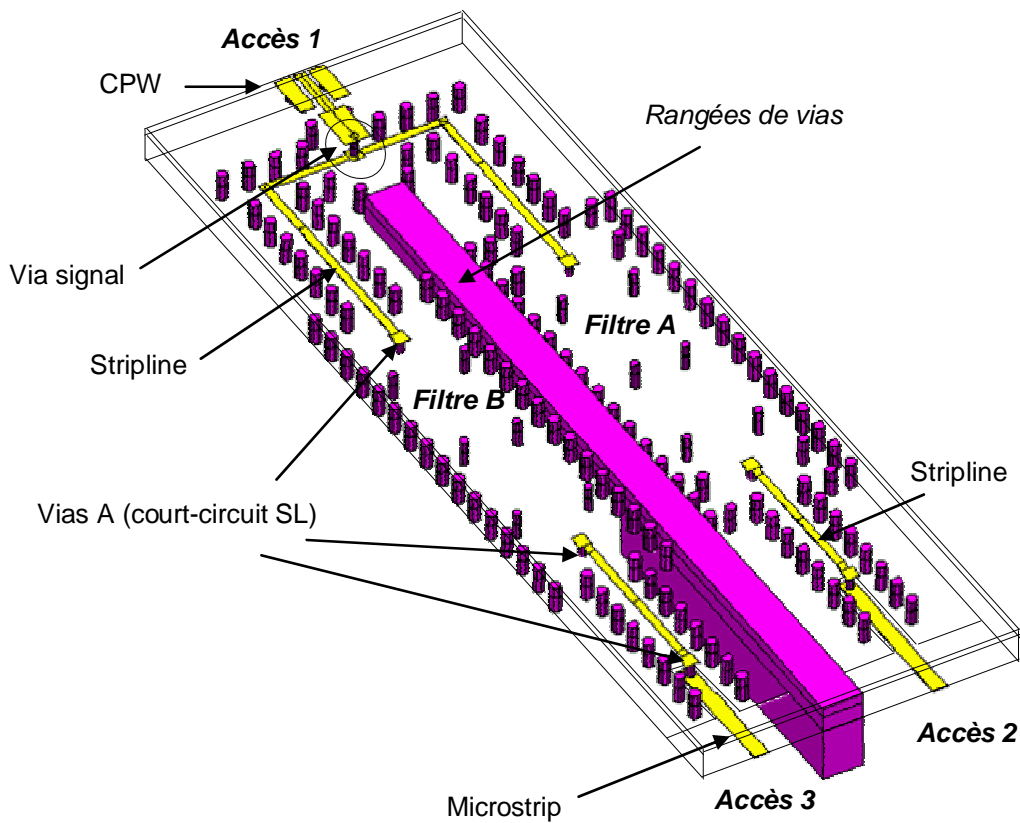


Figure III. 37 : Schéma du duplexeur (le plan de masse intermédiaire est ici invisible)

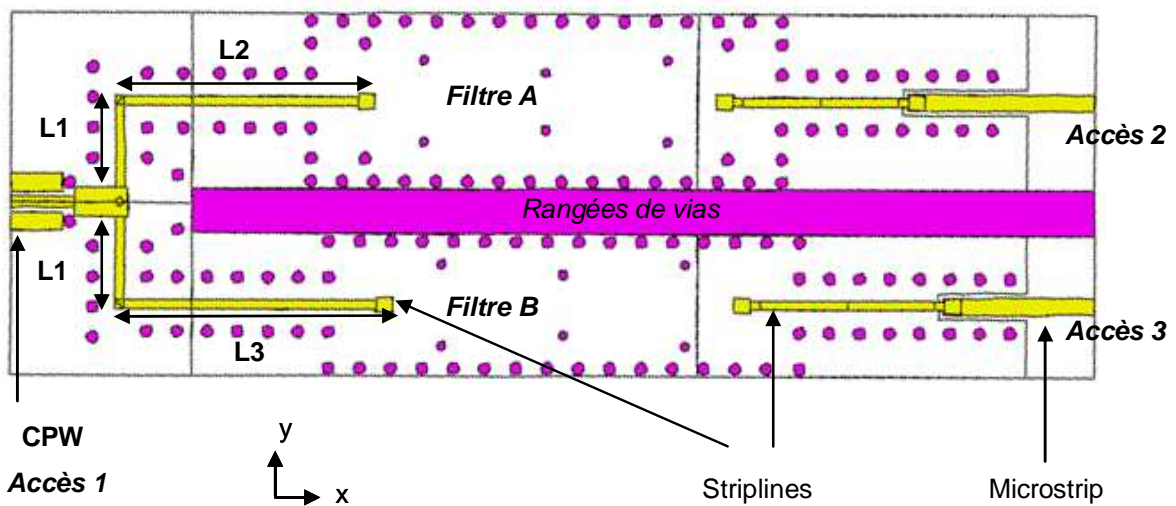


Figure III. 38 : Vue de dessus du duplexeur (le plan de masse intermédiaire est ici invisible)

D'autre part sur la Figure III. 37 et la Figure III. 38 nous pouvons observer la topologie choisie. Tout d'abord, un accès d'excitation de type coplanaire (noté accès 1),



commun aux deux filtres, est positionné sur la face supérieure du substrat. Ensuite nous retrouvons la transition entre une ligne coplanaire et la ligne stripline, par l'intermédiaire du via signal ; le plan de masse intermédiaire est inchangé, mais maintenant la ligne stripline se divise en deux tronçons, de manière à pouvoir exciter les deux filtres. Nous avons choisi de considérer la même longueur de ligne stripline de part et d'autre du via signal (longueur L1), et d'optimiser le duplexeur à l'aide des longueurs L2 et L3, qui sont différentes. Ces longueurs vont nous permettre d'ajuster les conditions de phases entre les deux filtres afin d'éviter qu'ils ne se perturbent entre-eux. Ensuite les deux lignes stripline, de longueur L2 et L3, sont court-circuitées à l'aide d'un via (relié au plan de masse inférieur) et permettent l'excitation du filtre A et du filtre B respectivement. Les accès 2 et 3 sont des accès de type microstrip, et sont situés sur la face inférieure du module (plan de masse inférieur). De manière à ce que les accès n'influencent pas le fonctionnement des guides d'ondes et donc des filtres, ces accès ne sont pas placés directement en sortie des filtres, mais après un système composé de deux vias et d'une ligne stripline, comme le décrit la Figure III. 39. Les filtres sont ainsi excités de manière similaire en entrée/sortie par une ligne stripline court-circuitée par un via.

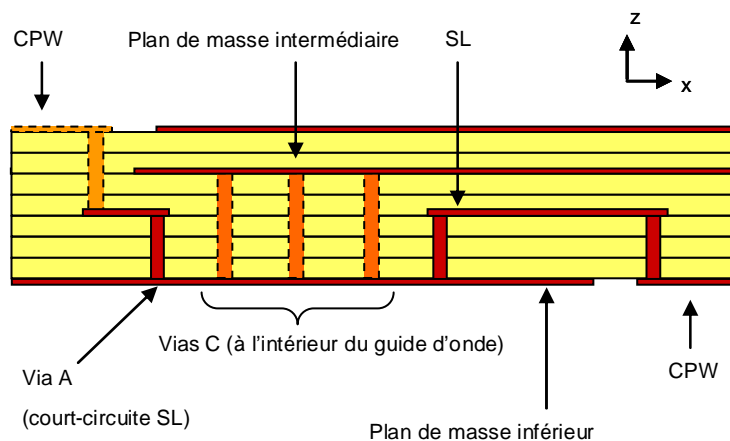


Figure III. 39 : Vue en coupe du duplexeur au niveau d'un filtre

Notons que ce dispositif illustre ici le concept du composant reportable en surface, intégrant dans un même packaging la fonction duplexeur, couplée à la fonction antenne (illustrée ici par l'accès 1 coplanaire). La technologie LTCC multicouche, en trois dimensions, doit contribuer efficacement au développement de ce type de composants.

Intéressons nous maintenant à l'analyse électromagnétique du duplexeur.

### V.3. Analyses électromagnétiques 3D

L'analyse électromagnétique du duplexeur a été effectuée à l'aide du logiciel EMXD, et en appliquant la méthode d'analyse par segmentation. L'intérêt de cette méthode d'analyse est de pouvoir diviser le domaine d'étude en plusieurs segments, et ainsi de gagner en souplesse d'analyse (ces segments sont analysés indépendamment les uns des autres), et en temps de calcul. Nous allons présenter très brièvement cette méthode. Ensuite nous présenterons une première approche de l'optimisation du duplexeur.

#### V.3.1. Méthode de segmentation [64] [65]

Chaque segment du dispositif est caractérisé par une matrice  $[S]$  généralisée, établie entre les plans d'accès définis par les plans de segmentation (section de guide homogène) et les plans d'accès de la structure. Les plans de segmentation de la structure deviennent les plans d'accès des segments, qui sont simulés séparément. L'excitation dans les plans d'accès ne peut être réalisée que par des accès distribués (se référer au chapitre 1). Les matrices  $[S]$  de chaque segment sont ensuite chaînées par raccordement modal sous un logiciel de type circuit (dans notre cas nous utiliserons le logiciel commercial HP ADS).

La validité de la méthode de segmentation dépend essentiellement de deux conditions à respecter. D'une part les plans de segmentation ne doivent pas être trop proches de discontinuités pour limiter le nombre de modes à considérer dans ces mêmes plans, et d'autre part le nombre de modes considérés dans chaque accès doit être suffisant. Notons que ce nombre varie selon la complexité de la structure ; tous les modes propagatifs doivent être pris en compte, ainsi que les premiers modes évanescents. Une étude de convergence permet d'en déduire le nombre. Un plan de segmentation étant commun à deux segments, il est important de bien prendre en compte les mêmes modes dans ces deux accès, afin que le raccordement modal soit correct.

### V.3.2. Segmentation du duplexeur

Nous avons choisi de segmenter le duplexeur de la manière suivante (Figure III. 40) :

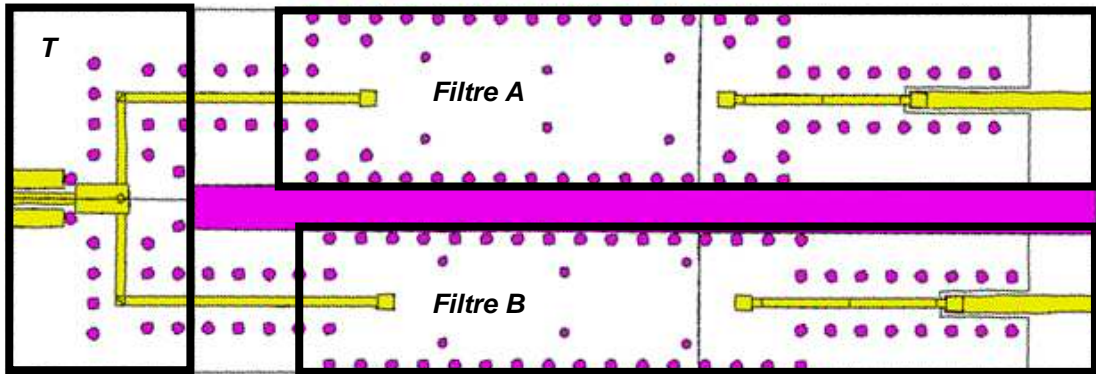


Figure III. 40 : Segmentation du duplexeur

Nous considérons, d'une part, chacun des deux filtres séparément, et d'autre part les lignes stripline en « T » avec l'accès d'excitation commun, et nous laissons de côté pour le moment les lignes striplines connectant ces différents segments ensemble, dont les longueurs seront à optimiser. Les plans de segmentation (tous identiques) sont ainsi définis dans une section de la ligne stripline, comme nous pouvons l'observer sur la Figure III. 41. Notons que nous considérons uniquement le mode propagatif dans ces plans ; un calcul des modes évanescents nous montre, en effet, qu'à 45 GHz le premier mode évanescent à une atténuation de 23 dB/mm, et par rapport aux dimensions de notre structure, ce mode est donc négligeable et il n'est pas nécessaire de le prendre en compte.

