

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTÉ

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2003

Thèse n°19-2003

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

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

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

présentée et soutenue publiquement par

Benjamin THON

le Vendredi 27 juin 2003

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 dirigée par Serge Verdeyme

Pierre GUILLON	Professeur à l'Université de Limoges - IRCOM	Président
Henry HAPPY	Professeur à l'IEMN, Université de Lille 1	Rapporteur
Hervé AUBERT	Professeur à l'ENSEEIH, Toulouse	Rapporteur
Jean-Michel DUMAS	Professeur à L'ENSIL, Université de Limoges	Examineur
René LEFEVRE	Responsable de Service à ALCATEL CIT/OPTO +, Marcoussis	Examineur
Michel CAMPOVECCHIO	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM	Examineur
Dominique PAGNOUX	Chargé de Recherche CNRS, IRCOM Limoges	Examineur
Dominique BAILLARGEAT	Maître de Conférences à l'Université de Limoges - IRCOM	Examineur
Serge VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges - IRCOM	Examineur
Eric ESTEBE	Responsable du Groupe Hyperfréquences Thalès, Orsay	Invité
Didier PILLET	Ingénieur R&D à ALCATEL CIT/OPTO+, Marcoussis	Invité

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE I

ÉVOLUTION DES TÉLÉCOMMUNICATIONS : PROBLÈME DU PACKAGING ET MÉTHODOLOGIES DE CONCEPTION ÉLECTROMAGNÉTIQUES

I. Evolution des télécommunications et problèmes associés.....	9
I.1. Définition	9
I.2. Evolution des télécommunications	9
I.2.1. Les réseaux de télécommunications ^[1]	9
I.2.1.a. Systèmes filaires ^{[2], [3]}	9
I.2.1.b. Systèmes hertziens ^[4]	11
I.2.2. Montée en débit et en niveau d'intégration ^{[5], [6]}	12
I.2.2.a. Amélioration des performances	12
I.2.2.b. Augmentation du niveau d'intégration	14
I.2.3. Les systèmes photoniques ^{[8], [9]}	15

I.2.3.a. Structure générique d'un système photonique	15
I.2.3.b. Support de transmission : la fibre optique	16
I.2.3.c. Le module émetteur.....	18
I.2.3.d. Le module récepteur	20
I.2.3.e. Evolution des systèmes photoniques.....	21
I.3. Problèmes électromagnétiques engendrés par l'évolution des circuits hyperfréquences	22
I.3.1. Couplages parasites entre éléments proches	22
I.3.2. Influence prépondérante de certains éléments avec le montée en fréquence.....	22
I.3.3. Résonances de boîtier	23
II. Le projet RNRT ERMIONE.....	24
II.1. Objectifs du projet	24
II.2. Mise en oeuvre et état de l'art	25
II.3. Organisation du projet	25
II.4. Inscription de la thèse dans le projet	26
III. Evolution du packaging dans le domaine millimétrique ^{[12], [13], [14]}	26
III.1. Introduction	26
III.2. Boîtiers hybrides et micropackage	27
III.3. Report Flip-chip et Chip Scale Package (CSP).....	27
III.4. Multi Chip Module (MCM) ^[15]	28
III.5. Intégration 3D	29
IV. Analyse électromagnétique globale d'un dispositif microonde ^{[20], [21], [22]}	30
IV.1. Décomposition du dispositif en éléments distribués et localisés	31
IV.2. Choix du type d'excitation : accès distribué ou accès localisé	32
IV.3. Prise en compte des pertes	33
IV.4. Obtention de la matrice [S] de compression	33
IV.5. Connexion des parties localisées à la matrice de compression.....	33
V. Conclusion.....	34

CHAPITRE II

RÈGLES DE CONCEPTION DE MODULES HYPERFRÉQUENCES ET OPTIMISATION DU PACKAGING.

I. Introduction.....	39
II. Assemblage de différents modules de test.....	40
II.1. Introduction	40
II.2. Substrat d'accueil	42
II.2.1. Choix de la technologie	42
II.2.1.a. Technologie coplanaire.....	42
II.2.1.b. Technologie microruban.....	45
II.2.2. Forme du substrat d'accueil.....	46
II.2.2.a. Structure monolithique	47
II.2.2.b. Structure hybride	48
II.3. Montage des MMICs	51
II.3.1. En fond de boîtier	51
II.3.2. Sur un piédestal	51
II.3.3. Sur le substrat d'accueil.....	54
II.3.4. Montage Flip-Chip	54
II.4. Conclusion	55
III. Etude de quelques transitions	55
III.1. Transition substrat/substrat ou substrat/composant.....	55
III.1.1. Transition filaire ou Wire Bonding ^{[27], [28], [29], [30]}	55
III.1.1.a. Technologie filaire.....	55
III.1.1.b. Réponse en fréquence d'une transition filaire	57
III.1.1.c. Optimisation de la transition filaire.....	59
III.1.2. Report flip-chip ^{[34], [35], [35], [36], [37], [38]}	64
III.1.2.a. La technologie flip-chip	64
III.1.2.b. Réponse en fréquence d'une transition Flip-Chip	64
III.1.2.c. Optimisation des performances d'une transition flip-chip	66
III.2. Transition à travers une paroi métallique ^[45]	67
III.2.1. Utilisation d'un insert diélectrique	67

III.2.1.a. Réponse en fréquence de l'insert.....	67
III.2.1.b. Modification des dimensions de l'insert	71
III.2.1.c. Modification de la permittivité effective de l'insert.....	72
III.2.2. Ouverture simple	73
III.2.2.a. Paroi métallique occupant toute la hauteur de la cavité	74
III.2.2.b. Paroi métallique reposant sur le substrat d'accueil	75
III.2.2.c. Etude de sensibilité.....	80
IV. Suppression des modes de substrat	84
IV.1. Utilisation de trous métallisés	84
IV.2. Utilisation d'une seconde couche de diélectrique ^[46]	86
V. Suppression des modes de boîtier	88
V.1. Utilisation d'absorbants.....	88
V.2. Modification de la géométrie du boîtier	92
V.2.1. Réduction des dimensions	92
V.2.2. Décentrage du circuit dans la cavité.....	94
V.2.3. Utilisation de parois métalliques	95
V.3. Utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques	97
V.4. Encapsulation des lignes	102
V.4.1. Etude sur une ligne simple	102
V.4.1.a. Encapsulation à l'aide d'un microboîtier.....	103
V.4.1.b. Encapsulation à l'aide de bondings	105
V.4.2. Application au module de test	108
V.4.2.a. Encapsulation de la ligne d'entrée du MMIC.....	108
V.4.2.b. Encapsulation de la ligne de sortie du MMIC	109
V.4.2.c. Encapsulation de l'ensemble des lignes microondes du module.....	110
V.4.2.d. Encapsulation de l'ensemble du circuit hyperfréquence du module.....	111
VI. Conclusion	113

CHAPITRE III

APPLICATION DES RÈGLES DE CONCEPTION AU PROJET RNRT ERMIONE

I. Etudes menées dans le cadre du projet RNRT ERMIONE.....	117
I.1.1. Etude électromagnétique.....	117
I.2. Etude thermique	118
II. Etude du driver seul	118
II.1. Comparaison technologies coplanaire – microruban.....	118
II.1.1. Alumine du driver en technologie coplanaire.....	118
II.1.2. Alumine du driver en technologie microruban.....	124
II.1.3. Conclusion	128
II.2. Suppression des modes parasites	129
II.2.1. Utilisation d'un réseau de tiges métalliques	129
II.2.1.a. Utilisation d'un réseau périodique dans l'ensemble de la cavité.....	130
II.2.1.b. Prise en compte du circuit de polarisation : simplification du réseau	134
II.2.2. Encapsulation des lignes et/ou des MMICs.....	139
II.2.2.a. Encapsulation de le ligne de sortie de l'amplificateur seule.....	139
II.2.2.b. Encapsulation de l'ensemble des lignes microondes.....	140
II.2.2.c. Encapsulation des MMICS	141
II.2.2.d. Encapsulation de l'ensemble du circuit	142
II.2.3. Utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques couplé à l'encapsulation des lignes microondes	144
II.2.4. Conclusion	146
III. Le module émetteur.....	147
III.1. Réponse en fréquence du module.....	148
III.2. Comparaison simulations-mesures.....	149
III.2.1. Mesure du sous-module driver.....	149
III.2.2. Mesure du module emetteur	150
III.3. Optimisation du packaging.....	153
IV. Etude thermique	154
IV.1. Modes de transferts thermiques	154
IV.1.1. Conduction	155

IV.1.2. Convection	155
IV.1.3. Rayonnement	155
IV.2. Etude thermique dans le cadre du projet RNRT ERMIONE	156
IV.2.1. Objectifs de l'étude	156
IV.2.2. Etude thermique	157
IV.2.3. Module émetteur sans la cellule à effet Peltier	158
IV.2.4. Prise en compte de la cellule à effet Peltier (CEP) dans la simulation thermique	161
IV.2.4.a. Modélisation de la CEP dans la simulation thermique	161
IV.2.4.b. Détermination du point de fonctionnement de la CEP	162
IV.2.5. Influence de la nature de la semelle du driver	166
V. Conclusion.....	167

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES.....	169
---	------------

ANNEXES

ANNEXE I : LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS.....	177
ANNEXE II: ETUDE DE STABILITÉ	185
ANNEXE III: LA SIMULATION THERMIQUE À L'AIDE DE MODULEF.....	189
ANNEXE IV : CELLULE À EFFET PELTIER.....	201

BIBLIOGRAPHIE..	205
------------------------------	------------

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'évolution actuelle des systèmes de télécommunications tend vers l'augmentation des débits de l'information couplée à une intégration des modules de plus en plus poussée. Ainsi, concernant les dispositifs de télécommunications optoélectroniques, l'augmentation de la demande en terme de capacité de transmission, notamment lié à l'essor d'Internet, se fait selon deux directions: accroissement du nombre de longueurs d'ondes transmises et augmentation du débit par longueur d'onde. Cette augmentation du débit entraîne par conséquent un élargissement de la bande passante requise par l'électronique de commande de ces modules optoélectroniques. De plus les modules d'émission et de réception sont actuellement constitués de modules distincts, regroupant l'électronique rapide d'un côté et les fonctions optoélectroniques de l'autre. Cette distinction est cependant pénalisante en termes de pertes, de désadaptations d'impédance, de dégradation des temps de transition..., d'autant plus avec l'augmentation des débits mis en jeu. Il devient donc nécessaire de regrouper les différentes fonctions (électroniques et optiques) au sein d'un même boîtier.

Or, l'augmentation de la fréquence et/ou de la bande de fréquences de fonctionnement des dispositifs hyperfréquences formant l'électronique rapide de commande des modules optoélectroniques, couplée à l'augmentation du niveau d'intégration, génère des phénomènes électromagnétiques parasites perturbant le bon fonctionnement des systèmes. Les interactions entre les éléments rayonnant proches, les effets parasites liés à la connectique, les résonances de boîtier dont les dimensions sont proches de la longueur d'onde d'utilisation... sont des phénomènes à même de perturber la stabilité du système. Il convient donc de prendre en compte toutes ces considérations lors de la conception d'un tel module d'émission ou de réception complet.

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la conception de modules optoélectroniques en prenant en compte les phénomènes électromagnétiques parasites engendrés par l'électronique de commande.

L'application de méthodes classiques de conception assistée par ordinateur dites par segmentation est aujourd'hui insuffisante dans bien des cas pour appréhender des phénomènes parasites. En effet, l'analyse de structures complexes passives et/ou actives par ce type d'approche consiste à segmenter le domaine d'étude en éléments simples comportant un nombre de discontinuités limité. Ces éléments sont dans la plupart des cas modélisés

indépendamment les uns des autres à partir de mesures ou d'analyses électromagnétiques simples. De nombreuses bibliothèques d'éléments ont ainsi été constituées et il suffit alors d'associer leurs matrices caractéristiques entre elles pour obtenir le comportement global d'un dispositif donné. Ce type d'approche bénéficie de temps de calcul limités permettant ainsi de les intégrer à des phases d'optimisation de structures complexes. De plus, les modèles sont paramétrés et sont pour la plupart compatibles avec des logiciels commerciaux d'analyse des circuits pour une meilleure convivialité.

Cependant, bien que paramétrés aux dimensions physiques électriques ou géométriques, ces modèles ne sont qu'approximatifs et leur domaine de validité est limité en fréquence. De plus, au sein d'un même dispositif, les interactions électromagnétiques entre les différents éléments passifs et/ou actifs, et entre ces éléments et leur environnement deviennent non négligeables compte tenu de l'évolution des fréquences d'opérations, des densités d'intégration, des dimensions géométriques comparables aux longueurs d'ondes... Le principe d'analyse des méthodes par segmentation, ne permet donc pas de prendre en compte ces interactions puisque les éléments simples sont modélisés individuellement.

La technique d'analyse utilisée au cours de ce travail est une technique couplant un logiciel électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis appliquée dans le domaine fréquentiel, permettant la prise en compte de l'environnement électromagnétique du dispositif, à un logiciel de type circuit permettant la prise en compte du domaine actif. Cette technique est ainsi appliquée à l'étude de modules optoélectroniques pour les communications numériques à haut débit (40 Gbit.s^{-1}) nécessitant une large bande de fréquences de fonctionnement.

Ce mémoire se décompose en trois parties :

Dans un premier chapitre, après avoir mis en évidence les évolutions des systèmes de télécommunications et les problèmes qu'elles engendrent, nous nous attacherons à présenter la structure générale d'un système de télécommunication optique. Ensuite, nous présenterons le projet précompétitif RNRT ERMIONE (Emetteurs et Récepteurs MIcro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM) labellisé en 1999 qui fut le support de ce travail de thèse. Ce projet est le fruit de la collaboration de nombreux industriels (Alcatel, Egide, France Télécom R&D, Ommic, Opto+ qui est le maître d'œuvre du projet) et de l'université de Limoges au travers de deux équipes, le Groupe d'Etude des Systèmes de

Télécommunications de l'Ensil (GESTE) et l'équipe Circuits et Dispositifs Microondes (CDM) de l'IRCOM au sein de laquelle a été effectué ce travail. Ce projet a consisté en l'étude puis la réalisation de modules émetteur et récepteur compacts pour des communications optiques à haut débit, ces modules devant inclure dans un même boîtier les composants optoélectroniques et l'électronique de commande associée. Nous montrerons ensuite au travers de quelques exemples les évolutions des techniques d'intégration et d'encapsulation des circuits dans les modules. Enfin, la méthode d'analyse électromagnétique hybride utilisée dans le cadre de cette étude sera présentée.

Dans un deuxième chapitre, nous nous attacherons à établir des règles de conception de modules hyperfréquences applicables aux modules optoélectroniques considérés dans le projet RNRT ERMIONE. Pour cela, une étude électromagnétique hybride sera effectuée sur plusieurs modules de test représentatifs de ces modules optoélectroniques. Dans un premier temps, l'influence du choix de la technologie utilisée pour la réalisation du circuit hyperfréquence (technologie microruban ou coplanaire, substrat unique ou éclaté, montage du MMIC ...) ainsi que celle de l'effet de l'encapsulation d'un dispositif dans une enceinte métallique seront mis en évidence. Le rôle des interconnexions étant de plus en plus important avec la montée en fréquence, diverses solutions permettant de connecter un MMIC au substrat d'accueil (bondings, report flip-chip) seront présentées. Enfin, des solutions permettant de supprimer ou de limiter les effets parasites introduits par la montée en fréquence des dispositifs et l'augmentation de la bande de fréquence d'utilisation seront présentées et illustrées par la méthode d'analyse électromagnétique hybride décrite dans le premier chapitre. Les solutions présentées dans ce chapitre sont des méthodes classiques telles que la réduction des dimensions du boîtier réalisant l'encapsulation du dispositif ou l'utilisation d'absorbant, mais aussi des méthodes plus originales mises au point dans le cadre de ce travail de thèse. Il est à noter que l'une d'elle a fait l'objet d'un dépôt de brevet conjointement avec ALCATEL-CIT/OPTO+.

Dans le troisième chapitre, diverses solutions évoquées dans le deuxième chapitre seront appliquées au module émetteur développé dans le cadre du projet RNRT ERMIONE. Ce module est composé d'un modulateur à électroabsorption (MEA) et d'un driver permettant de le commander. L'étude menée sur ce module a été effectuée en plusieurs étapes. Ainsi, la première étape a consisté en l'étude du driver seul permettant le choix de la technologie à utiliser pour la réalisation des lignes microondes. La seconde étape a permis d'étudier le driver monté avec le modulateur dans un boîtier spécifique. De plus, l'augmentation du niveau

d'intégration pouvant poser des problèmes de régulation thermique, une étude thermique sera donc menée, basée sur l'utilisation des outils de la bibliothèque MODULEF. Les différents modes de transfert de la chaleur seront présentés dans un premier temps. Une étude succincte du comportement thermique en régime statique par une analyse 3D sera ensuite réalisée sur le module émetteur du projet RNRT ERMIONE. L'objectif de cette étude est d'aider au choix des matériaux à utiliser en accord avec les contraintes thermiques et de coût imposées dans le cadre de ce projet.

Enfin nous concluons puis nous présenterons diverses perspectives à ce travail

CHAPITRE I

*Evolution des télécommunications :
problème du packaging et méthodologies de
conception électromagnétiques*

I. EVOLUTION DES TÉLÉCOMMUNICATIONS ET PROBLÈMES ASSOCIÉS

I.1. DÉFINITION

Le mot télécommunication a été utilisé pour la première fois par le français Edouard Estaunié en 1904 dans son "Traité pratique de télécommunication électrique" (Dunod). Selon le texte de la convention approuvée par les pays adhérant à l'Union Internationale des Télécommunications (UIT), on entend par télécommunications "toute transmission, émission ou réception de signes, signaux, d'écrits, d'images, de sons ou de renseignements de toute nature par fil, radioélectricité, optique ou autres systèmes électromagnétiques".

I.2. EVOLUTION DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

I.2.1. LES RÉSEAUX DE TÉLÉCOMMUNICATIONS^[1]

Le premier réseau de télécommunication est le réseau de télégraphes optiques proposé par Claude Chappe en 1792. Ce système était basé sur la transmission de messages entre stations espacées d'une dizaine de kilomètres et situées sur des points élevés. Le réseau se développa en France pour atteindre 5000 Km et 534 stations desservant 29 grandes villes en 1850. Il sera ensuite remplacé rapidement par le télégraphe électrique car ne pouvant fonctionner de nuit ou par temps de brouillard, et étant incapable de traverser les mers.

On peut distinguer deux types de systèmes de télécommunications: les systèmes filaires (câble coaxial, fibre optique ...) et les systèmes hertziens (satellite ...). On retrouve ces deux systèmes aussi bien dans les réseaux nationaux qu'intercontinentaux.

I.2.1.a. Systèmes filaires^{[2], [3]}

Dans les années 70, les réseaux de télécommunication dans les pays développés reposaient sur deux types de systèmes: le câble coaxial d'une part, la radio (faisceaux hertziens) d'autre part.

Les systèmes sur câbles coaxiaux possèdent un pas de régénération, c'est à dire l'espacement maximal entre deux répéteurs, plus faible que celui des systèmes hertziens, celui-ci étant de l'ordre de deux kilomètres contre cinquante pour les faisceaux hertziens.

Cette diminution du pas de régénération est liée à une plus forte sélectivité du milieu de propagation. Dans les années 80, le système de base possédait une capacité de 140 Mbit/s, les derniers développements ayant permis de porter le débit à 560 Mbit/s pour une paire coaxiale. Les câbles coaxiaux interurbains comptant alors entre 8 et 12 paires, la capacité sur un lien pouvait donc atteindre au mieux 2 ou 3 Gbit/s.

Les premiers systèmes de grande capacité sur fibre optique sont apparus à la fin des années 80. La capacité de ces systèmes était dans un premier temps identique à celle des systèmes coaxiaux, mais ils présentaient un espacement entre répéteurs beaucoup plus important, de l'ordre de quelques dizaines de kilomètres contre deux kilomètres pour les systèmes coaxiaux. L'évolution des composants optoélectroniques, du support de transmission et le changement de longueur d'onde (de 800 nm à 1300 nm puis à 1550 nm) a permis l'augmentation du pas de régénération ainsi que celle du débit.

Les liaisons intercontinentales ont suivi la même évolution que les réseaux nationaux. Les premiers câbles téléphoniques sous-marin, coaxiaux, datent du milieu des années 50. Le développement de répéteurs de plus en plus performant a permis de passer de quelques dizaines à quelques milliers le nombre de voies téléphoniques par liaison en 25 ans. L'augmentation du pas de régénération introduite par les fibres optiques dans les systèmes de télécommunications terrestres est appliquée aux systèmes sous-marin une fois la fiabilité des composants optiques autorisant leur immersion.

A titre d'illustration, la Figure I-1 montre l'évolution en terme de débit des liaisons installées sur l'Atlantique. Cette figure met bien en évidence l'apport de la fibre optique sur la capacité de ces liaisons.

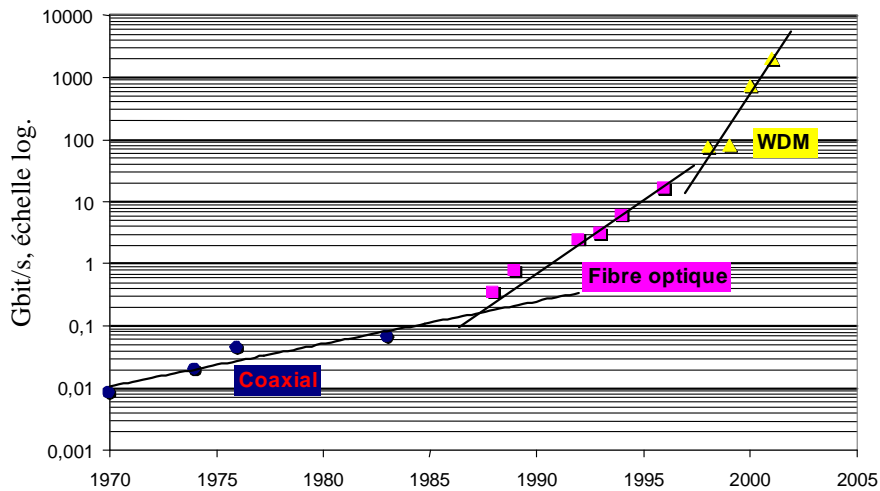


Figure I-1: capacités des liaisons installées sur l'Atlantique

1.2.1.b. Systèmes hertziens ^[4]

Les systèmes hertziens dans les années 70 reposaient, pour les liaisons continentales, sur une infrastructure de relais, espacés en France de 50 km environ et utilisant les bandes de fréquences autour de 6/7 GHz et 11 GHz. Les efforts en recherche et développement afin de résoudre les problèmes d'augmentation de la bande passante nécessaire, liée au passage à la technologie numérique, ont permis d'obtenir à la fin des années 80 des systèmes hertziens permettant la transmission sur 8 canaux, dont un de secours, à 140 Mbit/s par canal, soit environ 1 Gbit/s sur un lien.

La technique spatiale, développée dans les années 60, a permis dès son apparition une augmentation de la capacité de transmission, en particulier sur les liaisons assurées jusque là par la radio UHF. Les divers progrès sur les équipements de transmission et les antennes ont permis une augmentation continue des performances de ces systèmes. Ainsi, la capacité en circuit téléphonique est passée de 480 sur Intelsat en 1965 à 200 000 sur Intelsat 7 en 1992, entraînant une baisse des coûts de transmission rapportés à une voie.

Les avantages du système hertzien, en particulier pour les satellites, résident dans la zone de couverture étendue permettant des communications multipoints, les systèmes filaires n'autorisant qu'une communication point à point. Néanmoins, ces derniers basés sur la fibre optique présentent actuellement des capacités nettement supérieures à celle offertes par les satellites.

L'évolution des services offerts dans les réseaux de télécommunications et des techniques de transmission utilisées est représentée sur la Figure I-2.

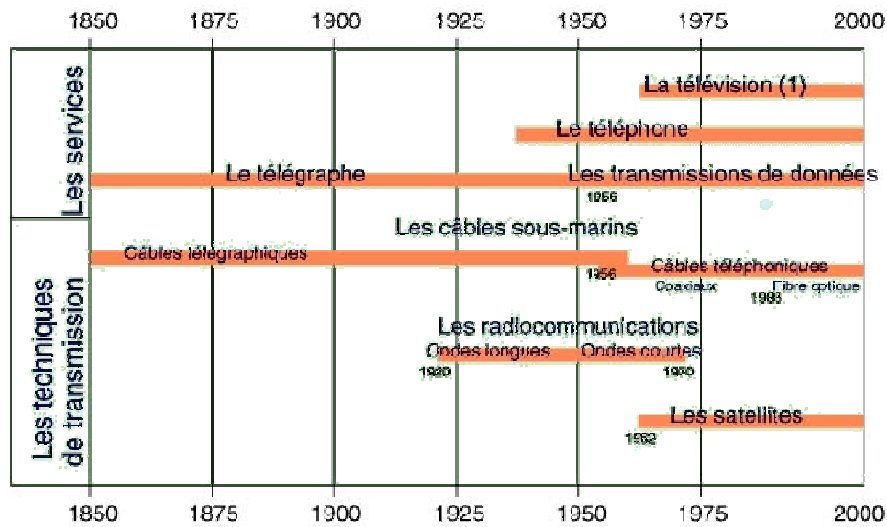


Figure I-2: évolution des services et techniques dans les réseaux de transmissions

I.2.2. MONTÉE EN DÉBIT ET EN NIVEAU D'INTÉGRATION^{[5], [6]}

Deux grandes tendances ressortent de cette évolution dans les réseaux de télécommunication quel que soit le système de transmission :

- l'amélioration des performances du système, au niveau du débit transmis mais aussi au niveau de la distance sur laquelle se fait cette transmission dans le cas des réseaux filaires ;
- la diminution des coûts de fabrication et d'utilisation, passant par une plus forte intégration permettant, notamment pour les systèmes de communication embarqués sur satellites, une réduction du poids et d'encombrement.

I.2.2.a. Amélioration des performances

Un paramètre caractéristique traduisant les performances d'un système est le facteur de qualité correspondant au produit du débit pouvant être transmis (B) par la distance pouvant être atteinte sans régénération du signal (L).

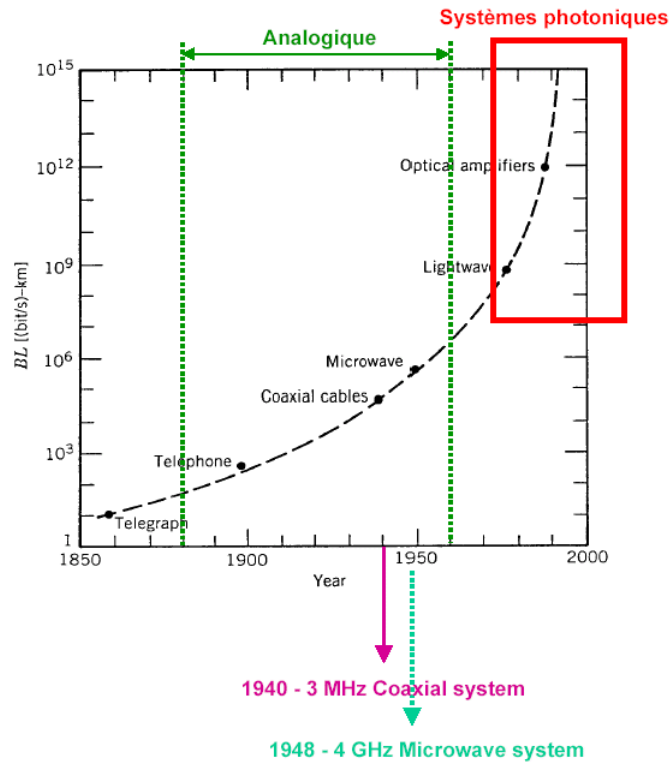


Figure I-3: évolution du facteur de qualité des voies de télécommunications

La Figure I-3, montrant l'évolution du facteur de qualité pour les voies de communications depuis l'invention du télégraphe, met bien en évidence l'augmentation du facteur de qualité à chaque changement de technologie. Le passage à la fibre optique a permis une augmentation de plusieurs ordres de grandeur de ce facteur.

La montée en débit des systèmes de transmission, tout support confondu, n'est pas un phénomène nouveau. La vitesse à laquelle celle-ci s'opère actuellement est expliquée par plusieurs facteurs :

- Le développement des réseaux de télécommunications a connu un essor sans précédent dans le cadre de la déréglementation au niveau mondial. L'ouverture des marchés, l'explosion des données, l'essor des réseaux mondiaux favorisé par le développement du Web et des applications Internet ont contribué à une croissance de la demande en capacité portée par la transmission de données sans commune mesure avec celle relative au transport de la voix;
- Cette demande a rencontré un contexte technologique favorable basé en particulier sur les technologies optiques et le multiplexage en longueur d'onde,

permettant une très grande bande passante, une portée importante et une fiabilité de la qualité de transmission;

- l'évolution de l'offre est accompagnée d'une réduction du coût de la transmission, stimulant ainsi la consommation de bande passante.

Cette amélioration des performances passe par l'augmentation des fréquences de fonctionnement des systèmes ainsi que par une évolution des supports de transmission. Néanmoins, l'encombrement du spectre des fréquences utilisables a mené au développement du multiplexage, qu'il soit fréquentiel ou temporel.

Le multiplexage est une technique permettant la transmission simultanée de plusieurs signaux sur un seul et même canal de transmission. Dans le cas des communications optiques, on distingue deux types de multiplexage: le multiplexage en longueur d'onde (WDM) et le multiplexage temporel (TDM).

Le principe du multiplexage en longueur d'onde consiste à partager le débit numérique B en N porteuses optiques possédant des longueurs d'onde différentes, le débit pour chacune d'entre elles étant alors de B/N . La grande bande passante de la fibre optique autorise donc un grand nombre de porteuses simultanément.

Dans le cas du multiplexage temporel, ce n'est plus le spectre des fréquences qui est partagé mais le temps. Plusieurs trains de signaux ayant un débit numérique B sont multiplexés pour obtenir à la sortie un seul signal ayant un débit égal au nombre initial de signaux multiplié par le débit de ces signaux. On peut noter que si le multiplexage fréquentiel peut être réalisé dans le cas de signaux analogiques ou numériques, le multiplexage temporel ne peut être effectué que dans le cas de signaux numériques.

L'évolution du débit dans le cas des communications sur fibre optique est essentiellement liée à l'augmentation du nombre de canaux grâce au multiplexage en longueur d'onde. Néanmoins, pour obtenir des capacités plus importantes, le débit binaire par canal devra être augmenté, une solution passant par le multiplexage temporel.

1.2.2.b. Augmentation du niveau d'intégration

Les objectifs de l'augmentation du niveau d'intégration dans les systèmes de télécommunication sont multiples. En premier lieu, cette évolution permet de supprimer un

certain nombre de transitions, sources de pertes, et ainsi d'améliorer les performances globales du système. Le deuxième objectif de cette évolution est la réduction de l'encombrement du dispositif. Elle permet ensuite une diminution du poids du système, paramètre important dans le cas de systèmes embarqués sur un satellite. Enfin, l'intégration d'un maximum de fonctions au sein d'un seul et même module permet des économies substantielles puisqu'un seul boîtier doit être fabriqué au lieu de plusieurs dans le cas d'un système éclaté.

Un exemple montrant l'évolution de la densité d'intégration pour les émetteurs-récepteurs optiques, en gigabits par seconde et par mm³, est présenté sur la Figure I-4, ainsi que l'évolution du prix du gigabit en dollar.

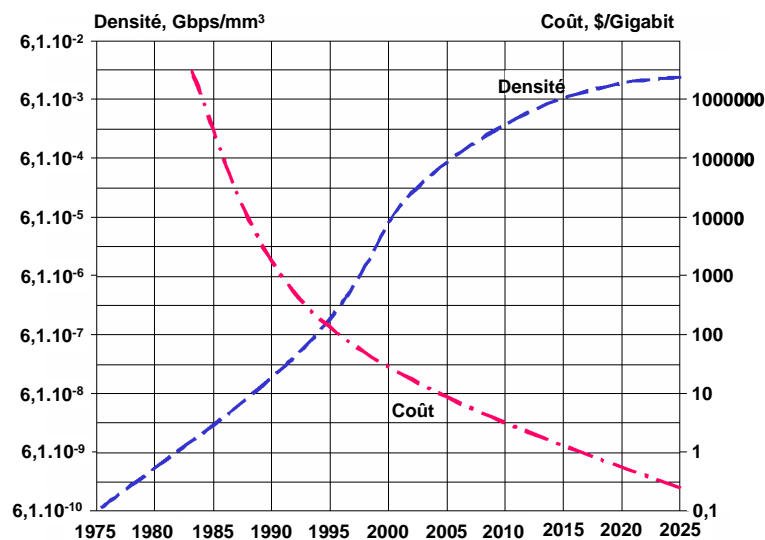


Figure I-4: évolution du niveau d'intégration et du prix du gigabit ^[7]

I.2.3. LES SYSTÈMES PHOTONIQUES ^{[8], [9]}

Depuis plusieurs années, l'optique est devenue l'une des technologies de base des réseaux de télécommunications. Cette évolution est le résultat de la conjonction de plusieurs innovations technologiques majeures. C'est l'apparition du laser en 1962 et surtout la mise au point de fibres optiques à faible atténuation dans les années 70 qui ont permis le développement d'un tel système de télécommunication. L'introduction du multiplexage en longueur d'onde (WDM), permettant de tirer parti de la grande bande passante de la fibre optique, et du multiplexage temporel, réalisé de manière optique (OTDM) ou électronique (ETDM), autorise la transmission de grandes quantités d'informations.

I.2.3.a. Structure générique d'un système photonique

La structure générique d'un système photonique est présentée sur la Figure I-5.

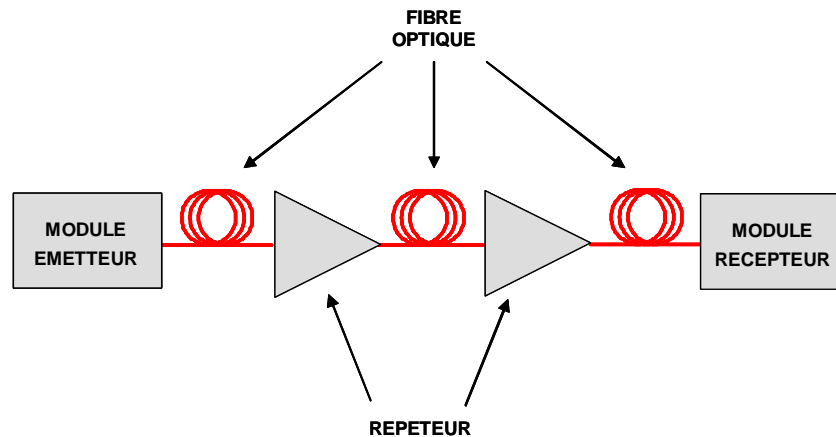


Figure I-5: structure générique d'un système de communications optiques avec répéteurs

Les éléments principaux d'un système de télécommunications optiques sont constitués par le module d'émission comprenant la source de lumière et ses circuits de modulation et de stabilisation, le câble qui comporte un nombre variable de fibres optiques et enfin le module de réception qui associe une photodiode et le circuit électronique de traitement du signal. Dans le cas de liaisons avec répéteurs, le module répéteur-régénérateur est constitué d'un récepteur, d'un circuit de régénération-amplification et d'un émetteur.

Les différents constituants d'une telle liaison sont présentés dans les paragraphes suivants, en commençant par la fibre optique, canal de transmission dans ce type de système de télécommunication, puis en décrivant la structure générique des modules d'émission et de réception.

1.2.3.b. Support de transmission : la fibre optique

Le support de transmission actuellement utilisé dans les systèmes de télécommunication optique est la fibre optique.

Les fibres optiques présentent de nombreux avantages justifiant ainsi leur utilisation dans les systèmes de télécommunication. En premier lieu, elles présentent de bonnes performances en transmission grâce à une très faible atténuation autorisant une grande longueur de transmission sans répéteur. Elles possèdent de plus une très large bande utile favorisant l'emploi du multiplexage en longueur d'onde et l'utilisation de signaux numériques requérant une plus grande bande passante que les signaux analogiques. Les systèmes utilisant des fibres optiques comme canal de transmission sont par conséquent de portée et de capacité

très supérieures à ceux utilisant des câbles conducteurs. Outre leurs performances en transmission, les fibres optiques présentent de plus, de part leur faible poids, leur petite taille et leur grande souplesse, une grande facilité de mise en œuvre. Il s'ajoute à cela, du fait de la composition même de la fibre et du type de signaux transmis, une insensibilité aux parasites électromagnétiques.

On peut distinguer deux types de fibres : les fibres multimodes et les fibres monomodes. Une fibre optique multimodes est un guide d'onde diélectrique circulaire dont le cœur possède un diamètre grand devant la longueur d'onde. Le type le plus simple de fibre multimodes est la fibre à saut d'indice, constituée d'un cœur d'indice de réfraction n_1 entouré d'une gaine d'indice inférieur n_2 (Figure I-6). Ces fibres sont caractérisées par leur ouverture numérique, définie comme étant égale au sinus de l'angle d'incidence maximal à l'entrée de la fibre.

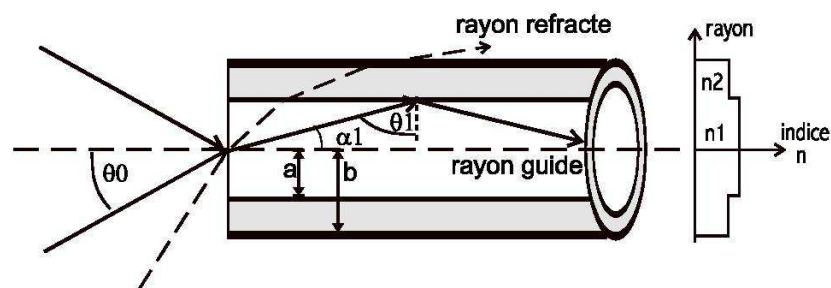


Figure I-6: fibre multimodes à saut d'indice

Une forte ouverture numérique permet le couplage d'une grande quantité de lumière, même dans le cas de sources divergentes. En revanche, cela va accentuer l'étalement des impulsions transmises car il existe des différences dans la longueur du trajet parcouru par chacun des rayons guidés, ou modes, et par conséquent dans le temps de propagation. Cet effet est appelé effet de dispersion modale. Afin de minimiser cet effet, les fibres à gradient d'indice ont été introduites. Dans ce cas, l'indice de réfraction du cœur n'est plus constant mais varie suivant une loi parabolique du centre vers l'interface cœur-gaine (Figure I-7).

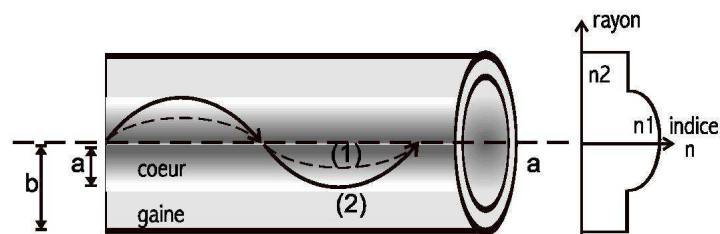


Figure I-7: fibre multimodes à gradient d'indice

Les rayons lumineux suivent des trajectoires d'allure sinusoïdale, ceux ayant le trajet géométrique le plus long (2) passant par des milieux d'indice plus faible, donc de vitesses supérieures. Par ce procédé les temps de propagation sont égaux. Les trajets (1) et (2) bien que de longueurs différentes sont pratiquement parcourus en une même durée Δt .

Le second type de fibre est la fibre monomode. Celle-ci se caractérise par un diamètre du cœur petit (moins de 10 μm) et une différence d'indice de réfraction entre le cœur et la gaine faible. Dans ces conditions, seul le mode ayant une direction de propagation axiale peut se propager. L'avantage de ce type de fibre est sa très grande bande utile, autorisant des transmissions sur de grandes distances puisqu'il n'y a plus de dispersion intermodale.

Les principales caractéristiques d'une fibre optique sont l'atténuation, la dispersion chromatique, la polarisation et les effets non linéaires.