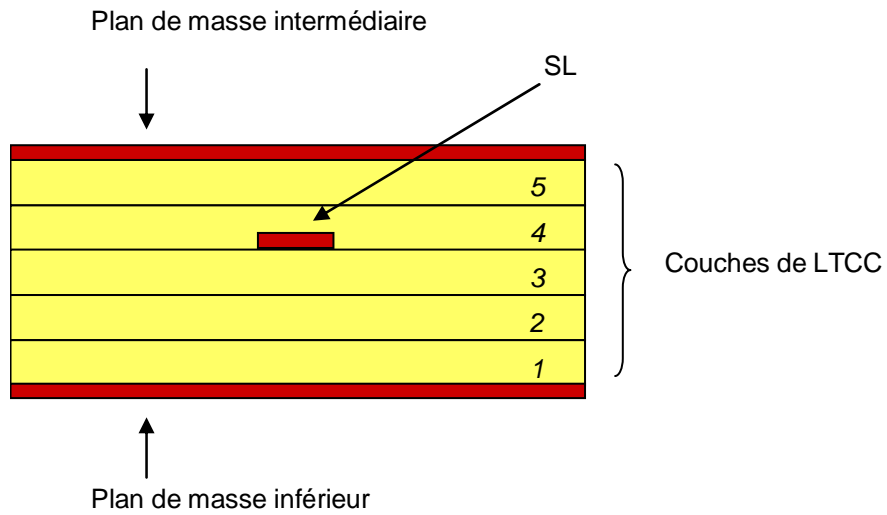


Figure III. 41 : Plan de segmentation

Les réponses des deux filtres sont présentées sur la Figure III. 42 (filtre A) et la Figure III. 43 (filtre B).

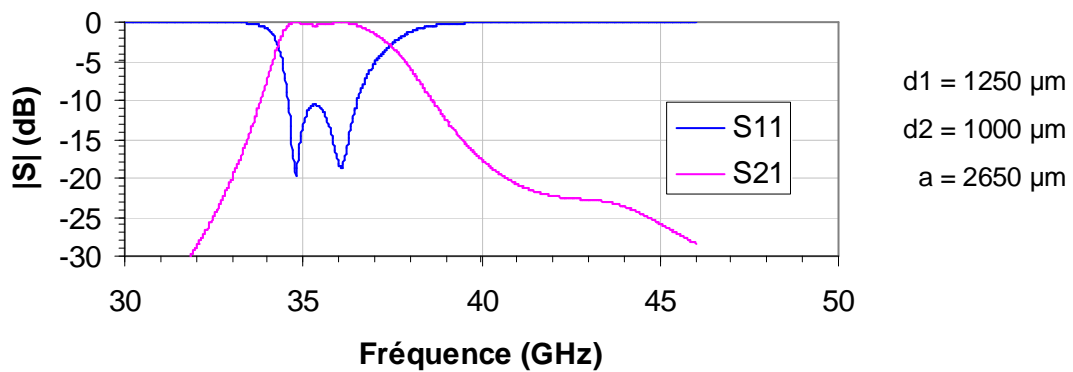


Figure III. 42 : Paramètres  $[S]$  simulés du filtre A – Largeur du guide d'ondes égale à  $2650 \mu\text{m}$

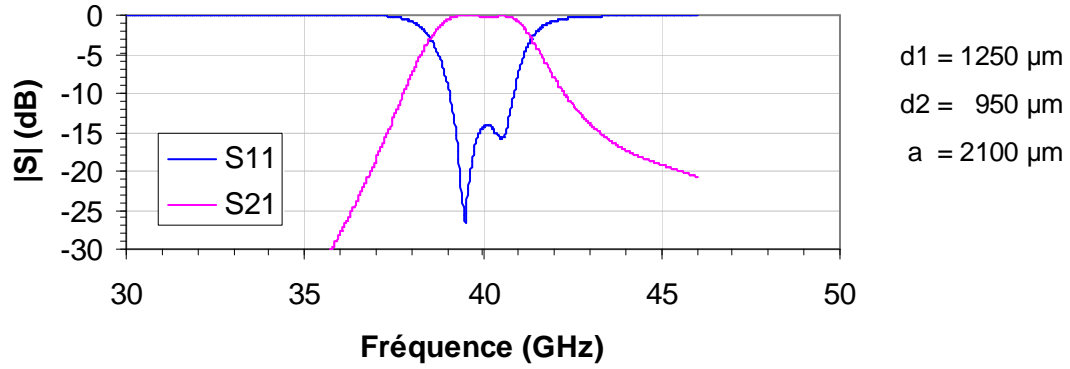


Figure III. 43 : Paramètres [S] simulés du filtre B – Largeur du guide d’ondes égale à  $2100 \mu\text{m}$

Après avoir effectué des simulations électromagnétiques des trois segments, nous obtenons trois boîtes de paramètres [S] les caractérisant, qui vont nous permettre d’optimiser le duplexeur.

### V.3.3. Optimisation du duplexeur

L’optimisation du duplexeur, et plus précisément des longueurs  $L2$  et  $L3$ , a été effectuée à l’aide du logiciel commercial HP ADS. La Figure III. 44 présente le schéma du chaînage de l’optimisation.

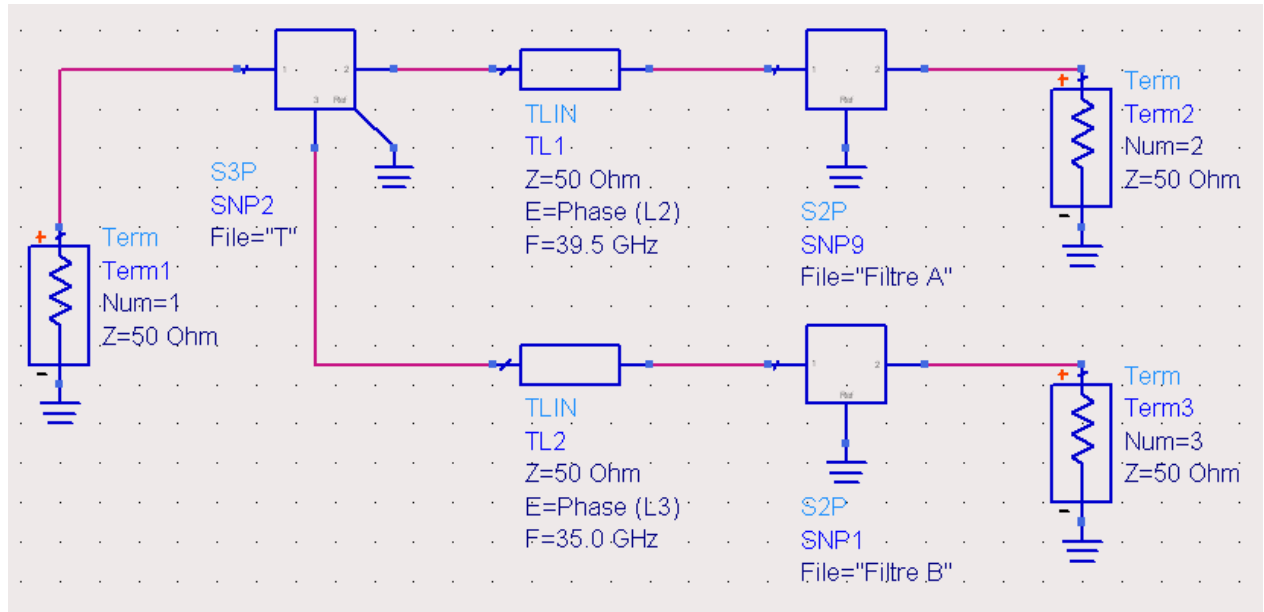


Figure III. 44 : Chaînage des différents segments du duplexeur sous le logiciel HP ADS

Sur ce schéma nous pouvons observer que nous avons chaîné les boîtes de paramètres [S] du « T » et de chacun des filtres à des lignes idéales (appelées TLIN), disponibles dans la bibliothèque du logiciel. Ces lignes vont nous permettre d’optimiser les longueurs de stripline L2 et L3, et d’effectuer un pré-dimensionnement. Elles sont caractérisées par leur impédance caractéristique (dans notre cas 50  $\Omega$ ), et à une fréquence donnée par la phase en degré.

Pour optimiser le duplexeur, le but est donc de faire varier la phase de ces deux lignes, de manière à obtenir une réponse satisfaisante. A partir des valeurs de phase obtenues, nous en déduisons les longueurs de striplines correspondantes. Nous pouvons ensuite effectuer de nouvelles simulations électromagnétiques du « T », tenant compte des nouvelles dimensions des lignes striplines (longueur initiale du T + L2 et L3) ; la réponse de ce nouveau « T » est alors directement chaînée aux réponses des deux filtres.

### V.3.4. Résultats de simulation

La Figure III. 45 présente les paramètres [S] du duplexeur obtenus après la démarche d’optimisation que nous venons de décrire. Les résultats décrits sont issus de simulations

électromagnétiques segmentées. Rappelons que l'accès noté 1 est l'accès commun aux deux filtres, et notons les dimensions des longueurs de stripline :  $L_0 = 1700 \mu\text{m}$ ,  $L_1 = 3025 \mu\text{m}$ ,  $L_2 = 2470 \mu\text{m}$ .

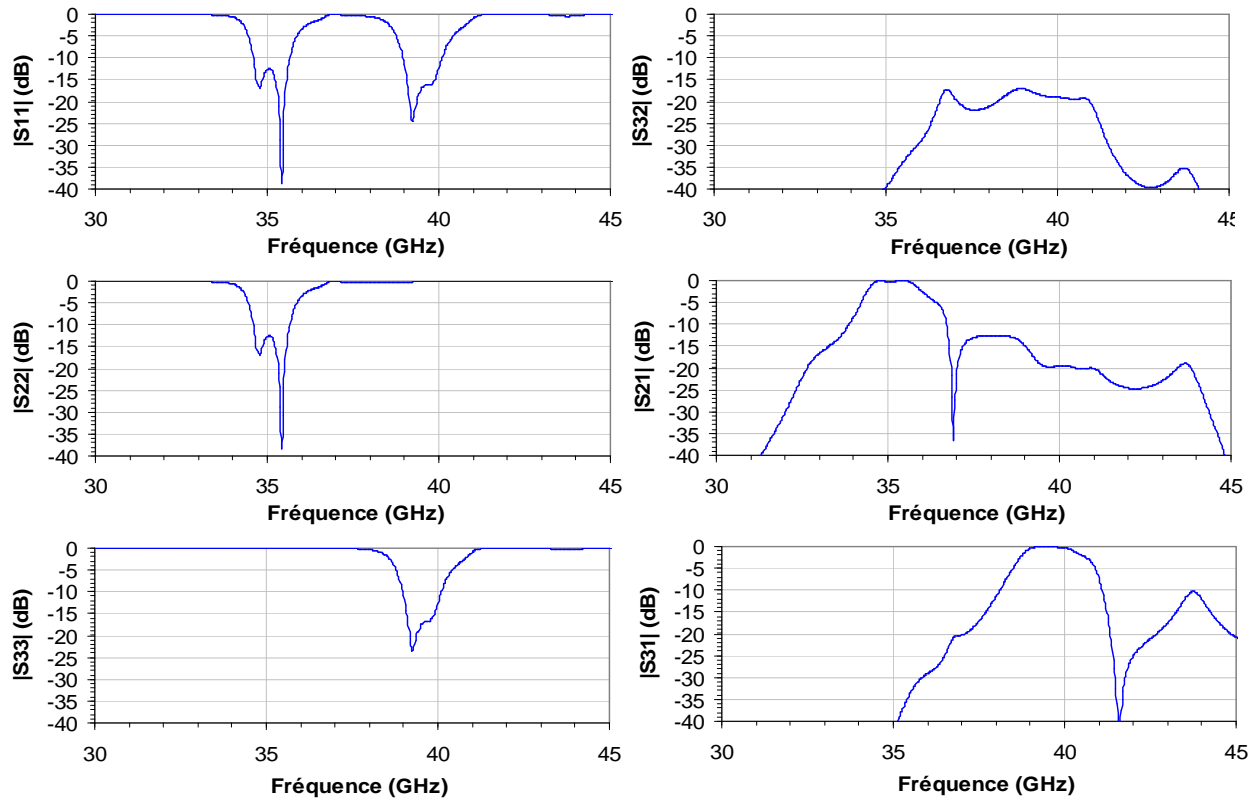


Figure III. 45 : Paramètres  $[S]$  simulés du duplexeur (sans pertes) par la méthode de segmentation, après optimisation

Nous pouvons distinguer sur ces graphes les deux filtres : le filtre A a une fréquence centrale de l'ordre de 39.5 GHz, et le filtre B de l'ordre de 35 GHz. D'autre part ces filtres présentent une bande passante relative à -3dB d'environ 6 %.