L'atténuation typique d'une fibre optique dépend de la longueur d'onde de la lumière. Celle-ci est principalement liée à la diffusion de Rayleigh et à l'absorption de la silice pure qui provoque une augmentation rapide des pertes aux basses longueurs d'onde.

La dispersion chromatique de la fibre se traduit sur les signaux transmis par un élargissement temporel des impulsions pouvant engendrer au bout d'une certaine distance un recouvrement des symboles. La dispersion chromatique est donc un facteur important dans la limitation des performances des systèmes de transmission sur fibres à haut débit, la largeur temporelle des impulsions diminuant. Ainsi, des techniques de compensation de plus en plus élaborées à mesure que le débit augmente devront être mises en œuvre.

Il existe enfin des pertes extrinsèques provoquées par des déformations ou des discontinuités dans le guide formé par la fibre optique. Des pertes aux raccordements apparaissent lorsque les fibres ne sont pas parfaitement alignées, ou en cas de différences de diamètre ou d'ouverture numérique entre les deux fibres.

1.2.3.c. Le module émetteur

L'objectif d'un module émetteur dans un système de télécommunications optiques est la transformation du signal électrique en un signal optique. Il est généralement composé d'une source lumineuse ainsi que des dispositifs permettant la modulation du signal optique à partir d'un signal électrique. Il existe deux types de sources lumineuses :

- La DEL, ou Diode Electroluminescente, qui émet un rayonnement incohérent dans toutes les directions ;
- La diode laser qui produit un rayonnement cohérent et directif.

Dans les deux cas, les composants sont réalisés à partir de matériaux semi-conducteurs.

La Diode Electroluminescente est le composant le plus simple qui réalise directement l'émission de photons par recombinaison des porteurs dans une hétérojonction polarisée en direct. L'émission lumineuse est spontanée et incohérente. La puissance optique émise est alors proportionnelle au courant injecté. Le faisceau lumineux émis est très ouvert, ce qui se traduit par un rendement de couplage faible de l'ordre de quelques centièmes dans le cas d'une fibre multimodes. La puissance injectée dans la fibre est typiquement de l'ordre de quelques dizaines de microwatts. En outre, l'étendue spectrale du rayonnement est large, étalée sur plusieurs dizaines de nanomètres, ce qui entraîne une limitation de la capacité de la liaison compte tenu de la dispersion chromatique de la fibre. Ce composant reste néanmoins très utilisé grâce à son faible coût, son bruit très bas et sa grande fiabilité.

A l'inverse des DELs, l'émission d'une diode laser n'est plus spontanée mais stimulée et cohérente. Cette cohérence du rayonnement laser donne un faisceau lumineux avec une ouverture réduite favorisant une meilleure injection dans une fibre qu'une DEL. En outre, la largeur spectrale du rayonnement émis est très réduite permettant la réduction de l'influence de la dispersion chromatique des fibres et augmentant ainsi la capacité de la liaison.

Deux cas de figure peuvent se présenter pour réaliser la modulation du signal optique : une modulation directe et une modulation indirecte. La première méthode consiste à moduler le courant injecté dans le laser à semi-conducteur. Cette modulation entraîne directement la modulation de la lumière émise. La seconde méthode consiste à ne considérer le laser que comme une source optique émettant une onde pure, la modulation étant réalisée à l'aide d'un dispositif externe. Il existe deux principaux types de modulateurs : le modulateur de Mach-Zehnder et le modulateur à électroabsorption. Le premier est basé sur le principe de la modification de l'indice de réfraction de certains matériaux (LiNbO_3 ...) par application d'un champ électrique. Le principe de fonctionnement du second est basé sur la modification du spectre d'absorption d'un matériau semi-conducteur sous l'effet d'un champ électrique.

Les schémas blocs de modules émetteurs avec modulation directe et indirecte sont présentés sur la Figure I-8.

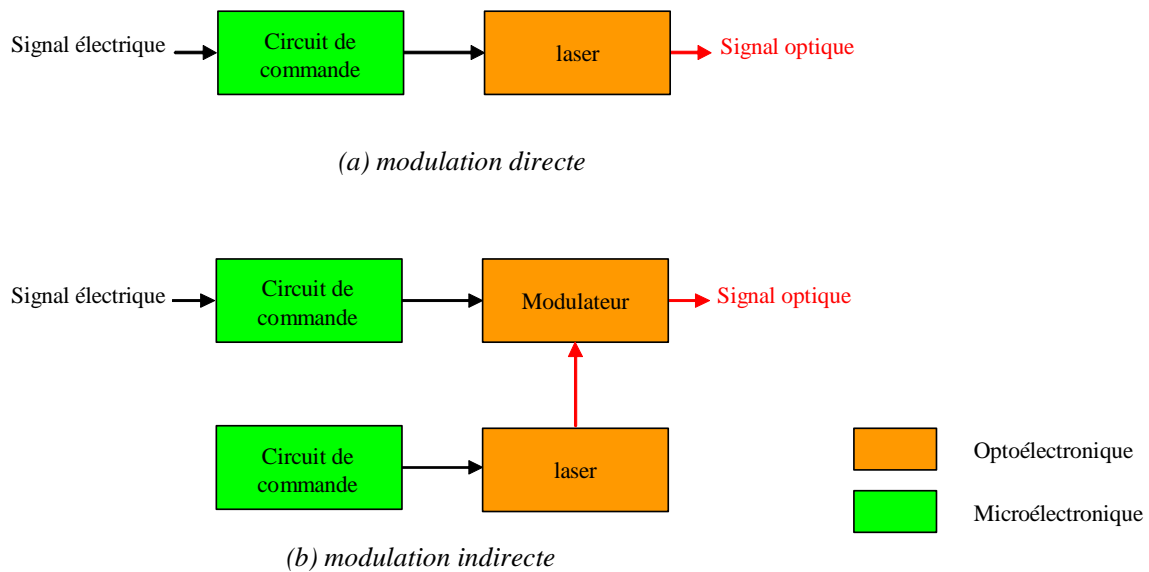


Figure I-8: schéma bloc d'un module d'émission

1.2.3.d. Le module récepteur

Le rôle du module récepteur est de transformer le signal optique en un signal électrique. Il est composé d'un photodétecteur convertissant le signal optique en signal électrique, une photodiode PIN ou à avalanche, et du ou des circuits électroniques permettant le traitement de ce signal. Le schéma fonctionnel d'un module de réception est présenté sur la Figure I-9.

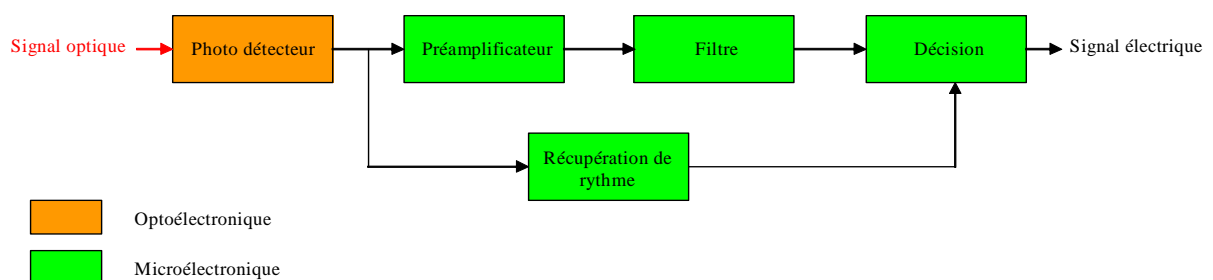


Figure I-9: schéma bloc d'un module de réception

Le matériau constituant le photodétecteur doit être choisi en fonction de la longueur d'onde à détecter, qui doit alors être absorbée par le matériau. Une caractéristique essentielle d'un photodétecteur est son bruit :

- bruit quantique de signal et de grenaille liés à l'arrivée aléatoire des photons sur le détecteur et aux photoélectrons créés dans l'obscurité ;
- bruit dus à la charge du photodétecteur proportionnel à la bande passante du récepteur et aux étages amplificateurs.

Ces bruits doivent être réduits le plus possible, ce qui nécessite une optimisation de la conception du photodétecteur et des premiers étages du préamplificateur, optimisation prenant en compte la nature du photodétecteur : PIN ou à avalanche.

1.2.3.e. Evolution des systèmes photoniques

L'évolution actuelle des télécommunications optiques à grande distance privilégie la fenêtre de transmission de 1,3-1,5 nm et l'utilisation de fibres monomodes. Une autre tendance importante est le développement de la modulation numérique, grande consommatrice de bande passante et donc particulièrement bien adaptée aux capacités de transmission offertes par la fibre optique.

La portée maximale d'une liaison dépend de nombreux facteurs :

- Puissance, largeur spectrale et bande passante de la source optique ;
- Sensibilité et bande passante du récepteur ;
- Affaiblissement et dispersion des fibres ;
- débit de la liaison.

Cette portée maximale est liée en dernier ressort à la sensibilité limite du détecteur. Celle-ci est limitée par le bruit quantique au-dessous duquel on ne sait plus distinguer le signal du bruit.

L'évolution des systèmes de télécommunications, et en particulier des systèmes photoniques, tend vers l'augmentation du débit et la réduction de l'encombrement des dispositifs. Cette tendance implique l'augmentation de la bande passante, ainsi que le regroupement de fonctions (multiplexage, modulation, émission ...) conduisant à une densité d'intégration plus élevée. Cela peut entraîner l'apparition de problèmes électromagnétiques tels que ceux rencontrés dans les circuits hyperfréquences.

I.3. PROBLÈMES ÉLECTROMAGNÉTIQUES ENGENDRÉS PAR L'ÉVOLUTION DES CIRCUITS HYPERFRÉQUENCES

I.3.1. COUPLAGES PARASITES ENTRE ÉLÉMENTS PROCHEs

L'augmentation de la fréquence opérationnelle des dispositifs hyperfréquences, couplée à un niveau d'intégration de plus en plus important, favorise l'apparition de couplages parasites entre éléments proches. En effet, la forte densité de ces dispositifs impose une réduction de l'espace entre les éléments qui peut engendrer un couplage entre eux, perturbant la réponse du dispositif. Ce phénomène est accentué par la montée en fréquence du fait de la diminution de la longueur d'onde et du rayonnement électromagnétique plus important.

Dans le cas de conception de MMIC, des règles de conception, plus ou moins empiriques, fonctions de la technologie utilisée, permettaient d'éviter ou de limiter ces interactions parasites. Elles imposaient par exemple des distances minimales à respecter entre deux éléments proches en fonction de la nature de ceux-ci. Avec la montée en fréquence des circuits, une analyse plus rigoureuse est nécessaire. L'évolution des moyens informatiques a permis la mise en oeuvre de logiciels de conception basés sur des calculs électromagnétiques.

Il n'existe pas actuellement, pour les modules hyperfréquences, de règles de conception établies pour éviter ces phénomènes parasites.

I.3.2. INFLUENCE PRÉPONDÉRANTE DE CERTAINS ÉLÉMENTS AVEC LE MONTÉE EN FRÉQUENCE

La montée en fréquence, et donc la diminution de la longueur d'onde, entraîne une augmentation de l'influence de certains éléments sur la réponse du système. C'est le cas en particulier des lignes microondes et des connexions telles que les fils métalliques qui créent des perturbations (rayonnement du fil, effets selfiques ...). Cette influence prépondérante de la connectique impose une étude précise du comportement de celle-ci et la conception de nouvelles transitions entre les éléments, impliquant la diminution des longueurs de connexions. Le revers de cette évolution est le rapprochement des éléments entre eux entraînant ainsi l'apparition de phénomènes de couplages électromagnétiques parasites.

I.3.3. RÉSONANCES DE BOÎTIER

La plupart des circuits hyperfréquences, qu'ils soient monolithiques ou hybrides, sont placés dans un boîtier. Les rôles de cette encapsulation sont multiples :

- Offrir une protection mécanique aux circuits placés en son sein
- Procurer une protection vis-à-vis d'agents extérieurs tels que l'humidité, les gaz corrosifs...
- Protéger le dispositif contre les rayonnements extérieurs et l'empêcher de rayonner vers l'extérieur.

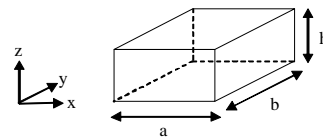
Outre ces aspects protecteurs, le boîtier encapsulant le dispositif participe aussi à la fonction de ce dernier :

- En fournissant le système de connexions permettant le raccordement du dispositif à son environnement
- En participant à la régulation thermique du dispositif

Il existe de nombreux types de boîtier réalisant l'encapsulation. Ils peuvent être métalliques, céramiques ou plastiques. On peut les classer en deux catégories: les boîtiers hermétiques et ceux ne l'étant pas.

Toutes des structures étudiées dans le cadre de cette thèse sont incluses dans des boîtiers métalliques. De telles enceintes présentent des modes de résonance dont la fréquence est liée à ses dimensions. Dans le cas d'une cavité métallique à section rectangulaire, les modes de résonances sont des modes $TE_{n,m,p}/TM_{n,m,p}$ dont les fréquences peut être évaluées à l'aide de la relation donnée par l'Équation I-1.

$$f_{o_{n,m,p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$



n, m, p: variations azimutales suivant les trois axes
a, b, h: dimensions géométriques de la cavité
 ϵ_{eff} : permittivité effective de la cavité

Équation I-1: fréquence de résonance des modes TE/TM pour une cavité parallélépipédique.

Il ressort de cette formule que l'apparition de résonances de boîtier dans une cavité est fortement liée à ses dimensions ainsi qu'aux caractéristiques des milieux diélectriques placés à l'intérieur. En fonction de l'homogénéité de ces derniers et de la géométrie interne de la cavité, l'estimation des fréquences de résonances sera plus ou moins aisée.

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. Une telle évolution engendre une plus grande sensibilité aux modes de boîtier.

II. LE PROJET RNRT ERMIONE

Le projet ERMIONE (**E**metteurs et **R**écepteurs **M**icro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions **O**ptiques **N**umériques **E**TDM) est un projet développé dans le cadre du Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT). Ce projet précompétitif a été labellisé en 1999, les partenaires impliqués dans ce projet étant OPTO+ (maître d'œuvre), Alcatel Optronics, Egide, France Télécom R&D, Philips Ommic et l'université de Limoges (équipes CDM de l'IRCOM et GESTE de l'ENSIL).

II.1. OBJECTIFS DU PROJET

L'objectif du projet ERMIONE est la conception puis la réalisation de modules émetteur et récepteur micro-optoélectroniques performants permettant la transmission à longue distance, sur une fibre optique monomode à 1,55 μm , de données numériques à un débit de 40 Gbits/s obtenu à partir de quatre trains numériques à 10 Gbits/s. Deux techniques de multiplexage peuvent être utilisées : le multiplexage temporel optique (OTDM) et le multiplexage temporel électronique (ETDM). La solution retenue dans le cadre de ce projet est la technique de multiplexage temporel électronique (Figure I-10) suite aux études menées dans le cadre du projet européen AC067 HIGHWAY ^[10]. Il a été montré lors de cette étude que cette technique de multiplexage était la mieux adaptée pour un tel débit en raison de la capacité de la microélectronique III-V en fonderie industrielle à répondre aux performances exigées.

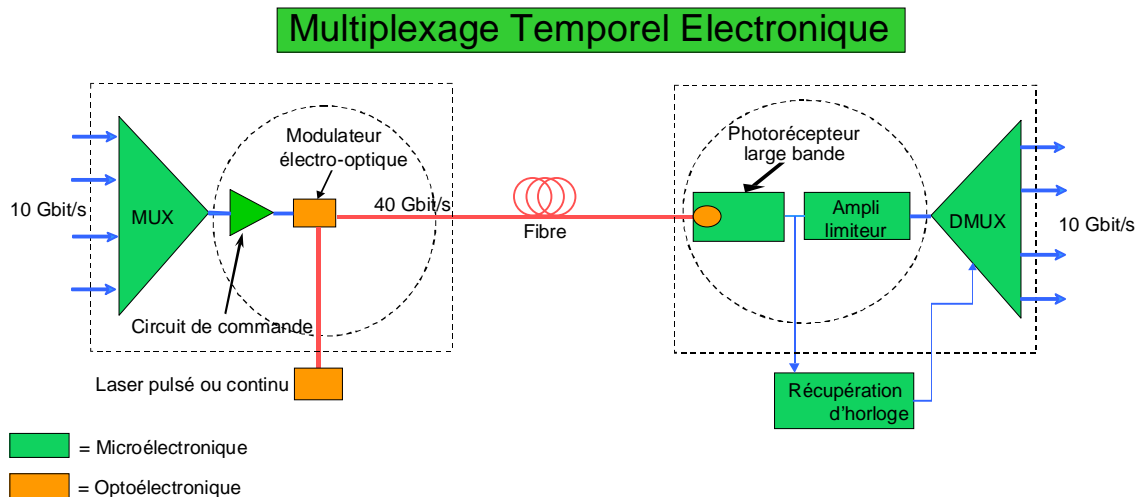


Figure I-10: Schéma d'une liaison 40 Gbits/s à multiplexage temporel électronique

Les modules émetteur et récepteur, objets du projet, doivent intégrer dans un même boîtier compact les fonctions microélectroniques rapides (multiplexeur, circuit de commande du modulateur ...) et le composant optique associé. Dans le cas du module émetteur un train numérique optique unique codé NRZ à 40 Gbits/s est obtenu à partir de 4 trains numériques électriques codés NRZ à 10 Gbits/s.

II.2. MISE EN OEUVRE ET ÉTAT DE L'ART

Il n'existe pas actuellement sur le marché d'émetteurs ou récepteurs intégrés 40 Gbits tels que ceux envisagés dans le projet ERMIONE, bien que les composants optoélectroniques et microélectroniques aient les performances suffisantes pour atteindre ces débits. Actuellement, les fonctions d'émission et de réception sont réalisées à partir de modules séparés (souvent au nombre de cinq), mal adaptés à ces fonctions. Ils introduisent des pertes, des désadaptations d'impédance, une dégradation des temps de transition et de la gigue temporelle qui conduisent à des performances encore médiocres.

La démarche utilisée dans ce projet consiste à intégrer dans un même boîtier l'ensemble des composants rapides de la fonction d'émission ou de réception permettant ainsi d'éliminer une série de composants passifs, responsables de pertes et de distorsions.

II.3. ORGANISATION DU PROJET

Le projet a comporté deux phases aboutissant à la réalisation de deux lots de modules :

- Dans la première phase, un module émetteur et un module récepteur ne comportant qu'un seul circuit microélectronique et un composant

optoélectronique ont été réalisés. Le module émetteur comportait un circuit de commande large bande ainsi qu'un modulateur à électroabsorption (MEA), le récepteur une photodiode et un préamplificateur large bande.

- Dans la seconde phase, les circuits intégrés et les composants optoélectroniques ont été conçus et réalisés en tenant compte des résultats du premier lot pour aboutir à des modules intégrant un multiplexeur, un circuit de commande large bande et un modulateur pour l'émetteur, une photodiode, un amplificateur et un démultiplexeur pour le récepteur.

II.4. INSCRIPTION DE LA THÈSE DANS LE PROJET

Le travail réalisé au cours de cette thèse dans le cadre du projet ERMIONE a consisté en une analyse électromagnétique des boîtiers des modules émetteurs et récepteurs. En effet, si la mise en un seul boîtier de l'ensemble des composants microélectroniques et optoélectroniques permet la suppression de composants passifs perturbant la réponse du système, cela impose, du fait de la présence du circuit de commande dans l'émetteur ou de l'amplificateur dans le module récepteur, un fonctionnement très large bande, de l'ordre de 50 GHz. Les interactions électromagnétiques entre les composants et le boîtier sont alors susceptibles d'exciter des modes parasites dont l'apparition introduit de fortes perturbations sur la fonction de réponse du module. Une analyse électromagnétique rigoureuse de l'ensemble du dispositif est à même de prédire l'apparition de ces modes.

L'ensemble des études menées au cours de ce travail de thèse ont en outre conduit à l'élaboration de règles de conceptions pour de tels modules. Ces études, portant sur un module opto-hyperfréquence, se basent sur l'expérience acquise au sein du laboratoire dans le domaine des hyperfréquences et en particulier dans celui du packaging^[11], l'originalité de ce travail résidant dans la grande bande de fréquence à traiter.

III. EVOLUTION DU PACKAGING DANS LE DOMAINE MILLIMÉTRIQUE

[12], [13], [14]

III.1. INTRODUCTION

Le terme packaging regroupe tout un ensemble d'études liées à l'agencement des circuits et à leur encapsulation. Le terme de packaging regroupe aussi bien l'étude des

MMICS que celle des boîtiers réalisant l'encapsulation des modules, en passant par celle des interconnexions, qu'elles soient internes ou externes. Le dénominateur commun à toutes ces études étant l'amélioration des performances, tout en ayant un coût de développement et de mise en œuvre le plus réduit possible.

La montée en fréquence des dispositifs hyperfréquences ainsi que l'augmentation du niveau d'intégration impliquent une évolution dans l'encapsulation de ces systèmes. Quelques solutions d'encapsulation sont présentées dans les paragraphes suivants.

III.2. BOÎTIERS HYBRIDES ET MICROPACKAGE

Les boîtiers hybrides sont constitués de parois métalliques, réalisées en Kovar[®], l'herméticité au niveau des connections, aussi bien pour les signaux hyperfréquences que pour les signaux basses fréquences, étant réalisée par l'intermédiaire de perles de verre brasées. Les différentes parties constituant la fonction hyperfréquence (composants actifs et passifs, substrat) sont soudées sur une semelle métallique elle-même placée dans le boîtier.

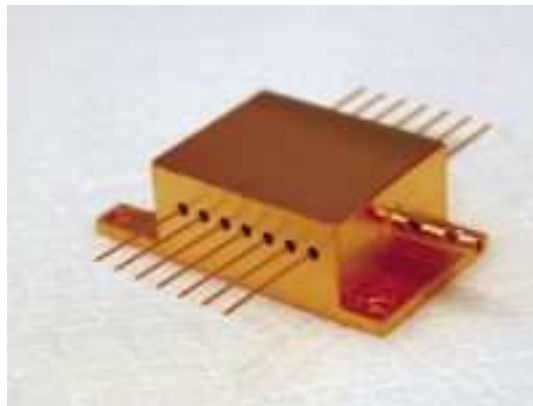


Figure I-11: boîtier hybride de type butterfly

Le micropackage est une évolution des boîtiers hybrides en technologie verre-métal, les transitions au travers des parois métalliques étant réalisées par des transitions céramiques. Les lignes de transitions sont des lignes microruban de part et d'autre de la paroi métallique et de types stripline sous la paroi.

III.3. REPORT FLIP-CHIP ET CHIP SCALE PACKAGE (CSP)

Le report flip-chip du composant est une technique de connexion consistant à placer le composant face active tournée vers le substrat, la transition se faisant par l'intermédiaire de bumps. Les principaux avantages par rapport à la technique classique de connexion par fils

(wire bonding) est la diminution des longueurs de connexions, autorisant ainsi la réduction des phénomènes parasites engendrés par celles-ci, ainsi que la diminution de la surface nécessaire à la réalisation de ces connexions. En effet, si dans le cas de l'utilisation de fils métalliques il faut prévoir une surface autour du composant, la surface de connexion dans le cas du report flip-chip n'excède pas celle du composant, permettant ainsi la réduction de la taille des boîtiers et favorisant la montée en fréquence.

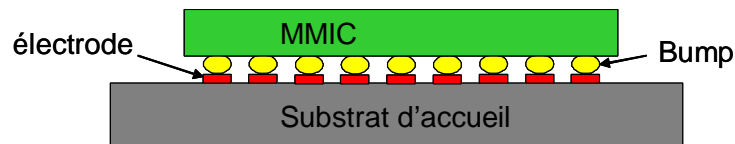


Figure I-12: report flip-chip

La tendance actuelle est à la réduction des dimensions des boîtiers. Dans le cas des systèmes monochip, cela se traduit par des boîtiers ayant des dimensions de cavité interne similaires à celles du composant à encapsuler (Figure I-13). L'utilisation du report flip-chip du composant permet de réduire de manière plus importante ces dimensions, l'espace nécessaire aux connexions se trouvant sous le composant.

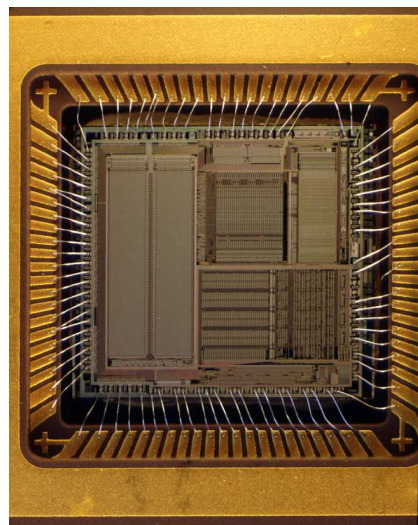


Figure I-13: exemple de montage CSP avec connexions filaires

III.4. MULTI CHIP MODULE (MCM) ^[15]

Un MCM est constitué d'un substrat multicouches sur lequel sont reportés les composants passifs et actifs, ces derniers ne possédant pas de package individuel. Le MCM complet comprenant les divers composants peut être placé dans un boîtier hermétique ou

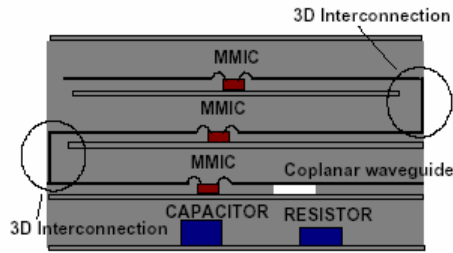
directement recouvert d'un matériau étanche, tel que l'époxy, pour assurer une protection physique des composants.

On peut distinguer trois catégories de MCM:

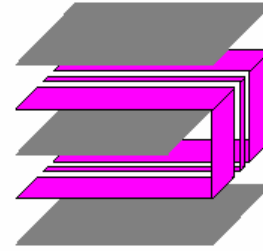
- MCM-L (Laminate): Les différentes couches de diélectriques sont réalisées séparément puis laminées ensemble.
- MCM-C (Ceramic ou Cofired): ils sont obtenus par empilement de couches de diélectrique sur lesquelles les lignes ont été dessinées à l'aide d'encre conductrice. Les différentes couches sont alors alignées et pressées, puis cuites ensemble à 800-900 °C (LTCC) ou 1500-1600°C (HTCC) en fonction de la composition du diélectrique, pour former une structure solide sur laquelle seront posés les circuits intégrés.
- MCM-D (Deposited): c'est catégorie permettant la plus grande densité de connexions. Les MCM-D sont obtenus par dépôt de films minces de diélectriques organiques ou inorganiques sur un substrat de silicium ou d'alumine. Après qu'une couche de diélectrique ait été déposée, les lignes et les vias métallisés traversant le diélectrique et reliant deux couches de métal sont réalisés. Les composants sont ensuite placés sur la face supérieure et connectés électriquement par l'intermédiaire de bondings (montage face up) ou de bumps (montage flip-chip).

III.5. INTÉGRATION 3D

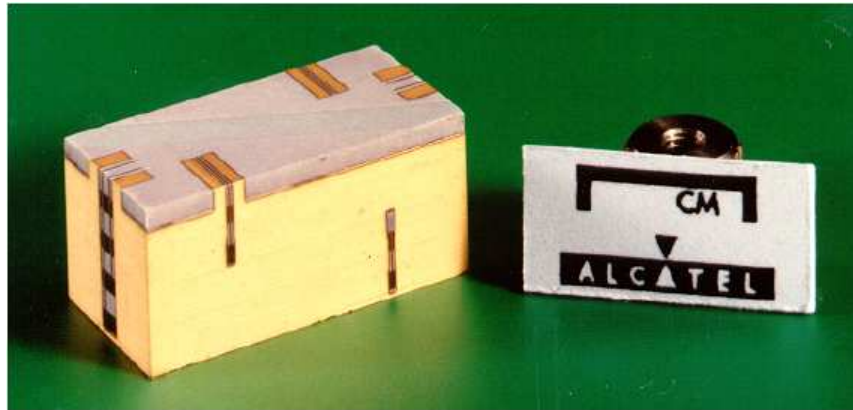
Cette technique consiste à "empiler" les circuits RF et à les relier par l'intermédiaire d'interconnexions 3D coplanaires^[16]. L'assemblage des différentes couches est assuré par une technologie de moulage: après superposition, les circuits RF sont moulés avec des résines diélectriques puis métallisés. Les interconnexions 3D au niveau de la polarisation et de la partie RF sont réalisées par une découpe laser.



(a) Schéma du module 3D



(b) Schéma de l'interconnexion 3D



(c) Module 3D (20 mm * 10 mm * 9 mm)

Figure I-14: Module 3D (Alcatel Space)

Cette technique a été en particulier utilisée dans le domaine spatial pour la réalisation d'antennes actives afin d'obtenir un réseau le plus compact possible ^{[17], [18], [19]}.

Une analyse classique de type circuit d'un dispositif microonde ne permet pas la prise en compte des phénomènes parasites engendrés par la montée en fréquence et l'encapsulation du dispositif, tels que les couplages électromagnétiques parasites entre éléments proches ou les résonances EM de cavité. Il convient donc d'utiliser d'autres méthodes d'analyse.

IV. ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE GLOBALE D'UN DISPOSITIF MICROONDE ^{[20], [21], [22]}

La méthode d'analyse électromagnétique globale utilisée au cours de ce travail est une méthode couplant un logiciel de calcul électromagnétique, permettant la caractérisation de l'environnement électromagnétique du dispositif, à un logiciel de type circuit permettant la prise en compte du domaine actif. Le logiciel de calcul électromagnétique utilisé, développé à l'IRCOM par Michel Aubourg ^[23], est basé sur la méthode des éléments finis appliquée dans le domaine fréquentiel. Il permet une analyse fréquentielle de structures complexes en 2 ou 3

dimensions ouvertes ou fermées, composées de milieux linéaires, avec ou sans pertes isotropes ou anisotropes, et offre deux types de résolutions:

- une résolution en oscillations libres, permettant d'obtenir la fréquence de résonance d'un dispositif totalement blindé, à son facteur de qualité et à des cartographies des champs électromagnétiques;
- une résolution en oscillations forcées permettant la détermination des paramètres [S] généralisés dans les différents accès pour une fréquence de fonctionnement donnée ainsi qu'à la cartographie des champs électromagnétiques dans le volume d'étude.

Une description rapide du logiciel est donnée en Annexe I de ce mémoire.

Le logiciel de type circuit est quand à lui un logiciel commercial tel que HPADS ou Microwave Office. Ce logiciel nous permet la prise en compte du domaine considéré localisé de la structure étudiée, le domaine passif distribué étudié préalablement par la méthode des éléments finis étant pris en compte sous forme de fichiers de paramètres [S].

L'analyse électromagnétique globale d'un dispositif microonde se décompose ainsi en plusieurs étapes décrites dans les paragraphes suivants.

IV.1. DÉCOMPOSITION DU DISPOSITIF EN ÉLÉMENTS DISTRIBUÉS ET LOCALISÉS

Le maillage complet d'un circuit ou d'un module microonde contenant des éléments tels que des transistors ou des circuits MMIC n'est pas réalisable dans le détail en l'état actuel des moyens informatiques mis à notre disposition. En effet, les dimensions de tels composants par rapport à celles du boîtier servant à l'encapsulation sont très petites et engendrent, lors de la discrétisation du dispositif, un maillage trop important. Par ailleurs les lois de la physique des semi conducteurs ne sont pas actuellement couplées aux lois de l'électromagnétisme dans les logiciels du commerce ou dans le logiciel développé à l'IRCOM. Deux solutions permettent toutefois l'analyse de ces dispositifs:

- Certains éléments du domaine à discrétiser peuvent être considérés comme localisés. Ces composants peuvent être soit passifs (capacités, inductances, résistances ...) soit actifs (transistors, MMICs ...). Ils ne seront représentés dans

le maillage que par des blocs de diélectriques, des accès localisés insérés dans le maillage permettant la connexion de la réponse de ces composants. On ne peut alors mettre en évidence l'influence de l'environnement électromagnétique du composant sur sa réponse intrinsèque.

- Le domaine d'étude peut être décomposé en plusieurs sous-domaines étudiés séparément. Les frontières créées par cette décomposition deviennent le support d'excitations purement numériques ^[24].

IV.2. CHOIX DU TYPE D'EXCITATION : ACCÈS DISTRIBUÉ OU ACCÈS LOCALISÉ

Un dispositif quelconque peut être excité de deux façons sous le logiciel EMXD. On utilise soit des sections planes de guide ou de lignes microondes, ce sont les "accès distribués", soit des accès localisés linéiques.

Les accès distribués sont des plans perpendiculaires aux axes de propagation et situés aux frontières du volume maillé. Un développement modal est effectué dans ces accès par la méthode des éléments finis en 2 dimensions. Une matrice [S] généralisée, solution du problème, établit les échanges entre les différents modes.

Les accès localisés ne sont pas nécessairement placés à la périphérie du volume d'étude. Ils peuvent être inclus dans le maillage. Leur support, linéique, est composé d'un ou de plusieurs segments. Ils permettent de créer une relation entre tension-courant et les champs électromagnétiques présents autour ^{[25], [26]}.

Le choix du type d'accès utilisé dépend de la nature du problème considéré.

L'utilisation de l'accès localisé est indispensable pour l'intégration dans l'analyse hybride de domaines localisés internes.

En revanche, si la structure à analyser ne représente qu'une partie d'un dispositif, l'accès devra prendre en compte tous les modes intervenant dans les échanges énergétiques entre segments. En fonction des dimensions de la section du guide représentant l'interface entre la structure étudiée et le reste du dispositif, ainsi que de la fréquence de fonctionnement, les modes supérieurs du guide inhomogène peuvent perturber le mode quasi-TEM de la ligne ou coupler des modes parasites de boîtier.

IV.3. PRISE EN COMPTE DES PERTES

Dans la plupart des cas que nous étudierons, la prise en compte de pertes, qu'elles soient diélectriques ou métalliques, n'est pas nécessaire. Plusieurs raisons à cela :

- L'objectif des études menées est la mise en évidence de phénomènes parasites introduits par l'encapsulation du dispositif, phénomènes qui seront plus facilement identifiables en réalisant des calculs sans pertes, puisque moins atténués.
- La simulation électromagnétique avec pertes entraîne des tailles de matrices et des temps de calcul très importants.

Le seul cas nous imposant la prise en compte des pertes dans la simulation électromagnétique sera lors de l'introduction de matériaux absorbants dans la structure.

IV.4. OBTENTION DE LA MATRICE [S] DE COMPRESSION

La matrice [S] de compression caractérise la partie distribuée du dispositif étudié. Elle est issue de la simulation électromagnétique 3D par la MEF en oscillations forcées. Au préalable, dans le cas de l'utilisation d'accès distribués pour l'excitation de la structure, une décomposition modale sera effectuée dans le plan de l'accès lors d'un calcul en 2D.

Dans le cas de l'utilisation de la segmentation pour des structures trop complexes pour être simulées globalement, la matrice [S] de compression est obtenue après chaînage des matrices [S] généralisées de chacun des segments, une matrice de changement de base modale étant intercalée dans chaque plan de segmentation (Figure I-15).

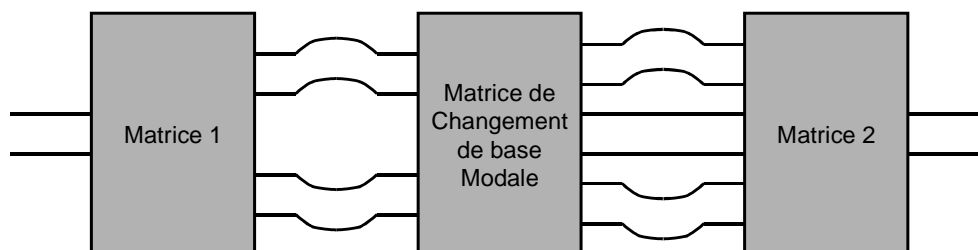


Figure I-15: chaînage des matrices [S] généralisées

IV.5. CONNEXION DES PARTIES LOCALISÉES À LA MATRICE DE COMPRESSION

La réponse globale du dispositif, tenant compte de la réponse des différents composants ainsi que de leur environnement, est obtenue en reliant la réponse de chacun des

éléments localisés à la partie distribuée, caractérisée par la simulation électromagnétique, à l'aide d'un logiciel de type circuit tel que HPADS (Figure I-16). Les éléments localisés sont alors insérés par l'intermédiaire de leur modèle électrique ou de fichiers de paramètres [S], [Y] ou [Z] issus de mesures ou de simulations diverses (électromagnétiques, de type circuit).

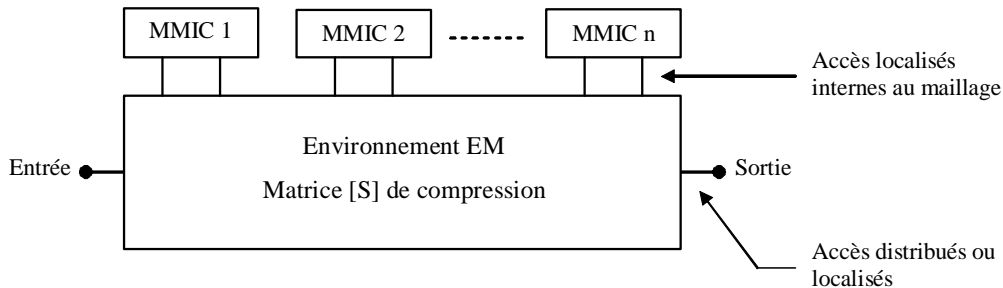


Figure I-16: Raccordement de la partie distribuée avec les éléments localisés

La réponse obtenue est alors celle du dispositif complet, tenant compte des parties actives et de leur environnement. L'environnement EM du dispositif est défini une fois pour toute, sauf changement de sa géométrie ou des caractéristiques physiques des matériaux le composant. Une modification des éléments localisés peut alors être effectuée sans avoir à réaliser de nouveaux calculs électromagnétiques.

V. CONCLUSION

L'évolution actuelle des dispositifs hyperfréquences tend à augmenter le niveau d'intégration et la fréquence de travail. Le projet ERMIONE est l'illustration de cette tendance, projet consistant en l'étude puis la réalisation de modules émetteur et récepteur compacts pour communications optiques à haut débit et intégrant dans un même boîtier les fonctions électroniques et optoélectroniques. Cette évolution des dispositifs entraîne une plus grande sensibilité aux phénomènes électromagnétiques parasites liés aux couplages entre éléments proches et aux résonances de cavité.

Afin d'être à même de mener l'étude de ces dispositifs, une simple analyse de type circuit n'est plus suffisante, car elle n'autorise pas la prise en compte de l'influence de l'environnement sur le circuit. Afin de palier cette carence, plusieurs techniques d'analyses hybrides existent, dont la méthode d'analyse électromagnétique globale présentée dans ce chapitre. Cette technique d'analyse couple un logiciel de calcul électromagnétique permettant la caractérisation de la partie distribuée du dispositif à un logiciel de type circuit permettant la

prise en compte des éléments actifs. La méthode d'analyse électromagnétique utilisée est basée sur la méthode des éléments finis appliquée dans le domaine fréquentiel.

Dans le chapitre suivant, cette technique d'analyse sera appliquée à une structure de test afin d'établir différentes règles de conception de modules hyperfréquences. Après avoir mis en évidence la présence de modes parasites dans cette structure lors d'une étude sur une large bande de fréquences, plusieurs solutions envisagées pour supprimer les modes parasites de la bande de fréquence de fonctionnement seront présentées.

CHAPITRE II

*Règles de conception de modules
hyperfréquences et optimisation du packaging.*

I. INTRODUCTION

L'encapsulation des circuits hyperfréquences peut conduire à l'apparition de modes de résonances parasites dans la bande de fréquences d'utilisation lorsque les dimensions de la structure sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde d'utilisation. Ces pics parasites peuvent fortement perturber le fonctionnement de ces dispositifs, notamment pour les modules destinés aux communications numériques. En effet, certains composants nécessaires à de tels modules requièrent une très large bande de fréquences dans le cas de fonctionnement à haut débit. Pour un débit souhaité de 40 Gbit.s^{-1} , on estime la bande de fréquence de fonctionnement à 50 GHz pour être tranquille. Ils seront donc d'autant plus sensibles aux perturbations EM introduites par l'encapsulation. C'est à ce type de module que nous nous intéresserons dans ce mémoire.

L'objectif de ce deuxième chapitre est l'établissement de règles de conception de modules hyperfréquences applicables aux modules optoélectronique. Un module optoélectronique est composé d'un domaine hyperfréquence (boîtier, électronique de commande, les lignes de signal, connectique ...) et d'un domaine optique (fibres, composants optiques ...). Dans ce chapitre, le domaine hyperfréquence est étudié afin de déterminer des solutions permettant de concevoir et optimiser ce domaine, l'application à un module optoélectronique se faisant dans le chapitre III. L'étude se fera sur un module de test représentatif (Figure II-1) formé d'un MMIC et de deux lignes de signal.

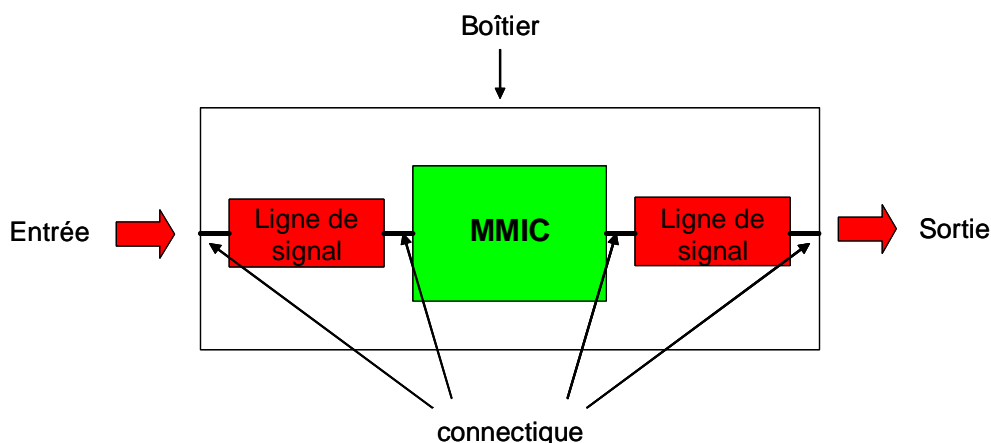


Figure II-1: schéma du module de test

Dans la première partie de ce chapitre, plusieurs solutions pour l'assemblage d'un module seront évoquées, concernant le choix de la technologie à utiliser pour la réalisation des lignes de signal hyperfréquence (technologie microruban ou coplanaire), l'utilisation d'un ou de plusieurs substrat pour le circuit ou encore le montage des MMICs (montage sur un piédestal, report flip-chip ...).

Le rôle des interconnexions dans la dégradation du signal utile devient de plus en plus important avec la montée en fréquence. Leur caractérisation précise devient alors une nécessité lors de la conception d'un module. Deux types de transitions, une transition substrat/substrat ou substrat/composant ainsi qu'une transition à travers une paroi métallique, seront étudiées dans une deuxième partie.

Enfin, plusieurs solutions permettant de rejeter hors de la bande de fréquences d'utilisation les pics parasites dus aux modes de substrat et aux modes de cavité seront étudiées. Les modules étudiés dans le cadre du projet RNRT ERMIONE étant complexes, un boîtier test plus simple a été utilisé afin d'étudier ces diverses solutions. Elles seront ensuite appliquées aux modules ERMIONE dans le troisième chapitre.

II. ASSEMBLAGE DE DIFFÉRENTS MODULES DE TEST

II.1. INTRODUCTION

Il existe diverses solutions pour réaliser un même module, que ce soit dans le choix de la technologie utilisée pour la réalisation de lignes microondes (coplanaires, microrubans), ou dans le choix de la disposition du composant (en fond de boîtier, sur le substrat ...). L'objectif n'est pas ici d'en faire une liste exhaustive, mais d'en présenter quelques-unes. Afin de pouvoir les comparer les unes aux autres, une analyse électromagnétique globale a été effectuée pour chacune d'entre-elles sur le module de test 1 présenté sur la Figure II-2. Ce module est composé d'un MMIC (amplificateur large bande), dont la réponse en fréquence est donnée sur la Figure II-3, et de deux lignes de signal hyper, la première en entrée du composant actif, la seconde en sortie, de longueur respective 6 mm et 3 mm. Le circuit de polarisation du MMIC n'est pas représenté.

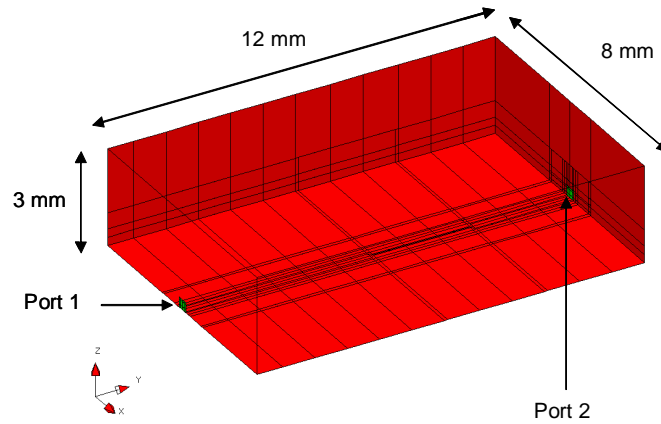


Figure II-2: module de test 1

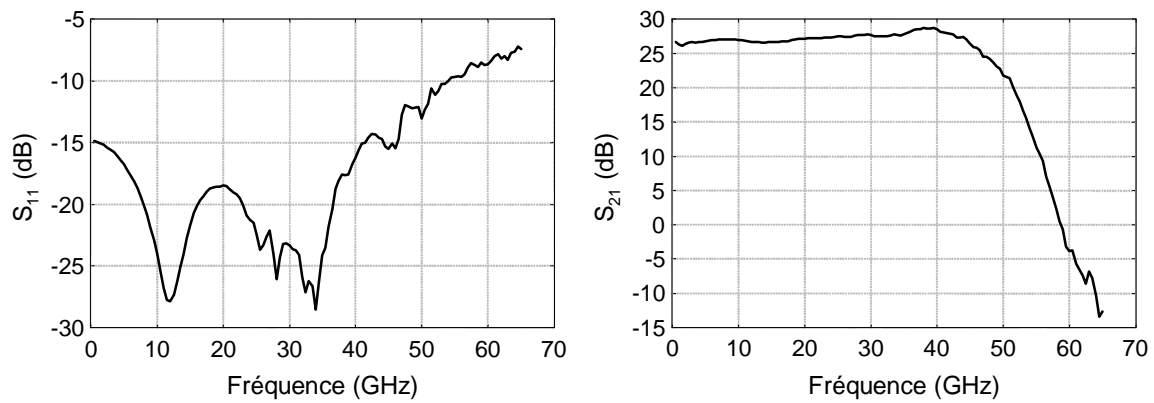


Figure II-3: réponse en fréquence du MMIC seul

Le boîtier dans lequel est placé le circuit présente une cavité interne de longueur 12 mm, de largeur 8 mm et de hauteur 3 mm (Figure II-2). Les dimensions de ce boîtier ont été choisies de façon à ce qu'il présente plusieurs modes de résonance dans la bande de fréquences étudiée, soit ici [0-50] GHz. Elles sont en outre du même ordre de grandeur que celle que nous avons à traiter sur le module ERMIONE. Le Tableau II-1 donne les modes et les fréquences calculées à partir de l'Équation II-1 pour un boîtier vide de mêmes dimensions.

$$f_{o_{n,m,p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$

n, m, p: variations azimutales suivant les trois axes
a, b, h: dimensions géométriques de la cavité
 ϵ_{eff} : permittivité effective de la cavité

Équation II-1: fréquences de résonance des modes TE/TM d'une cavité parallélépipédique

Mode	TE _{1,1,0}	TE _{1,2,0}	TE _{2,1,0}	TE _{1,3,0}	TE _{2,2,0}
Fréquence (GHz)	22,53	31,25	39,53	41,93	45,07

Tableau II-1: modes et fréquences de résonance du boîtier test

II.2. SUBSTRAT D'ACCUEIL

II.2.1. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE

Un premier choix à effectuer concerne la technologie utilisée pour la réalisation des lignes microondes, et à un degré moindre celle utilisée pour la réalisation du ou des circuits de polarisation. Deux technologies sont étudiées dans ce paragraphe : la technologie coplanaire et la technologie microruban. Une analyse électromagnétique est effectuée sur une ligne microonde coplanaire ou microruban placée dans le boîtier test 1. Le substrat utilisé a dans chaque cas une hauteur de 254 μm . La permittivité relative du substrat est prise égale à 9,8 (alumine). Dans la bande d'analyse utilisée, le boîtier présente plusieurs modes de résonance susceptibles d'être excités par le rayonnement de la ligne. L'objectif de l'étude réalisée est de déterminer pour chacune des technologies le nombre de modes excités et ainsi d'effectuer un choix pour la réalisation des lignes microondes.

II.2.1.a. Technologie coplanaire

Dans un premier temps, la ligne analysée est réalisée en technologie coplanaire. Les dimensions retenues pour cette ligne sont une largeur du ruban central de 150 μm avec un gap de 98 μm entre le conducteur central et les plans de masse latéraux, ces dimensions ayant été choisies afin d'obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohms. Le substrat occupe tout le fond du boîtier. L'analyse électromagnétique est effectuée sur la structure présentée sur la Figure II-4 par un calcul en 3D par la méthode des éléments finis (MEF) en oscillations forcées.

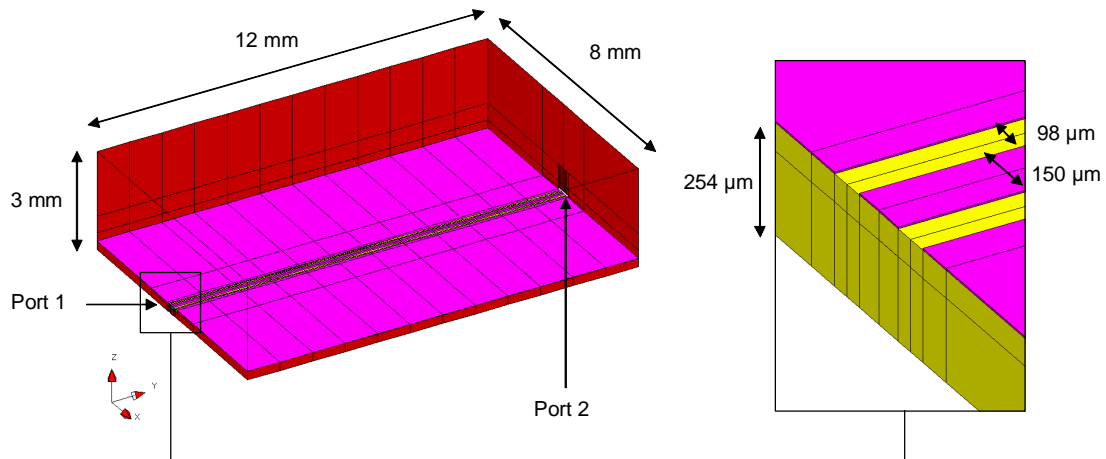


Figure II-4: structure de test, ligne en technologie coplanaire

Les résultats obtenus, montrés sur la Figure II-5, font apparaître un grand nombre de modes parasites sur la bande de fréquences [1-50] GHz.

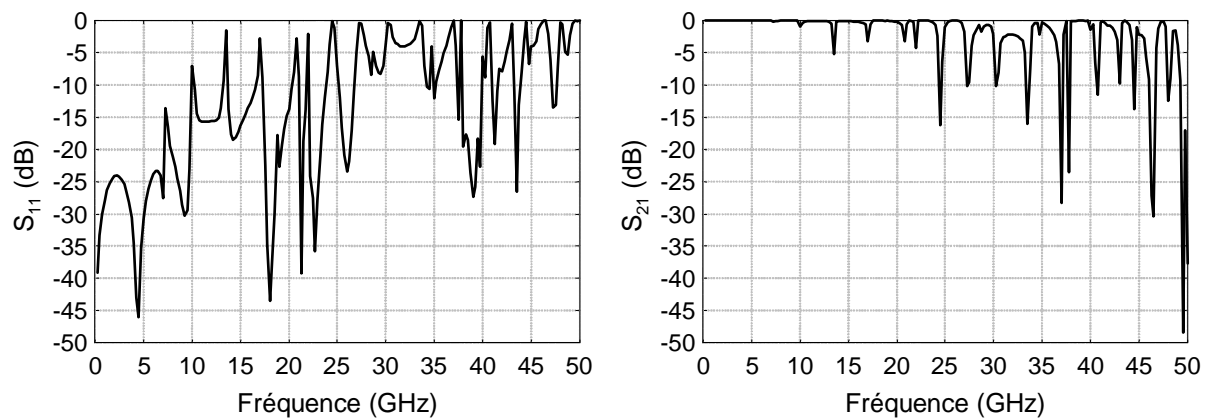


Figure II-5: paramètres [S], ligne coplanaire

La répartition du module du champ électrique présentée sur la Figure II-6 permet l'identification des ces pics parasites. Du fait du nombre important de modes parasites sur la bande de fréquences étudiée, le tracé du champ n'est présenté ici que pour quelques modes parasites significatifs.

Il est de plus à noter que du par la symétrie de la structure analysée, seule une partie des modes susceptibles d'être excités dans un cas pratique est mise en évidence.

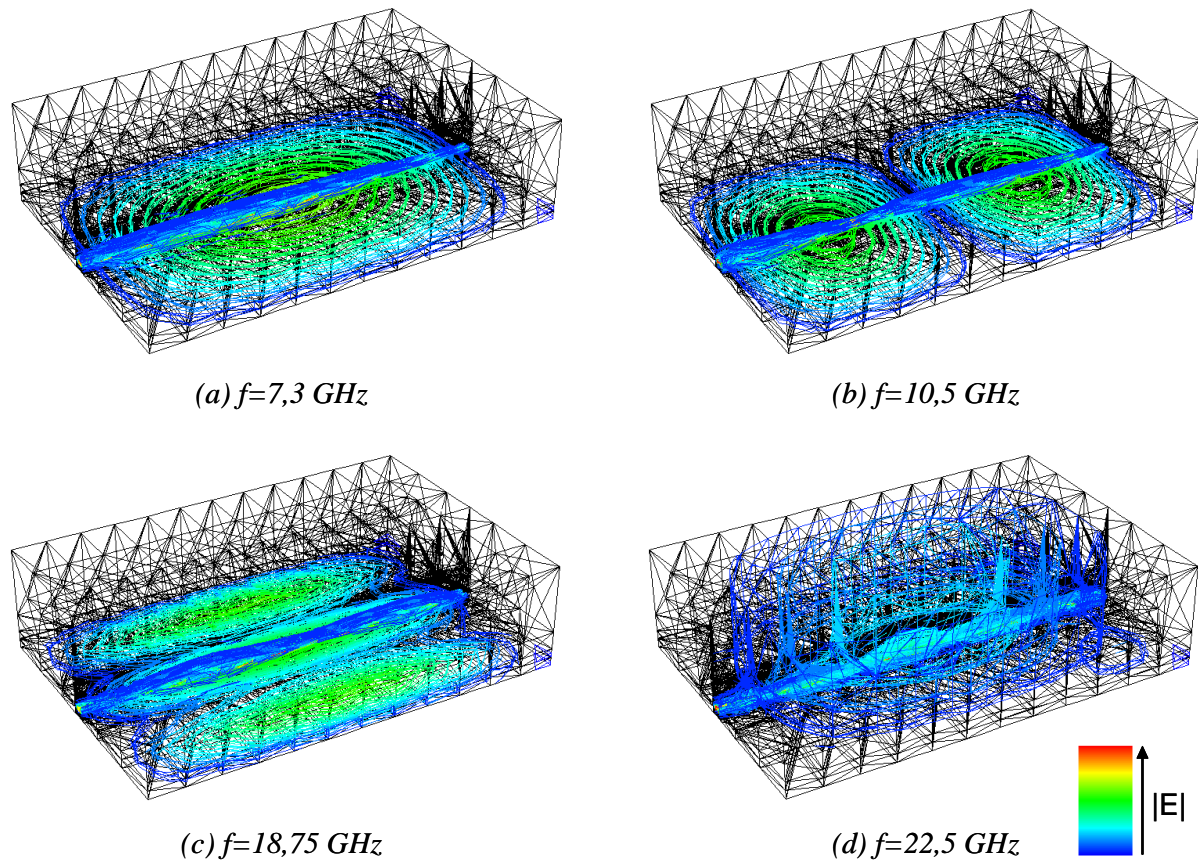


Figure II-6: répartition du module du champ E dans le boîtier, ligne coplanaire

Les pics parasites relevés sur la réponse en fréquences de la structure de test ont deux origines. Les premiers modes à apparaître sont les modes de substrat. Ceux-ci sont liés à la présence du plan de masse métallique inférieur apporté par le boîtier. La fréquence de résonance de ces modes de substrat peut être évaluée à l'aide de l'Équation II-1 en prenant comme permittivité effective la permittivité relative du substrat, soit 9,8. La ligne coplanaire excitant ces modes parasites étant centrée dans le boîtier, seul les modes $TE_{n, m, p}$ avec n impair peuvent être excités. Les valeurs ainsi calculées sont reportées dans le Tableau II-2. Les seconds types de modes à apparaître sont les modes de cavité dont la fréquence est liée aux dimensions internes de la cavité, en présence du substrat d'alumine. Le pic parasite observé à 22,5 GHz est le premier de ces modes à apparaître. De la même façon que pour les modes de substrat, la fréquence de résonance peut être évaluée à l'aide de l'Équation II-1, la permittivité effective de la cavité étant prise égale à 1. Les valeurs ainsi calculées sont reportées dans le Tableau II-3.

Mode	$TE_{1,1,0}$	$TE_{1,2,0}$	$TE_{1,3,0}$	$TE_{1,4,0}$	$TE_{3,1,0}$
Fréquence (GHz)	7,2	10	13,4	17,1	18,4

Tableau II-2: fréquences des 5 premiers modes de substrat

Mode	TE _{1,1,0}	TE _{1,2,0}	TE _{1,3,0}
Fréquence (GHz)	22,53	31,25	41,93

Tableau II-3: fréquences des modes de cavité

II.2.1.b. Technologie microruban

La seconde technologie envisagée pour la réalisation des lignes microondes est la technologie microruban. Une analyse électromagnétique a été effectuée sur la structure présentée sur la Figure II-7. La largeur de la ligne est prise égale à 240 µm afin d'obtenir une impédance caractéristique de 50 ohms, la hauteur du substrat étant conservée égale à 254 µm.

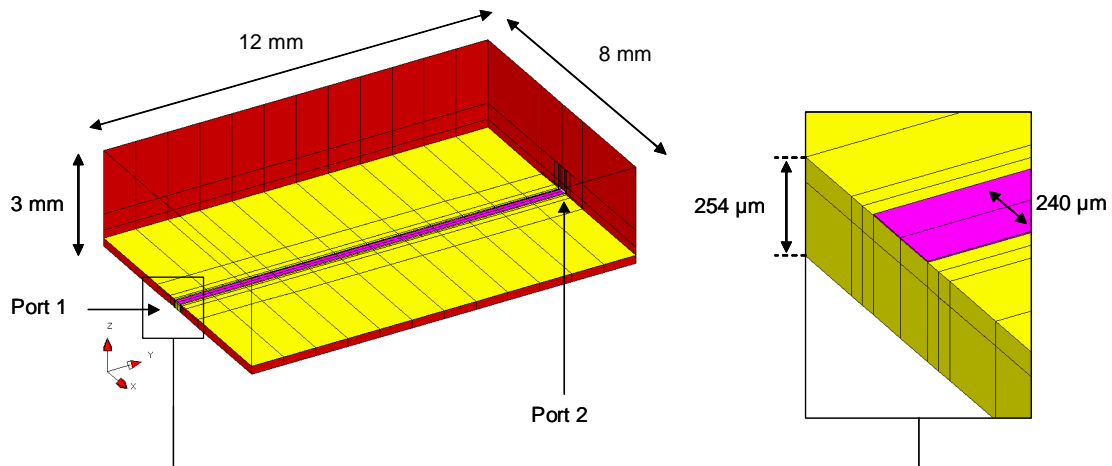


Figure II-7: structure de test, ligne en technologie microruban

Les résultats obtenus présentés sur la Figure II-8 font apparaître un certain nombre de pics parasites dans la bande de fréquences [1-50] GHz. Ils demeurent néanmoins en nombre moins important que dans le cas de l'utilisation d'une technologie coplanaire.

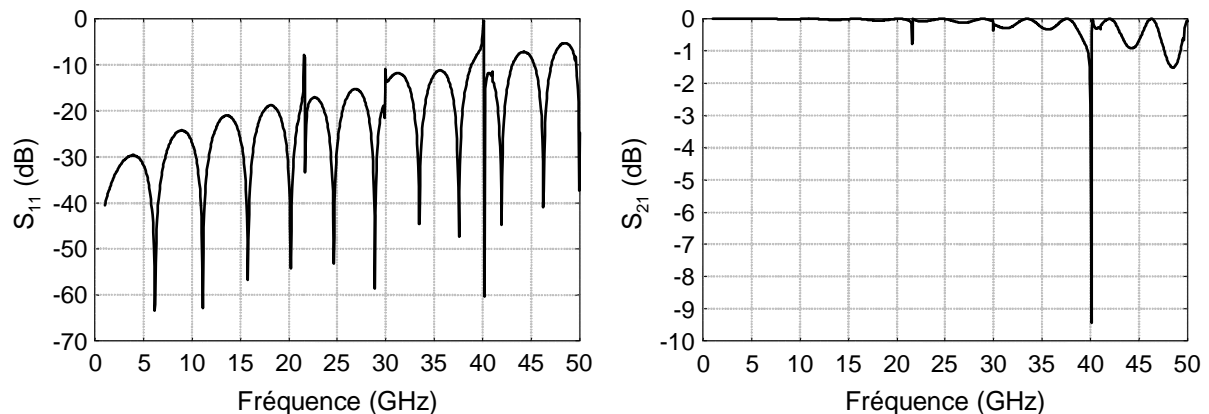


Figure II-8: paramètres [S], ligne microruban

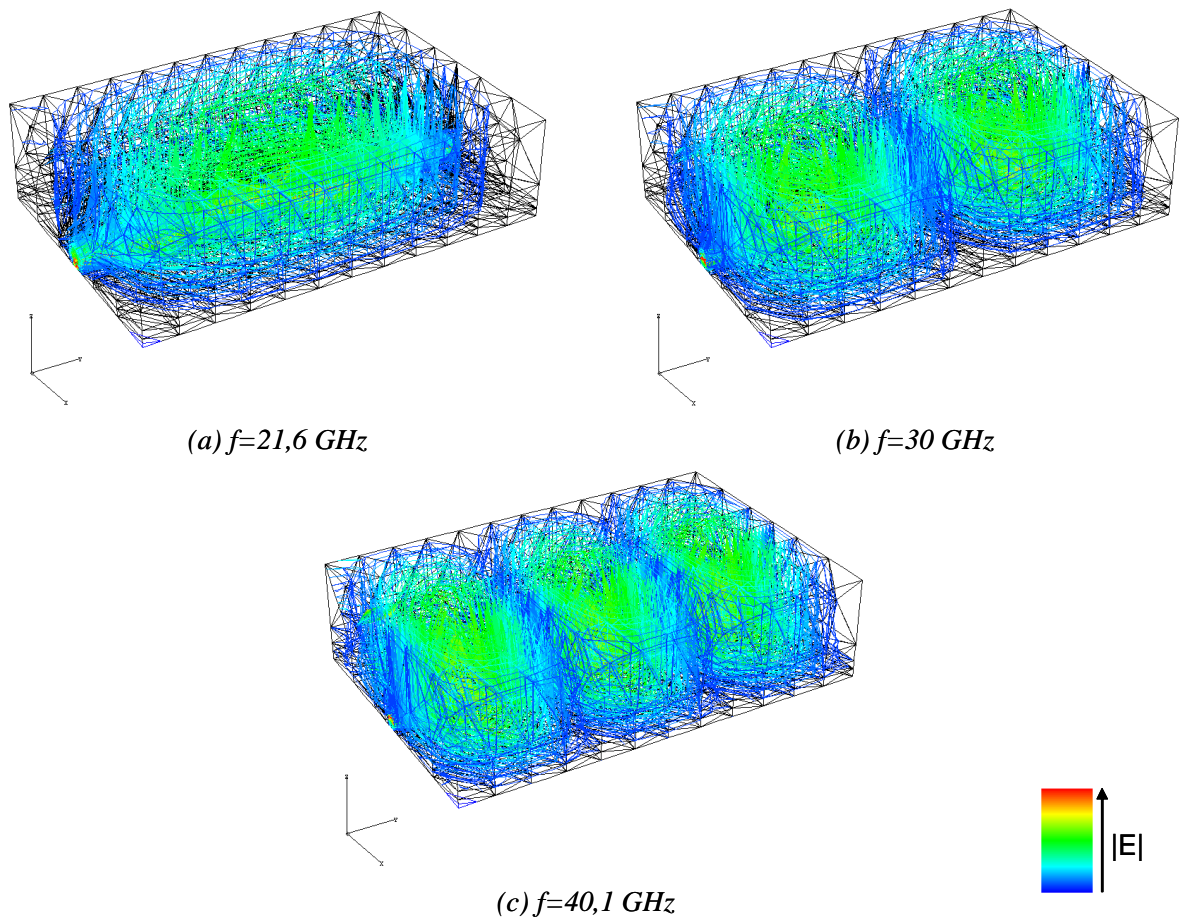


Figure II-9: répartition du module du champ E dans le boîtier, ligne microruban

Le tracé du module du champ électrique montré sur la Figure II-9 permet de mettre en évidence que ces pics parasites sont dus uniquement aux modes de cavité excités par la ligne, en l'occurrence les modes $TE_{1,n,0}$. L'absence de modes de substrat s'explique par l'absence de plan métallique supérieur sur le substrat.

La technologie microruban semble être la mieux adaptée aux dispositifs large bande car faisant apparaître un nombre moindre de modes parasites que la technologie coplanaire, pour une structure totalement blindée de dimensions identiques.

II.2.2. FORME DU SUBSTRAT D'ACCUEIL

Différentes configurations du substrat d'accueil peuvent être utilisées pour la conception du module hyperfréquence. Nous distinguerons ici deux cas : le premier dans lequel le substrat d'accueil est d'un seul bloc, les lignes microondes et le circuit de polarisation étant réalisés sur un seul et même substrat, le second cas pour lequel chacune des

lignes microondes est réalisée sur un substrat distinct, les différents substrats n'étant pas obligatoirement de même nature.

II.2.2.a. Structure monolithique

La structure étudiée est une structure que l'on qualifiera de mono alumine. Les lignes de signal microondes ainsi que le circuit de polarisation du MMIC sont réalisées sur un seul substrat. Pour la structure de test utilisée ici, le substrat est évidé afin de pouvoir placer le composant actif en fond de boîtier. Des fils métalliques, dont l'influence sur la réponse du module est étudié au paragraphe III, sont utilisés pour les connexions entre le substrat d'accueil et le MMIC. Lors de l'analyse électromagnétique globale, ces fils seront représentés par une self inductance, des accès localisés ayant été préalablement introduit dans le maillage pour la connexion de la réponse du circuit et des fils. Les structures étudiées, l'une réalisée en technologie coplanaire et l'autre en technologie microruban, sont présentées sur la Figure II-10. Dans les deux cas, l'épaisseur du substrat est prise égale à $254\ \mu\text{m}$.

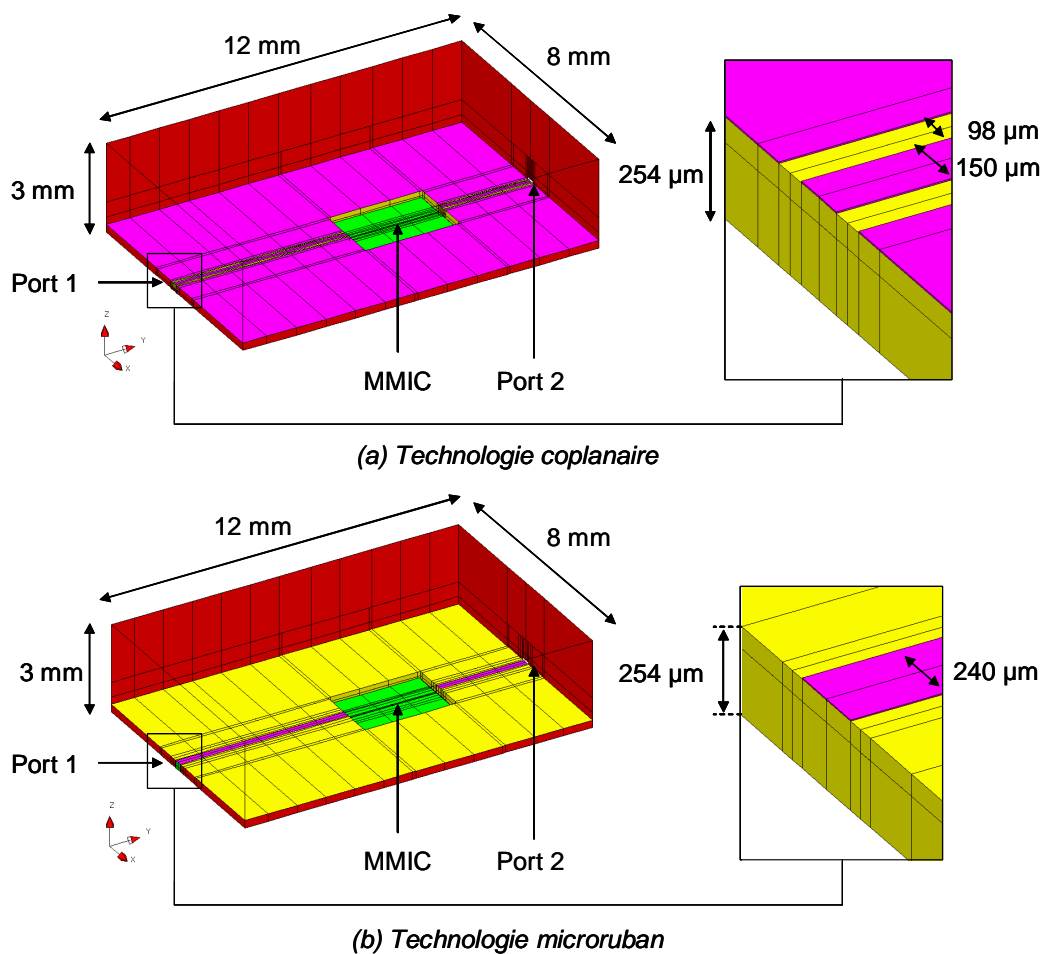


Figure II-10: structures de test mono substrat en technologie coplanaire et microruban

L'analyse électromagnétique globale est réalisée sur la bande de fréquences [1-50] GHz. Les paramètres [S] obtenus sont présentés sur la Figure II-11 pour la technologie coplanaire, sur la Figure II-12 pour la technologie microruban.

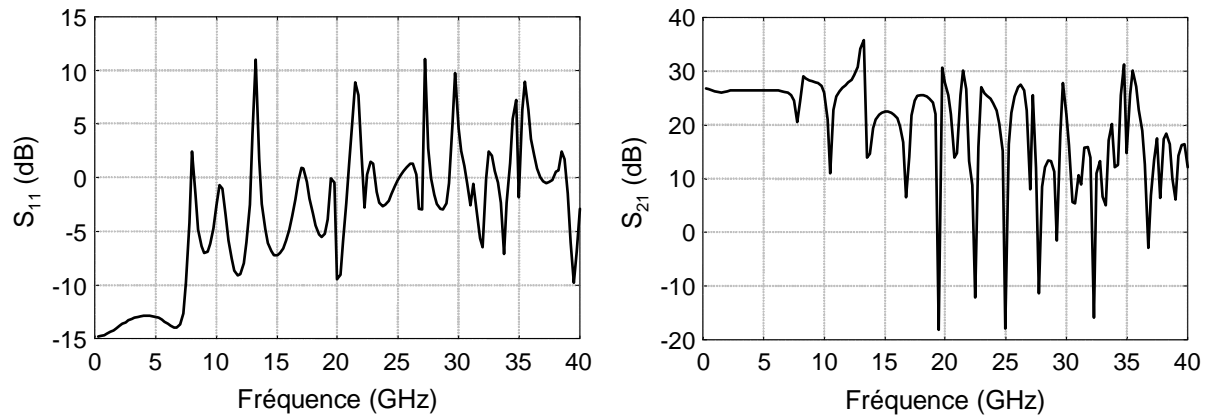


Figure II-11: paramètres [S], structure mono substrat en technologie coplanaire

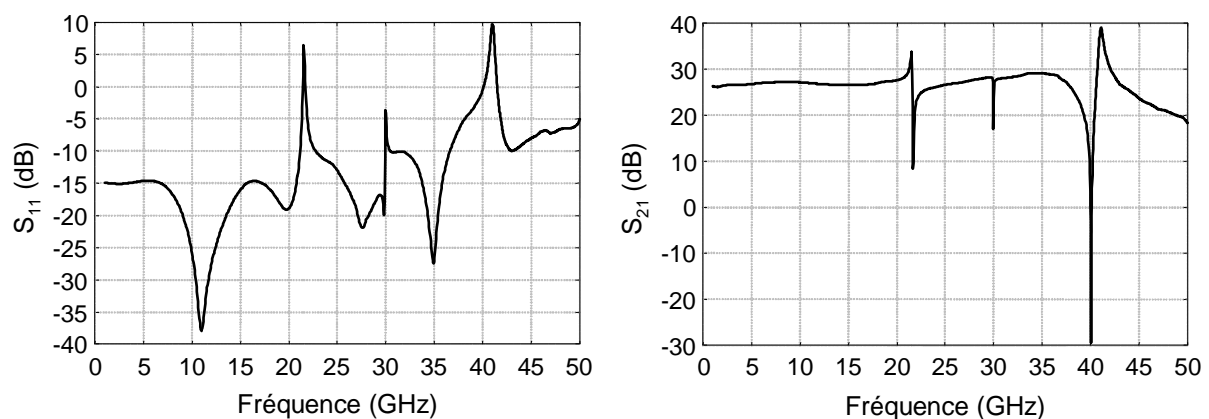


Figure II-12: paramètres [S], structure mono substrat en technologie microruban

Les résultats obtenus font apparaître dans les deux cas des pics parasites perturbant fortement la réponse du module. Dans le cas de la technologie microruban, ces pics parasites sont dus à des modes de cavité excités par la ligne. En revanche, dans le cas de la structure coplanaire, des modes de substrat viennent se rajouter aux modes de cavité pour perturber la réponse du module.

II.2.2.b. Structure hybride

Dans ce second cas, les lignes microondes sont réalisées sur des substrats séparés. Les circuits de polarisation ne sont pas pris en compte. De la même façon que précédemment, le MMIC est placé en fond de boîtier, les connexions avec les substrats d'accueil se faisant également à l'aide de fils métalliques. Les structures étudiées, la première en technologie

coplanaire et la seconde en technologie microruban, sont présentées sur la Figure II-13. L'épaisseur de chacun des substrats reste inchangée par rapport aux cas précédents. La largeur de chacun d'eux est prise égale à 2 mm dans le cas de la technologie coplanaire et à 1,15 mm dans le cas de la technologie microruban.

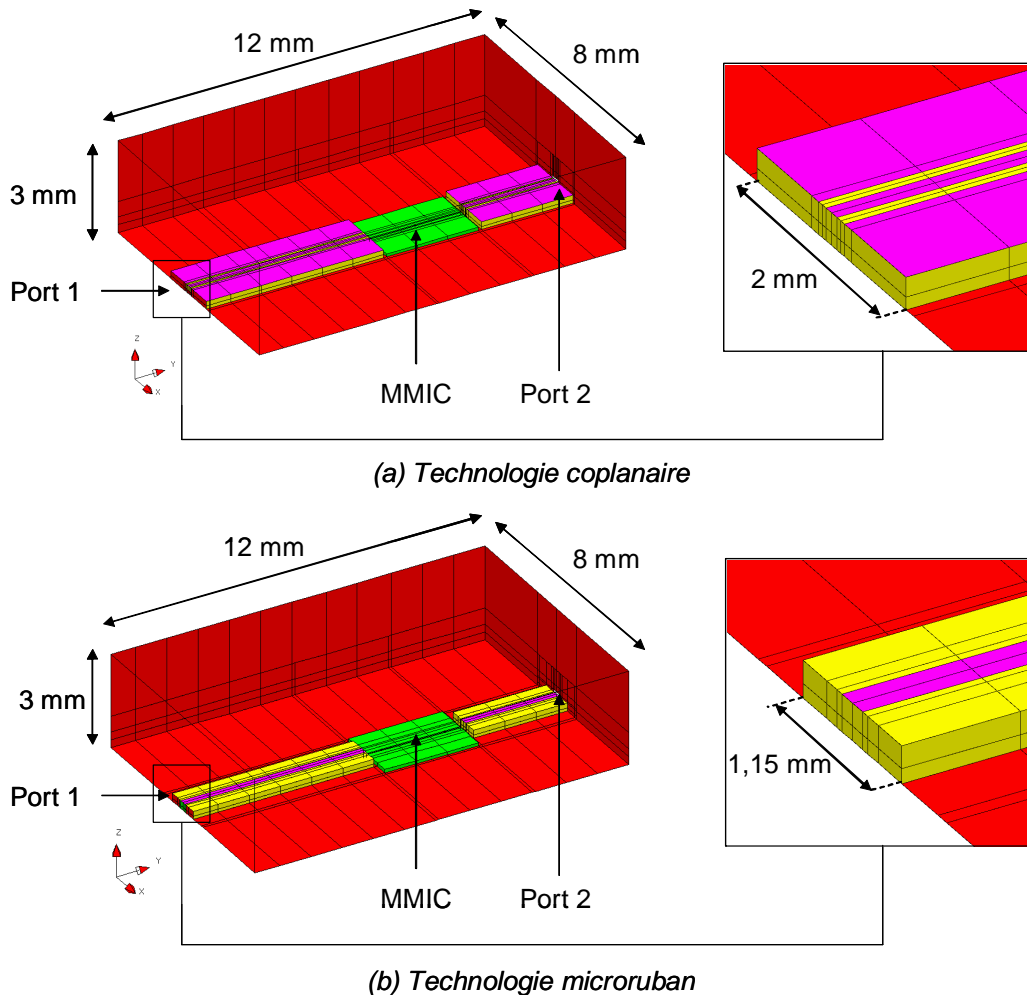


Figure II-13: structures de test multi substrat en technologie coplanaires et microruban

L'analyse électromagnétique globale est effectuée sur la même bande de fréquence que précédent, c'est à dire [1-50] GHz. Les paramètres [S] obtenus sont présentés sur la Figure II-14 pour la technologie coplanaire et sur la Figure II-15 pour la technologie microruban.