Le paramètre  $S_{32}$  nous montre que l'isolation entre les accès 2 et 3 est acceptable mais pas suffisante : elle est en effet supérieure à 15 dB sur les bandes de fréquences des filtres. Par contre, comme nous pouvons l'observer sur les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$ , la rejection hors bandes des filtres n'est pas satisfaisante, surtout pour les fréquences supérieures. Nous pouvons effectivement remarquer des parasites. D'autres simulations électromagnétiques et

optimisations seraient nécessaires pour améliorer encore l'isolation entre les accès 2 et 3, et la rejection de chacun des filtres. Enfin l'adaptation dans la bande des deux filtres est correcte puisque pour les deux filtres le TOS est inférieur à -13 dB.

#### **V.4. Conclusion**

A partir des études précédemment décrites, nous avons cherché à montrer la faisabilité d'un duplexeur autour de 40 GHz, comportant deux filtres passe-bande deux pôles de topologie similaire à nos premiers travaux. L'étude théorique que nous venons de présenter est très encourageante ; des optimisations supplémentaires permettraient certainement d'obtenir de meilleures performances, mais dans cette première approche nous pouvons conclure favorablement quant à la faisabilité d'un tel duplexeur.

Notons qu'il serait également intéressant de poursuivre cette étude en s'orientant vers un module comportant également une antenne imprimée. Cette antenne serait utilisée comme source excitatrice d'une seconde antenne afin d'obtenir le gain et les caractéristiques de rayonnement objectif, dans le cadre d'applications de type LMDS. Cette antenne pourrait être située à la place de l'accès commun de type coplanaire situé à la surface du module, et pourrait être excitée, par exemple, directement par le via signal, ou encore par une fente placée dans le plan de masse intermédiaire.

Par ailleurs, remarquons que dans la littérature les fonctions duplexeurs en technologies LTCC sont essentiellement proposées en bandes S et C [66] [67], et la fréquence d'application que nous proposons apparaît de ce fait originale.

## **VI. Conclusion**

Lors de ce chapitre nous avons traité différents composants en technologie LTCC sur le substrat Ferro A6-S. Nous avons tout d'abord présenté une transition générique entre une



ligne coplanaire (ou microstrip) située en surface du module, et une ligne stripline située à l'intérieur du module. Des simulations électromagnétiques, puis des réalisations, ont montré les bonnes performances large bande de ces transitions jusqu'à 50 GHz.

Nous avons ensuite étudié une transition entre une ligne coplanaire et un guide d'ondes en passant par une ligne stripline. Cette nouvelle interconnexion, définie pour des applications autour de 40 GHz, nous a permis de concevoir un filtre passe-bande, comportant deux pôles, vers 40 GHz. Des réalisations ont également montré les bonnes performances en termes d'adaptation et de pertes d'insertion de ce filtre.

Enfin, nous avons montré la faisabilité d'un duplexeur, à travers une étude théorique et prospective. Notons cependant que d'autres optimisations sont nécessaires pour améliorer ce duplexeur.

Ces différentes structures réalisées en technologie LTCC démontrent le potentiel de cette technologie multicouche pour des applications en bande Q. L'intégration en trois dimensions de fonctions combinées grâce à cette technologie, et dans ce domaine de fréquence ouvre la voie à de nouvelles perspectives.



# **CONCLUSION GENERALE**



## **CONCLUSION GENERALE**

Le travail de thèse, présenté dans ce manuscrit, se situe dans le contexte de l'évolution des systèmes de télécommunication hertziens et optiques. Ce travail a été plus précisément consacré à l'optimisation, au packaging, à la conception, et à la réalisation de dispositifs optoélectroniques et hyperfréquences passifs, constituant des éléments de base de modules émission/réception optiques et hertziens, pour des liaisons hauts débits.

**Les études menées dans le cadre de ce travail ont tout particulièrement mis en évidence la contribution efficace et aujourd'hui pertinente, de l'analyse électromagnétique dès la phase de conception de dispositifs complexes.**

Lors du **Chapitre I** de ce manuscrit, nous avons abordé cette évolution, et introduit deux projets l'illustrant : le projet RNRT HEMERODE, et le projet PIDEA LOTTO. Ces deux projets, support de notre travail, proposent respectivement, la conception de chaînes de transmission, par liaison optique, et par liaison hertzienne.

Au cours de ce chapitre, nous nous sommes particulièrement attachés à présenter les points nécessaires à la compréhension de nos études menées dans le cadre de ces deux projets : d'une part les modulateurs électro-optiques de type Mach-Zendher sur niobate de lithium pour ce qui est du projet HEMERODE, et la technologie multicouche LTCC, une des technologie retenue dans le cadre du projet LOTTO.

Nous avons également présenté, très généralement, l'apport de l'outil électromagnétique pour la conception de dispositifs, et décrit brièvement le logiciel de simulations électromagnétiques EMXD, que nous avons utilisé pour les différentes études.

## *Conclusion générale*

Nous avons notamment évoqué son utilisation pour l'application d'une méthode d'analyse hybride, couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits.

Le **Chapitre II** a été consacré aux différentes études effectuées sur les modules émission et réception conçus dans le cadre du projet HEMERODE.

Nous avons notamment contribué à l'optimisation du modulateur électro-optique sur niobate de lithium, élément de base du module émission. Des simulations électromagnétiques de la ligne coplanaire RF, tenant compte des différents paramètres géométriques et physiques du dispositif, couplées aux modélisations optiques de la société Photline, avec qui nous avons travaillé en étroite collaboration, ont permis de définir un modèle fiable du modulateur électro-optique. Dans ce cadre, il nous a notamment été possible d'optimiser le compromis entre la bande passante électrique et la tension demi-onde  $V_\pi$  du modulateur, et ainsi de contribuer à l'amélioration de ses performances.

De plus, nous avons appliqué une approche hybride (EM-circuits), pour l'étude du packaging du module récepteur. Nous avons ainsi mis en évidence l'apparition de résonances parasites dans la bande de fréquences d'utilisation du module, et nous avons proposé, dès la phase de conception, des solutions de packaging pour remédier à d'éventuels dysfonctionnements que ces phénomènes pourraient engendrer.

**Ces études, d'approche pluridisciplinaire, couplant l'outil électromagnétique, d'une part à des modélisations optiques dans le cas du module émetteur, et d'autre part à un logiciel de type circuit dans le cas du module récepteur, ont permis de mettre en évidence l'apport significatif et la pertinence des outils électromagnétiques dans la conception des dispositifs optoélectroniques.**

**En perspective à ces travaux, nous pourrions notamment envisager, grâce à cette approche pluridisciplinaire, non seulement une meilleure optimisation des lignes micro-onde des modulateurs traitées dans ce manuscrit, mais aussi l'étude de nouvelles topologies de la géométrie de ces lignes, qui pourraient ouvrir la voie à de nouvelles performances. Avec la demande grandissante en termes de débits d'informations, les modulateurs, et plus généralement les modules émission et réception, des futurs systèmes de télécommunication, devront répondre en effet à de nouvelles contraintes, et**

**proposer de nouvelles performances. Enfin, les structures de packaging proposées restent à être validées par l'expérimentation. Des améliorations de ces structures sont envisageables.**

Le **Chapitre III** a été consacré à la conception de composants en technologie LTCC dans le cadre du projet LOTTO. Ces composants, « briques de base » des modules émission/réception d'une chaîne de transmission par liaison hertzienne autour de 40 GHz, ont été réalisés grâce à une collaboration avec l'organisme de recherche finlandais VTT Electronics, qui nous a donné accès à cette technologie.

Dans un premier temps, en utilisant le caractère multicouche de cette technologie, et grâce à l'outil électromagnétique, nous avons optimisé une transition générique, large bande, de topologie simple, utilisable dans de nombreuses applications, entre une ligne microstrip ou coplanaire et une ligne stripline avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, du continu jusqu'à 50 GHz. Les performances satisfaisantes de cette interconnexion ont été vérifiées par des mesures expérimentales.

Ensuite, à partir de cette transition, et avec l'objectif de concevoir des solutions de filtrage autour de 40 GHz, nous nous sommes intéressés à une nouvelle interconnexion, entre une ligne coplanaire et un guide d'ondes.

Puis notre attention s'est donc portée sur la conception d'un filtre deux pôles passe-bande autour de 40 GHz. Des mesures expérimentales ont montré les bonnes performances en termes d'adaptation et de pertes d'insertion de ce filtre.

Enfin nous avons proposé une étude théorique et prospective de faisabilité d'un duplexeur à partir du filtre précédemment étudié.

**Ces différentes structures réalisées en technologie LTCC, grâce à l'outil électromagnétique, ont montré le potentiel de cette technologie multicouche pour des applications en bande Q (30 – 50 GHz), qui ouvre également la voie à l'intégration en trois dimensions de fonctions combinées.**

**En perspectives à ce travail, nous envisageons l'étude de filtres comportant un nombre de pôles supérieur pour la synthèse de fonctions de filtrage spécifiques, une**

### *Conclusion générale*

**optimisation plus précise du duplexeur, ainsi que sa réalisation expérimentale, et la conception de modules intégrant plusieurs fonctions (exemple : duplexeur + antenne). Nous pouvons ici imaginer pour ce dernier cas, une méthode de conception segmentée (dans ce cas les fonctions duplexer et antenne sont synthétisées indépendamment sur une impédance de référence commune), ou une conception globale (dans ce cas les fonctions sont synthétisées de façon commune en répartissant les contraintes sur l'ensemble du dispositif).**



# **ANNEXES**



## **ANNEXE I : La fibre optique**

La fibre optique, fil transparent très fin qui conduit la lumière, est un support physique de transmission de données à haut débit par l'intermédiaire de rayons optiques.

La fibre optique peut être utilisée pour conduire la lumière entre deux lieux distants de plusieurs centaines, voire milliers de kilomètres. Le signal lumineux est capable de transmettre une grande quantité d'information. En permettant les communications à très longues distances et à des débits très élevés, les fibres optiques ont constituées l'un des éléments clé de la révolution des télécommunications optiques.

### **I.1. Quelques avantages de la fibre optique**

La fibre optique présente de nombreux avantages justifiant son utilisation dans les systèmes de télécommunication optiques, tels que de bonnes performances en transmission, des avantages de mises en œuvres, ou encore une bonne sécurité électromagnétique.

En effet, par comparaison avec des conducteurs électriques (exemple : le câble cuivré), la fibre optique présente de meilleures performances en transmission, grâce entre autre, à une atténuation du signal bien inférieure. L'atténuation caractérise l'affaiblissement du signal au cours de la propagation, et moins il y aura d'atténuation, plus la détection sera facile. L'atténuation extrêmement faible présentée par la fibre optique constitue son principal atout.