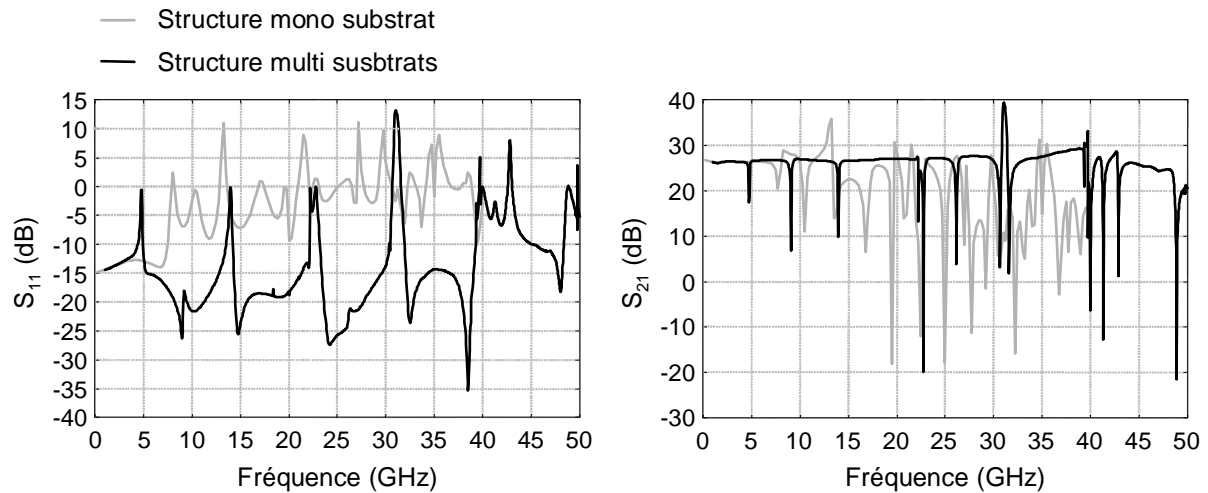


Figure II-14: paramètres [S], structure multi substrat en technologie coplanaire

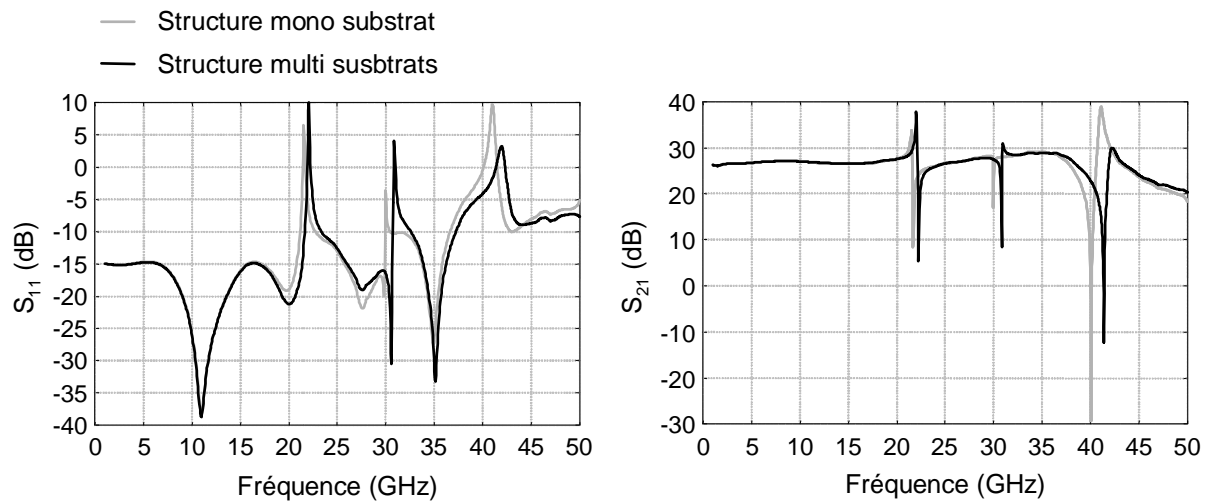


Figure II-15: paramètres [S], structure multi substrat en technologie microruban

Les résultats obtenus ici mettent bien en évidence que, dans le cas de l'utilisation d'une technologie coplanaire, la division du substrat d'accueil en plusieurs substrats permet une diminution significative du nombre de modes parasites dans la bande de fréquences étudiée. Les modes parasites supprimés correspondent à des modes de substrat, les dimensions de celui-ci ayant été réduites. Les modes de boîtier relevés dans le cas de l'utilisation d'un substrat d'accueil unique apparaissent ici aussi. En revanche, lors de l'emploi d'une technologie microruban, seul un léger décalage vers des fréquences plus élevées des modes de cavité est relevé dans le cas de l'utilisation de plusieurs substrats. Ce décalage est dû à la diminution de la permittivité effective de la cavité en raison de celle du volume occupé par le substrat.

L'utilisation d'une technologie microruban pour la réalisation des lignes RF d'un module large bande semble donc être préférable à l'emploi d'une technologie coplanaire, le nombre de modes parasites susceptibles d'apparaître étant moindre dans le premier cas. Cela est valable aussi bien dans le cas de l'utilisation d'un substrat unique pour réaliser ces lignes que dans le cas de substrats distincts. En revanche, si la technologie employée est la technologie coplanaire, l'utilisation de plusieurs substrats peut permettre une réduction significative du nombre de modes excités.

II.3. MONTAGE DES MMICS

Le choix de la technologie pour la réalisation des lignes microondes ainsi que le choix de la forme du substrat est lié à la solution retenue pour le montage des MMICs. En effet, ceux-ci peuvent être montés de plusieurs façons (en fond de boîtier, sur le substrat ...). Quatre exemples de montages d'un MMIC dans ce paragraphe sont présentés. Deux d'entre eux sont étudiés par une approche hybride.

II.3.1. EN FOND DE BOÎTIER

La première solution présentée ici consiste à poser le MMIC directement sur le fond du boîtier. Une telle solution impose un plan de masse inférieur au MMIC. Dans le cas d'un composant réalisé en technologie microruban, l'avantage d'un tel choix technologique est d'autoriser une bonne prise de masse au composant par l'intermédiaire de boîtier. En revanche, si le composant est réalisé en technologie coplanaire, la présence du plan de masse inférieur imposé par le boîtier peut engendrer l'apparition de modes parasites dans le substrat du composant en fonction de ses dimensions et perturber son fonctionnement.

Les résultats obtenus lors de l'analyse électromagnétique globale du boîtier test 1 sont ceux présentés précédemment, sur la Figure II-14 (page 50) pour la technologie coplanaire et sur la Figure II-15 (page 50) pour la technologie microruban.

II.3.2. SUR UN PIÉDESTAL

Une deuxième solution pour le montage du MMIC dans le boîtier consiste à poser celui-ci sur un piédestal. L'objectif d'une telle solution est de placer la surface du composant au même niveau que celle du substrat d'accueil afin de pouvoir diminuer la longueur des connexions. Un piédestal réalisé en métal autorise dans le cas d'un MMIC en technologie microruban une bonne prise de masse, le plan de masse inférieur étant directement relié au boîtier par l'intermédiaire du piédestal. Dans le cas d'un MMIC en technologie coplanaire, il

convient d'utiliser un piédestal non conducteur afin de limiter l'influence du fond du boîtier sur sa réponse.

Les structures étudiées, utilisant un piédestal métallique dans chacun des cas, sont présentées sur la Figure II-16. Quatre cas sont présentés ici : un substrat unique évidé afin de pouvoir placer le MMIC réalisé en technologie coplanaire puis microruban et des substrats séparés réalisés eux aussi en technologie coplanaire puis microruban.

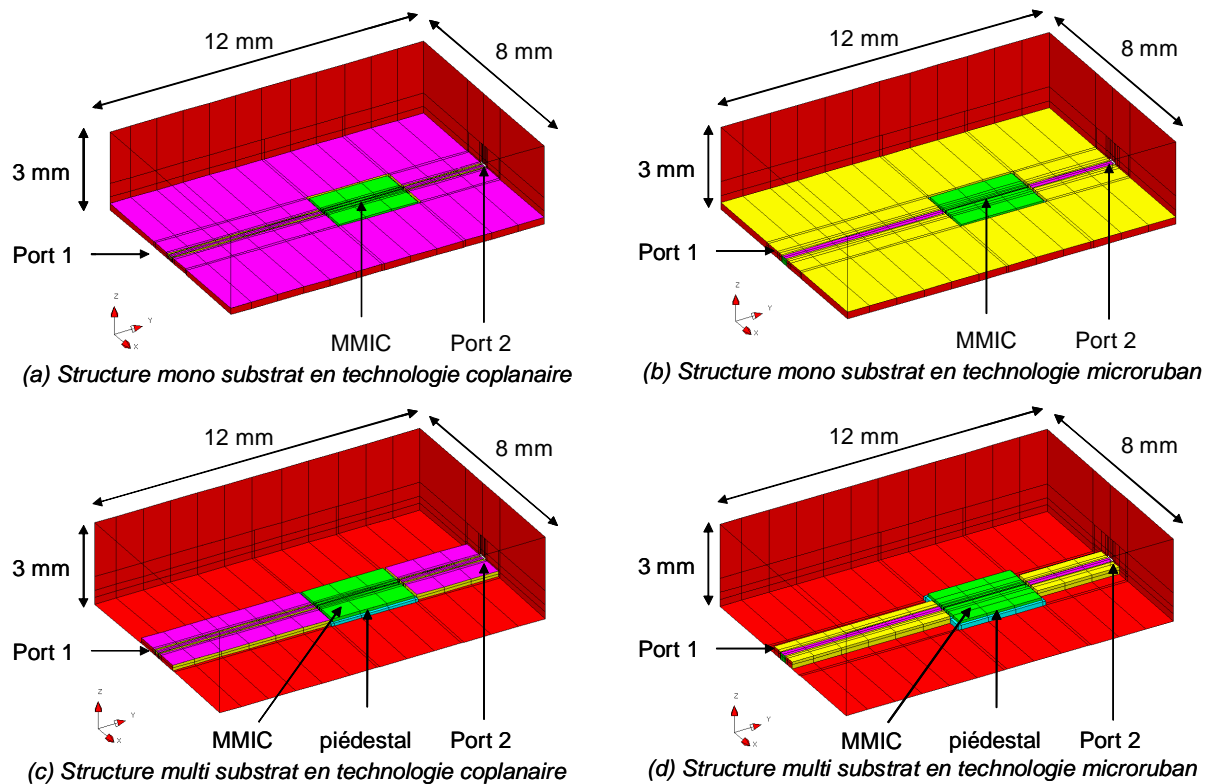


Figure II-16: structures de test, montage du MMIC sur un piédestal

La hauteur du piédestal est choisie de telle sorte que la face supérieure du MMIC soit au même niveau que la face supérieure du substrat. Ce dernier présentant une épaisseur de 254 μm , le MMIC une épaisseur de 100 μm , la hauteur du piédestal métallique est prise égale à 154 μm .

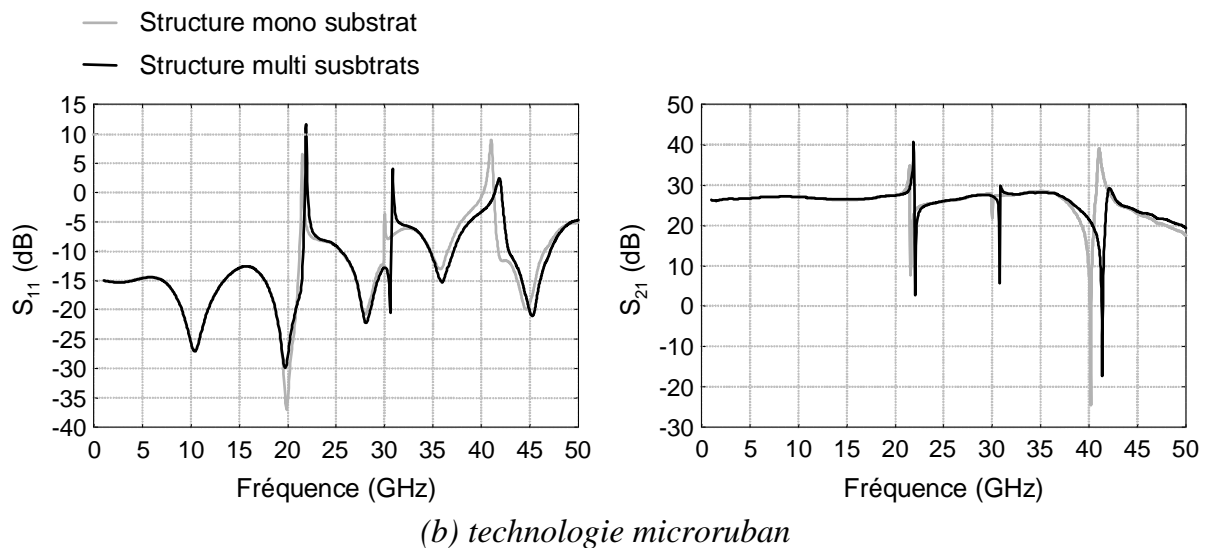
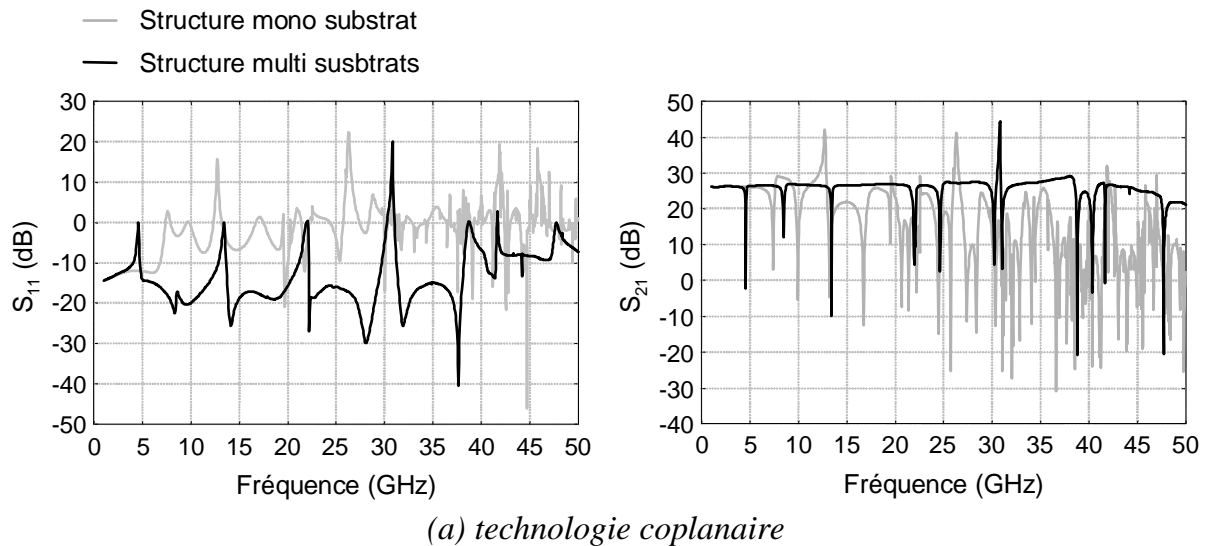


Figure II-17: paramètres $[S]$, montage du MMIC sur un piédestal

L'utilisation d'un piédestal pour poser le MMIC ne permet pas de réduire le nombre de modes parasites susceptibles d'être excités, que ce soit dans le cas de l'utilisation d'une technologie coplanaire ou microruban. En effet, les mêmes pics, aux mêmes fréquences, apparaissent dans le cas d'un MMIC posé sur le fond du boîtier ou dans celui où le MMIC repose sur un piédestal (Figure II-18). La désadaptation observée dans le cas de l'utilisation d'un piédestal est liée à la présence de ce dernier à proximité des lignes microondes. Il faut cependant noter que l'influence de la longueur de la connectique (et donc le rayonnement) par fil des MMICs n'a pas été prise en compte.

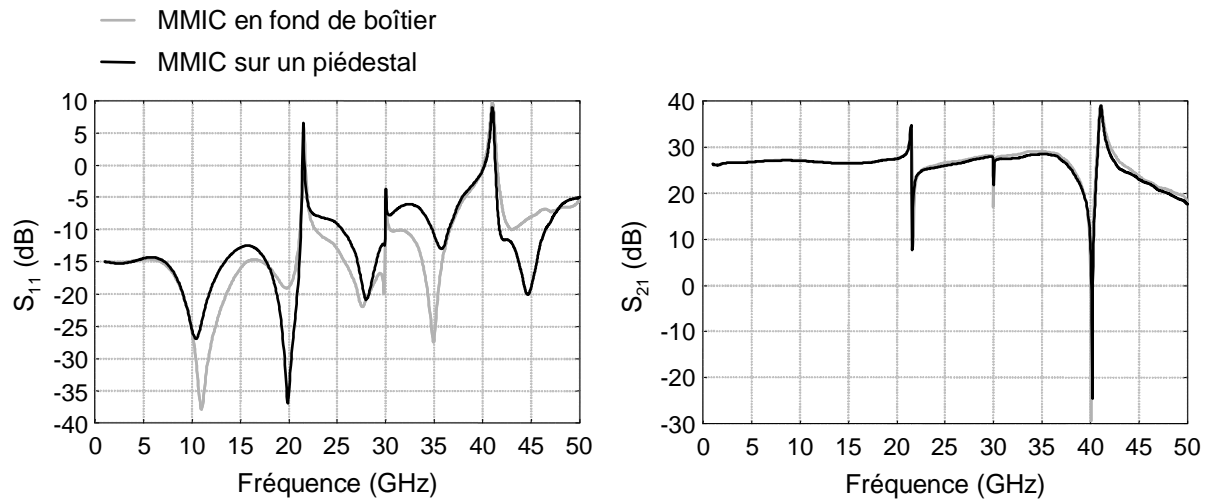


Figure II-18: comparaison MMIC en fond de boîtier/sur un piédestal, structure mono substrat en technologie microruban

II.3.3. SUR LE SUBSTRAT D'ACCUEIL

Une troisième solution pour le montage du MMIC à l'intérieur du boîtier consiste à le poser directement sur le substrat d'accueil. Une telle solution présente l'avantage, dans le cas d'une structure mono substrat, de ne pas avoir à réaliser un évidement dans le substrat d'accueil pour le montage du composant. En revanche, elle impose des longueurs de connexions plus importantes que dans le cas précédent, ce qui peut s'avérer pénalisant dans le cas de circuit fonctionnant aux hautes fréquences (pertes, rayonnement, self parasite).

De plus, dans le cas de l'utilisation de la technologie microruban pour la réalisation des lignes microondes, le problème de la prise de masse pour le composant se pose. Cette prise de masse impose l'utilisation de trous métallisés pour amener la masse du plan inférieur du substrat d'accueil au composant. Ce même plan de masse peut aussi entraîner l'apparition de modes de substrat sous le composant en fonction des dimensions de ce dernier. Un ensemble de trous métallisés régulièrement répartis peut donc s'avérer nécessaire pour empêcher l'apparition de ces modes parasites.

II.3.4. MONTAGE FLIP-CHIP

La dernière solution présentée ici est le montage flip-chip du composant sur le substrat d'accueil. Cette technique consiste à placer le composant la face active tournée vers le substrat, les connexions électriques se faisant non plus à l'aide de fils métalliques ou de rubans, mais par l'intermédiaire de bumps. Un tel montage permet la réduction de la self parasite présentée par la connexion grâce à la diminution de la longueur de celle-ci, la hauteur

des bumps étant de quelques dizaines de microns contre plusieurs centaines pour la longueur des fils métalliques. Les diverses caractéristiques de telles connexions sont présentées dans les paragraphes suivants.

II.4. CONCLUSION

Le choix de la technique d'assemblage du module peut s'avérer primordial pour éviter l'apparition de certains modes parasites sur la réponse en fréquences du dispositif. Le cas le plus critique concerne les dispositifs devant fonctionner sur de très larges bandes. Néanmoins, ce choix n'est en aucun cas suffisant pour garantir une absence de modes parasites. En particulier, dans chacun des exemples présentés ci-dessus, plusieurs modes de cavité viennent perturber la réponse en fréquence du module. D'autres solutions sont donc à envisager, solutions qui pourront permettre de rendre moins critique le choix fait pour l'assemblage du module.

III. ÉTUDE DE QUELQUES TRANSITIONS

Dans le domaine des fréquences millimétriques, chaque discontinuité dans la structure entraîne une perte de puissance, que ce soit par pertes ohmiques ou par rayonnement. Il convient donc de les limiter afin de permettre une propagation optimale de l'énergie. Des études électromagnétiques de diverses transitions sont présentées dans ce paragraphe.

III.1. TRANSITION SUBSTRAT/SUBSTRAT OU SUBSTRAT/COMPOSANT

III.1.1. TRANSITION FILAIRE OU WIRE BONDING ^{[27], [28], [29], [30]}

III.1.1.a. Technologie filaire

La connexion filaire est la première technique d'interconnexion entre deux dispositifs développée, dont les premiers résultats ont été publiés par les laboratoires Bell en 1957. Ce type de connexion représente la grande majorité des connexions réalisées dans les circuits électroniques. On peut distinguer deux types de transitions filaires, différenciées par les extrémités du fil de connexion.

- *Ball Bonding*

La technique du Ball Bonding est caractérisée par une boule formée à une des extrémités du fil reliant le substrat à la puce (Figure II-19). Cette boule sert à souder le fil au plot du composant. Ce type de connexion représente plus de 90% des connexions filaires

réalisées, du fait de sa simplicité de mise en œuvre. Un exemple de connexion réalisée à l'aide de ball bondings est présenté sur la Figure II-20.

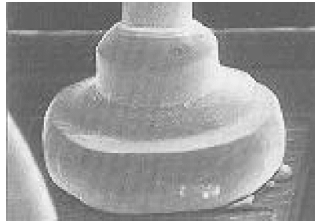


Figure II-19: extrémité du fil dans une connexion de type ball bonding

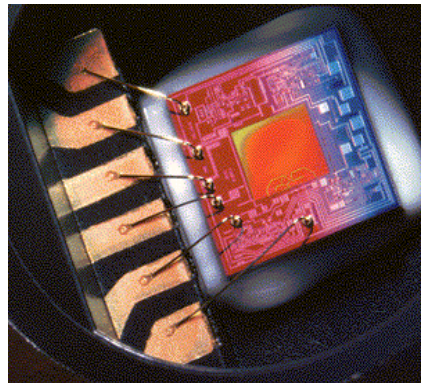


Figure II-20: MMIC connectée à l'aide de ball bondings

- *Ruban ou Wedge Bonding*

Dans la technique du wedge bonding, les deux extrémités du fils présentent une forme identique (Figure II-21). Un exemple de connexion réalisée à l'aide de cette technique est présenté sur la Figure II-22.

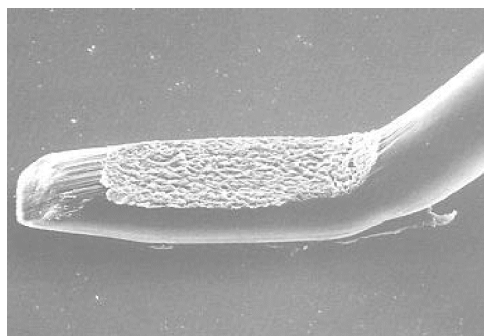


Figure II-21: extrémité du fil dans une connexion de type wedge bonding

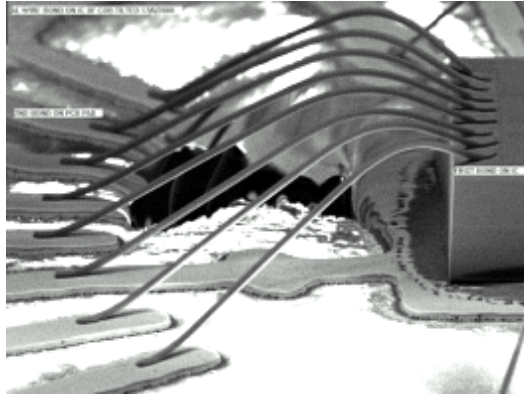


Figure II-22: connexion réalisée à l'aide de wedge bonding

La connexion de type ruban est similaire à la connexion de type wedge bonding, la différence résidant dans la forme du fil métallique, celui-ci ayant une section rectangulaire dans le cas du ruban et circulaire dans le cas du wedge bonding.

Les inconvénients de la transition filaire, qu'elle soit réalisée avec la technique du ball bonding ou avec celle du wedge bonding, sont les effets parasites liés à la longueur des fils et la nécessité de réaliser ces interconnexions à la périphérie du composant, limitant ainsi le nombre de connexions possibles sur un même composant, et donc le nombre de ses entrées et sorties.

III.1.1.b. Réponse en fréquence d'une transition filaire

Une analyse électromagnétique est réalisée sur la structure de test 2 montrée sur la Figure II-23. Celle-ci est composée de deux lignes microrubans 50Ω de $500 \mu\text{m}$ de long et $240 \mu\text{m}$ de large placées sur des substrats d'épaisseur $254 \mu\text{m}$ et de permittivité relative 9,8. Les deux substrats sont séparés par un gap d'air de $100 \mu\text{m}$. Les lignes microrubans sont reliées entre elles par l'intermédiaire d'un fil métallique de $335 \mu\text{m}$ de long pour un diamètre de $80 \mu\text{m}$. L'analyse électromagnétique en 3D en oscillations forcées par la méthode des éléments finis requérant une volume d'étude borné, l'ensemble est placé dans un tronçon de guide métallique de section $3*2 \text{ mm}^2$ et de longueur $1,2 \text{ mm}$, ces dimensions ayant été choisies de façon à ce que les parois métalliques du guide ne viennent pas perturber la réponse de la transition et qu'il n'apparaisse pas de mode de guide dans la bande de fréquences utilisée.

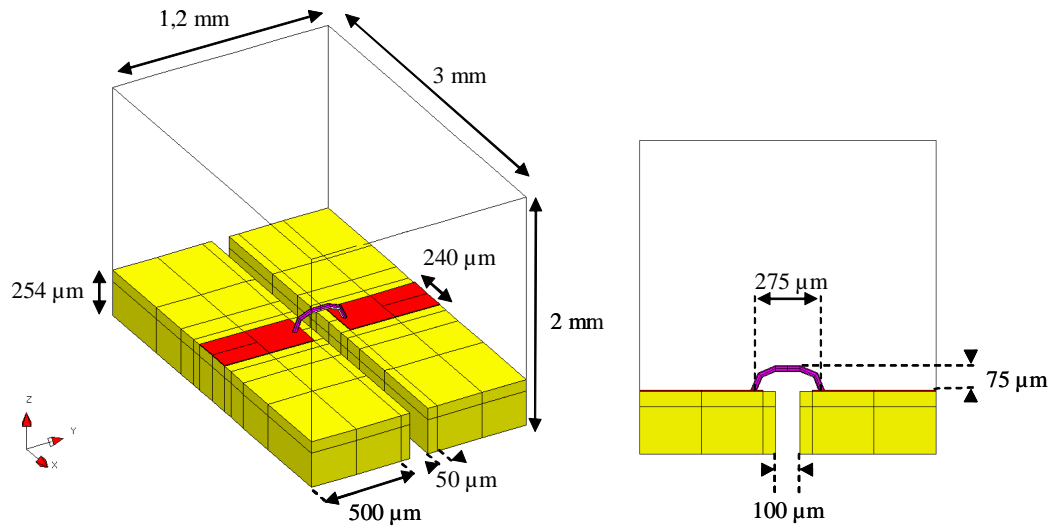


Figure II-23: structure de test, transition filaire

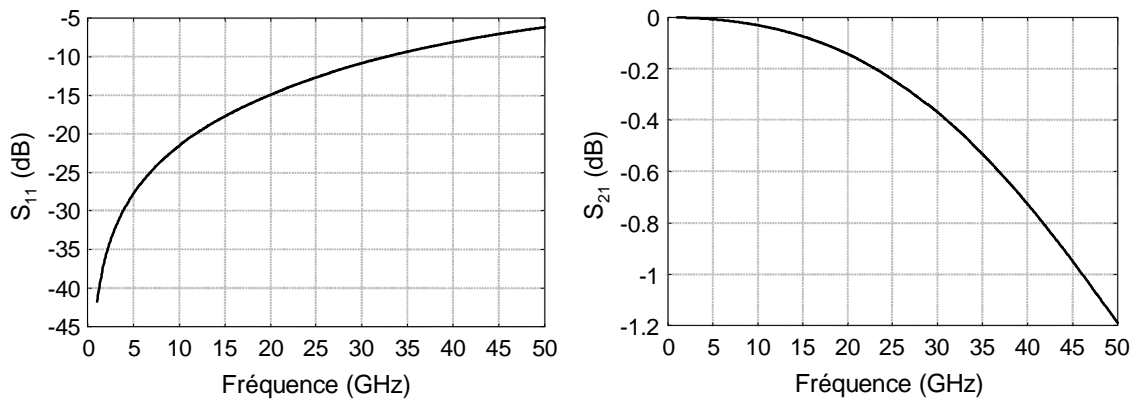


Figure II-24: paramètres [S], transition filaire

Ces résultats mettent bien en évidence l'influence des connexions filaires sur la réponse d'un dispositif aux hautes fréquences, une connexion entraînant une baisse de plus d'un dB du paramètre de transmission à 50 GHz.

L'influence, de nature inductive, de la longueur des fils métalliques sur la réponse de la transition est présentée sur la Figure II-25. L'analyse électromagnétique est effectuée sur la structure précédemment décrite, la longueur du bonding étant prise successivement égale à 228 μm , 335 μm et 364 μm , le gap entre les deux substrats restant constant.

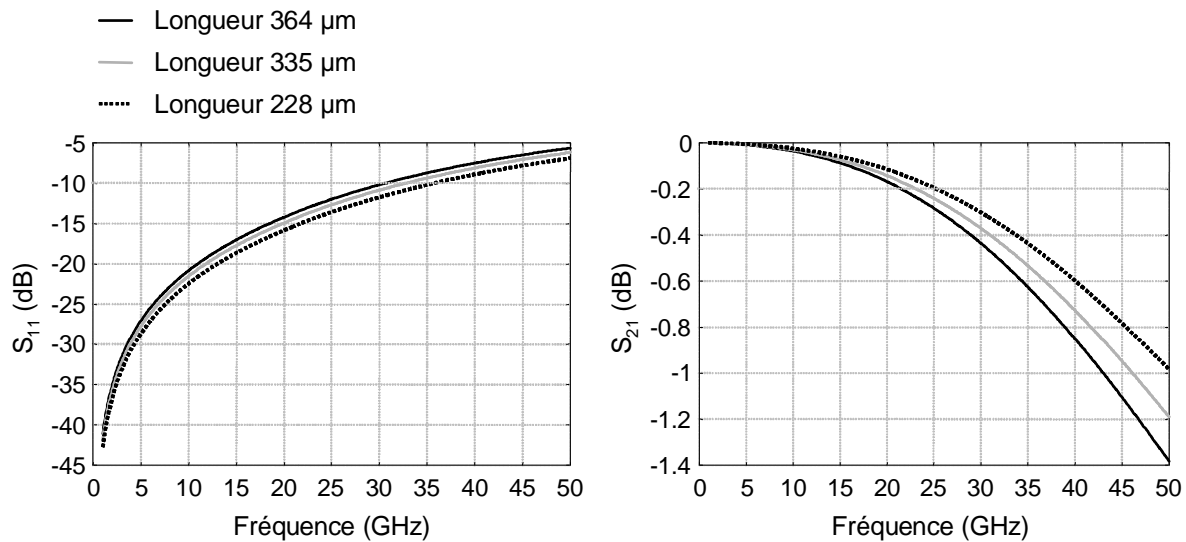


Figure II-25: influence de la longueur des bondings sur les paramètres [S]

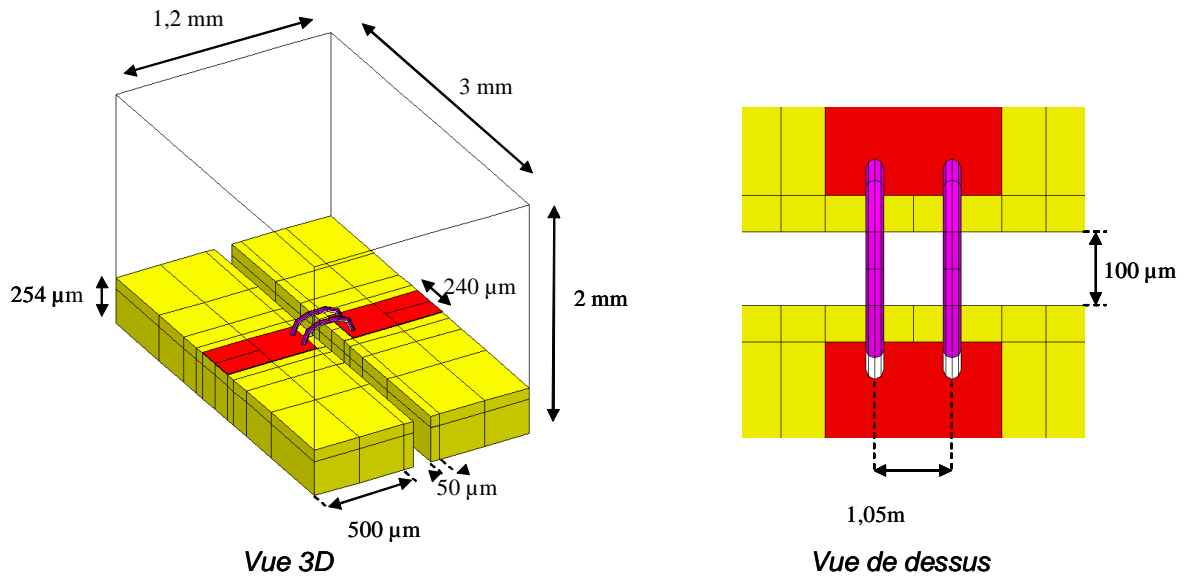
Ces résultats mettent en évidence l'influence non négligeable de la longueur de la connexion aux hautes fréquences puisque le passage d'une longueur de 228 μm à une longueur de 364 μm fait perdre 0,5dB sur coefficient de transmission. Il devient donc nécessaire à ces fréquences de réduire au minimum la longueur de ces connexions. Il existe néanmoins plusieurs solutions pour limiter l'influence des connexions filaires sur la réponse du module. Quelques-unes sont présentées ci-dessous.

III.1.1.c. Optimisation de la transition filaire

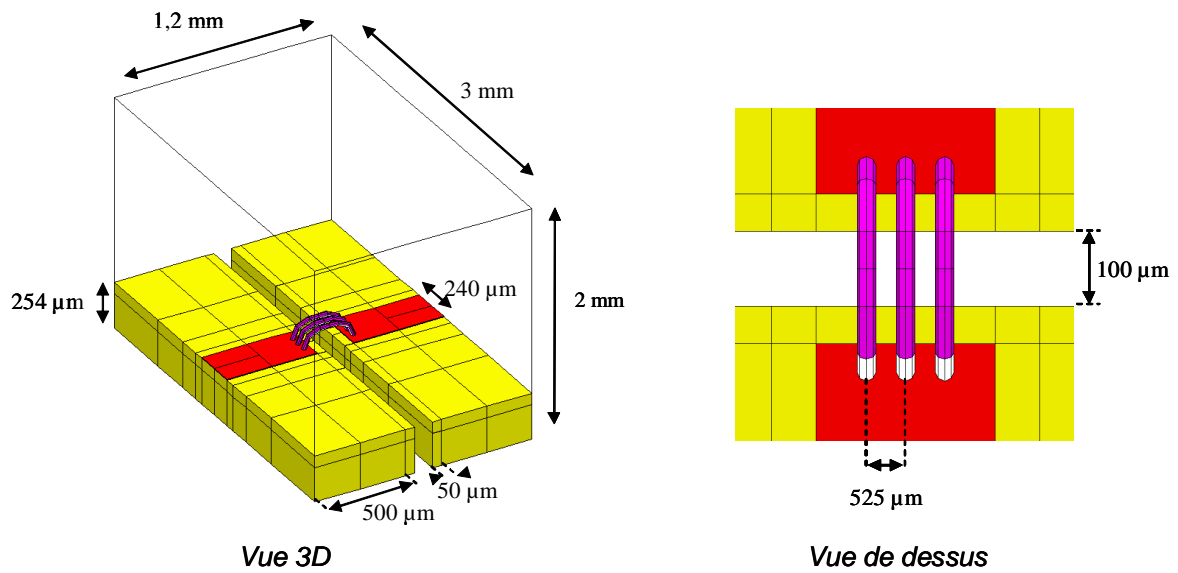
- *Augmentation du nombre de fils* ^[31]

La première solution permettant la réduction de la self inductance introduite par la connexion filaire consiste à augmenter le nombre de fils, cette méthode pouvant être assimilée à la mise en parallèle de selfs. La valeur de la self résultante est inférieure à celle présentée par un fil seul.

Deux cas sont présentés ici : l'utilisation de deux fils, puis de trois fils. Les résultats présentés ici sont issus d'une simulation électromagnétique, les structures de test utilisées étant celles données sur la Figure II-26.



(a) Utilisation de deux fils métalliques



(b) Utilisation de trois fils métalliques

Figure II-26: structure de test, multiplication du nombre de fils métalliques

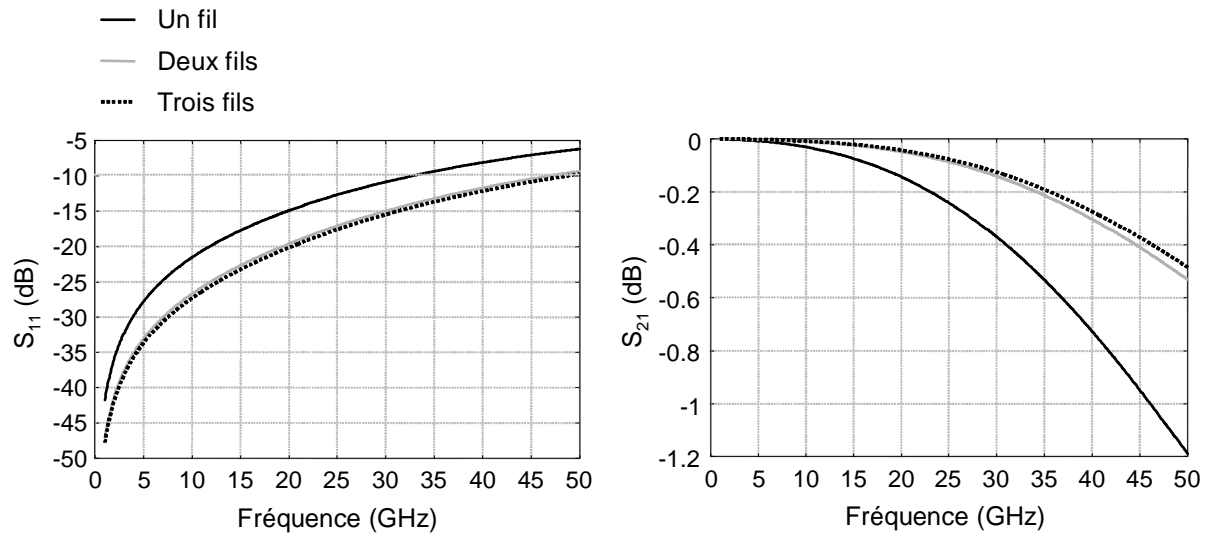


Figure II-27: paramètres [S], comparaison entre bondings à 1, 2 et 3 fils

La multiplication du nombre de bondings utilisés pour réaliser la connexion permet la réduction de la self inductance série parasite, un gain d'environ 0,7 dB étant obtenu en passant de un à deux fils. Néanmoins, mettre plus de deux fils n'apporte pas d'amélioration significative en raison d'une réactance parasite liée au couplage entre ces fils. En effet, le gain sur le paramètre S_{21} n'est que d'environ 0,04 dB en passant de deux à trois fils pour réaliser la connexion.

- *Utilisation de fils métalliques non parallèles* ^[32]

Une solution permettant de réduire cette réactance parasite consiste à introduire un angle interne entre les deux fils comme présenté sur la Figure II-28.

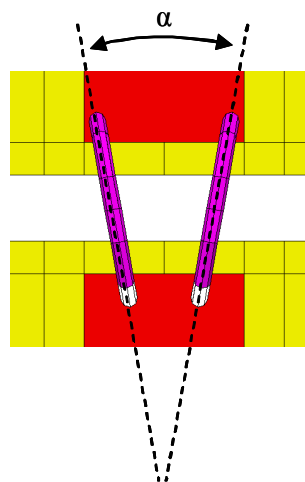


Figure II-28: structure de test, introduction d'un angle interne entre deux bondings

Une étude électromagnétique a été menée sur cette structure en faisant varier l'angle interne de 0 à 20°. Les résultats sont présentés sur la Figure II-29.

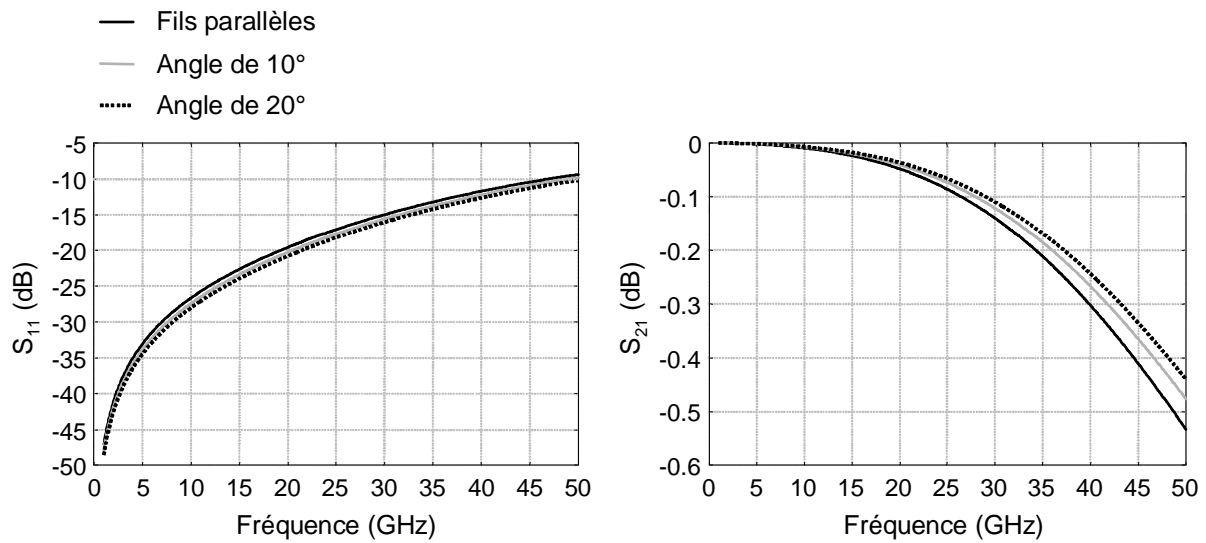


Figure II-29: paramètres [S], bondings non parallèles

Les résultats obtenus font apparaître une amélioration de la réponse en fréquence de la transition. La structure étudiée n'a pas permis une étude avec des valeurs d'angle plus importantes en raison de la largeur de la ligne microruban et du gap entre les deux substrats. Néanmoins, des études ont montré qu'un angle interne de 60° était une valeur optimale pour la réduction de la réactance parasite.

- *Utilisation de fils enterrés* ^[33]

L'objectif ici est aussi la diminution de la réactance parasite introduite par le couplage entre deux fils métallique réalisant la transition entre les deux substrats en modifiant la permittivité du milieu dans lequel ils se trouvent. Pour cela, les deux fils métalliques sont noyés dans une résine. La structure étudiée est présentée sur la Figure II-30.

Deux cas sont étudiés ici : un premier dans lequel les deux fils sont parallèles et un second dans lequel un angle interne de 20° est introduit. Dans les deux cas, la permittivité de la résine est prise égale à 2,2. Les résultats ainsi obtenus sont retranscrits sur la Figure II-31.

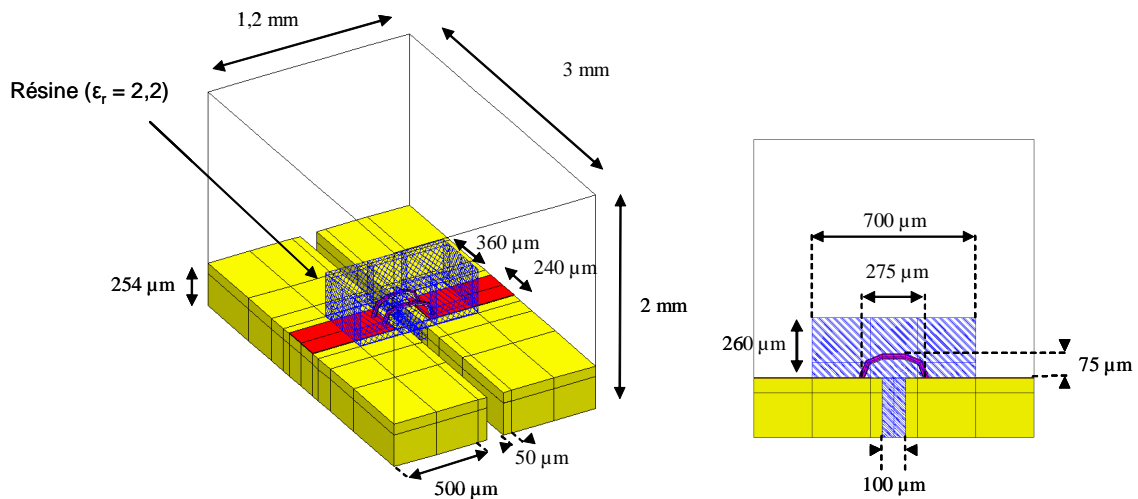


Figure II-30: structure de test, bondings enterrés

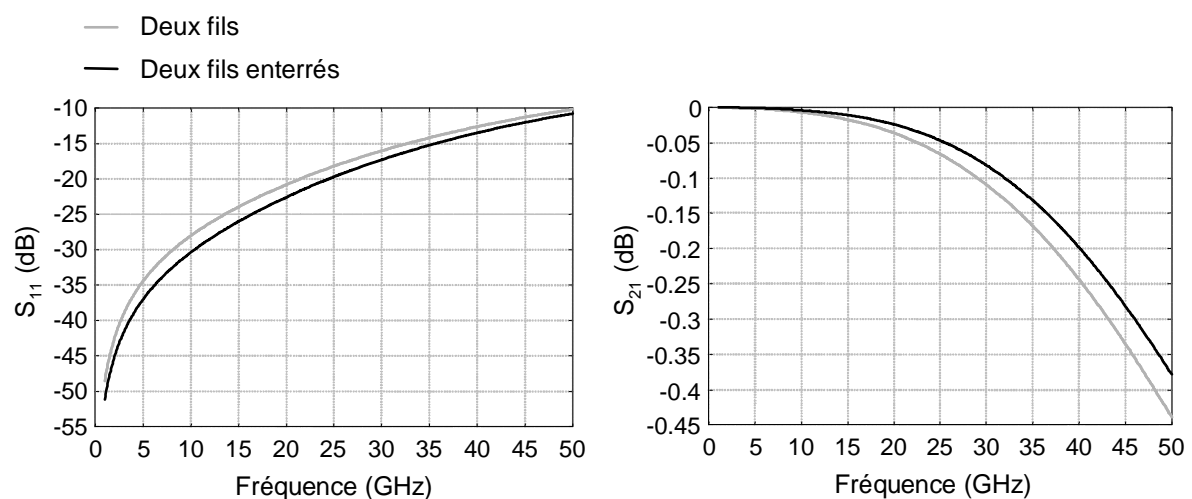
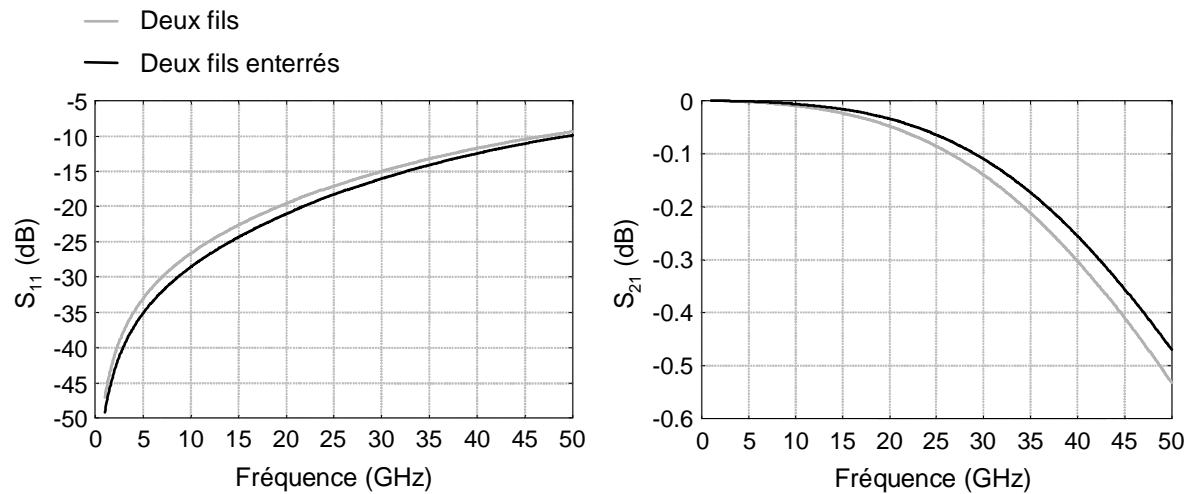


Figure II-31: paramètres [S], bondings enterrés

Les résultats obtenus font apparaître une amélioration de l'ordre de 0,05 dB en transmission sur la réponse de la structure de test lors de l'utilisation d'une résine ayant comme permittivité relative $\epsilon_r = 2,2$ pour noyer les fils métalliques. Cette amélioration est liée à la diminution de l'inductance mutuelle entre les deux fils causée par la modification de la permittivité du milieu les environnant. Le gain obtenu par cette méthode est supérieur à celui obtenu en ajoutant un troisième fil pour réaliser la connexion.

Malgré les améliorations obtenues sur la réponse en fréquence de la transition filaire grâce aux techniques décrites précédemment, l'influence de cette transition demeure pénalisante aux hautes fréquences puisque faisant perdre de l'ordre de 0,5 dB sur le paramètre S_{21} . D'autres techniques de connexion, en particulier au niveau des composants, doivent être utilisées. Le report flip-chip des composants actifs, décrit dans le paragraphe suivant, est une des solutions alternatives à la connexion filaire.

III.1.2. REPORT FLIP-CHIP ^{[34], [35], [35], [36], [37], [38]}

III.1.2.a. La technologie flip-chip

Les principaux objectifs des études de packaging sont la diminution des coûts de fabrication, l'augmentation de la densité d'intégration, l'amélioration des performances du dispositif tout en conservant ou améliorant la fiabilité des circuits. L'utilisation de la technologie flip-chip est une solution autorisant la réduction des dimensions du dispositif car les connexions sont réalisées sous le composant, à l'inverse d'une technologie filaire pour laquelle les connexions sont réalisées à la périphérie du composant. Cette technique permet en outre de répartir les interconnexions sur toute la surface de la puce, permettant ainsi d'obtenir une plus grande densité d'interconnexion que lors de l'utilisation de fils métalliques. Enfin, du fait de la diminution des longueurs de connexion, cette technologie permet de plus de meilleures performances aux hautes fréquences par une réduction des effets selfiques.

La technique du report flip-chip n'est en fait pas une nouvelle technologie. Elle a été développée par IBM dans les années soixante. Elle reste néanmoins beaucoup moins utilisée que la technologie filaire, en raison d'un coût encore trop élevé, en particulier dans le cas de faibles volumes de production.

III.1.2.b. Réponse en fréquence d'une transition Flip-Chip

Une analyse électromagnétique est effectuée sur la structure de test 3 présentée sur la Figure II-32. Du fait des symétries présentes dans la structure, seul un quart de celle-ci est représenté. Elle est composée d'un substrat d'accueil de $254\ \mu\text{m}$ d'épaisseur et de permittivité 9,8 sur lequel se trouve deux lignes coplanaires séparées par un gap de $840\ \mu\text{m}$ de long. Des lignes coplanaires, réalisées sur un substrat d'épaisseur $254\ \mu\text{m}$ et de permittivité 9,8 sont reportées en flip-chip sur le substrat d'accueil, des bumps de $30\ \mu\text{m}$ de diamètre et de $30\ \mu\text{m}$ de hauteur assurant l'interconnexion. Dans les deux cas, les lignes coplanaires présentent une largeur du ruban central de $80\ \mu\text{m}$ et un gap entre celui-ci et les lignes de masses placées de part et d'autre de $40\ \mu\text{m}$. De telles dimensions donnent une impédance caractéristique de $50\ \text{ohms}$ aux lignes coplanaires.

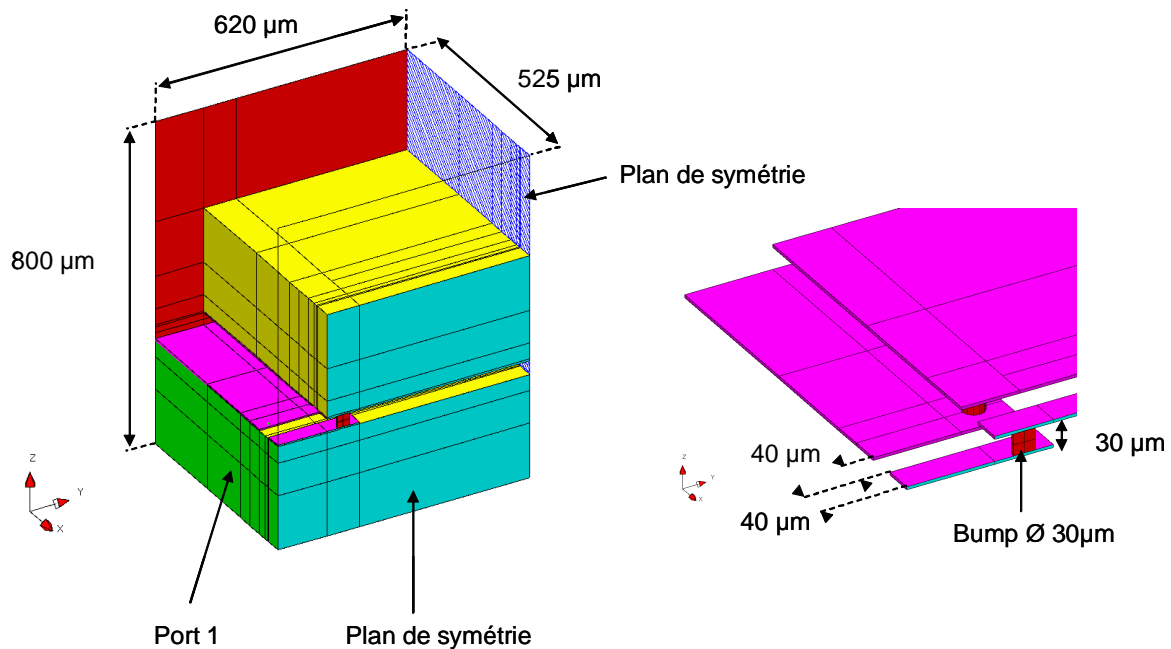


Figure II-32: structure de test, transition flip-chip

Les résultats de la simulation électromagnétique 3D par le MEF sont retranscrits sur la Figure II-33.

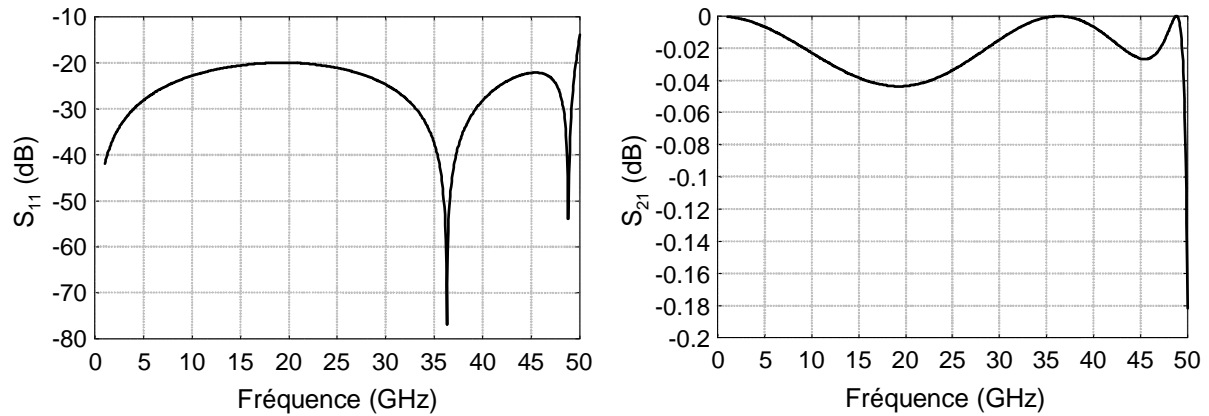


Figure II-33: paramètres [S], transition flip-chip

Les résultats obtenus mettent bien en évidence la réduction de l'effet inductif du report flip-chip par rapport à une transition filaire.

III.1.2.c. Optimisation des performances d'une transition flip-chip

De nombreuses études ont porté sur ce type de transition ^{[39], [40], [41]}. Il en ressort deux solutions simples pour améliorer leur comportement électrique dans le cas d'une technologie coplanaire. Ces solutions ne sont efficaces que sur de faibles bandes.

- Utilisation d'un saut d'impédance ^[42]

La topologie de cette transition est présentée sur la Figure II-34. Un saut d'impédance a été rajouté au niveau des lignes coplanaire d'entrée et de sortie par l'élargissement du gap situé entre le conducteur central et les plans de masse latéraux. Les paramètres d'optimisation seront ici le gap et la longueur au niveau du saut d'impédance, ainsi que la position du saut d'impédance par rapport aux bumps.

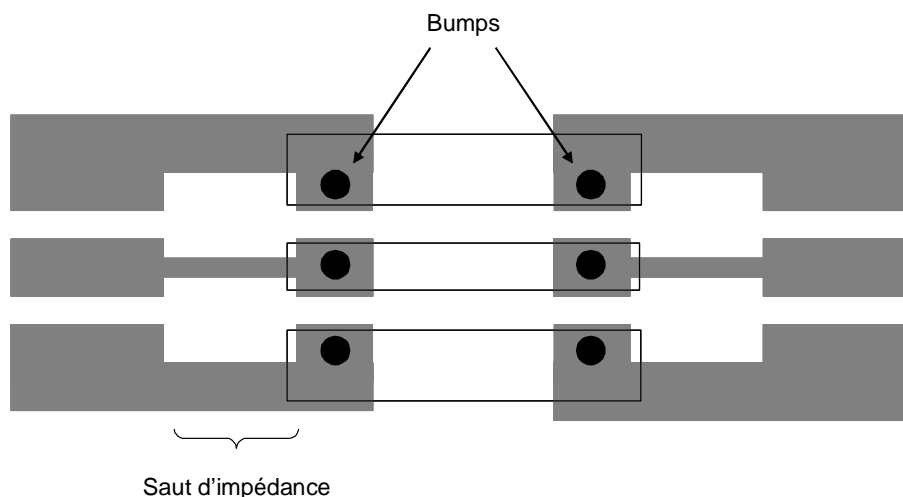


Figure II-34: transition flip-chip avec saut d'impédance en entrée et en sortie

- Décalage des bumps ^{[43], [44]}

Dans cette structure, la compensation s'effectue au niveau du MMIC reporté en flip-chip en décalant le bump de la ligne centrale par rapport à ceux des plans de masse latéraux. La structure est présentée sur la Figure II-35.

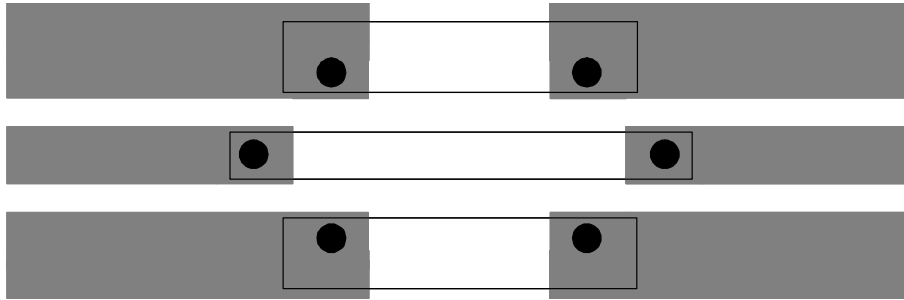


Figure II-35: transition flip-chip avec bumps décalés

Ces techniques autorisent une nette amélioration des performances de la transition. Néanmoins, la meilleure solution semble être l'utilisation d'un saut d'impédance en raison d'une difficulté moindre quand à la réalisation.

III.2. TRANSITION À TRAVERS UNE PAROI MÉTALLIQUE ^[45]

L'utilisation d'un boîtier métallique implique nécessairement une, voire plusieurs, traversées de paroi. Celles-ci peuvent être hermétique ou non. Une traversée hermétique induit une utilisation de connecteur (K, V... en fonction de la bande de fréquences de fonctionnement) ou d'un insert diélectrique. Si la transition n'est pas hermétique, une simple ouverture dans la paroi peut suffire. Dans chacun des cas, une bonne connaissance de la transition est nécessaire pour qu'elle ne perturbe pas la réponse du module.

Dans cette partie, deux types de transitions à travers une paroi métallique sont présentés et optimisés, la première hermétique avec un insert céramique, la seconde composée d'une ouverture simple non hermétique.

III.2.1. UTILISATION D'UN INSERT DIÉLECTRIQUE

III.2.1.a. Réponse en fréquence de l'insert

Dans un premier temps, la traversée de la paroi métallique se fait à l'aide d'un insert diélectrique (Figure II-36). La géométrie de ce dernier, présentée sur la Figure II-37, a été

fournie par la société EGIDE dans le cadre du projet RNRT ERMIONE. L'insert est composé de deux céramiques de même épaisseur, $380\ \mu\text{m}$, et de même nature. La céramique inférieure présente une longueur de $2,2\ \text{mm}$ et une largeur de $1,15\ \text{mm}$. La céramique supérieure possède quant à elle la même largeur que la céramique inférieure mais présente une longueur de $1\ \text{mm}$, celle-ci correspondant à l'épaisseur maximale de la paroi pouvant être traversée par cet insert. La ligne traversant la paroi présente une réduction de sa largeur, passant ainsi de 380 à $120\ \mu\text{m}$, de façon à conserver une adaptation à $50\ \Omega$ en dépit de la présence de la céramique supérieure et de la paroi métallique. L'insert est métallisé sur ses faces inférieure et latérales, ainsi que sur la face supérieure de la céramique supérieure.

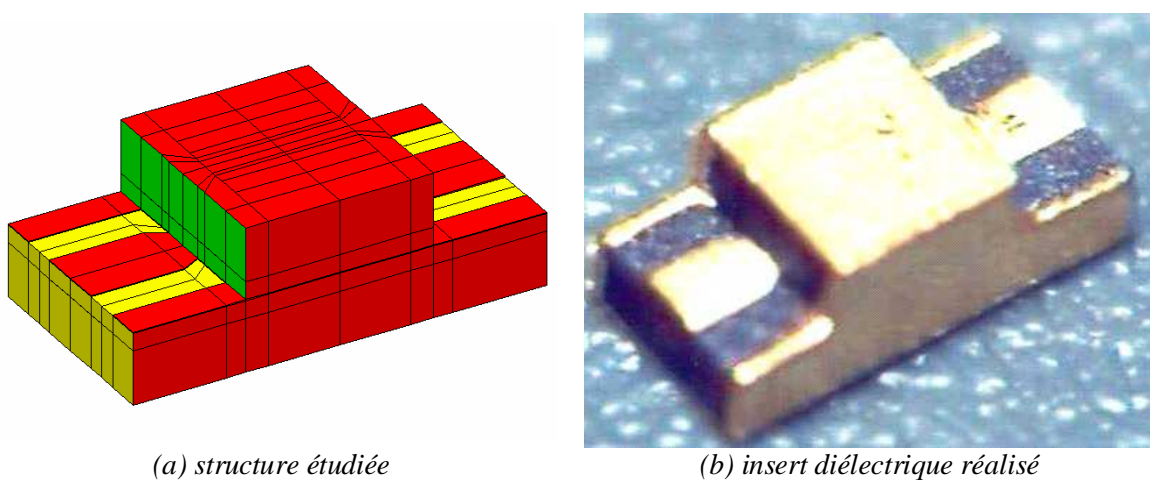


Figure II-36: insert diélectrique

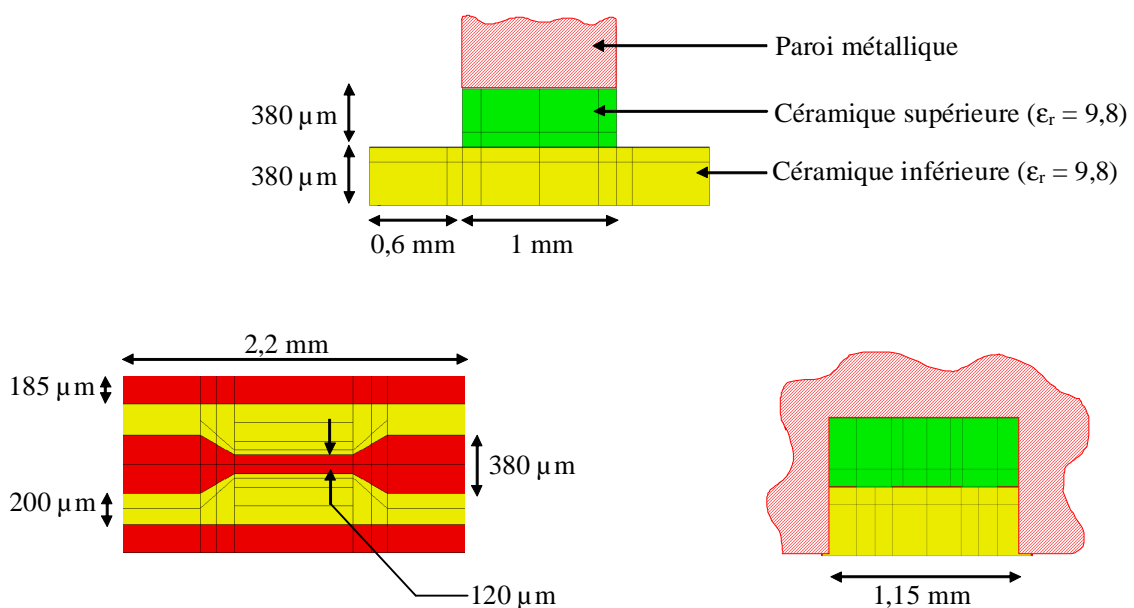


Figure II-37: dimensions de l'insert diélectrique

Une analyse électromagnétique 3D par la MEF sur la bande de fréquences [1-50] GHz a été réalisée sur la structure présentée sur la Figure II-38. Celle-ci est composée d'un tronçon de guide de largeur 3 mm, de longueur 3,2 mm et de hauteur 2 mm au milieu duquel est placée une paroi métallique d'épaisseur 1 mm. La paroi est traversée par l'insert céramique précédemment décrit. Ces dimensions transversales du guide ont été choisies de façon à ce qu'il reste sous coupure dans la bande de fréquence d'analyse. L'excitation de l'insert se fait par l'intermédiaire de deux lignes microrubans d'impédance caractéristique 50Ω et de longueur égale à 1,5 mm placées sur un substrat d'alumine d'épaisseur $380 \mu\text{m}$.

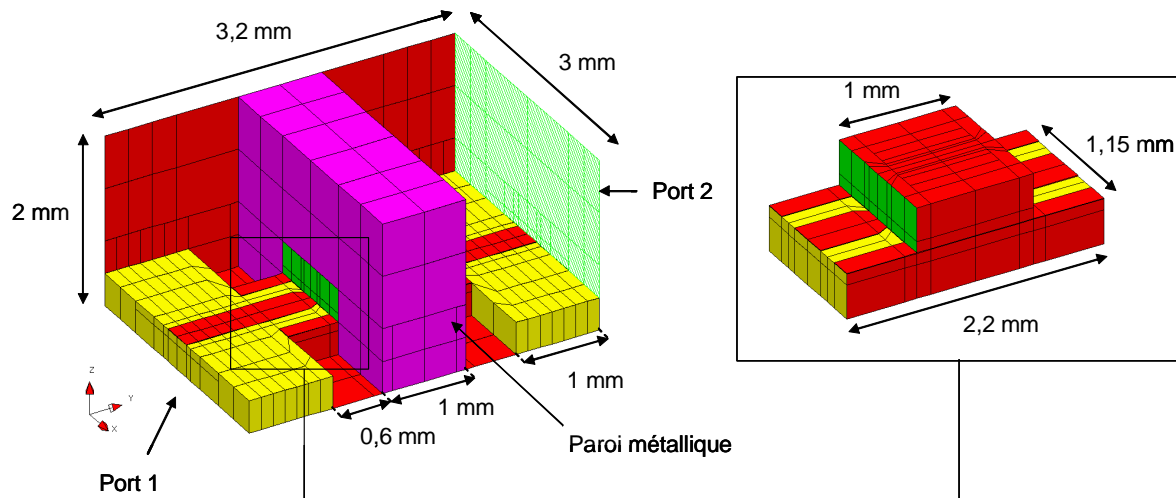


Figure II-38: structure de test, insert diélectrique

Les résultats de la simulation électromagnétique font apparaître un mode parasite à 46,5 GHz (Figure II-39).

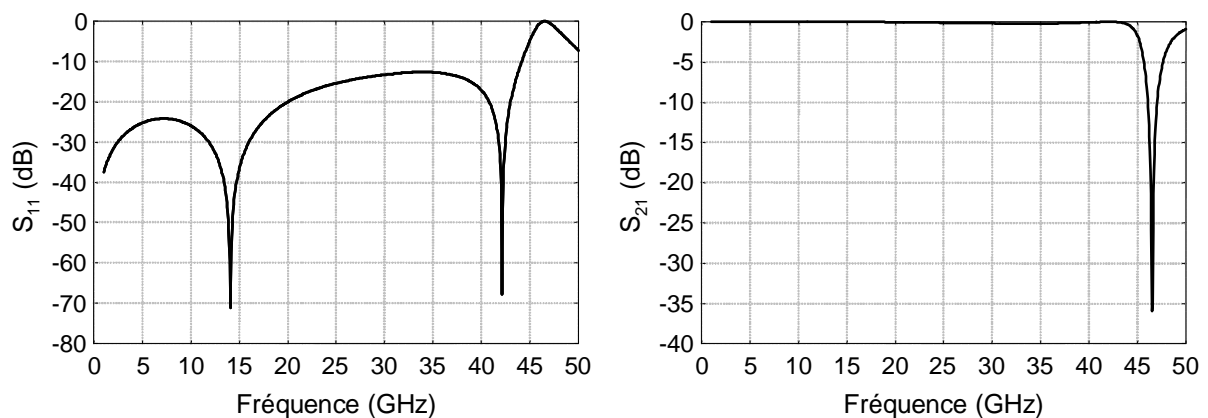


Figure II-39: paramètres [S], insert diélectrique

La répartition du module du champ électrique est présentée sur la Figure II-40.

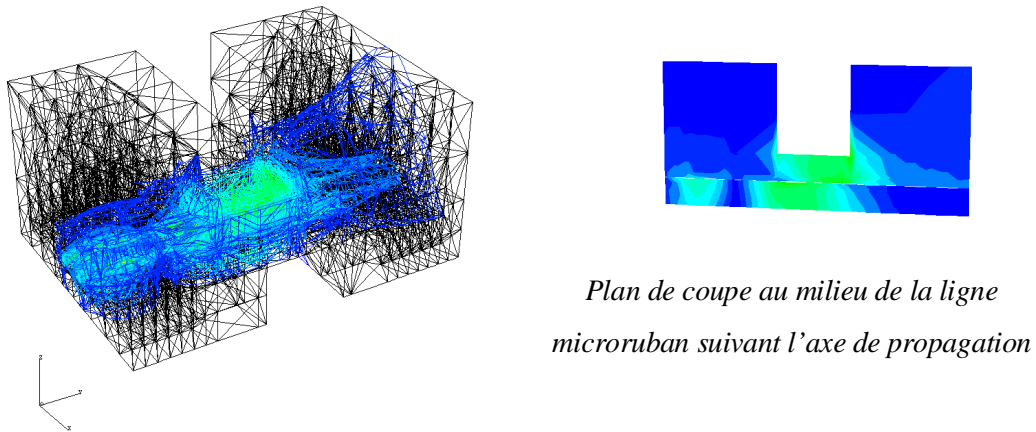


Figure II-40: répartition du champ électrique dans l'insert à 46,5 GHz

Le pic parasite relevé à la fréquence de 46,5 GHz correspond à l'apparition du mode de guide TE_{1,0} dans l'insert. Ce mode est excité par la ligne traversant l'insert. Les fréquences des modes de guide peuvent être évaluée à l'aide de l'Équation II-2 en prenant comme permittivité effective 9,8.

$$f_{c_{n,m}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2}$$

n, m: variations azimutales
a, b: dimensions transverses du guide
 ϵ_{eff} : permittivité effective du guide

Équation II-2: fréquences des modes de guide

L'insert, réalisé par la société EGIDE, a été mesuré par la société Alcatel CIT/OPTO+. La géométrie de l'insert le rendant incompatible avec des mesures directes sous pointes, un montage spécifique a été utilisé (Figure II-41).

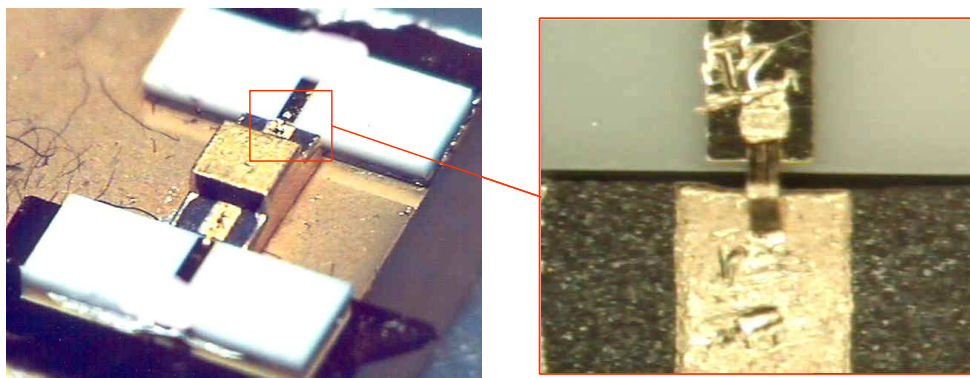


Figure II-41: dispositif de mesure

La comparaison des résultats obtenus lors des mesures avec ceux obtenus lors de l'analyse électromagnétique est présentée sur la Figure II-42.

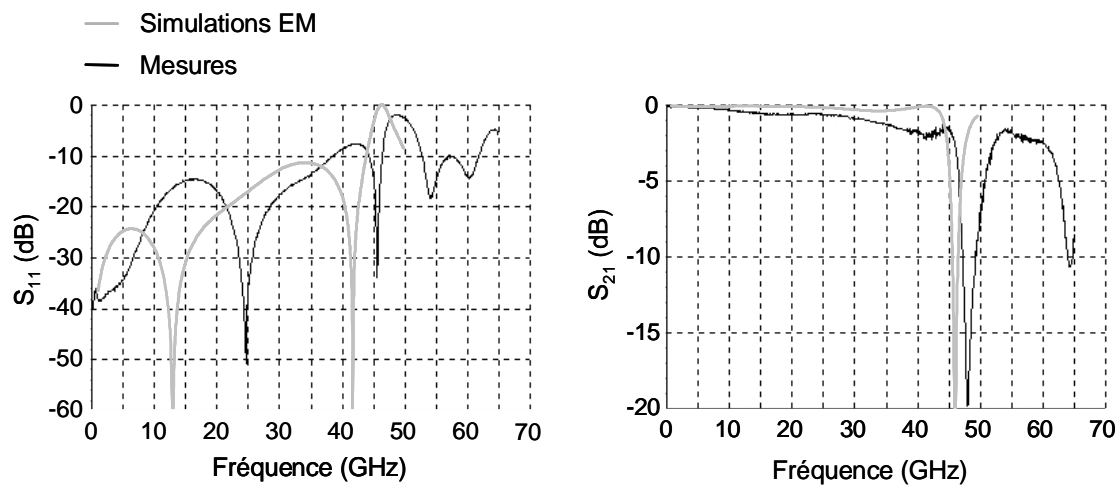


Figure II-42: insert céramique, comparaison simulations-mesures

Les résultats présentés sur la Figure II-42 montrent un bon accord entre la simulation et la mesure. Les différences observées peuvent s'expliquer de plusieurs façons :

- Les rubans réalisant la connexion entre les lignes d'excitation et l'insert ne sont pas pris en compte dans la simulation
- Le substrat utilisé pour les lignes d'excitation dans la simulation présente une épaisseur de 380 μm contre 254 μm dans le cas de la mesure
- Les pertes ne sont pas prises en compte dans la simulation
- La permittivité relative des céramiques de l'insert réalisé peut être légèrement différente de la permittivité théorique de 9,8.

III.2.1.b. Modification des dimensions de l'insert

Certaines dimensions ne peuvent pas être modifiées pour des raisons technologiques et du fait de la fonction même de l'insert, comme c'est le cas pour la céramique supérieure qui doit avoir une longueur au moins égale à l'épaisseur de la paroi qu'elle doit traverser. Il faut de plus prévoir une longueur suffisante à la céramique inférieure pour les connexions. Il ne reste par conséquent que peu de latitude pour modifier les dimensions de l'insert. Une dimension pouvant être modifiée est la hauteur du substrat. Celle-ci a donc été portée de 380 μm à 254 μm , la largeur de la ligne et la hauteur de la céramique supérieure ayant été

optimisées pour obtenir une impédance caractéristique égale à 50 Ohms. La largeur de l'insert a quand à elle été conservée. La structure étudiée est présentée sur la Figure II-43.

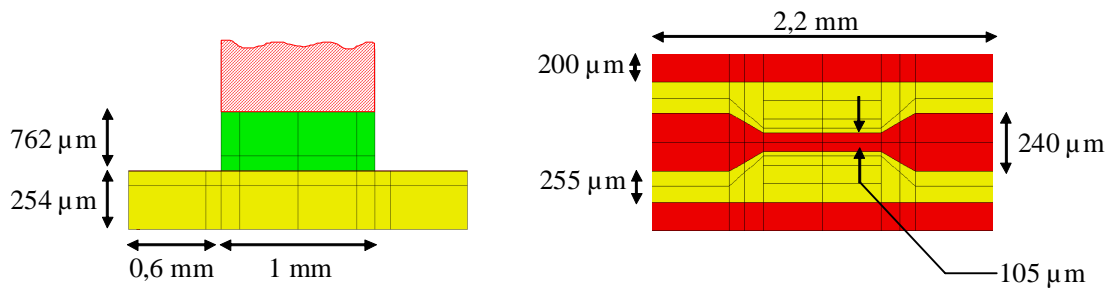


Figure II-43 : modification de l'épaisseur des céramiques

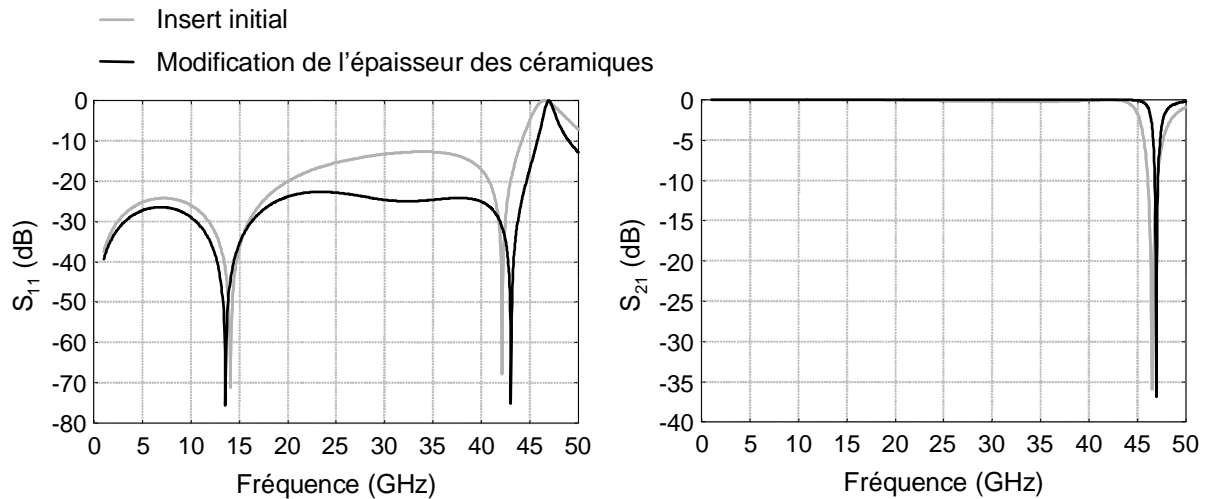


Figure II-44: paramètres [S], modification de l'épaisseur des céramiques

Les résultats obtenus retranscrits sur la Figure II-44 font apparaître une meilleure adaptation sur l'ensemble de la bande, le paramètre S_{11} demeurant inférieur à -20 dB jusqu'à 45 GHz. Néanmoins, le pic parasite relevé à 46,5 GHz dans le cas de l'insert initial existe toujours. En effet, la fréquence de coupure du guide formé par l'insert est liée à la plus grande dimension de sa section transverse, en l'occurrence la largeur de l'insert. Or, seule la hauteur de celui-ci a été modifiée, la largeur et la longueur demeurant identiques.

III.2.1.c. Modification de la permittivité effective de l'insert

Une seconde solution permettant l'optimisation de l'insert consiste à modifier sa permittivité effective. L'étude de l'influence de la valeur de la permittivité effective de l'insert a été réalisée en faisant varier la permittivité relative de la céramique supérieure tout en conservant celle de la céramique inférieure constante. Les dimensions initiales de l'insert ont

été conservées. Chaque valeur de permittivité a nécessité une optimisation de la largeur de ligne sous la céramique inférieure afin de conserver une impédance caractéristique égale à 50 Ohms.