De même le débit maximum toléré par la fibre optique, ainsi que la vitesse de transmission des données, sont nettement supérieurs à ceux qui peuvent être obtenus dans un simple conducteur électrique. La très grande bande passante utilisable présentée par la fibre optique, favorise l'emploi de multiplexage en longueur d'onde.

D'autre part, par sa légèreté, sa petite taille et sa grande souplesse, la fibre optique présente de bonnes facilités de mise en œuvre.

Par ailleurs, au niveau électromagnétique, la fibre optique n'est pas sensible aux parasites et n'en crée pas elle-même.

## I.2. Description et principe

La fibre optique est un guide d'onde diélectrique circulaire qui exploite les principes de la réfraction de la lumière. Elle est constituée de trois éléments (Figure A1. 1) :

- le cœur, partie de la fibre optique servant à la propagation des rayons lumineux ;
- la gaine optique, entourant le cœur, constituée d'un matériau dont l'indice de réfraction (grandeur caractéristique des propriétés optiques d'un matériau) est inférieur à celui du cœur, afin de confiner la propagation des rayons lumineux, qui se trouvent donc entièrement réfléchis de multiples fois à l'interface entre les deux matériaux ;
- le revêtement de protection, chargé de protéger la gaine des dégradations physiques, généralement en matériaux plastiques.

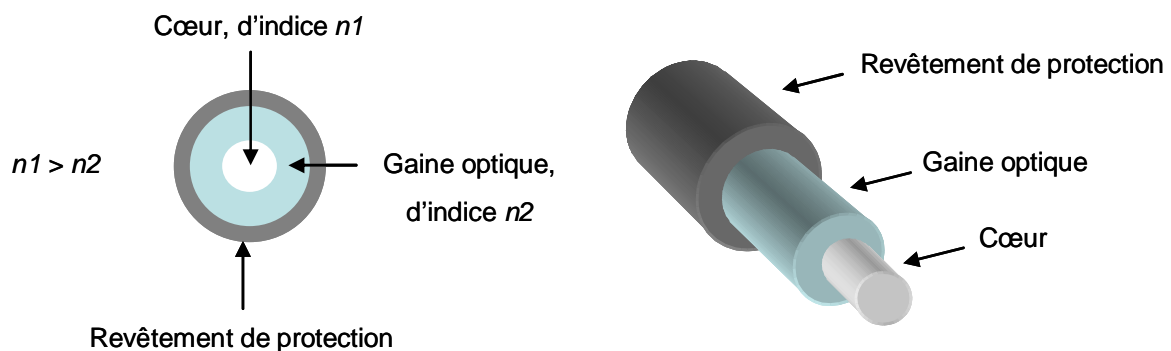


Figure A1. 1 : Constitution d'une fibre optique

Les fibres optiques utilisées en télécommunication sont généralement réalisées à base de silice, car ce matériau présente de très faibles pertes optiques.

Le guidage de la lumière dans la fibre optique est basé sur la loi de Descartes : l'indice de réfraction  $n_1$  du coeur, étant supérieur à  $n_2$ , indice de la gaine, et les matériaux constituant le coeur et la gaine étant transparents, la lumière se propage le long de la fibre par réflexions successives à l'interface coeur/gaine.

Par ailleurs, le signal doit être envoyé dans la fibre avec un angle, par rapport à l'axe, inférieur à l'ouverture numérique ON. L'ouverture numérique permet de caractériser les fibres optiques ; elle représente l'angle d'entrée limite des faisceaux lumineux dans la fibre, pour un bon guidage de la lumière, et est définie par :

$$ON = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} = \sin \theta_{0L} \quad (A1-1)$$

Ainsi, le sinus de l'angle d'incidence  $\theta_0$  à l'entrée de la fibre, doit être inférieur à l'ouverture numérique pour qu'il y ait guidage de la lumière (Figure A1. 2) : tous les rayons lumineux situés à l'intérieur du cône d'acceptance seront guidés sans fuite, et ceux situés à l'extérieur seront réfractés à l'interface coeur/gaine, et donc perdus.

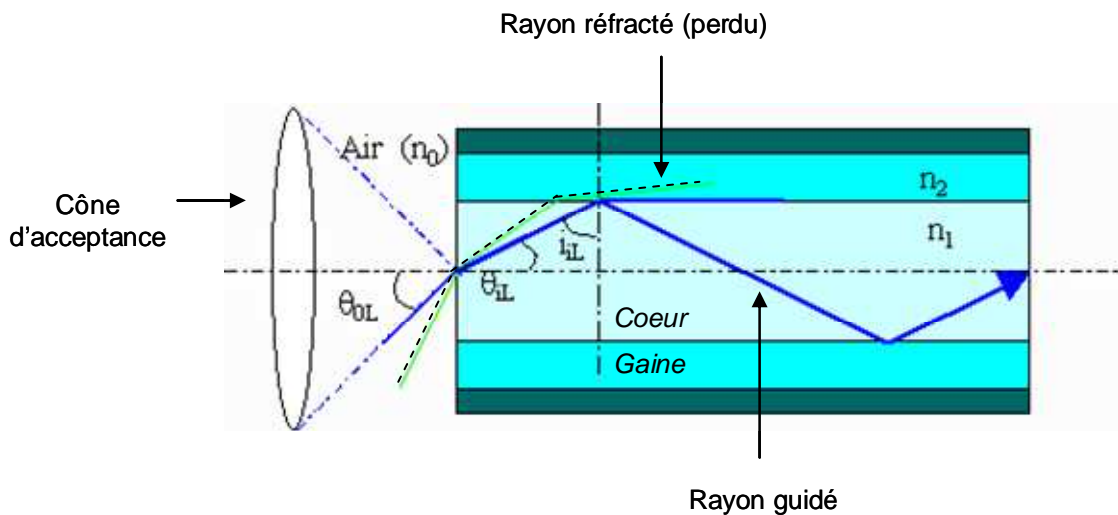


Figure A1. 2 : Propagation du signal dans une fibre optique [3]

### I.3. Différents types de fibres optiques

On distingue généralement deux familles de fibres optiques : les fibres optiques multimodes et les fibres optiques monomodes.

#### I.3.1. Les fibres multimodes

Les fibres multimodes ont été les premières sur le marché. Elles ont pour caractéristiques de transporter plusieurs modes (trajets lumineux) simultanément.

Les fibres optiques multimodes ont un diamètre de cœur important, et grand devant la longueur d'onde. Un rayon lumineux pénétrant dans le cœur de la fibre à l'une de ses extrémités se propage longitudinalement jusqu'à l'autre extrémité grâce à des réflexions totales qu'il subit à l'interface cœur/gaine.

Parmi les fibres optiques multimodes on distingue les fibres à saut d'indice (type le plus simple) et les fibres à gradient d'indice.

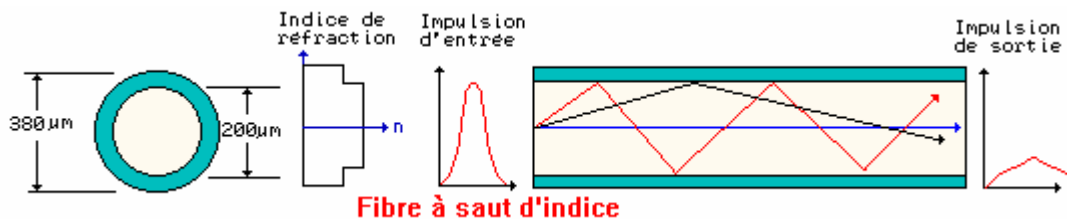


Figure A1. 3 : Fibre multimodes à saut d'indice [4]

Comme nous pouvons l'observer sur la Figure A1. 3, dans le cas des fibres à saut d'indice, l'indice de réfraction  $n$  change brutalement entre le cœur et la gaine, et est constant dans ces deux régions. Notons que le faisceau lumineux injecté à l'entrée de la fibre va atteindre la sortie en empruntant des chemins optiques différents, ce qui se traduit par des

temps de propagation différents, et donc un étalement du signal transmis. Ce phénomène est appelé dispersion modale.

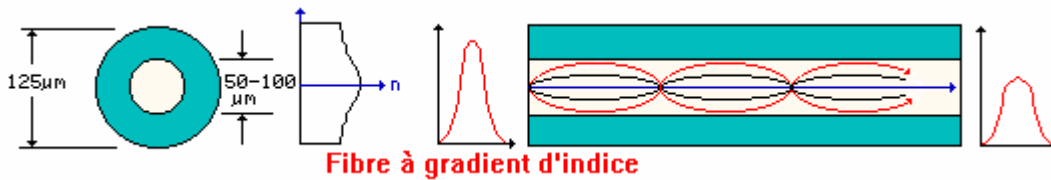


Figure A1. 4 : Fibre multimode à gradient d'indice [4]

Dans le cas de la fibre à gradient d'indice (Figure A1. 4), le changement d'indice de réfraction est progressif, il varie peu à peu de  $n_1$  au centre de la fibre jusqu'à  $n_2$  à l'interface cœur/gaine.

Le diamètre du cœur est ici bien plus petit que celui de la fibre à saut d'indice ; plusieurs couches, avec un indice de réfraction différent, permettent de remettre progressivement les ondes lumineuses dans le droit chemin ; de ce fait, l'impulsion lumineuse émise à l'entrée de la fibre optique est nettement moins réduite et moins étendue à la sortie, que dans le cas de la fibre à saut d'indice. Les rayons lumineux empruntent des chemins différents, mais le choix du profil d'indice du cœur permet de tendre vers des temps de parcours voisins, réduisant l'étalement du signal. Ainsi, dans les fibres à gradient d'indice on rencontre moins de pertes que dans les fibres à saut d'indice.

Dans le cas des fibres multimodes, on constate un étalement temporel du signal dû à la dispersion modale. En conséquence, elles sont utilisées uniquement pour les courtes distances. La dispersion modale peut cependant être minimisée (à une longueur d'onde donnée) en réalisant un gradient d'indice dans le cœur de la fibre.

Pour de plus longues distances et/ou de plus hauts débits, on préfère utiliser les fibres monomodes, qui sont technologiquement plus avancées car plus fines. Une fibre monomode n'a pas de dispersion modale.

### I.3.1. Les fibres monomodes

Sur la Figure A1. 5 nous pouvons observer les principales caractéristiques d'une fibre monomode.

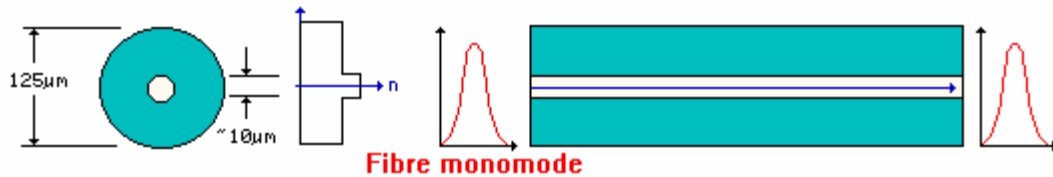


Figure A1. 5: Fibre monomode [4]

Le diamètre du cœur des fibres monomodes est très petit (10 μm au maximum) et proche de la longueur d'onde. Un seul mode se propage dans la fibre, et le chemin de propagation est ainsi unique et parallèle à l'axe de la fibre. L'onde se propage alors sans réflexions et il n'y a donc pas de pertes modales ; théoriquement le signal injecté en entrée atteint la sortie sans déformation.

La fibre monomode est le type de fibre qui présente les plus grandes performances.

## I.4. Principales caractéristiques d'une fibre optique

Les principales caractéristiques des fibres optiques sont l'atténuation, la dispersion chromatique, la dispersion des modes de polarisation, et la longueur d'onde de coupure.