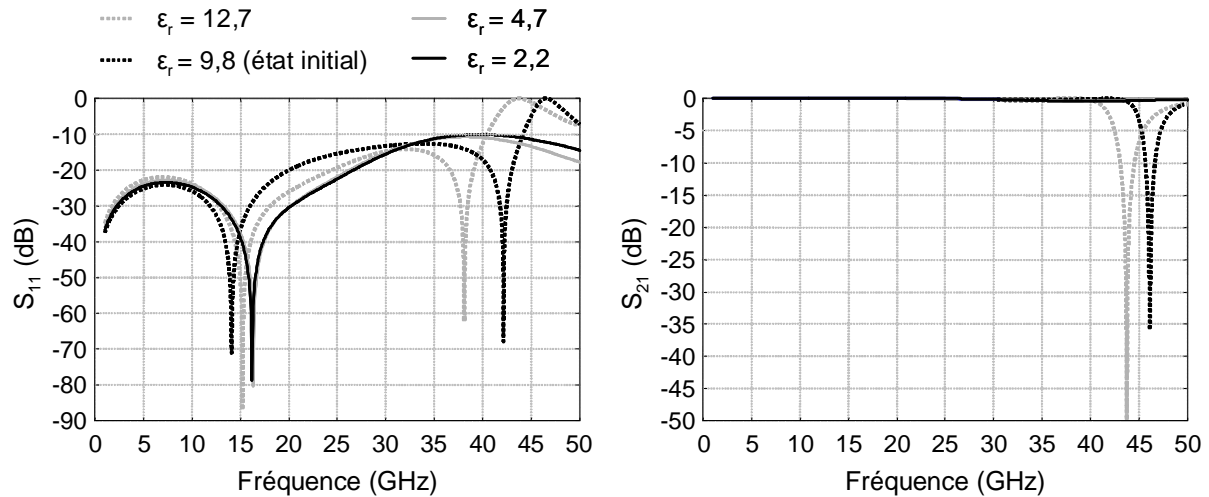


Figure II-45: paramètres [S], modification de la permittivité de la céramique supérieure

Les résultats obtenus, présentés sur la *Figure II-45*, montrent que la diminution de la permittivité de la céramique supérieure permet un décalage des modes parasites de l'insert vers les fréquences plus élevées. Ainsi que le montre l'Équation II-2 donnée page 70, la fréquence des modes de guide est inversement proportionnelle à la permittivité effective de celui-ci. La diminution de la permittivité relative de la céramique supérieure entraîne celle de la permittivité effective du guide formé par l'insert et donc de décalage vers des fréquences plus hautes des modes parasites.

III.2.2. OUVERTURE SIMPLE

Dans le cas d'une traversée de paroi non hermétique, une ouverture simple pratiquée dans la paroi permet l'obtention de meilleurs résultats que l'utilisation d'un insert diélectrique. En effet la permittivité du diélectrique supérieur, en l'occurrence de l'air dans le cas de l'ouverture simple, est inférieure à celle de la céramique supérieure de l'insert.

Deux solutions pour la réalisation de la paroi métallique seront étudiées ici :

- dans la première solution, la paroi métallique occupent toute la hauteur de la cavité, ce qui nécessite une découpe du substrat d'accueil ou l'utilisation d'une alumine de transition;

- dans la seconde solution, la paroi métallique repose sur le substrat d'accueil.

III.2.2.a. Paroi métallique occupant toute la hauteur de la cavité

Le premier cas étudié ici est donc l'utilisation d'une paroi métallique occupant toute la hauteur de la cavité. Une ouverture est pratiquée pour autoriser le passage de la ligne microonde, définie par une ligne microruban dans notre structure de test. L'utilisation d'une telle paroi nécessite soit une découpe du substrat d'accueil, soit l'utilisation d'une alumine de transition.

La structure de test est composée d'un tronçon de guide de section $3 \times 2 \text{ mm}^2$ et de longueur $3,2 \text{ mm}$, au milieu duquel se situe une paroi métallique de 1 mm d'épaisseur. Les dimensions transverses du guide ont été choisies de telle sorte qu'il n'apparaisse pas de mode de guide dans la bande de fréquences étudiée. La largeur de la ligne lors de la traversée de la paroi, ainsi que les dimensions de l'ouverture, ont été déterminées de façon à ce que la ligne conserve une impédance caractéristique égale à 50Ω .

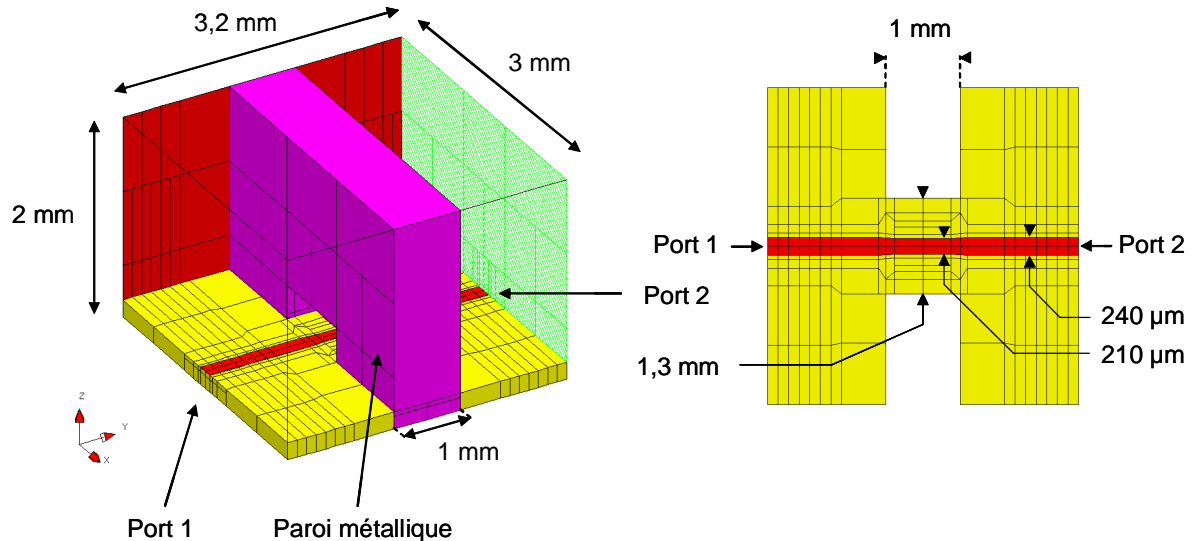


Figure II-46: structure de test, paroi reposant sur le fond du boîtier

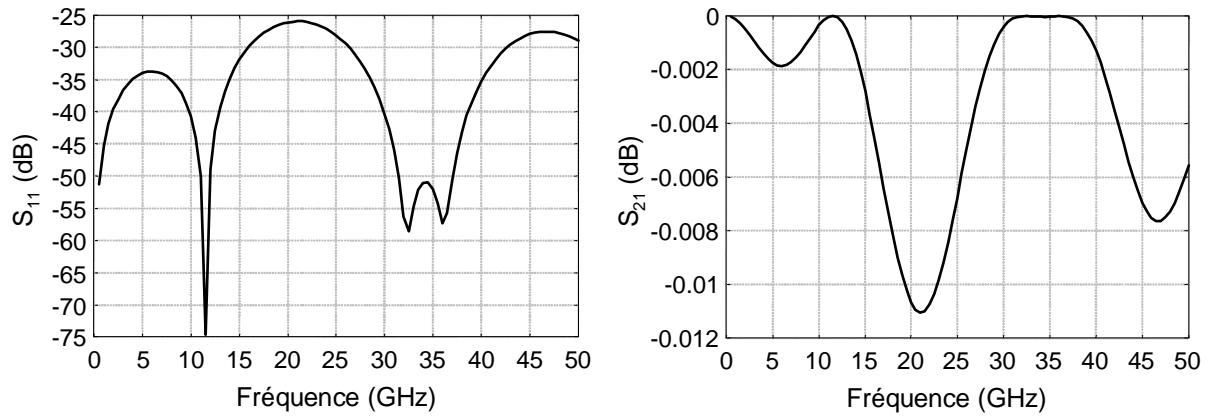


Figure II-47: paramètres [S], paroi métallique reposant sur le fond du boîtier

Le fait d'utiliser une paroi métallique reposant sur le fond du boîtier et occupant toute la hauteur de la cavité implique soit une découpe du substrat, soit l'utilisation de connexion telles que les bondings ou les rubans. Afin de palier ces inconvénients, une étude concernant une paroi posée sur le substrat est présentée dans les paragraphes suivants.

III.2.2.b. Paroi métallique reposant sur le substrat d'accueil

Dans cette seconde configuration, la paroi métallique n'occupe plus toute la hauteur de la cavité mais repose sur le substrat. La première structure de test est présentée sur la Figure II-48. Les dimensions du guide, celles de la ligne ainsi que celles de l'ouverture sont identiques à celles utilisées dans la structure précédente.

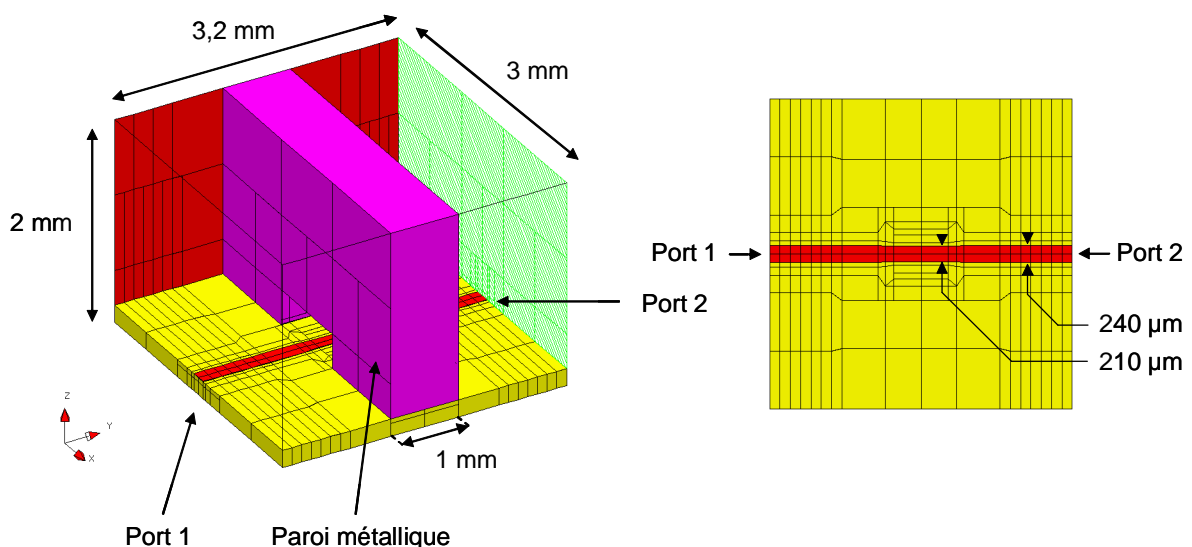


Figure II-48: paroi métallique reposant sur le substrat

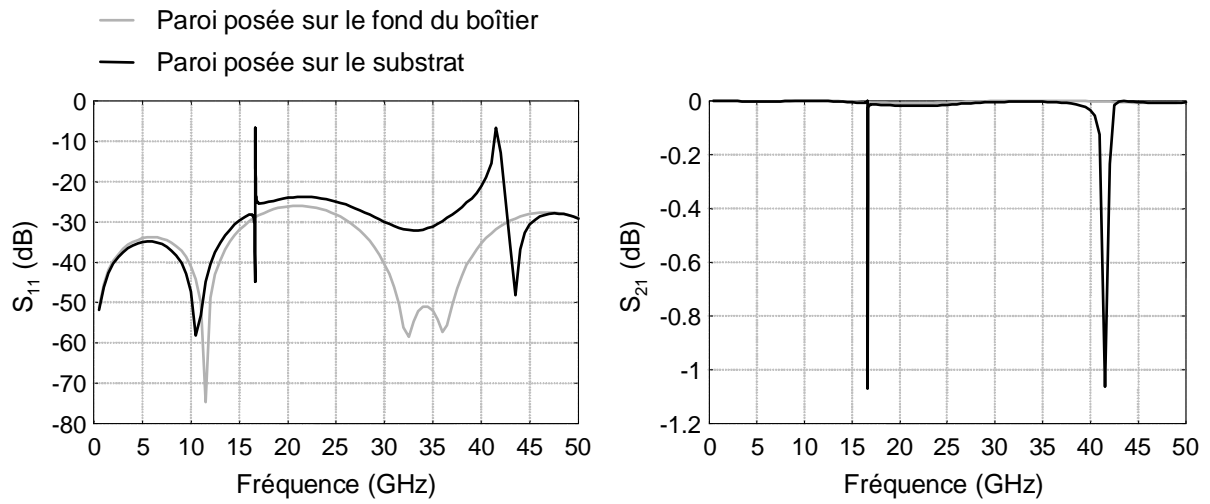


Figure II-49: paramètres $[S]$, paroi métallique reposant sur le substrat

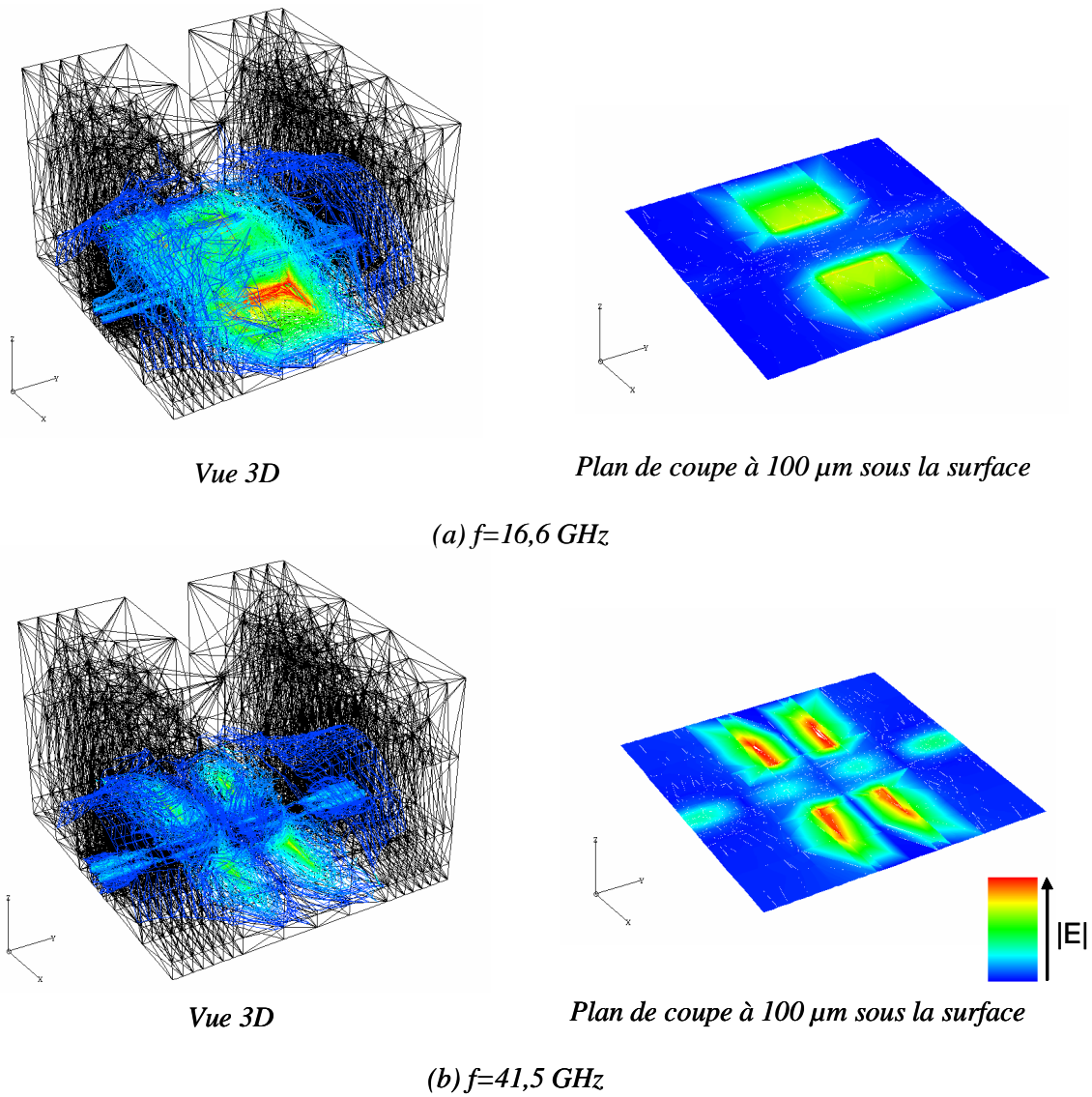


Figure II-50: répartition du module du champ E , paroi reposant sur le substrat

Ainsi que le montrent les résultats obtenus après simulation électromagnétique (Figure II-49), l'utilisation d'une simple paroi reposant sur le substrat d'accueil engendre l'apparition de modes parasites. Deux résonances parasites sont relevées, la première à 16,6 GHz et la seconde à 41,5 GHz. La répartition du module du champ électrique, donnée sur la Figure II-50, montre que ces pics parasites sont dus aux modes de substrat apparaissant sous la paroi. Ces modes de substrat sont liés à l'épaisseur de la paroi et à la largeur choisie pour le boîtier. Une rangée de trous métallisés est alors placée sous la paroi pour empêcher l'apparition des ces modes, l'espace entre deux trous consécutifs étant choisi de telle sorte qu'ils présentent un mur électrique aux fréquences d'utilisations (Figure II-51).

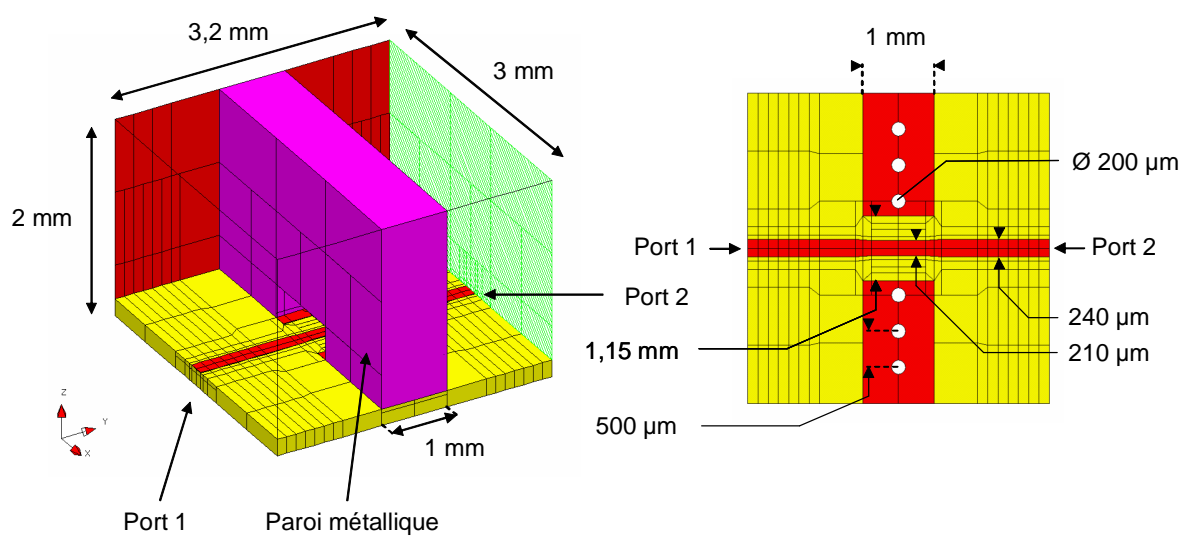


Figure II-51: paroi métallique reposant sur le substrat avec une rangée de trous métallisés

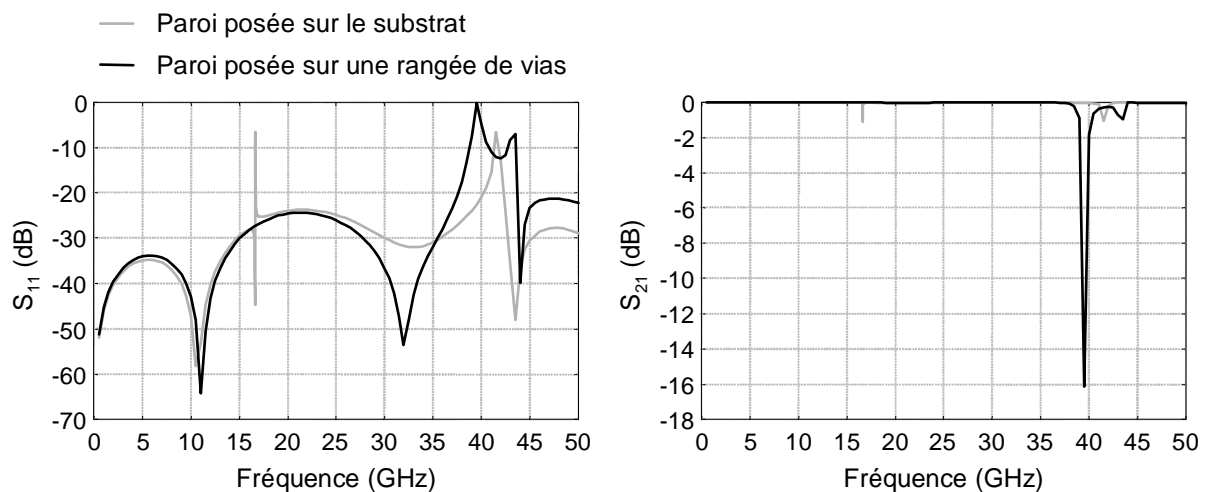


Figure II-52: paramètres [S], paroi métallique reposant sur une simple rangée de trous métallisés

Les résultats obtenus, montrés sur la Figure II-52, font apparaître que cette rangée de trous métallisés est insuffisante pour empêcher l'apparition de tous les modes de substrat parasites sous la paroi. Néanmoins, le pic observé précédemment à 16,6 GHz a été supprimé. En effet, en raison de l'épaisseur relativement importante de la paroi, 1 mm dans notre cas, et du diamètre choisi pour les vias, 200 μm , il reste encore une grande surface métallique en regard avec le plan de masse inférieur du substrat d'accueil de part et d'autre de la rangée de vias.

Afin de rejeter ces modes plus haut en fréquence, l'utilisation d'une double rangée de trous métallisés a été étudiée. Dans un premier temps, les deux rangées de trous métallisés sont alignées comme présenté sur la Figure II-53.

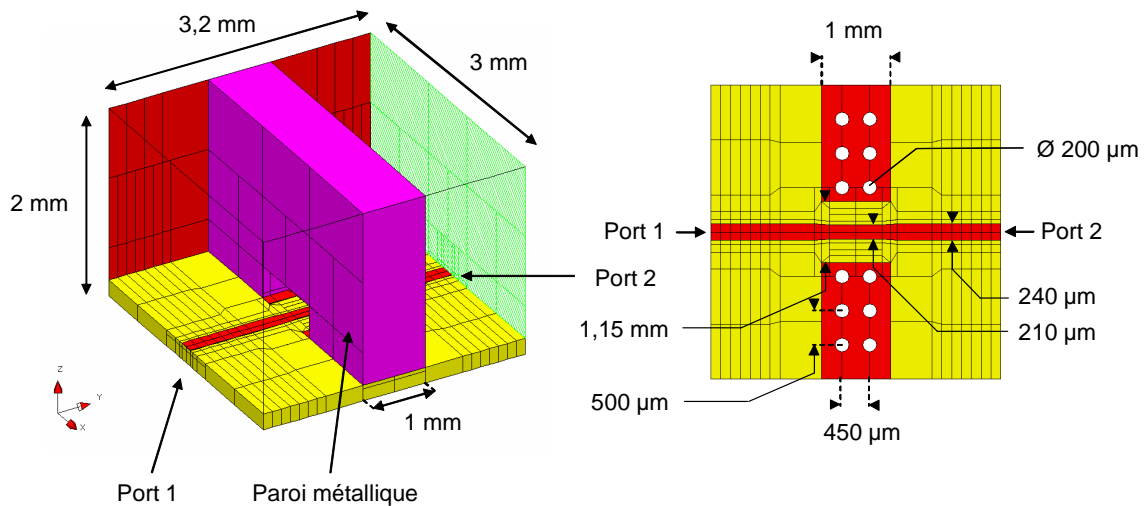


Figure II-53: paroi reposant sur une double rangée de vias

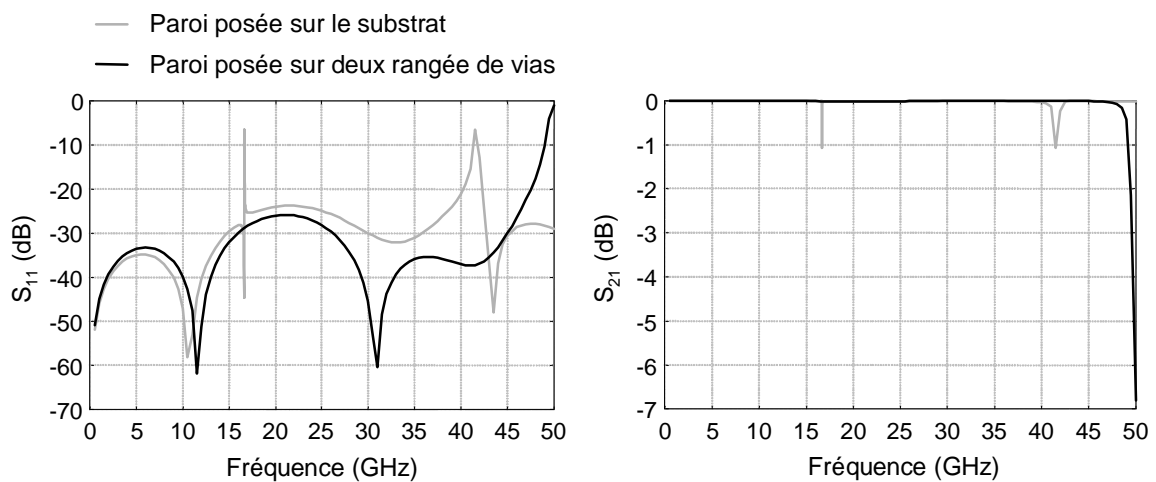


Figure II-54: paramètres [S], paroi posée sur une double rangée de vias

Une seconde disposition des rangées de trous métallisés a été étudiée, disposition permettant la suppression des symétries dans la cavité. Cette structure est donnée sur la Figure II-55.

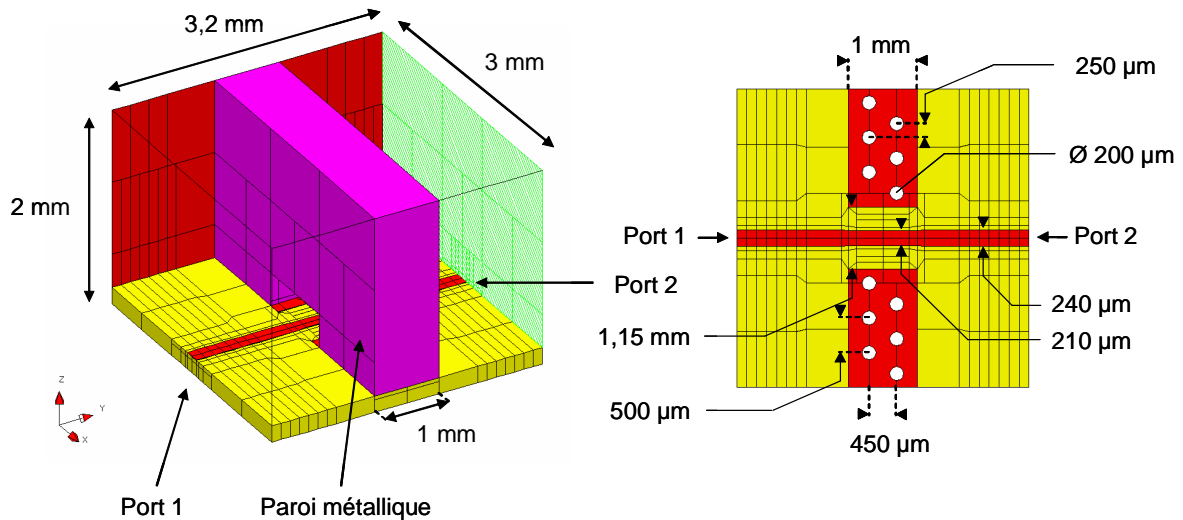


Figure II-55: paroi reposant sur deux rangées de vias décalées

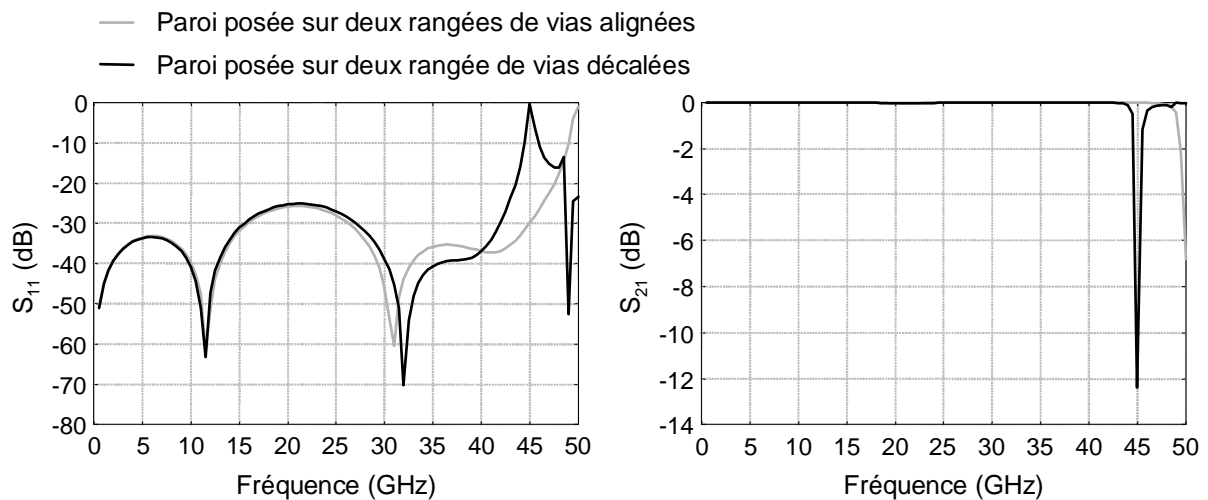


Figure II-56: paramètres $[S]$, paroi reposant sur deux rangées de vias décalées

Les résultats obtenus sont moins bons que dans le cas de rangées de trous métallisés alignés, des pics parasites supplémentaires étant apparus. La répartition des champs électromagnétiques présentée sur la Figure II-57 montre que ces pics parasites sont liés à la plus grande surface métallique en regard avec le plan de masse inférieur, à proximité de la ligne d'excitation. L'énergie est donc moins confinée que dans le cas où les trous sont alignés. L'augmentation de cette surface provient du décalage de la seconde rangée de trous métallisés.

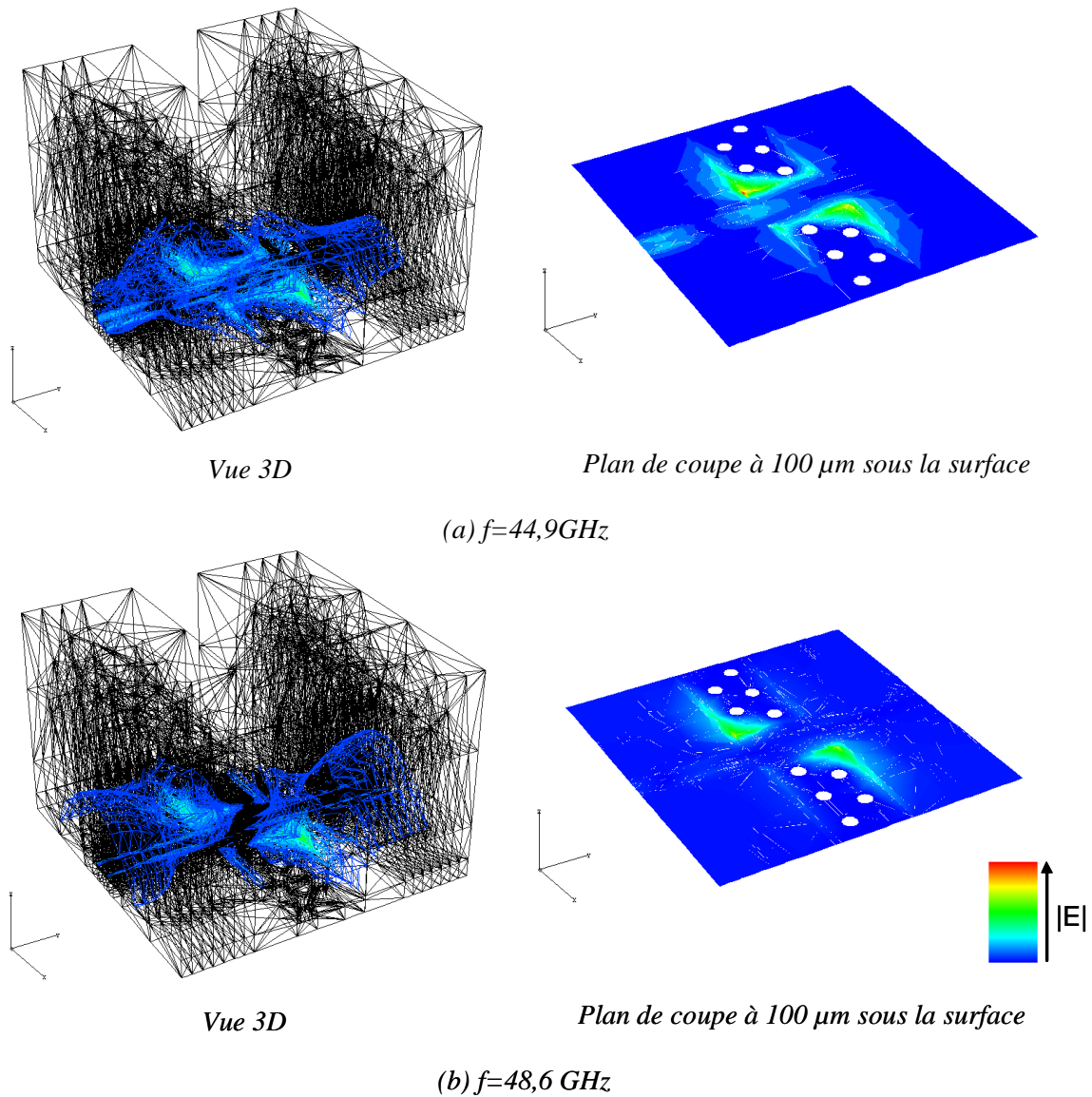


Figure II-57: répartition du module du champ E , paroi métallique reposant sur le substrat avec double rangée de trous métallisés

Les résultats obtenus valident notre approche. La diminution de la surface métallique, liée à la présence de la paroi en regard avec le plan de masse inférieur du substrat d'accueil permet donc de décaler ces modes parasites plus haut en fréquence. La solution permettant, dans le cas d'une paroi métallique reposant sur le substrat, d'éviter l'apparition de pics parasites dus à la présence de cette paroi consiste à utiliser plusieurs trous métallisés placés sous celle-ci, en une ou plusieurs rangées suivant son épaisseur, les vias devant être placés le plus près de ses bords et de la ligne.

III.2.2.c. Etude de sensibilité

L'étude menée ici concerne l'influence de la géométrie de l'ouverture et du positionnement de la paroi par rapport à la ligne, et en particulier par rapport à son rétrécissement. Cette étude est menée dans le cas de la paroi reposant sur le fond du boîtier, sachant que les résultats présentés pourront être transposés aux cas de la paroi reposant sur des trous métallisés. L'approximation faite dans cette transposition revient à remplacer les rangés de vias-holes par un mur électrique parfait dont l'épaisseur est égale au diamètre d'un via.

• *Influence des dimensions de l'ouverture*

Le paramètre observé pour mettre en évidence l'influence des dimensions de l'ouverture pratiquée dans la paroi est l'impédance caractéristique de la ligne microruban. Celle-ci est obtenue par un calcul électromagnétique en 2 dimensions au niveau de la traversée de la paroi. Il faut cependant relever que cette définition d'impédance caractéristique est critiquable aux hautes fréquences. Pour les résultats présentés ci-dessous, la largeur de la ligne reste constante et égale à la valeur trouvée précédemment, l'objectif étant ici de déterminer les influences des incertitudes de réalisation concernant l'ouverture pratiquée dans la paroi sur la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne.

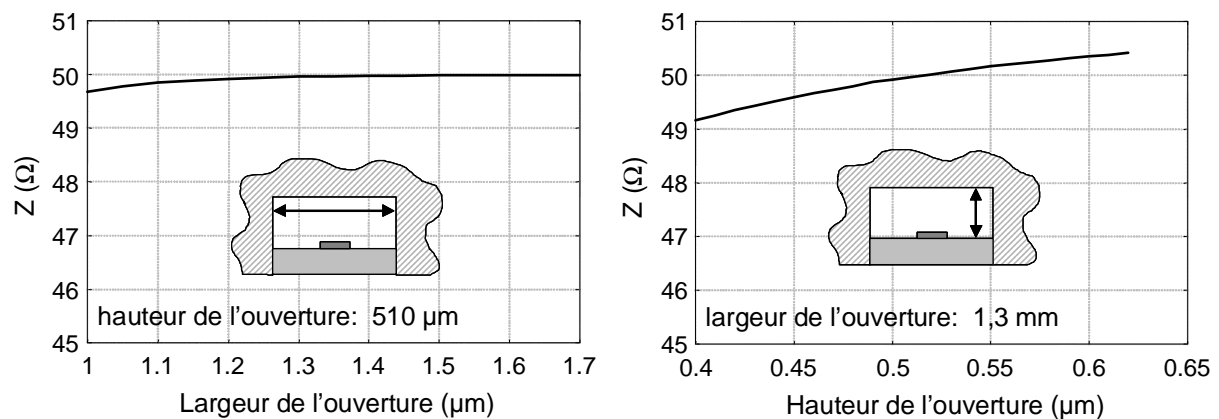
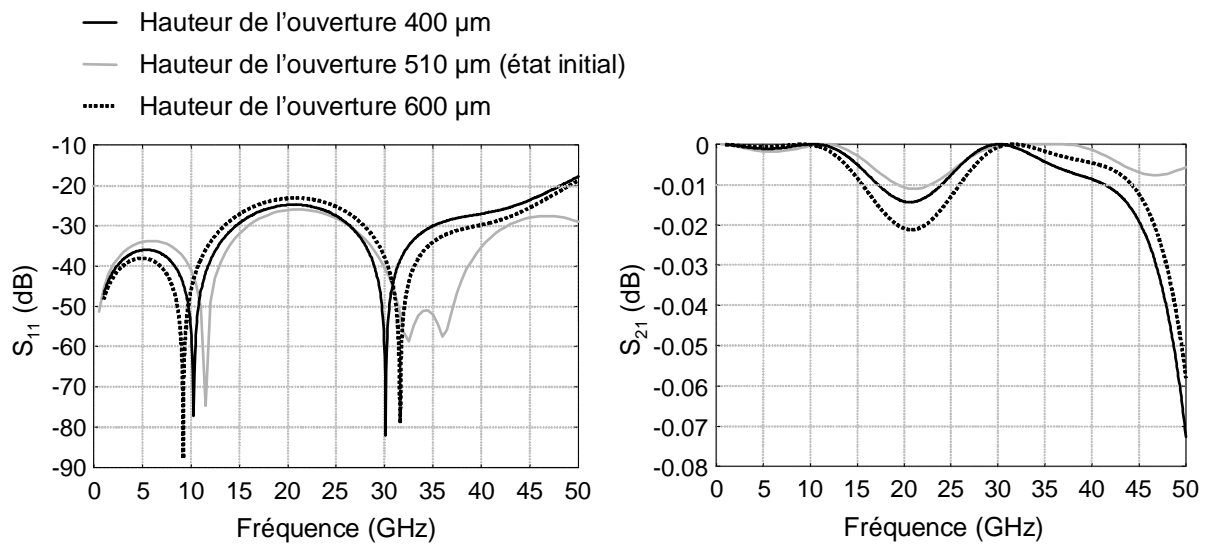
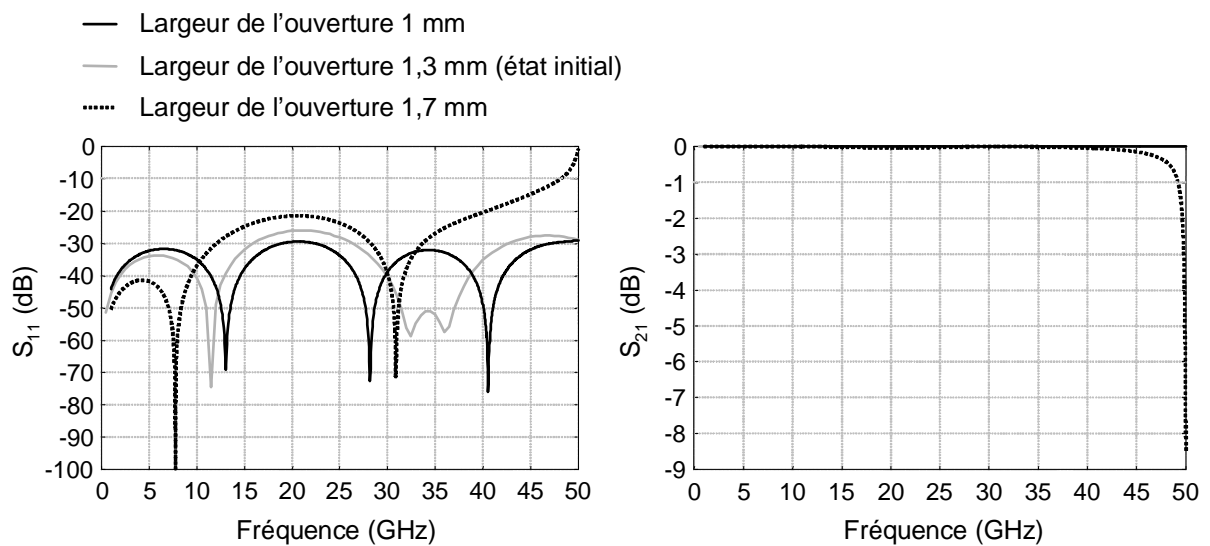


Figure II-58: variation de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction des dimensions de l'ouverture

Une analyse électromagnétique est réalisée sur des structures en 3 dimensions en faisant varier les dimensions de l'ouverture, la hauteur étant prise successivement égale à 400 μm, 510 μm et 600 μm, la largeur prenant ensuite comme valeur 1 mm, 1,3 mm et 1,7 mm. Les résultats sont présentés sur la Figure II-59.