- L'atténuation caractérise l'affaiblissement du signal lumineux au cours de la propagation. Elle varie en fonction de la longueur d'onde, et est liée à des phénomènes



d'absorption et de diffusion : des pertes par diffusion dues à des irrégularités de la structure, des impuretés, des variations d'indice (diffusion de Rayleigh), atténuent le signal lumineux. Le principal atout des fibres optiques est une atténuation extrêmement faible. Cependant, si l'on désire transmettre l'information sur des milliers de kilomètres, il faudra avoir recours à une réamplification optique du signal.

- La dispersion chromatique de la fibre optique se traduit sur les signaux transmis par un élargissement temporel des impulsions, pouvant engendrer au bout d'une certaine distance, un recouvrement des symboles. Cette dispersion dépend de la longueur d'onde considérée et résulte de la somme de deux effets : la dispersion propre du matériau, et la dispersion du guide, liée à la forme du profil d'indice. Il est donc possible de la minimiser en adaptant le profil. La dispersion chromatique est un facteur important dans la limitation des performances des systèmes de transmission sur fibre à haut débit. Ainsi, des techniques de compensation de plus en plus élaborées, à mesure que le débit augmente, devront être mises en oeuvre.

- La dispersion modale de polarisation caractérise l'étalement du signal lié au fait que la fibre n'est pas parfaitement circulaire, mais plutôt elliptique.

- La longueur d'onde de coupure est la longueur d'onde au-delà de laquelle, dans des conditions normalisées, une fibre optique n'est plus monomode.

## **I.5. Pertes et connectiques**

La fibre optique en elle-même présente une atténuation très faible, mais les pertes dues à la connectique, aux niveaux des raccords des fibres et au niveau de l'injection du faisceau lumineux à l'entrée, peuvent être très importantes si des précautions ne sont pas prises.



## ANNEXE II

### Validation des tests préliminaires sur la géométrie de la ligne active par des mesures

Afin de valider les tendances dégagées par les simulations électromagnétiques en deux dimensions de la ligne active du modulateur sur coupe X, à propos de l'influence de l'épaisseur de silice, de la hauteur d'or, de la largeur du gap entre la ligne centrale et la masse, sur l'impédance caractéristique de la ligne RF et l'indice effectif micro-onde (se référer au Chapitre II, paragraphe II.2.2.3.), quelques structures de types « classiques » incluant une courbure micro-onde à l'entrée et à la sortie (contrairement aux architectures visées dans le cadre du projet HEMERODE) ont été réalisées par Photline.

Les structures testées présentent une ligne centrale de l'ordre de 10  $\mu\text{m}$  de large, un gap variable (15, 18, 21, 23  $\mu\text{m}$ ), une épaisseur d'or de l'ordre de 21  $\mu\text{m}$ , et différentes hauteurs de silice. Par ailleurs les longueurs des lignes coplanaires sont identiques dans ces différentes configurations.

La Figure A2. 1 représente les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  mesurés sous pointes 50  $\Omega$  de motifs réalisés avec une hauteur de silice de 1.86  $\mu\text{m}$  et des gaps variables (15, 18, 21, 23  $\mu\text{m}$ ). Dans ce cas, seule la largeur du gap est donc variable, tous les autres paramètres sont fixes.

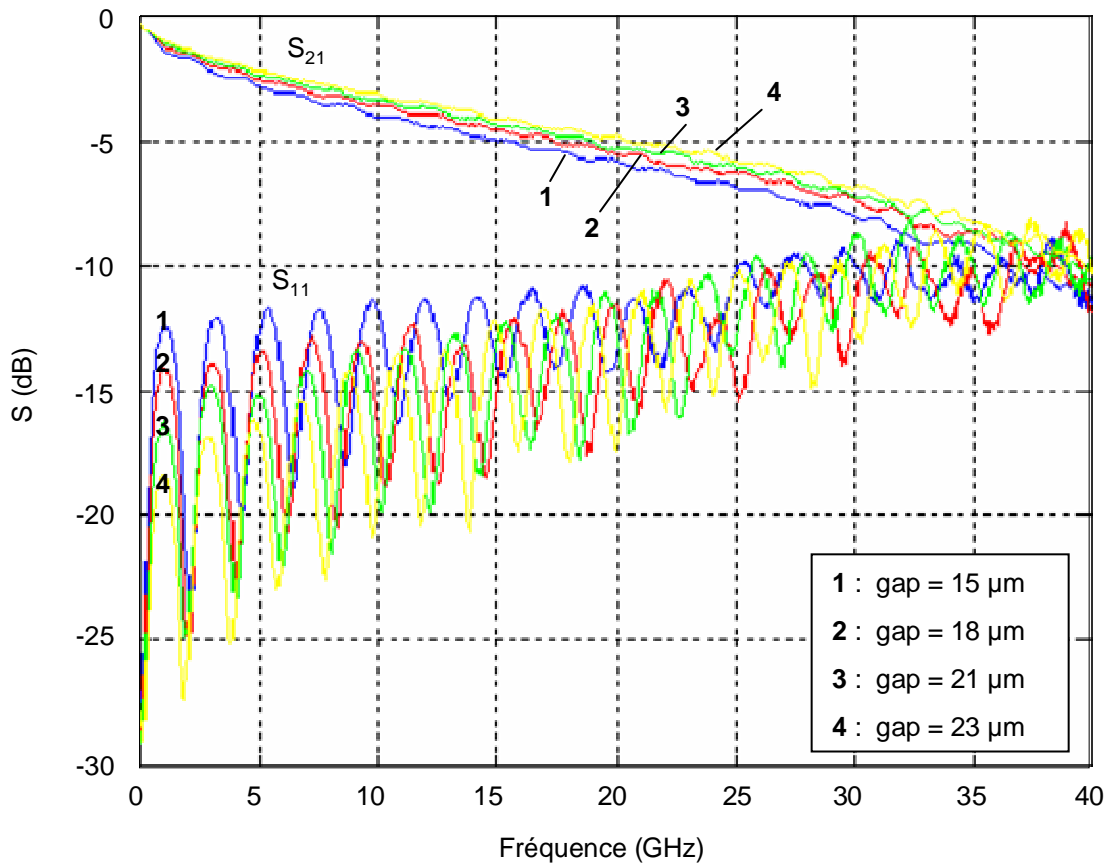


Figure A2. 1 : Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  mesurés sous pointes  $50 \Omega$  pour différents gaps (Courbes Photoline)

Sur cet exemple nous pouvons observer que l'augmentation du gap entre la ligne centrale et la masse entraîne une meilleure adaptation sur toute la bande de fréquences, et donc une augmentation de l'impédance caractéristique vue de l'entrée. De plus, nous pouvons remarquer un « décalage » des maxima (et des minima) des paramètres  $S_{11}$  : plus le gap augmente et plus ces maxima se rapprochent. Ceci implique que l'indice effectif micro-onde augmente avec le gap, confirmant ainsi les tendances dégagées par les simulations électromagnétiques.

Par ailleurs, notons ici une augmentation des tensions demi-ondes de l'ordre de 20 % lorsqu'on passe d'un gap de  $15 \mu\text{m}$  à un gap de  $23 \mu\text{m}$ .

La Figure A2. 2 présente les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  mesurés de deux structures identiques « classiques » réalisées avec une couche de silice de  $1.45 \mu\text{m}$  d'épaisseur pour l'une, et de  $1.86 \mu\text{m}$  pour l'autre.

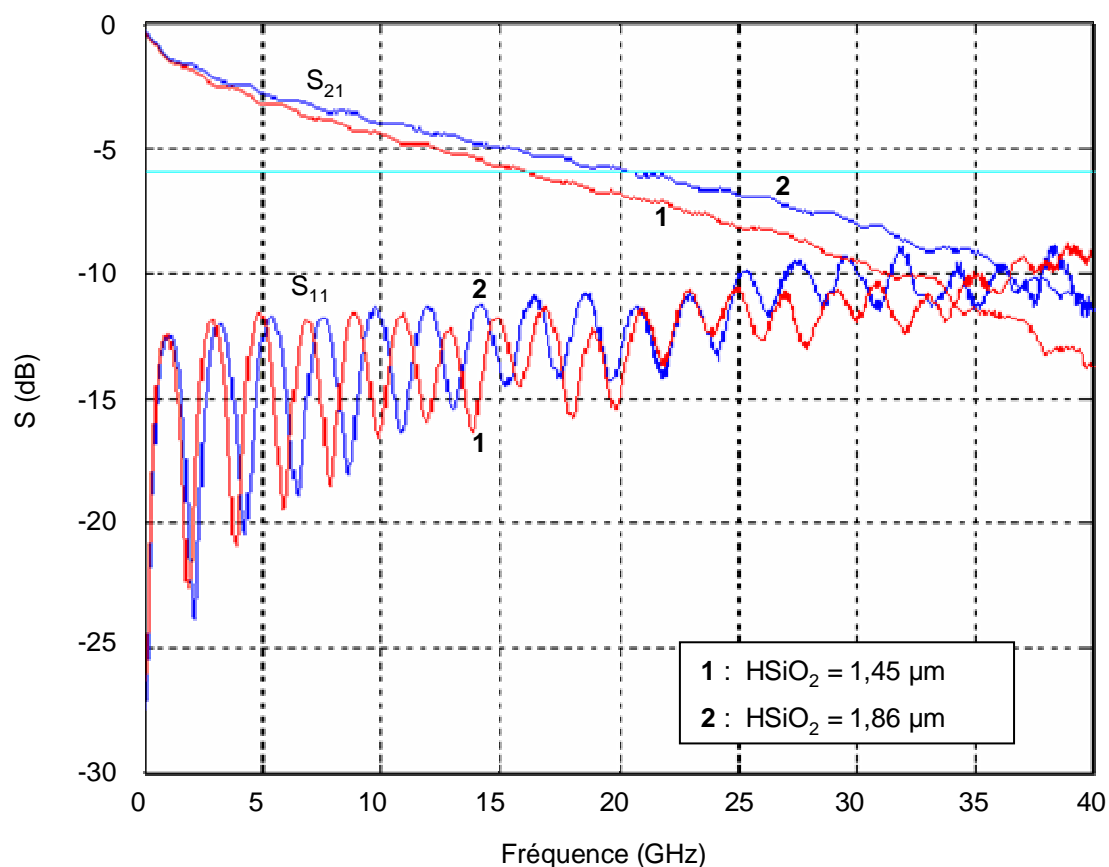


Figure A2. 2 : Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  mesurés sous pointes  $50 \Omega$  pour différentes épaisseurs de silice (Courbes Photline)

Dans ces deux cas, nous pouvons observer sur les mesures des paramètres  $S_{11}$  une adaptation similaire, traduisant le phénomène de « saturation » de l'impédance caractéristique en fonction de l'épaisseur de silice prévue par la simulation ( $39.3 \Omega$  et  $39.5 \Omega$  pour respectivement  $1.45 \mu\text{m}$  et  $1.86 \mu\text{m}$  d'épaisseur de silice). Comme précédemment, le rapprochement des maxima du paramètre  $S_{11}$  traduit une augmentation de l'indice effectif micro-onde avec la hauteur de silice.

L'augmentation des tensions demi-ondes a été estimée à 25 %. Notons ici l'augmentation significative de la bande passante électrique à -6 dB de 5 GHz (25 %).



## ANNEXE III

### Packaging du module émetteur d'HEMERODE

#### III.1. Introduction – Description de l'étude

Dans ce paragraphe nous allons présenter les études effectuées sur le packaging du module émetteur du projet HEMERODE, représenté sur la Figure A3. 1.