(a) influence de la hauteur de l'ouverture



(b) influence de la largeur de l'ouverture

Figure II-59: influence des dimensions de l'ouverture sur les paramètres $[S]$.

Bien que la définition d'impédance caractéristique soit critiquable aux hautes fréquences, les résultats obtenus lors de l'analyse 3D confirment ceux observés dans l'analyse en 2D.

- *Influence du positionnement de l'ouverture*

Un calcul électromagnétique en 2 dimensions nous permet d'observer l'évolution de l'impédance caractéristique de la ligne microruban traversant la paroi en fonction d'un décalage latéral de l'ouverture pratiquée dans cette dernière par rapport à la ligne. Les résultats ainsi obtenus sont présentés sur la Figure II-60.

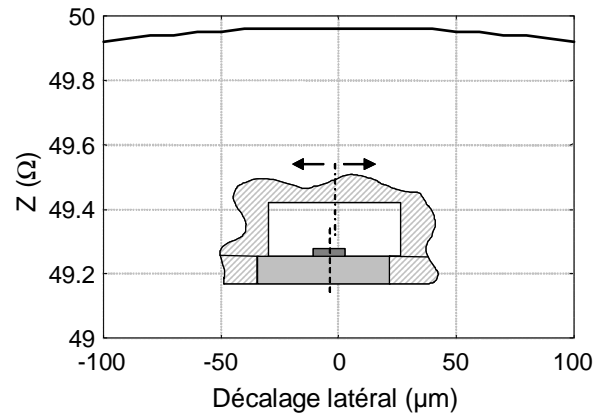


Figure II-60: influence d'un décalage latéral sur l'impédance caractéristique de la ligne

Un calcul électromagnétique en 3 dimensions est alors effectué pour un décalage latéral de 100 μm , les résultats étant donnés sur la Figure II-61.

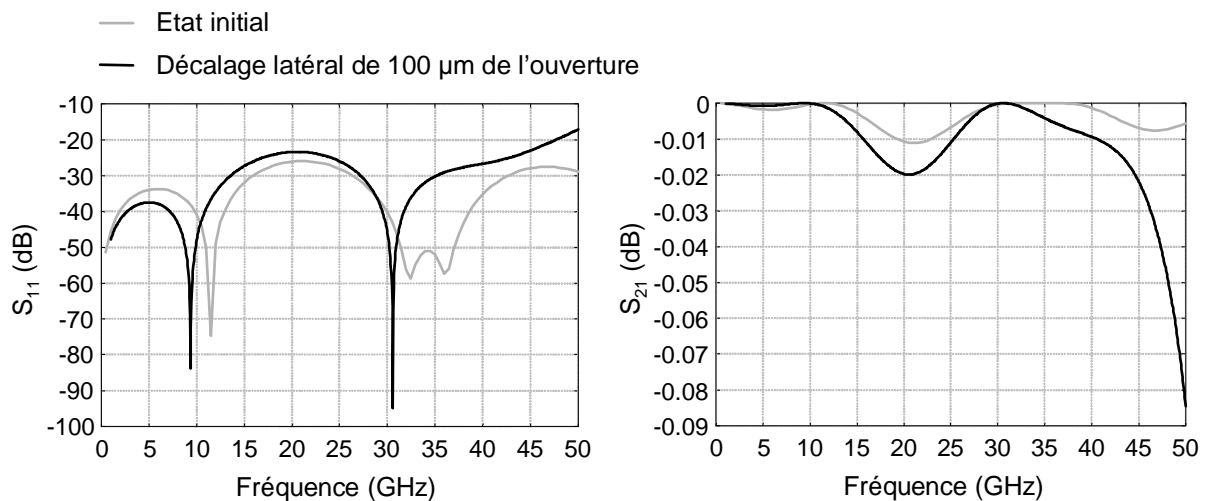


Figure II-61: paramètres [S], décalage latéral de 100 μm de l'ouverture par rapport à la ligne

Un décalage latéral de plus ou moins 100 μm n'a donc qu'une influence négligeable sur la réponse en fréquence de la transition dans la bande de fréquence étudiée.

L'influence d'un décalage longitudinal de l'ouverture par rapport à la ligne et surtout par rapport au tapper est étudiée à l'aide d'un calcul électromagnétique en 3 dimensions. Les résultats présentés sur la Figure II-62 correspondent à un décalage longitudinal maximum de 100 μm .

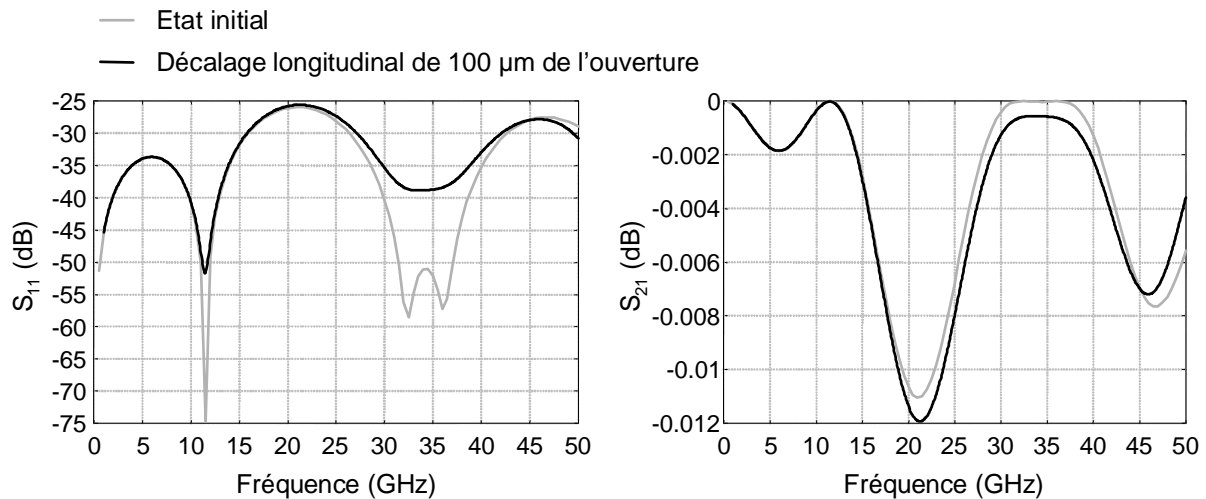


Figure II-62: paramètres [S], décalage longitudinal de 100µm de l'ouverture

L'utilisation d'un insert diélectrique permet de réaliser une transition hermétique à travers une paroi métallique. Toutefois, la valeur de la permittivité des céramiques utilisées peut conduire à l'apparition de modes de guide venant perturber la réponse en fréquence de la transition. La diminution de la valeur de cette permittivité peut permettre de décaler en fréquence ces modes parasites.

Dans le cas d'une transition ne nécessitant pas d'être hermétique, une ouverture simple à travers la paroi semble être plus performante que l'insert diélectrique.

IV. SUPPRESSION DES MODES DE SUBSTRAT

La structure de test utilisée pour montrer l'efficacité de chacune des méthodes proposées est une structure en technologie coplanaire réalisée sur un seul substrat. C'est en effet la structure qui présente le plus grand nombre de résonances parasites dues aux modes de substrat excités dans la bande de fréquences étudiée. Deux solutions pour rejeter les modes de substrat hors de la bande de fréquences utile sont présentées ici : une première consistant à utiliser des trous métallisés dans le substrat d'accueil, la seconde consistant à placer sous le substrat d'accueil une seconde couche de diélectrique de permittivité différente.

IV.1. UTILISATION DE TROUS MÉTALLISÉS

La première solution proposée consiste à utiliser un ensemble de trous métallisés. La connaissance de la répartition des champs électromagnétiques telle que l'autorise une analyse électromagnétique globale permet une disposition optimale de ces trous. Le placement de ces

derniers au niveau des maximums locaux permet en effet de supprimer ou décaler hors de la bande utile les modes de substrat parasites.

Dans le cas de la structure de test, de nombreux pics parasites liés aux modes de substrat ont pu être relevés sur la bande de fréquences étudiée. Lorsque le nombre de modes de substrat devient très important, le nombre de trous métallisés peut devenir trop important pour que la structure soit réalisable. Il convient donc de rechercher de nouvelles dispositions de trous métallisés.

Les sources excitant ces modes de substrat sont les lignes microondes. Une solution envisageable pour supprimer ces modes parasites consiste à placer de part et d'autre des lignes microondes des trous métallisés placés de telle sorte qu'ils apparaissent comme un mur électrique sur toute la bande de fréquences. Cette condition est remplie si l'écart entre deux trous métallisés consécutifs est très inférieur à la longueur d'onde guidée. Un problème se pose dans le cas de structures fonctionnant à de très hautes fréquences, conduisant à des longueurs d'onde guidée très petites, et donc un écart entre deux trous métallisés consécutifs faible. Or, technologiquement, il existe une distance minimale à respecter entre deux trous consécutifs, celle-ci étant de l'ordre de 2 fois le diamètre du via.

La structure de test utilisée est composée d'un MMIC placé dans un boîtier métallique de 12 mm de long, 8 mm de large et 3 mm de haut. Les lignes d'entrée et de sortie, de longueur respective 6 mm et 3 mm, sont réalisées en technologie coplanaire. Des trous métallisés régulièrement répartis, de diamètre 300 μm et espacés de 600 μm , sont disposés de part et d'autre de ces lignes. La structure est présentée sur la Figure II-63.

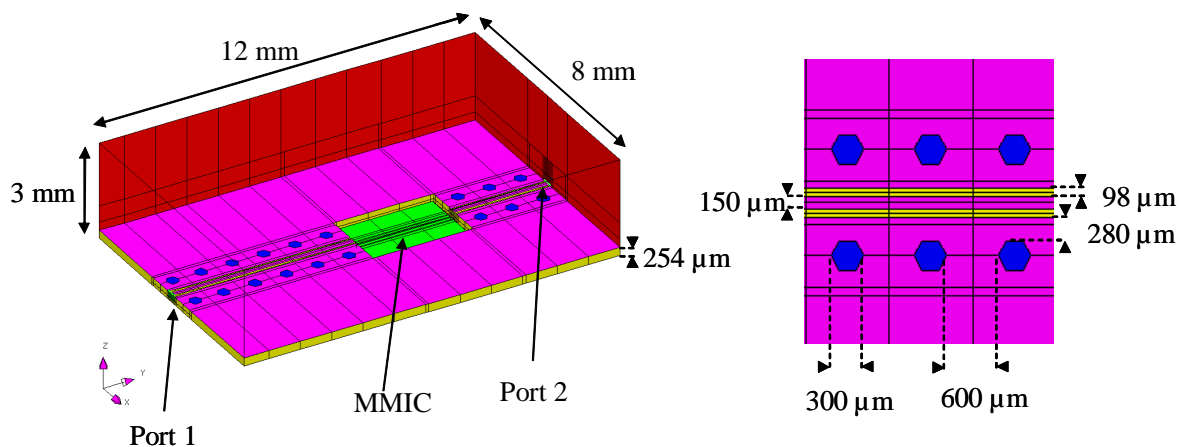


Figure II-63: structure de test, utilisation de trous métallisés

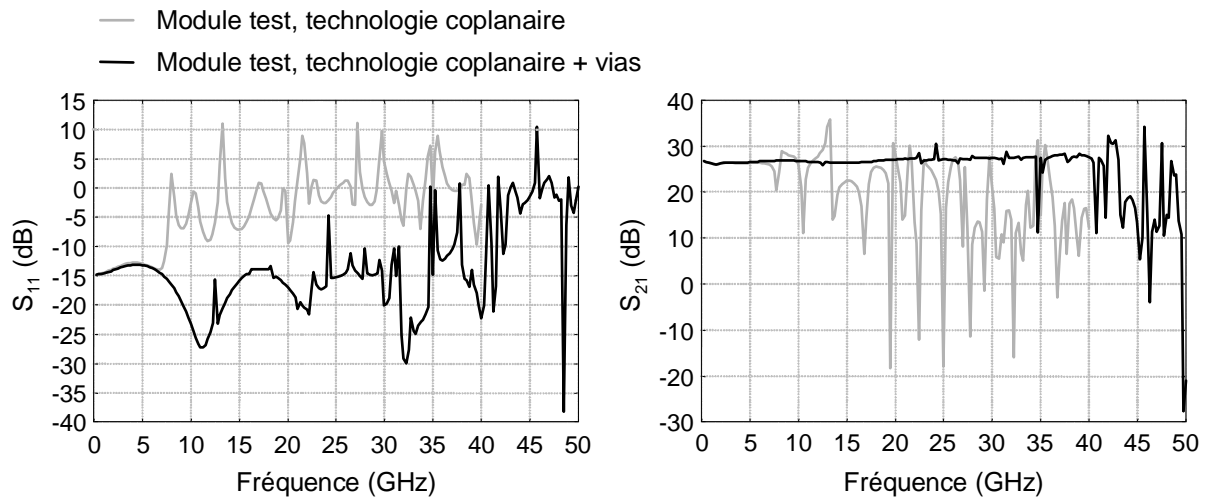


Figure II-64: paramètres $[S]$, rangées de trous métallisés placée de part et d'autre des lignes d'entrée et de sortie

Les résultats obtenus retranscrits sur la Figure II-64 font apparaître une diminution du nombre de modes parasites dans la bande de fréquences étudiée.

L'utilisation de trous métallisés périodiques permet donc une réduction significative du nombre de modes de substrat sous réserve que ce réseau puisse apparaître comme un mur électrique aux fréquences considérées. Pour cela, il faut que le pas de périodicité soit très inférieur à la longueur d'onde guidée. Les modes parasites subsistant sur la réponse en fréquence du module de test 1 ont deux origines: les modes de cavité excités par la ligne (pics observés à 22,5 GHz, 31,5 GHz et 42 GHz) et des modes de substrat dus à l'écart existant entre le bord du plan de masse de la ligne coplanaire et le réseau de trous métallisés.

IV.2. UTILISATION D'UNE SECONDE COUCHE DE DIÉLECTRIQUE ^[46]

Sur une très large bande de fréquences, ou dans le cas de hautes fréquences, il peut s'avérer difficile de supprimer tous les modes de substrat à l'aide de trous métallisés, ceux-ci requérant un espacement minimal entre eux. Si cet espace devient du même ordre de grandeur que la longueur d'onde guidée, des modes de substrat pourront subsister. Il convient donc de trouver une solution alternative à l'utilisation de trous métallisés.

La solution présentée ici consiste à placer une couche de diélectrique sous le substrat d'accueil. Le diélectrique, pouvant éventuellement être de l'air, devra avoir une permittivité différente de celle du substrat.

La structure de test utilisée, présentée sur la Figure II-65, est constituée du module de test en technologie coplanaire avec le MMIC posé sur un piédestal, une couche de diélectrique d'épaisseur $500\ \mu\text{m}$ et de permittivité relative $\epsilon_r=2,2$ étant placée sous le substrat d'accueil.

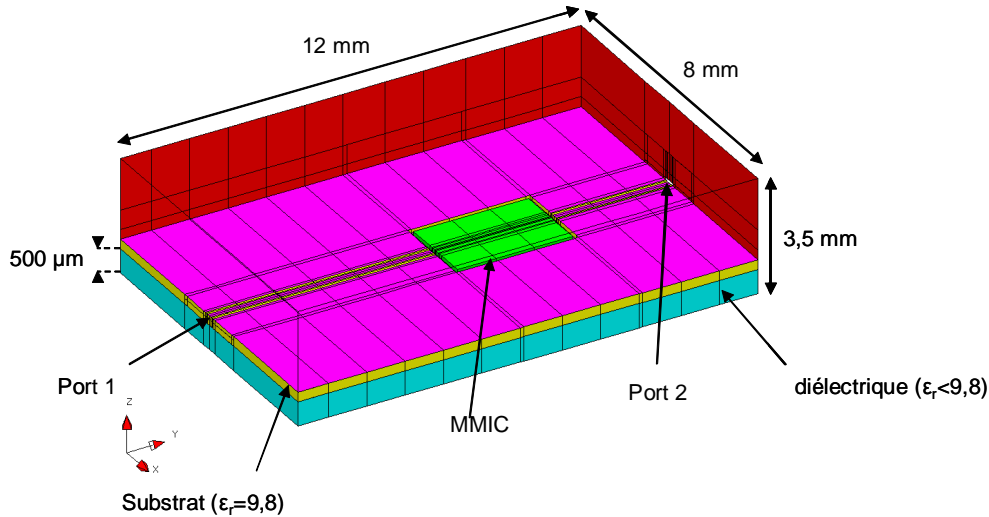


Figure II-65: structure de test, utilisation d'une couche de diélectrique sous le substrat d'accueil

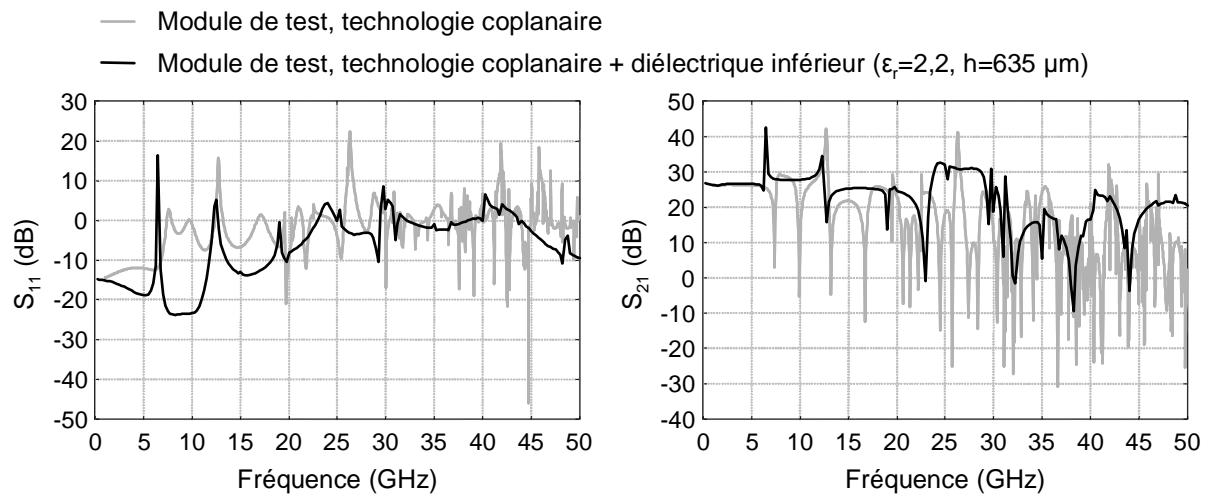


Figure II-66: paramètres [S], utilisation d'une couche de diélectrique placée sous le substrat d'accueil

La structure analysée n'a pas été optimisée, elle permet toutefois de mettre en évidence l'efficacité de la méthode quand à la diminution du nombre de modes de substrat. Il demeure néanmoins plusieurs pics parasites sur la réponse en fréquence du module de test.

V. SUPPRESSION DES MODES DE BOÎTIER

Dans les divers modules de test étudiés dans les paragraphes précédent, quelle que soit la technologie employée pour la réalisation des lignes microondes, il apparaît des modes parasites de cavité dans la bande d'étude [0-50] GHz. Afin de pouvoir supprimer ces modes parasites, plusieurs solutions sont présentées et analysées dans les paragraphes suivants.

V.1. UTILISATION D'ABSORBANTS

Une première approche consiste en l'ajout de matériaux absorbants à l'intérieur de la cavité. Dans un premier temps, la solution consistant à placer une couche d'absorbant sous le capot du boîtier a été étudiée. Dans la structure de test présentée sur la Figure II-67, l'épaisseur de la couche d'absorbant a été prise égale à 2 mm, sa permittivité complexe égale à $(23,6+j0,7)$. Une telle hauteur a été choisie de façon à laisser un espace suffisant entre le substrat et la couche d'absorbant afin de pouvoir placer les composants formant le circuit de polarisation (capacités ...) tout en conservant une épaisseur suffisamment importante pour que l'absorbant conserve son efficacité sur l'ensemble de la bande de fréquences.

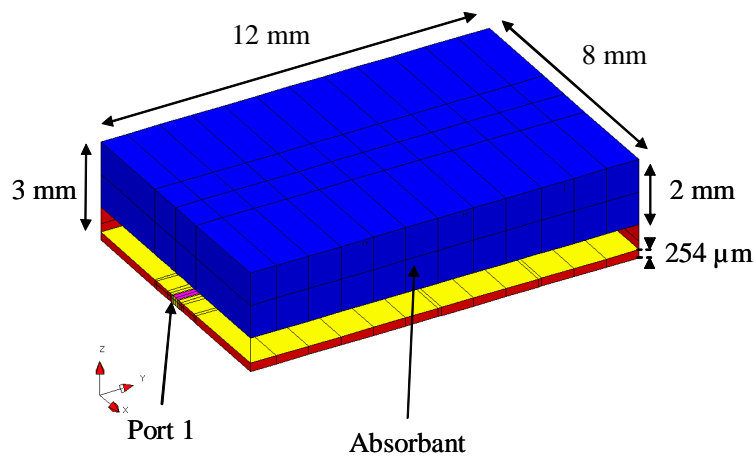


Figure II-67: Couche d'absorbant placée sous le capot

Les résultats issus de la simulation électromagnétique globale sont donnés sur la Figure II-68. Il est à noter que, contrairement aux simulation précédentes, les pertes diélectriques doivent être prises en compte dans les simulations électromagnétiques des structures comportant de l'absorbant. Néanmoins, ces pertes ne seront prises en compte que pour l'absorbant, les pertes métalliques et celles des divers diélectriques étant négligées.

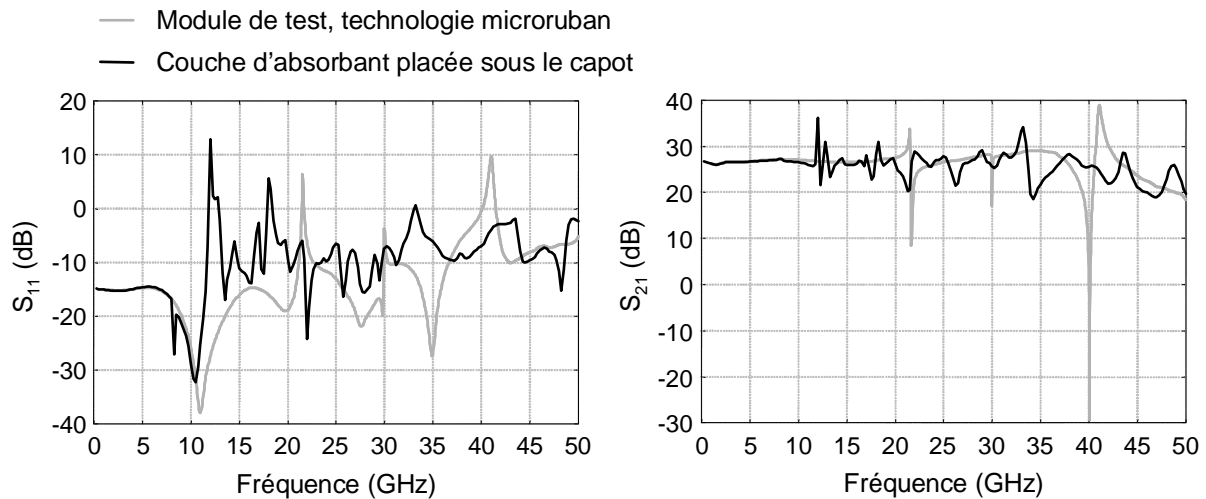


Figure II-68: Paramètres [S], couche d'absorbant placée sous le capot

L'utilisation d'une couche d'absorbant peut donc permettre l'atténuation de modes de cavité parasites. Néanmoins, les résultats obtenus dans le cas de la structure de test 1 font apparaître une dégradation du signal aux basses fréquences. Cette dégradation du signal peut être en partie expliquée par l'épaisseur prise pour la couche d'absorbant qui n'est peut-être pas optimale.

Une seconde solution consistant à placer des plots d'absorbant de part et d'autre des lignes de signal a été étudiée. Les caractéristiques de l'absorbant sont les mêmes que celles utilisées précédemment, les blocs sont placés sur le substrat et occupent toute la hauteur de la cavité. La structure étudiée est présentée sur la Figure II-69.

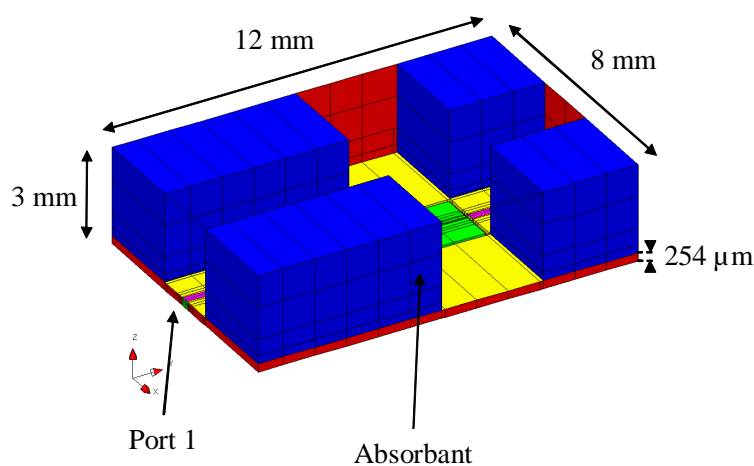


Figure II-69: Plots d'absorbants placés de part et d'autre des lignes de signal

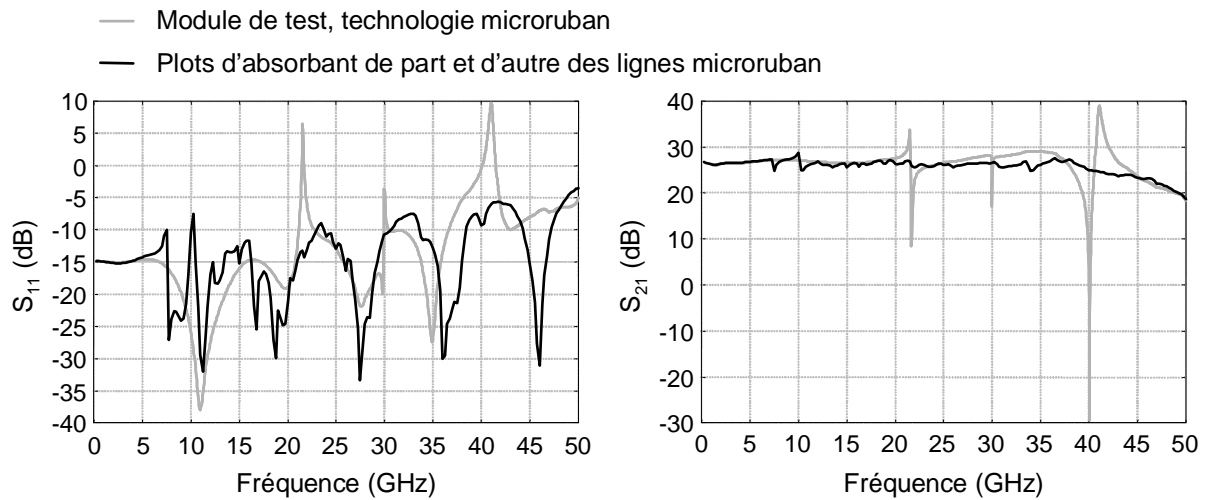


Figure II-70: Paramètres $[S]$, plots d'absorbant placés de part et d'autre des lignes de signal

L'utilisation de plots d'absorbants posés sur le substrat et placés de part et d'autre de la ligne de signal permet de supprimer ou d'atténuer un grand nombre de modes parasites dans la bande de fréquences étudiée. La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus en plaçant l'absorbant sous le capot, présentée sur la Figure II-71, fait apparaître que si cette dernière position permet effectivement de supprimer quelques pics parasites et d'en atténuer d'autres, le placement de l'absorbant de part et d'autre des lignes de signal permet d'obtenir de meilleurs résultats. Cela est dû au fait que, dans la bande de fréquences étudiée, pour la structure de test utilisée, ce sont la longueur et la largeur du boîtier qui fixent les fréquences des modes parasites.

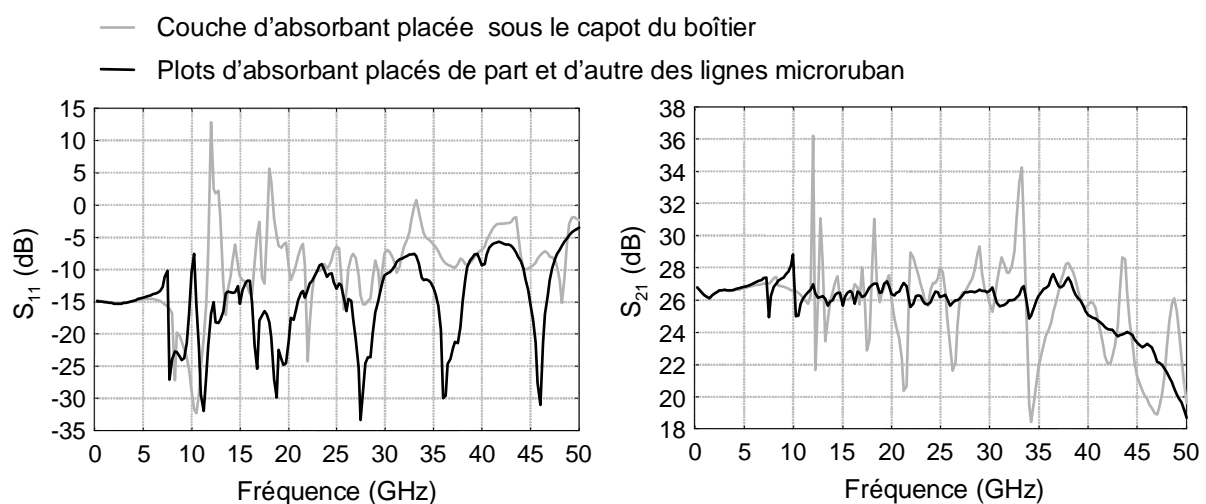


Figure II-71: paramètres $[S]$, comparaison absorbant placé sous le capot / plots d'absorbant placés de part et d'autre des lignes de signal

Dans la structure étudiée précédemment, les plots d'absorbant occupent toute la hauteur comprise entre le substrat et le capot. En réalisation, il reste un espace entre le haut des ces plots et le capot. Une étude est donc menée en faisant varier la hauteur des plots afin de déterminer l'influence de ce paramètre sur la réponse en fréquence du dispositif.

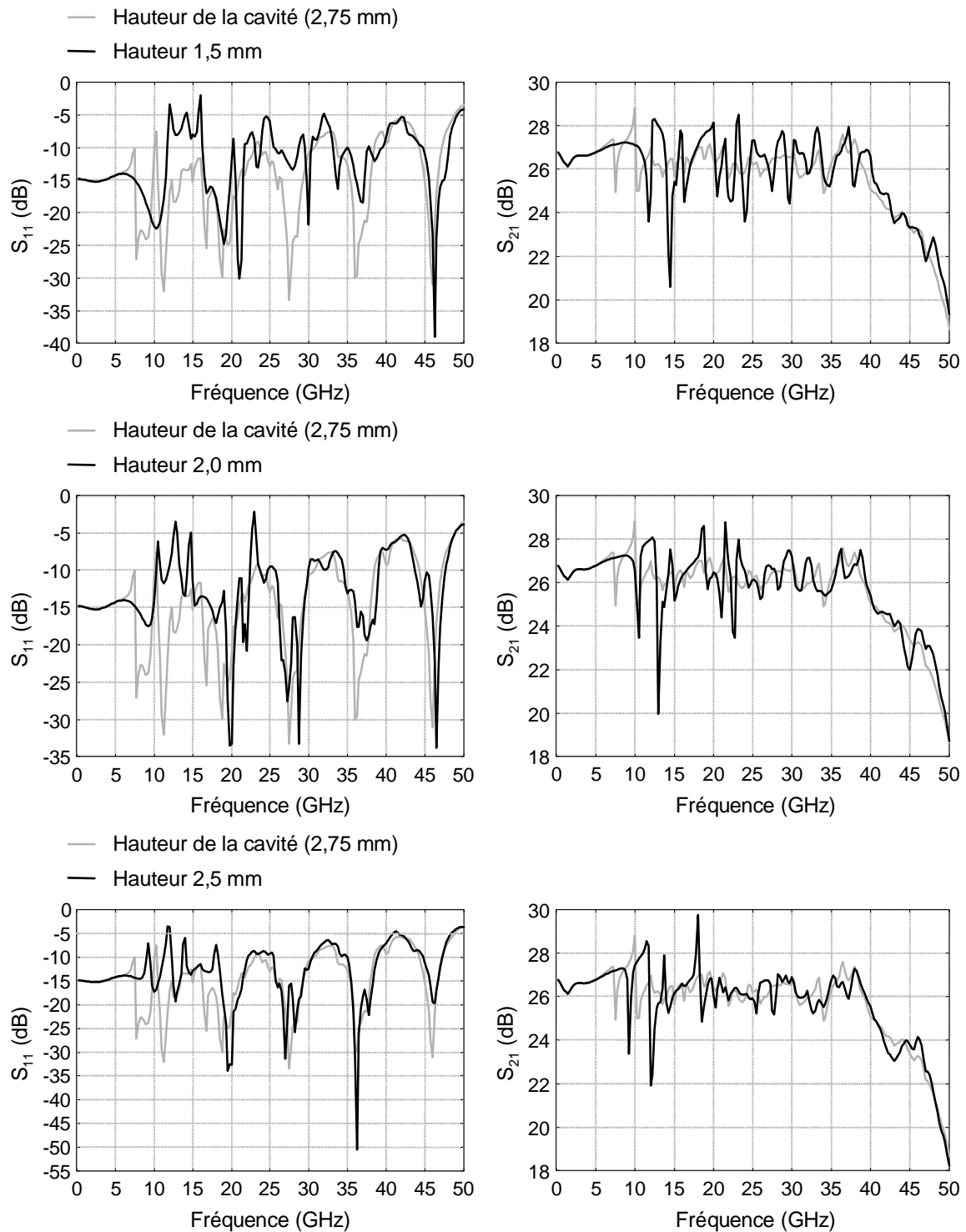


Figure II-72: Influence de la hauteur des plots d'absorbant

Les résultats obtenus pour des hauteurs de plots d'absorbant de 1,5 mm, 2 mm et 2,5 mm sont présentés sur la Figure II-72. Ils font apparaître un décalage des premiers modes de résonance vers des fréquences plus basses, décalage lié à l'augmentation de la valeur de la permittivité effective.

V.2. MODIFICATION DE LA GÉOMÉTRIE DU BOÎTIER

V.2.1. RÉDUCTION DES DIMENSIONS

L'Équation II-1 donnant les fréquences de résonance pour une cavité parallélépipédique métallique fait apparaître une dépendance de la fréquence aux dimensions internes de la cavité. Une première idée pour rejeter les modes de cavité hors de la bande de fréquences d'utilisation consiste à modifier les dimensions du boîtier, en l'occurrence à les diminuer. En effet, une diminution de celles-ci entraîne une augmentation de la fréquence du mode fondamental de la cavité, ainsi que celle des modes supérieurs.

La structure de test utilisée pour valider cette approche à l'aide d'une simulation électromagnétique globale est une structure de type mono substrat en technologie microruban, le MMIC étant posé au fond du boîtier. Les longueurs des lignes d'entrée et de sortie ont été portées à 1 mm. De telles longueurs ont été conservées afin de tenir compte de l'espace nécessaire aux connecteurs. Le dessin de la structure est donné sur la Figure II-73, les résultats de l'analyse électromagnétique globale sur la Figure II-74.

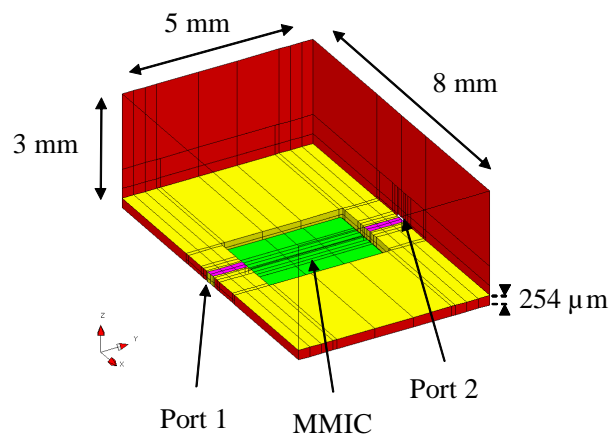


Figure II-73: Diminution des dimensions de la structure de test

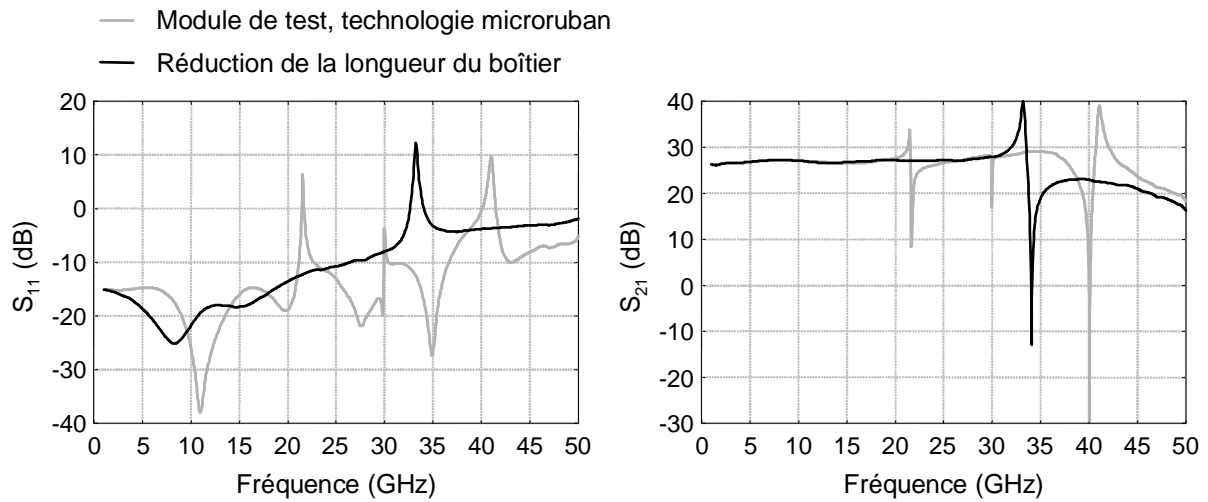


Figure II-74: Paramètres [S], diminution des dimensions de la structure de test

Les résultats obtenus suite à l'analyse électromagnétique globale montrent que si les modes parasites ont bien été décalés en fréquence, il en demeure néanmoins encore dans la bande de fréquences utilisée. Le tracé du module du champ électrique dans la structure de test pour le pic parasite observé à 33,25 GHz est présenté sur la Figure II-75.