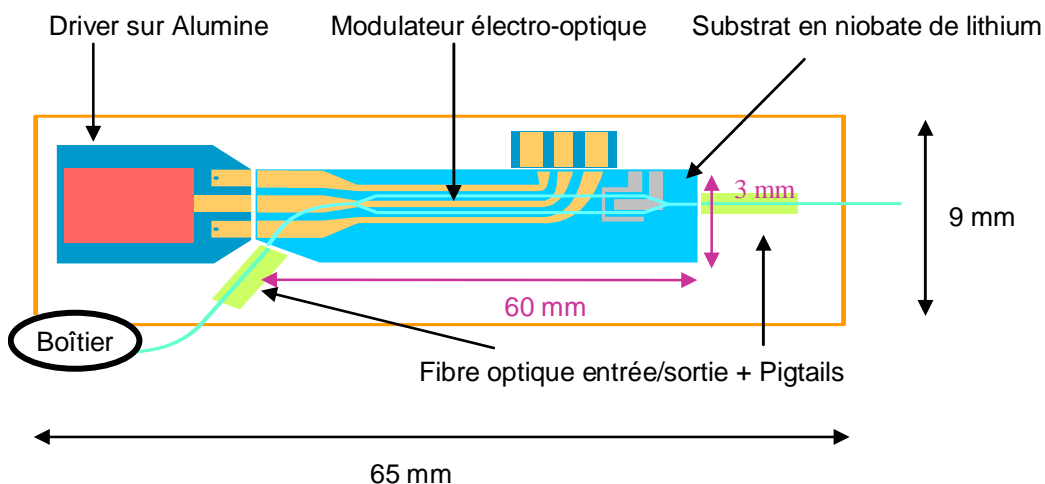


Figure A3. 1 : Schéma du modulateur-driver co-packagé (Schéma Pholtine)

Ce module, composé du modulateur électro-optique et du driver, présente des dimensions conséquentes : environ 65 mm de longueur et 9 mm de largeur. Etant données ces dimensions et la large bande de fréquences d'utilisation [0 - 40 GHz], imposées par le débit de la liaison, des modes de résonances parasites électromagnétiques au boîtier peuvent perturber la réponse de ce dispositif. Il est donc nécessaire d'effectuer une étude sur le packaging de ce module. Notre travail ici est donc de modéliser ce module en trois dimensions, et à l'aide de simulations électromagnétiques, effectuées avec le logiciel EMXD, de mettre en évidence et d'identifier les résonances de boîtier, puis de tester l'efficacité d'absorbants placés dans le boîtier sur la réponse dans la bande de fréquence utilisée.

Compte tenu des délais imposés par le projet, nous n'avons pas à rechercher de solution de packaging autres.

### III.2. Structure de test

Comme nous pouvons le remarquer sur la Figure A3. 1, le modulateur, de dimensions 60 mm \* 3 mm, est l'élément le plus conséquent en taille de ce module. Par conséquent, nous avons choisi d'étudier l'efficacité de l'absorbant à partir d'une structure test, présentée sur la Figure A3. 2 : cette structure représente le module de manière simplifiée, afin de limiter le maillage et les temps de calcul.

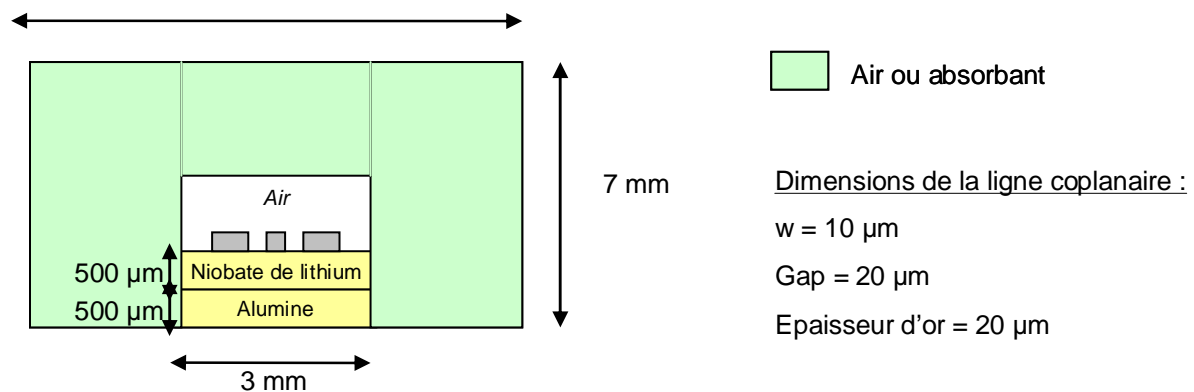


Figure A3. 2 : Vue en coupe de la structure test

Comme nous pouvons le constater sur la Figure A3. 2, la structure de test que nous avons choisie est représentative du modulateur électro-optique : nous pouvons observer une ligne coplanaire, déposée sur un substrat de niobate de lithium. Notons que nous avons rajouté un substrat d'alumine de 500 µm d'épaisseur sous le substrat LiNbO<sub>3</sub>, afin de nous ramener le plus possible dans les conditions de mesures des modulateurs effectuées par Photline, et éviter l'apparition de pics parasites en simulations (comme observé lors des simulations de la transition driver-modulateur).



La dimension latérale du boîtier égale à 9 mm est imposée par la connectique liée à la fibre optique. De plus la topologie du boîtier est choisie parallélépipédique afin de réduire les coûts d'usinage et de faciliter l'intégration des composants.

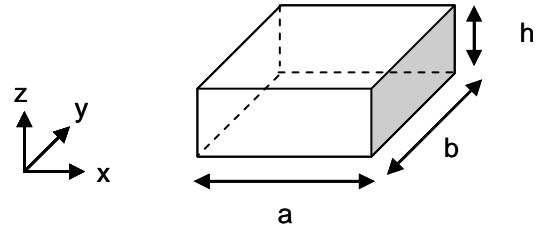
De plus, sous le capot et contre les parois, nous définissons des volumes que nous considérons, dans un premier temps constitués d'air, puis d'absorbant. L'absorbant placé sous le capot d'un module permet de recréer des conditions d'espace libre dans le boîtier, en absorbant les ondes incidentes, et empêchant ainsi de former une cavité métallique résonante. Dans notre cas nous utiliserons l'absorbant référencé : ECCOSORB LS-30 [36], de permittivité complexe  $\epsilon = 2.4 + 15j$ . Notons que dans le cas de simulations électromagnétiques comportant de l'absorbant les pertes diélectriques doivent être prises en compte ; néanmoins ces pertes ne seront considérées que pour l'absorbant, et les pertes métalliques et celles des différents diélectriques seront négligées.

Comme nous l'avons observé, les dimensions du boîtier sont relativement importantes. De plus, nous pouvons remarquer que ces dimensions apparaissent d'autant plus grandes, comparées à celle de la ligne coplanaire, dont la largeur de la ligne centrale est égale à 10  $\mu\text{m}$ , et le gap à 15  $\mu\text{m}$ . La structure nécessite alors un maillage conséquent, et des temps de calcul non négligeables (de l'ordre de 25 min par point de fréquence), d'autant plus que lors de l'ajout de couches d'absorbant les calculs sont effectués en considérant des pertes. Nous sommes donc amenés pour les simulations électromagnétiques de ce module à utiliser de puissants calculateurs disponibles à l'IDRIS (Institut du Développement et des Ressources en Informatique Scientifique) [37].

### **III. 3. Prévion des modes de boîtier**

Pour avoir un ordre d'idée des fréquences de résonances pour lesquelles apparaissent les modes de boîtier, nous avons utilisé la formule analytique suivante (Figure A3. 3), caractérisant les fréquences de résonance des modes d'une cavité parallélépipédique à paroi métalliques :

$$f_{0_{n,m,p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eq}}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$



n, m, p : variations azimuthales suivant les trois axes  
a, b, h : dimensions géométriques de la cavité  
 $\epsilon_{eq}$  : permittivité équivalente

Figure A3. 3 : Fréquences de résonances des modes TE/TM d'une cavité parallélépipédique

La permittivité équivalente à l'empilement de deux substrats est définie par la relation suivante :

$$\epsilon_{eq} = \frac{h}{\frac{d_1}{\epsilon_{r1}} + \frac{d_2}{\epsilon_{r2}}}$$

avec  $h = d_1 + d_2$



Figure A3. 4 : Calcul de la permittivité équivalente [38]

Dans notre cas, la permittivité équivalente est donc approximativement égale à :

$$\epsilon_{eq} = \frac{h_{boîtier}}{\frac{h_{alu\ min\ e}}{\epsilon_{r\ alu\ min\ e}} + \frac{h_{niobate}}{\epsilon_{r\ niobate}} + \frac{h_{air}}{\epsilon_{air}}} \quad (A3.1)$$

Ainsi les premiers modes de boîtiers apparaissent autour de :  $f_{110} = 15.7$  GHz.

Cette méthode analytique est approximée car elle ne prend pas en compte la topologie exacte de la structure. Néanmoins elle permet de réaliser une « pré-étude » de packaging rapidement.

Nous allons maintenant présenter les résultats de simulation, obtenus avec et sans l'utilisation d'absorbant, afin de montrer l'efficacité de ce dernier.

### III.4. Analyse électromagnétique avec et sans absorbant

Nous avons effectué des simulations électromagnétiques en 3D et en oscillations forcées de la structure test.

La Figure A3. 5 présente les résultats de simulations obtenus sans absorbant.

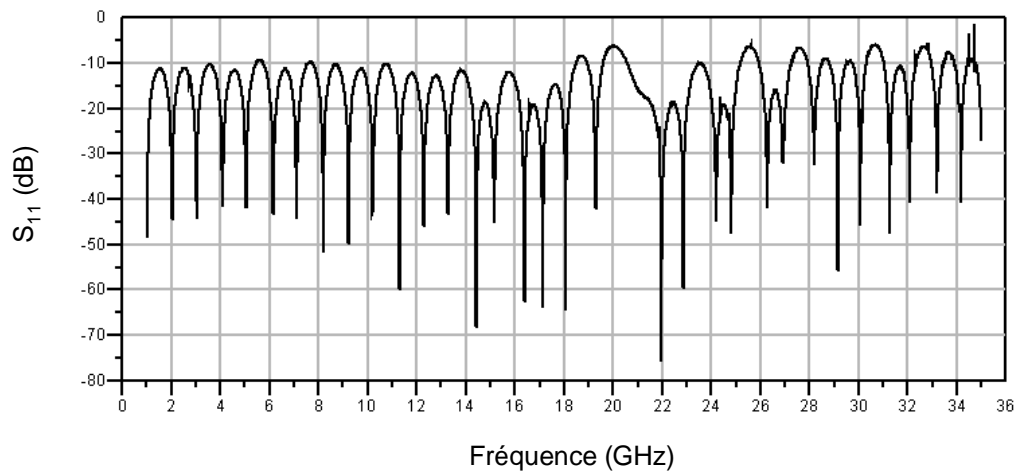


Figure A3. 5 : Résultats de simulations de la structure test sans absorbant

Nous pouvons observer quelques pics parasites sur ces résultats. Les premiers modes de boîtier sont peu excités et ne sont pas tous visibles sur la courbe. Nous ne présenterons ci-dessous que certains d'entre eux.

Sur la Figure A3. 6 nous pouvons observer un des premiers modes « visibles », vers 16.6 GHz.

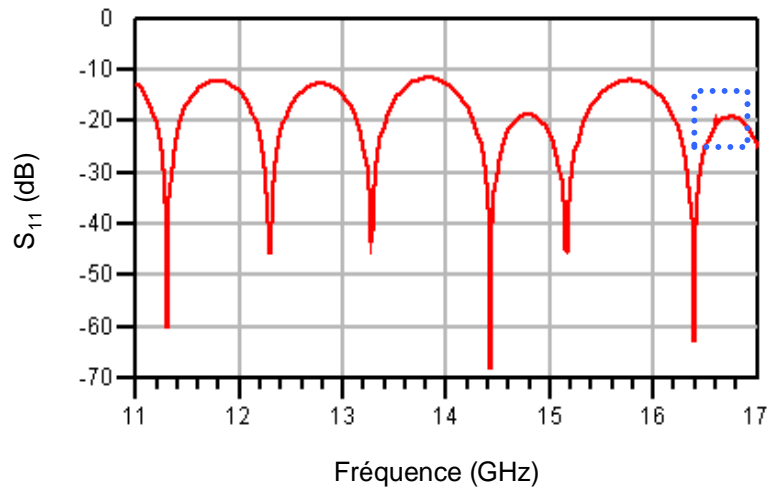


Figure A3. 6 : Observation d'un pic parasite à la fréquence de 16.6 GHz

Comme nous pouvons l'observer sur la Figure A3. 7, le champ E à cette fréquence correspond au mode de boîtier  $TE_{120}$ .

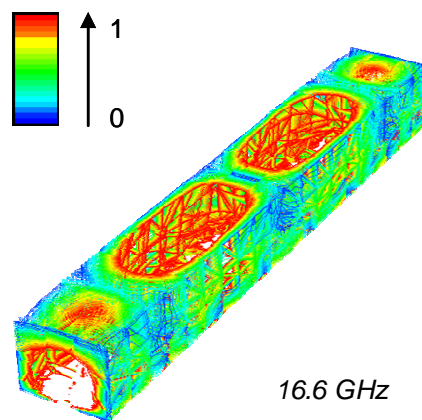


Figure A3. 7 : Isovaleurs de champ E à 16.6 GHz

Sur la Figure A3. 8 nous pouvons observer également un pic parasite à la fréquence de 21.86 GHz ; ce pic correspond au mode de boîtier  $TE_{180}$ .

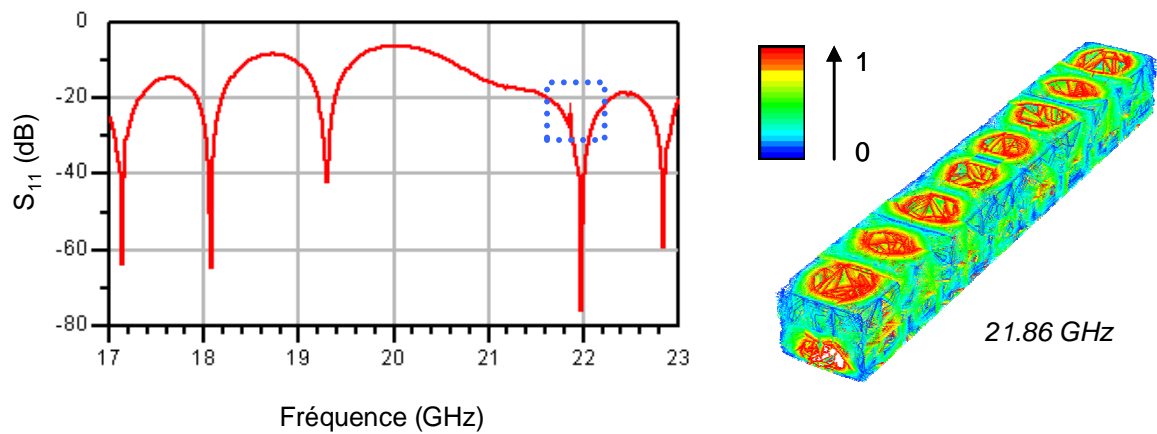


Figure A3. 8 : Observation d'un pic parasite à 21.86 GHz – Isovaleurs du champ  $E$  à cette fréquence

La Figure A3. 9 représente les résultats de simulations avec de l'absorbant ; nous pouvons constater que ces modes n'apparaissent pas.

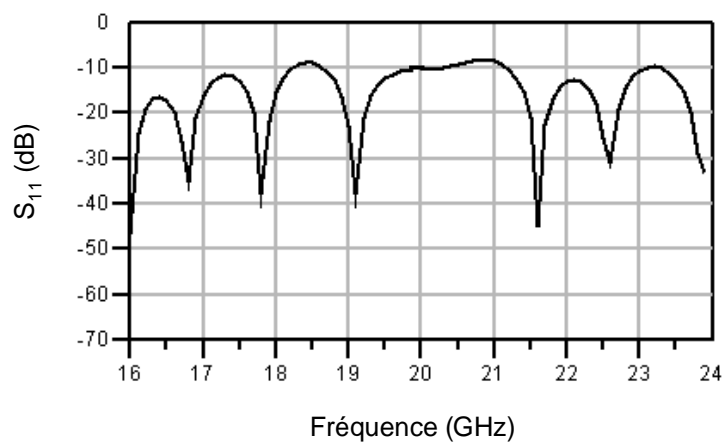


Figure A3. 9 : Résultats de simulations en considérant de l'absorbant

Sur la Figure A3. 10, nous observons les résultats de simulation sans et avec l'absorbant dans la bande de fréquence 24-35 GHz ; nous pouvons ainsi noter l'efficacité de l'absorbant puisque les pics parasites ont disparu.

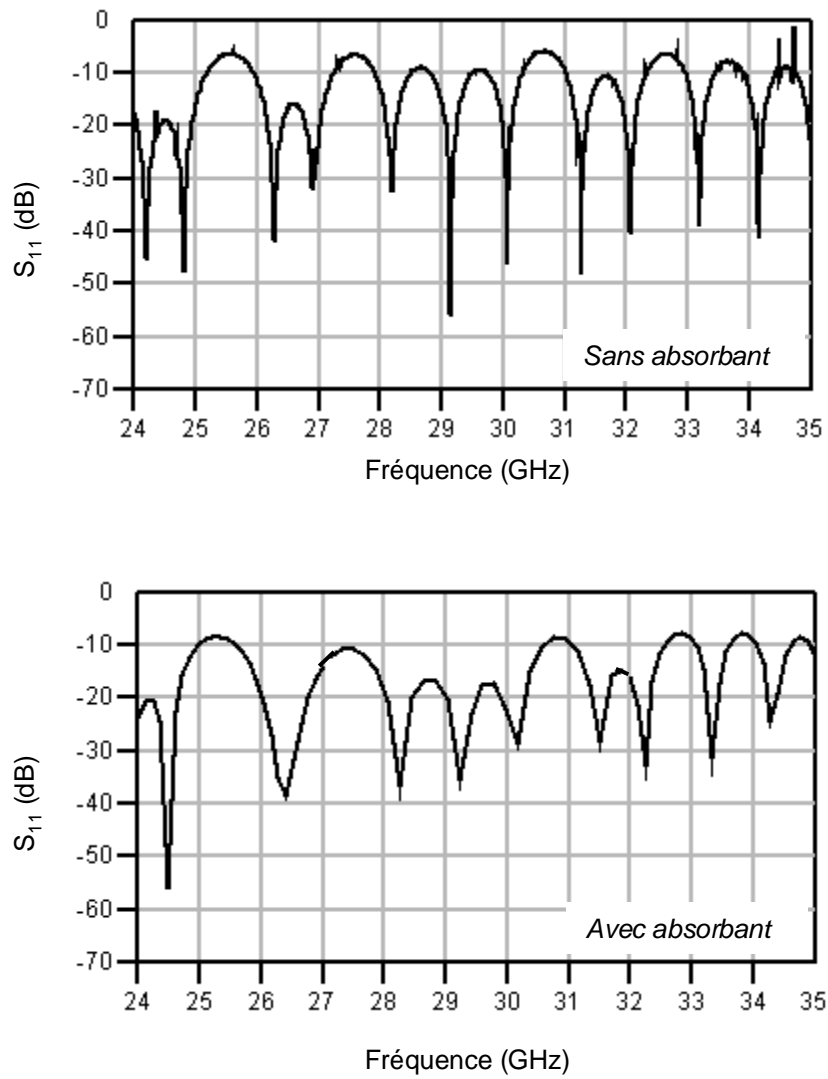


Figure A3. 10 : Observation de l'efficacité de l'absorbant sur la bande de fréquence 24-35 GHz

Nous décrivons sur la Figure A3. 11 l'ensemble de la réponse entre 16 et 35 GHz, de la structure avec absorbant : nous pouvons constater l'absence de pics parasites.

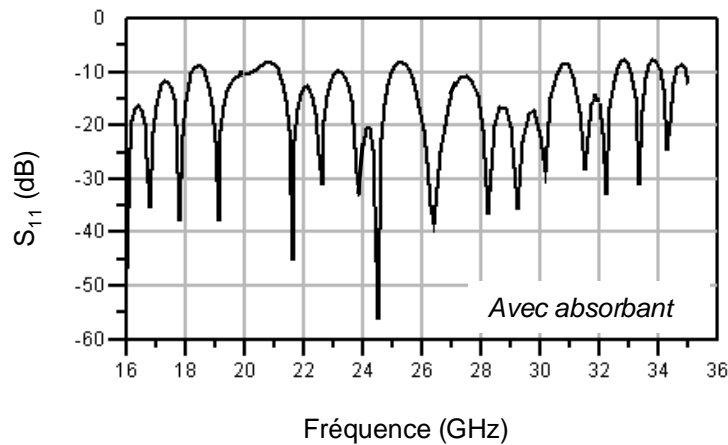


Figure A3. 11 : Réponse obtenue avec l'utilisation d'absorbant sur l'ensemble de la bande de fréquence 16-35 GHz

### III.5. Conclusion - Remarque

Compte tenu des contraintes imposées par le projet, ces simulations nous ont montré que l'utilisation de l'absorbant « ECCOSORB LS-30 » semble efficace contre les modes parasites dans cette bande de fréquence.

Comme nous l'avons décrit sur la Figure A3. 2, la structure étudiée présente de grandes dimensions (celles du boîtier), et de très faibles (celles de la ligne). En conséquence, ce rapport d'échelle important génère lors du maillage en trois dimensions, des matrices à traiter de très grandes dimensions qui imposent de lourds moyens de calculs. Pour limiter cette contrainte et respecter les délais imposés lors du projet, nous n'avons traité que la structure de test décrite sur la Figure A3. 2. Celle-ci étant symétrique selon l'axe de propagation, nous avons alors considéré un plan de symétrie géométrique imposant une symétrie modale. Dans ces conditions, seuls les modes de boîtier respectant cette symétrie pourront être excités par la ligne RF s'il existe des discontinuités (sans discontinuité, il ne peut y avoir de couplage électromagnétique entre les modes). Lors de l'étude théorique décrite, le maillage considéré n'étant pas parfaitement symétrique, certains de ces modes peuvent être excités. Ceci suffit à satisfaire notre objectif, qui était dans ce cas de valider l'absorbant dans la bande de fréquence dédiée au projet. Cette méthode d'analyse en

### *Annexe III*

considérant une structure symétrique est insuffisante pour une étude de packaging poussée, pour laquelle l'ensemble des modes doit être considéré. Par des techniques de simulations électromagnétiques par segmentation ceci est possible.



# **BIBLIOGRAPHIE**



## Références bibliographiques

- [1] **P.A. CARRE**  
« *Brève histoire des télécommunications : du réseau simple aux réseaux pluriels* »  
Conseil Scientifique de France Télécom, mémento technique n°1, Octobre 1993.
- [2] **P. F. COMBES**  
« *Micro-ondes, 1. Lignes, guides et cavités* »  
Editions Dunod, 1996.
- [3] **C. CORDAT**  
« *La fibre optique* »  
<http://www.mptranss.free.fr/cc/fibre.html>
- [4] <http://www.htrr.ups-tlse.fr/>
- [5] **N. COURJAL**  
« *Modulateur LiNbO<sub>3</sub> à faible chirp par inversion de domaine ferro-électrique* »  
Thèse de doctorat à l'Université de Franche-Comté – Décembre 2002
- [6] **D. BOURREAU**  
« *Analyse et conception de modulateurs électrooptiques hyperfréquences large bande, sur LiNbO<sub>3</sub>* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Lille – Mars 1989
- [7] **H. GOURAUD**  
« *Filtrage opto-microonde par synthèse optique de réponse impulsionnelle* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Novembre 2004

- [8] **I. et M. JOINDOT**  
« *Les télécommunications par fibre optique* »  
Editions Dunod, 1996.
- [9] **S. MASSY**  
« *Contribution à la réalisation de fonctions optiques à base de cristaux photoniques sur LiNbO<sub>3</sub>* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Mars 2004
- [10] **A. MARTINEZ**  
« *Convertisseur en longueur d'onde intégré sur niobate de lithium périodiquement inversé. Etude de la génération de fréquence différence indépendante de la polarisation* »  
Thèse de doctorat à l'Université de Franche-Comté – Juin 2002
- [11] **A. CARENCO**  
« *Effets électro-optiques* »  
[http://www.bibsciences.org/bibsup/opt-coll/pub/3/pdf/11t3p105\\_1.pdf](http://www.bibsciences.org/bibsup/opt-coll/pub/3/pdf/11t3p105_1.pdf)
- [12] **J.P. HUIGNARD**  
« *Présentation de l'effet électro-optique* »  
<http://www.bibsciences.org/bibsup/opt-coll/pub/1/pdf/p289.pdf>
- [13] **E.L. WOOTEN, K.M. KISSA, A. YI-YAN, E.J. MURPHY, D.A. LAFAW, P.F. HALLEMEIER, D. MAACK, D.V. ATTANASIO, D.J. FRITZ, G.J. McBRIEN, D.E. BOSSI**  
« *A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems* »  
IEEE Journal of selected topics in quantum electronics, vol.6, No.1, pp. 69-82,  
Janvier/Février 2002

- [14] **K. NOGUCHI, O. MITOMI, H. MITAZAMA, S. SEKI**  
« *A broadband Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a ridge structure* »  
Journal of Lightwave technology, vol. 13, No.6, pp. 1164-1168, Juin 1995
- [15] **Y.A. HUSSEIN, M. M. TOMEH, S.M. EL-GHASALY**  
« *Numerical modelling and analysis of optical response of electro-optic modulator* »  
IEEE MTT-S Digest, pp. 777-780, Juin 2004
- [16] **B. THON**  
« *Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d'encapsulation – Application à la conception de modules optoélectroniques à 40 Gbit/s* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Juin 2003
- [17] **J.-L. VERNEUIL**  
« *Simulations de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbit/s* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Novembre 2003
- [18] **D. BIDOU**  
« *Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Applications dans le domaine millimétrique* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Mai 2003
- [19] **VTT Electronics**  
<http://www.vtt.fi/ele/indexe.htm>
- [20] **M. LAHTI, T. JAAKOLA, V. KONDRATYEV**  
« *Integrated millimeter-wave band-pass filters in LTCC modules* »  
[http://www.vtt.fi/ele/research/ope/pdf/lahti\\_integrated\\_millimeter\\_wave\\_filters.pdf](http://www.vtt.fi/ele/research/ope/pdf/lahti_integrated_millimeter_wave_filters.pdf)

- [21] **B. JENNINGS, C. KUCENAS, B. St PIERRE, J. DOBRICK, C. CONLIN, J. LASKAR, D. HYMAN, R. STURDIVANT**  
« *Low cost packaging for microwave and millimeter-wave products* »  
IEEE MTT-S Workshop WMJ – Juin 2005
- [22] **PIDEA**  
<http://www.pidea.com.fr/>
- [23] **F. BODEREAU**  
« *Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Novembre 2000
- [24] **C. SABOUREAU**  
« *Analyses électromagnétiques et méthodologies hybrides de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Septembre 2004
- [25] **E. LARIQUE**  
« *Développement d'une approche hybride couplant des simulateurs électromagnétiques et circuit pour la modélisation de composants microondes actifs* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Mars 2000
- [26] **M. AUBOURG**  
« *Méthode des éléments finis appliqué à des problèmes de propagation d'ondes électromagnétiques guides* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Juillet 1985
- [27] **M. AUBOURG**  
« *Manuel EMXD* »

- [28] **B. THON, D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, J. PUECH, L. LAPIERRE, F. THEVENON, M. ROCHETTE**  
« *Coupled Padé Approximation-Finite Element Method Applied to Microwave Device Design* »  
IEEE MTT-S, pp1889-1892, 2002
- [29] **J. BRAS**  
« *Méthode des éléments finis et décomposition de domaines. Application à l'étude de l'interaction électromagnétique onde-composant* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Juillet 2002
- [30] **E. BYK**  
« *Méthodes d'analyses couplées pour la modélisation globale de composants et modules millimétrique de fortes puissance* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Décembre 2002
- [31] **F. BODEREAU, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. AUBOURG, P. GUILLON**  
« *Microwave module design applying a global electromagnetic analysis* »  
IMS'98, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Baltimore, Maryland, USA, June 7-12, 1998
- [32] **F. BODEREAU, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. AUBOURG, P. GUILLON, B. THERON, G. JARTHON, A. TROTEL**  
« *Analyse électromagnétique globale d'un module actif multicouches* »  
11<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes (JNM), Arcachon, 5-6-7 Mai 1999
- [33] **AGILENT**  
<http://agilent.com>
- [34] **R. VALOIS**  
« *Méthodologie d'intégration d'outils électromagnétiques et circuits pour l'aide à la conception de circuit microondes* »  
Rapport de DEA, Université de Limoges – Juillet 2002

*Bibliographie*

- [35] **D. BAILLARGEAT, S.BILA, M AUBOURG, S. VERDEYME**  
« *Hybrid EM-circuit CAD for the packaging of millimetre wave components and modules* »  
European Microwave Week 2005 (EuMW), Paris, France, 3 Octobre 2005
- [36] [www.eccosorb.com](http://www.eccosorb.com)
- [37] [www.idris.fr](http://www.idris.fr)
- [38] **F. BODEREAU**  
« *Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Novembre 2000
- [39] **H. PORTE, J. HAUDEN, P. MOLLIER, N. GROSSARD, F. JORGE, R. LEFEVRE, S. VUYE, D. BAILLARGEAT, R. VALOIS**  
« *A 40 Gb/s In-line Co-Packaged Driver-Modulator* »  
Optical Fiber Communication Conference 2005, Technical Digest, OFC/NFOEC, Vol. 3, Pages 88-90, 6-11 Mars 2005
- [40] **OMMIC, ALCATEL, PHOTLINE, IEMN, UNIVERSITE DE LIMOGES**  
Projet RNRT HEMERODE : Rapport final de la phase 1 – Août 2004
- [41] **B. THON**  
« *Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d'encapsulation – Application à la conception de modules optoélectroniques à 40 Gbit/s* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Juin 2003



**[42] C. SABOUREAU**

*« Analyses électromagnétiques et méthodologies hybrides de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques »*

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Septembre 2004

**[43] VTT Electronics**

<http://www.vtt.fi/ele/indexe.htm>

**[44] F. J. SCHMÜCKLE, A. JENTZSCH, W. HEINRICH, J. BUTZ, M. SPINLER**

*« LTCC as MCM Substrate: Design of Strip-Line Structures and Flip-Chip Interconnects »*

IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1903-1906, Juin 2001

**[45] E. PICARD**

*« Filtrés planaires en technologies innovantes pour des applications multimédia »*

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Mars 2004

**[46] J. HEYEN, A. GORDIYENKO, P. HEIDE, A. F. JACOB**

*« Vertical Feedthroughs for Millimeter-Wave LTCC Modules »*

Proc. 33 rd European Microwave Conf., Munich, Allemagne, 6-10 Octobre 2003, pp. 411-414

**[47] A. ZIROFF, M. NALEZINSKI, W. MENZEL**

*« A novel Approach for Packaging Using a PBG Structure for Shielding and Package Mode Suppression »*

Proc. 33 rd European Microwave Conf., Munich, Allemagne, 6-10 Octobre 2003, pp. 419-422

- [48] **W. SIMON, R. KULKE, A. WIEN, I. WOLFF, S. BAKER, R. POWELL, M. HARRISON**  
« *Design of Passive Components for K-Band Communication Modules in LTCC Environment* »  
IMAPS Symposium, Octobre 1999, pp. 183-188
- [49] **A. PANTHER, C. GLASER, M. G. STUBBS, J. S. WIGHT**  
« *Vertical Transitions in Low Temperature Co-Fired Ceramics for LMDS Applications* »  
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1907-1910, Mai 2001
- [50] **P. F. COMBES**  
« *Micro-ondes, 1. Lignes, guides et cavités* »  
Editions Dunod, 1996
- [51] **R. VALOIS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. LAHTI, T. JAAKOLA**  
« *High performances of shielded LTCC vertical transitions from DC up to 50 GHz* »  
34<sup>th</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, Pays-Bas, 11-15 Octobre 2004, vol.2, pp. 537-539
- [52] **R. VALOIS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. LAHTI, T. JAAKOLA**  
« *High performances of shielded LTCC vertical transitions from DC up to 50 GHz* »  
IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 6, pp. 2026-2032, Juin 2005
- [53] **H. UCHIMURA, T. TAKENOSHITA, M. FUJII**  
« *Development of a laminated waveguide* »  
IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no. 12, pp. 2438-2443, Décembre 1998
- [54] **Y. HUANG, K. WU, M. EHLERT**  
« *An integrated LTCC laminated waveguide-to-microstrip line T-junction* »  
IEEE. Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 13, no. 8, pp. 338-339, Août 2003

- [55] [www.ferro.com](http://www.ferro.com)
- [56] **P. FERRAND**  
« *Solutions de filtrage millimétrique et submillimétrique à structures périodiques en technologies innovantes* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Février 2005
- [57] **M. ITO, K. MARUHASHI, K. IKUINA, T. HASHIGUCHI, S. IWANAGA, K. OHATA**  
« *A 60 GHz band planar dielectric waveguide filter for flip-chip modules* »  
IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 49, no. 12, pp. 2431-2436, Décembre 2001
- [58] **S. T. CHOI, K. S. YANG, K. TOKUDA, Y. H. KIM**  
« *A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition* »  
IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 12, pp. 2431-2436, Décembre 2004
- [59] **J. HAYASHI, Y. NIKAWA**  
« *Waveguide filter using LTCC* »  
Microwave conference AMPC 2001 Asia-Pacific, vol. 3, pp. 1012-1015, 3-6  
Décembre 2001
- [60] **P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE**  
« *Compact quasi planar silicon bandpass filters based on metallic periodic structure for Q and V band applications* »  
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1459-1462, Juin 2004
- [61] **N. FAURE-MURET**  
« *Conception, réalisation et tests de filtres millimétriques volumiques micro-usinés* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Juin 2005

- [62] **R. VALOIS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. LAHTI, T. JAAKOLA**  
« *LTCC technology for 40GHz bandpass waveguide filter* »  
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Juin 2005
- [63] **R. VALOIS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. LAHTI, T. JAAKOLA**  
« *Filtre passe-bande en guide d'ondes à 40 GHz en technologie LTCC* »  
14èmes Journées Nationales Microondes, Nantes, 11-12-13 Mai 2005
- [64] **B. THON**  
« *Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d'encapsulation – Application à la conception de modules optoélectroniques à 40 Gbit/s* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Juin 2003
- [65] **F. BODEREAU**  
« *Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits* »  
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Novembre 2000
- [66] **A. SIMINE, V. PIATNITSA, A. LAPSHIN, E. JAKKU, D. KHOLODNYAK**  
« *Design of quasi-lumped-element LTCC filters and duplexers for wireless communications* »  
33<sup>th</sup> European Microwave Conference, Munich, Allemagne, Octobre 2003, pp. 911-914
- [67] **Y. RONG, K.A. ZAKI, M. HAGEMAN, D. STEVENS, J. GIPPRICH**  
« *low temperature cofired ceramics (LTCC) ridge waveguide multiplexers* »  
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, pp. 1169-1772, Juin 2000