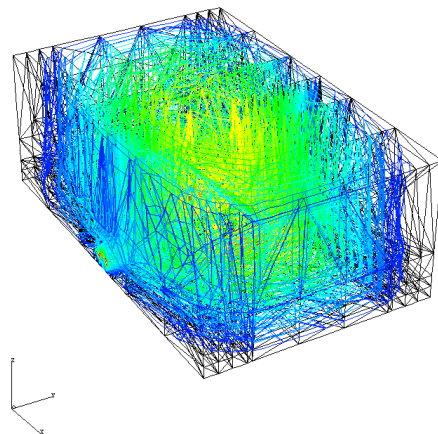


Figure II-75: Répartition du module du champ E à 33,25 GHz

La réduction des dimensions ne permet pas toujours de décaler suffisamment les modes parasites. En effet, les dimensions des composants placés dans la cavité ainsi que l'espace nécessaire aux différentes connexions imposent des dimensions minimales. De plus, la réduction des dimensions de la cavité entraîne un rapprochement des divers éléments placés à l'intérieur et risque d'induire des couplages parasites électromagnétiques entre eux.

La diminution des dimensions n'est donc pas la solution pour rejeter tous les modes parasites hors de la bande de fréquences utile, du moins dans le cas de systèmes larges bandes comme cela est nécessaire pour des modules de télécommunications numériques à hauts

débits. Néanmoins, lors de la conception d'un circuit hyperfréquence, il est tout de même préférable de diminuer au maximum les dimensions, d'autres techniques parmi lesquelles celles présentées dans la suite de ce chapitre pouvant être utilisées en complément.

V.2.2. DÉCENTRAGE DU CIRCUIT DANS LA CAVITÉ

Une deuxième solution étudiée consiste à supprimer la symétrie dans le boîtier en décalant vers un côté l'ensemble composé du MMIC et des lignes de signal. L'idée est ici de déplacer latéralement les sources d'excitation des modes de cavité (rayonnement des lignes) afin de diminuer le couplage rayonnement/modes de cavité et ainsi supprimer le couplage de certains modes parasites. La structure ainsi étudiée est présentée sur la Figure II-76.

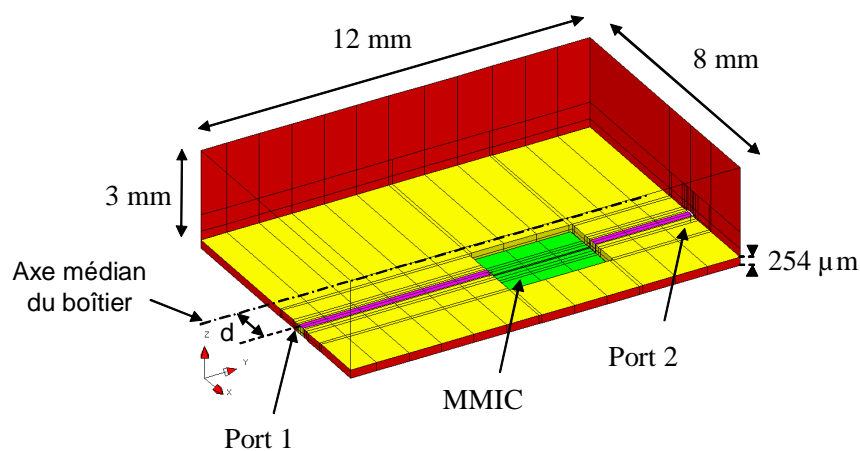


Figure II-76: Décentrage du circuit dans la cavité

Une étude a été réalisée pour des décalages d par rapport à la position initiale variant de 0 à 2 mm. Les résultats obtenus sont reportés sur la Figure II-77.

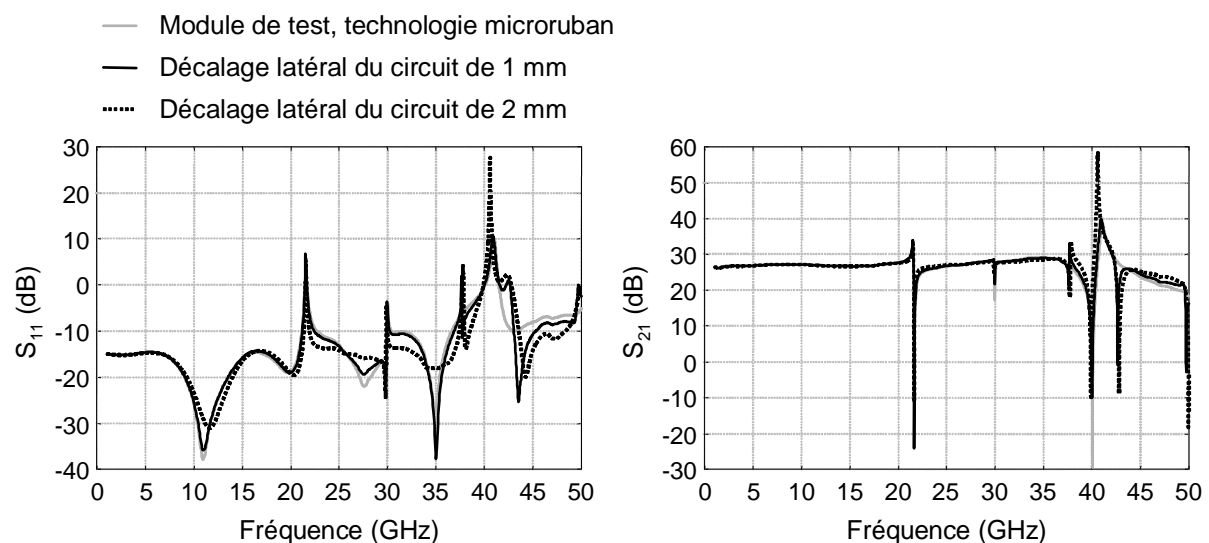


Figure II-77: Paramètres [S], décalage latéral du circuit dans la cavité

On peut remarquer que le décalage du circuit par rapport à l'axe médian du boîtier ne permet pas la suppression des modes parasites, le seul effet visible étant de diminuer un peu le couplage avec les premiers modes en favorisant celui avec des modes supérieurs. Une telle solution n'est donc pas efficace dans l'optique d'éliminer les pics parasites de la réponse du module.

V.2.3. UTILISATION DE PAROIS MÉTALLIQUES

Lorsque le module comporte plusieurs MMICs, les dimensions minimales imposées par ces circuits et leur polarisation ainsi que les diverses connexions ne permet pas toujours de décaler les modes parasites suffisamment haut en fréquence pour qu'ils ne perturbent pas le fonctionnement du dispositif. L'utilisation de parois métalliques permet alors de placer chaque circuit dans une sous cavité distincte de dimensions inférieures à celles du boîtier initial, et présentant par conséquent des modes de résonance de fréquences plus élevées.

Dans la structure de test 1 utilisée, un seul MMIC est présent. Une telle structure peut toutefois permettre la validation de cette approche. Une paroi métallique est placée au niveau de la ligne d'entrée à environ 1 mm du MMIC, sachant que cette ligne fait 6 mm de long. L'épaisseur prise pour la paroi métallique est égale à 1 mm, l'ouverture pratiquée dans la paroi faisant toute la hauteur de la paroi et ayant une largeur égale à 2,2 mm. Dans ce cas précis, nous n'avons pas cherché à optimiser les dimensions de l'ouverture ni celles de la ligne au niveau de la traversée de la paroi, notre objectif n'étant pas l'étude de cette dernière sur la réponse du module, celle-ci ayant été effectuée dans le paragraphe III.2, mais l'influence sur les modes de cavité.

La structure étudiée est présentée sur la Figure II-78, les résultats obtenus sur la Figure II-79.

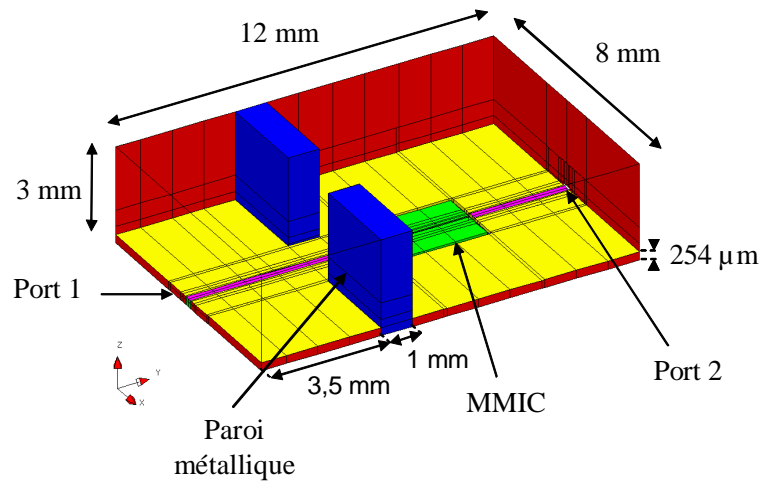


Figure II-78: Utilisation de parois métalliques

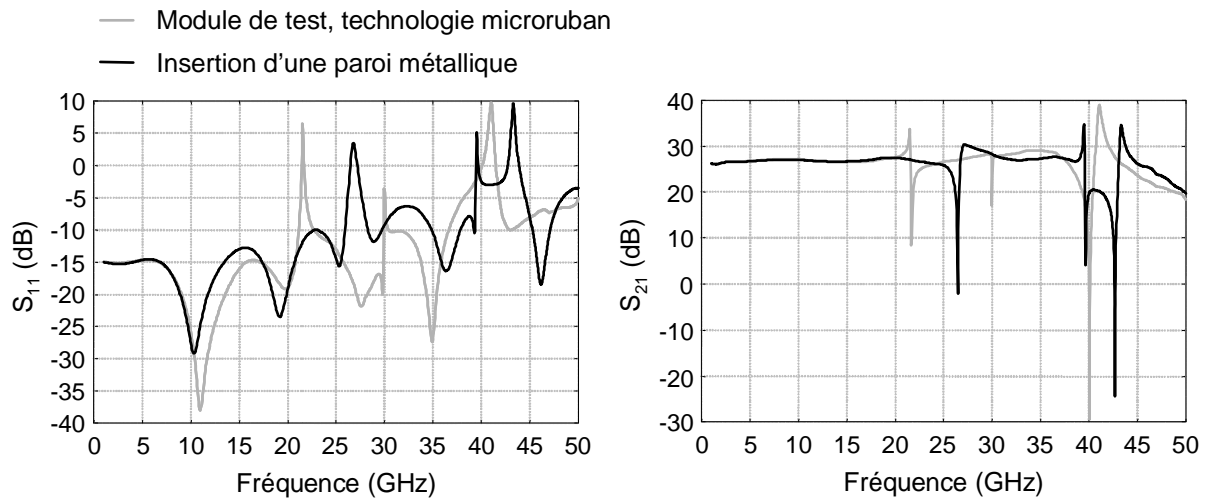


Figure II-79: Paramètres [S], utilisation de parois métalliques

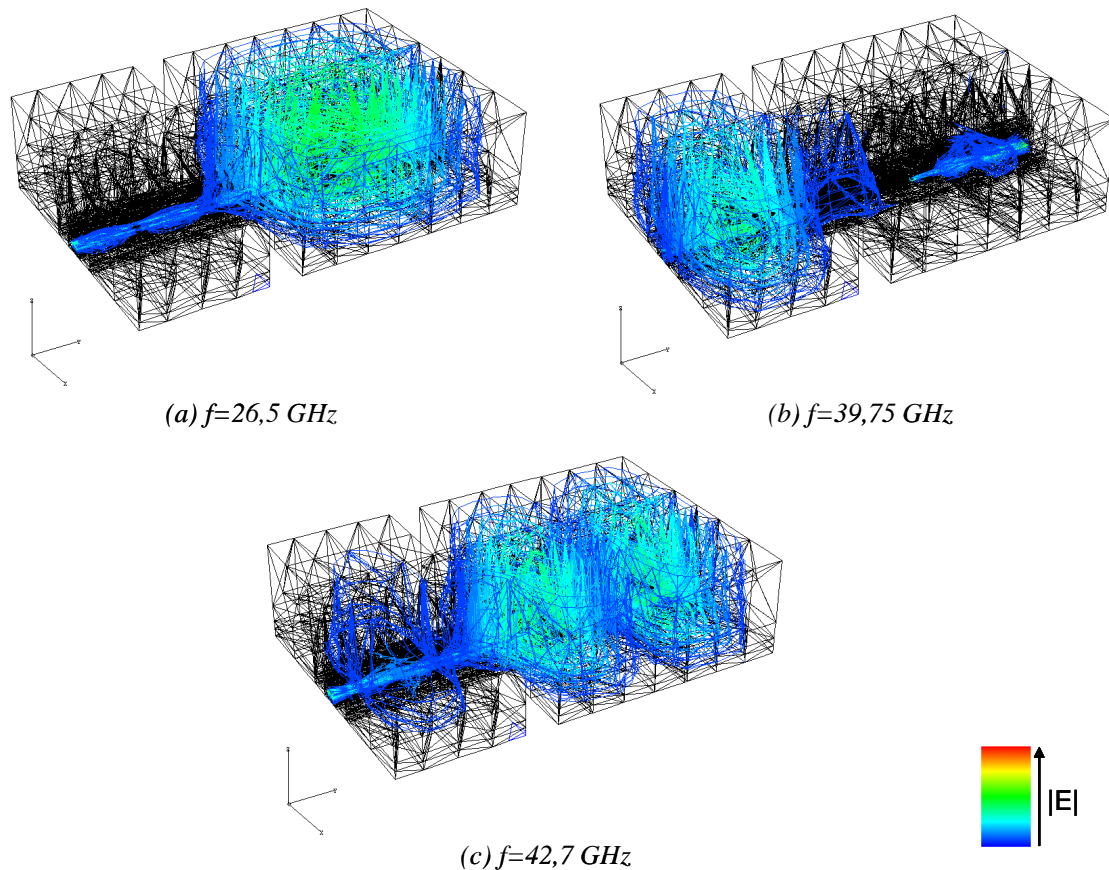


Figure II-80: Répartition du module du champ E , utilisation de parois métalliques, pour $f=26,5$ GHz (a), $39,75$ GHz (b) et $42,7$ GHz (c)

Les conclusions à déduire des résultats obtenus à l'aide de l'analyse électromagnétique globale sont sensiblement les mêmes que celles données dans le cas de la réduction des dimensions de la cavité. Si effectivement l'utilisation de parois métalliques dans un module hyperfréquence permet de décaler les modes de résonance de la cavité hors de la bande utile, les dimensions minimales requises par le composant et ses connexions font qu'il peut en rester un certain nombre tout aussi pénalisant.

V.3. UTILISATION D'UN RÉSEAU PÉRIODIQUE DE TIGES MÉTALLIQUES

L'idée repose ici sur les propriétés électromagnétiques des structures périodiques qui n'autorisent la propagation que de certaines longueurs d'onde ^{[47], [48], [49], [50]}. Ces longueurs d'onde sont déterminées par le pas de périodicité du réseau.

Un réseau de tiges métalliques, régulièrement espacées, occupant l'ensemble de la cavité hormis l'espace nécessaire aux lignes microondes et des MMICs, est placé dans l'enceinte métallique. Ces tiges métalliques traversent le substrat jusqu'au fond du boîtier afin

que leurs extrémités aient un potentiel nul. Cette solution a fait l'objet d'un dépôt de brevet par ALCATEL-CIT/OPTO+.

Afin de permettre l'analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis, ces tiges métalliques ont été prises à section carrée, de côté choisi égal à $256 \mu\text{m}$, l'écart entre deux tiges consécutives étant pris égal à $750 \mu\text{m}$. Le réseau périodique est présenté sur la Figure II-81.

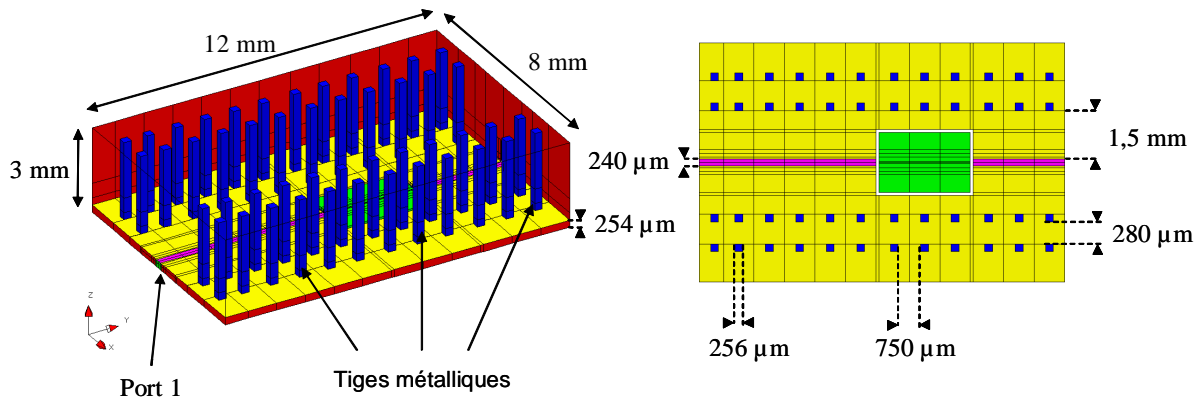


Figure II-81: Utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques

Les résultats obtenus par l'analyse électromagnétique globale sont reportés sur la Figure II-82.

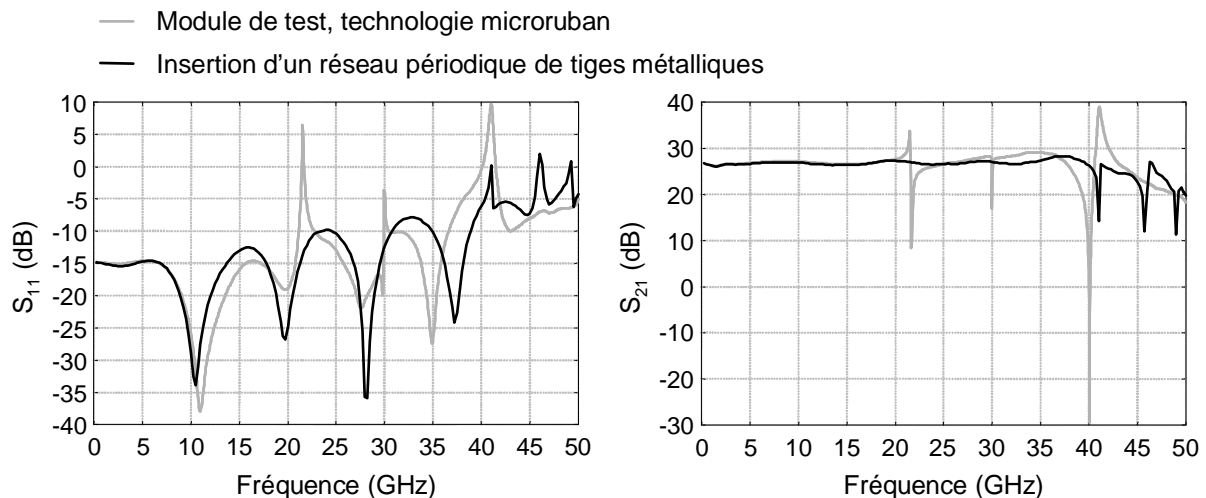


Figure II-82: Paramètres [S], utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques

Ces résultats mettent en évidence l'efficacité de la technique puisqu'il n'y a pas de modes parasites dans la bande de fréquences [0-40] GHz. Néanmoins, on retrouve au-delà de

40 GHz plusieurs pics parasites. Le tracé du module du champ électrique est donné sur la Figure II-83.

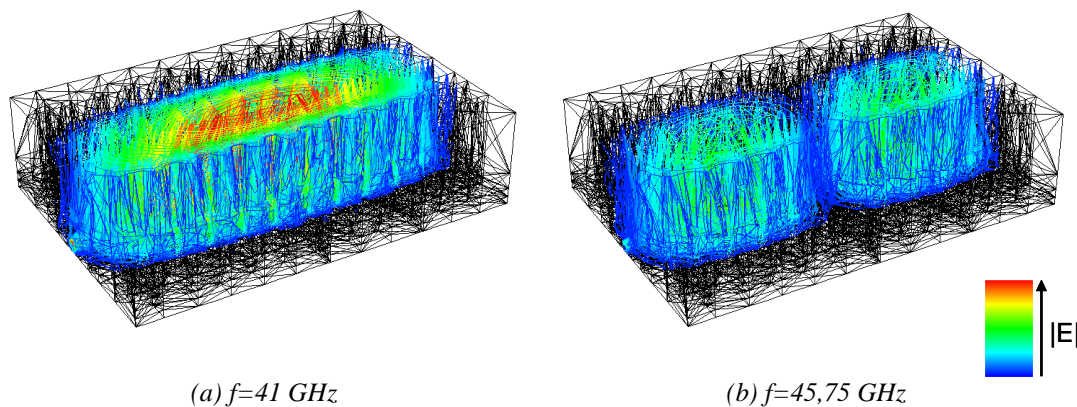


Figure II-83: Module du champ E , utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques

La répartition du module du champ électrique dans la cavité lors de l'introduction d'un réseau périodique de tiges métalliques montre bien l'efficacité de ce dernier pour le confinement du champ électromagnétique. Néanmoins, s'il forme bien un mur électrique permettant ce confinement, la présence du MMIC impose la création d'une cavité au milieu du réseau qui résonne dans la bande de fréquences étudiée.

Dans le réseau étudié ci-dessus, les tiges métalliques traversent le substrat afin de permettre une mise au même potentiel de leurs extrémités. Les difficultés de réalisation d'un tel réseau ont amené à étudier un réseau uniquement posé sur le substrat. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure II-84.

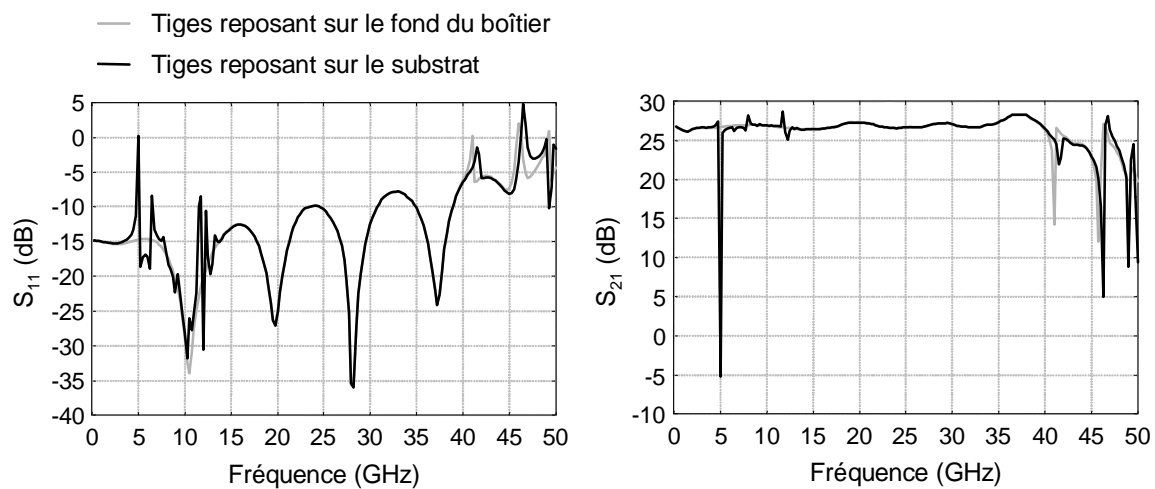


Figure II-84: Paramètres $[S]$, réseau périodique de tiges métalliques reposant sur le substrat

Le fait de placer le réseau sur le substrat entraîne l'apparition de plusieurs pics parasites dans la bande de fréquences étudiée, en particulier autour de 5GHz. La répartition du module du champ E dans la structure pour cette fréquence est donnée sur la Figure II-85.

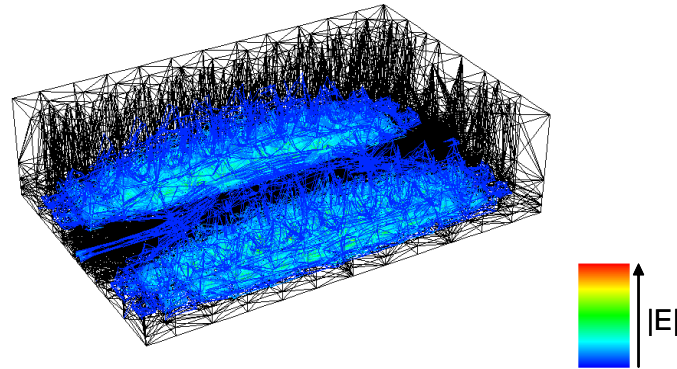


Figure II-85: répartition du module du champ E pour $f=5$ GHz, réseau de tiges métalliques reposant sur le substrat

La répartition du module du champ électrique pour le pic parasite relevé à 5 GHz montre que celui-ci est lié à une accumulation de champ au niveau de l'extrémité des tiges posée sur le substrat. Il est par conséquent nécessaire de mettre les deux extrémités des tiges métalliques composant le réseau au même potentiel, cela pouvant être fait par l'intermédiaire de lignes de masse reliant les tiges entre elles, des trous métallisés étant alors utilisés pour éviter l'apparition de modes de substrat et imposer les mêmes conditions aux limites à chaque extrémité des tiges (potentiel nul).

L'influence du pas du réseau est maintenant étudié. Dans les résultats présentés sur la Figure II-86, celui ci est pris successivement égal à 750 μm (pas de périodicité pris précédemment), 1,5 mm, 1,8 mm et 2,2 mm.

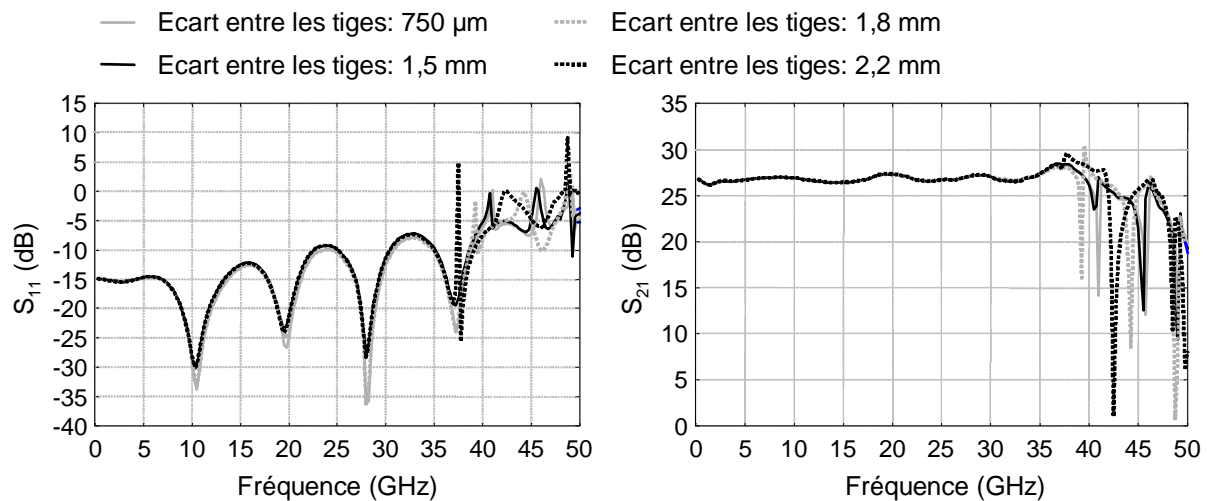


Figure II-86: influence du pas du réseau sur les paramètres [S].

Les résultats obtenus font apparaître une influence non négligeable du pas du réseau sur la réponse en fréquence du dispositif à partir d'une certaine dimension. Cette dimension limite semble être dans le cas étudié ici 1,5 mm, le décalage en fréquence observé avec la réponse obtenue pour un pas de 750 µm étant inférieur à 0,25 GHz pour les trois pics parasites. Cet écart peut en partie s'expliquer par les différences de maillage entre les deux structures. La longueur d'onde guidée dans la structure à 50 GHz peut être évaluée à 6 mm en utilisant l'Équation II-3. Le pas de périodicité du réseau de tiges métalliques semble donc devoir être inférieur à $\lambda_g/4$.

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

c : célérité de la lumière

λ_g : longueur d'onde guidée

f : fréquence

ϵ_{eff} : permittivité effective du guide

Équation II-3: longueur d'onde guidée

L'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques eut permettre la suppression de modes de cavité parasites pour un dispositif encapsulé dans un boîtier métallique. Il faut pour cela que les extrémités des tiges soient au même potentiel (nul), et que le pas de périodicité du réseau soit inférieur à $\lambda_g/4$ aux fréquences où l'on souhaite travailler. L'application de telles conditions au module de test 1 a permis de supprimer l'ensemble des modes parasites de cavité jusqu'à 40 GHz. Les modes apparaissant ensuite sont dus aux

dimensions de la cavité créée au milieu du réseau afin de pouvoir placer le MMIC et les lignes de signal.

V.4. ENCAPSULATION DES LIGNES

Dans chacun des cas étudiés, le tracé des champs électromagnétiques au sein de la structure montre que les divers modes parasites sont excités par les lignes microondes. L'idée développée ici est d'éviter l'excitation de ces modes en isolant la ou les lignes microondes du reste de la cavité.

Pour cela, deux solutions sont développées ici : une première où les lignes sont encapsulées à l'aide d'un microboîtier, la seconde dans laquelle le microboîtier est remplacé par un ensemble de fils métalliques passant au-dessus de la ligne.

V.4.1. ETUDE SUR UNE LIGNE SIMPLE

Afin de permettre une étude approfondie de cette technique, l'étude porte dans un premier temps sur une simple ligne microruban placée dans un boîtier métallique. Les dimensions de ce dernier sont prises égales à 13 mm pour la largeur, 18 mm pour la longueur et 8 mm pour la hauteur. De telles dimensions ont été choisies afin de permettre l'excitation de plusieurs modes de cavité par la ligne microruban et ainsi déterminer l'efficacité des diverses solutions envisagées. La structure de référence (structure de test 4) est présentée sur la Figure II-87, sa réponse en fréquence sur la Figure II-88.

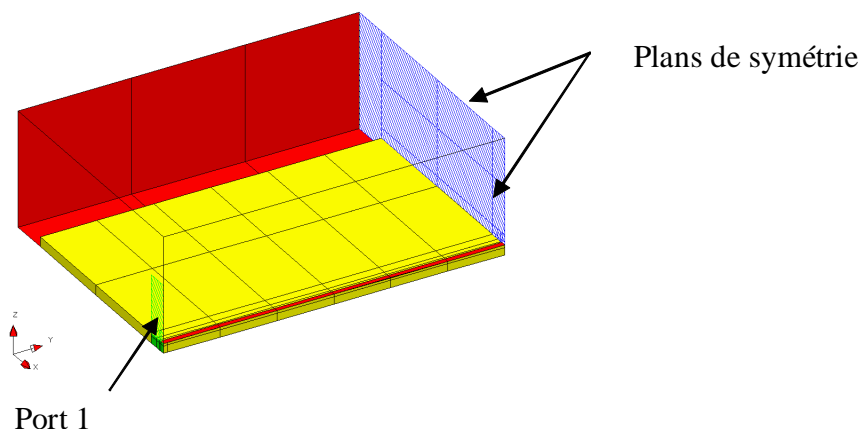


Figure II-87: Structure de test 4.

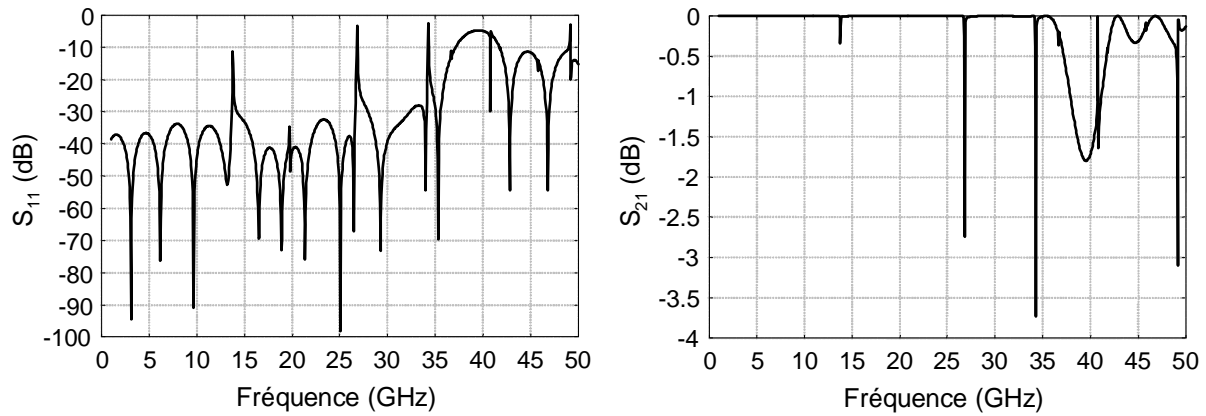


Figure II-88: Paramètres [S], structure de test 4.

V.4.1.a. Encapsulation à l'aide d'un microboîtier

Dans un premier temps, l'encapsulation se fait à l'aide d'un microboîtier. Pour la simulation électromagnétique, les parois verticales du microboîtier traversent le substrat jusqu'au fond du boîtier afin de conserver une structure simple à étudier. Pour la réalisation, ce microboîtier pourra reposer sur deux lignes de masse situées de part et d'autre de la ligne de signal, des trous métallisés étant régulièrement répartis sous ces lignes de masse afin de les relier au fond du boîtier.

La structure étudiée est présentée sur la Figure II-89. L'épaisseur des parois du microboîtier a été prise égale à 1mm. Les dimensions du guide formé par le microboîtier ont été choisies de sorte qu'il n'y ait pas de mode de guide dans la bande de fréquence étudiée et que les parois métalliques ne perturbent pas la réponse de la ligne. Les dimensions retenues sont donc une largeur du guide de 1,2 mm (> 5 fois la largeur de la ligne) pour une hauteur de 500 μm (2 fois la hauteur du substrat). Un gap de 100 μm est conservé entre le microboîtier et la paroi du boîtier, le microboîtier étant nécessairement de moins long que la cavité lors de la réalisation.

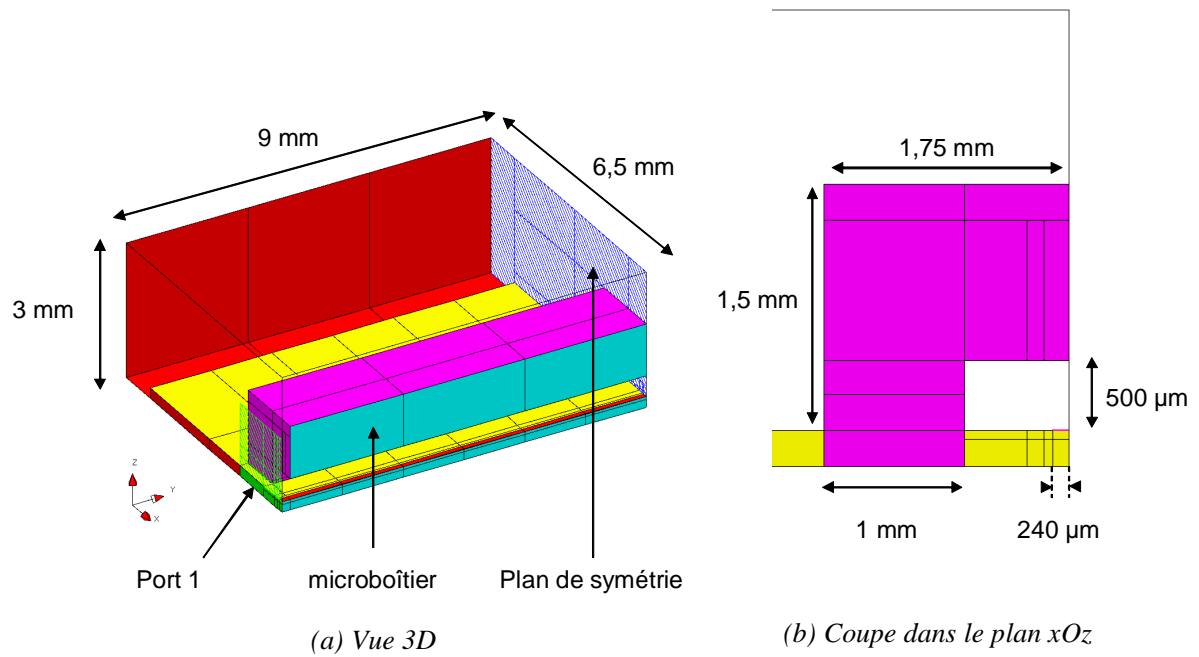


Figure II-89: ligne microruban encapsulée à l'aide d'un microboîtier

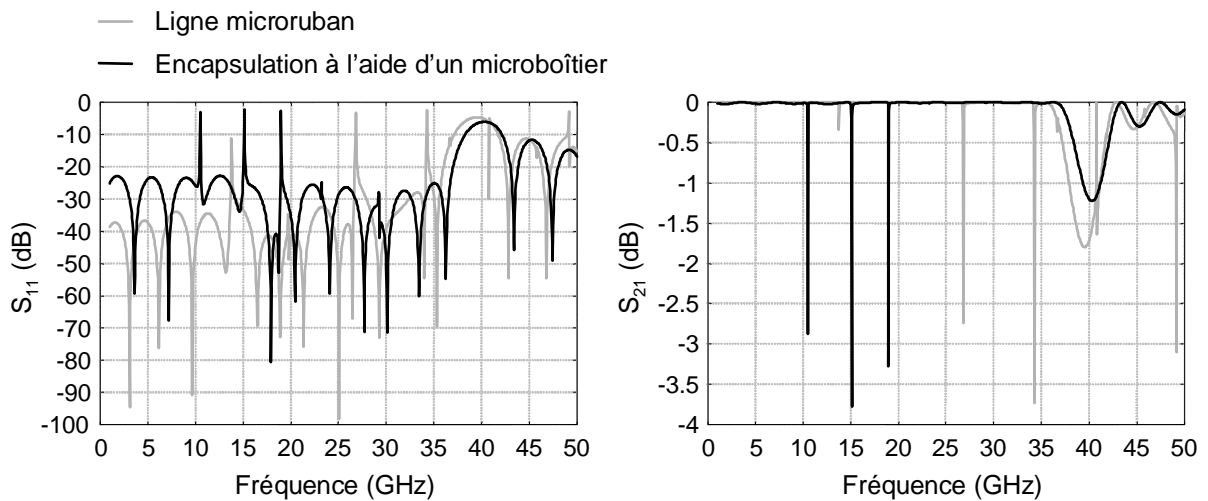


Figure II-90: Paramètres [S], encapsulation de la ligne à l'aide d'un microboîtier

Les résultats obtenus suite à l'analyse électromagnétique, donnés sur la Figure II-90, font apparaître trois pics de résonance entre 10 et 20 GHz. Le tracé du module du champ électrique pour les fréquences de ces pics, présenté sur la Figure II-91, montre qu'il s'agit de modes de cavité excités par les extrémités de la ligne microruban qui ne sont pas recouvertes par le microboîtier. Ce sont en effet les discontinuité Un blindage total de la ligne permet de supprimer ces modes parasites.

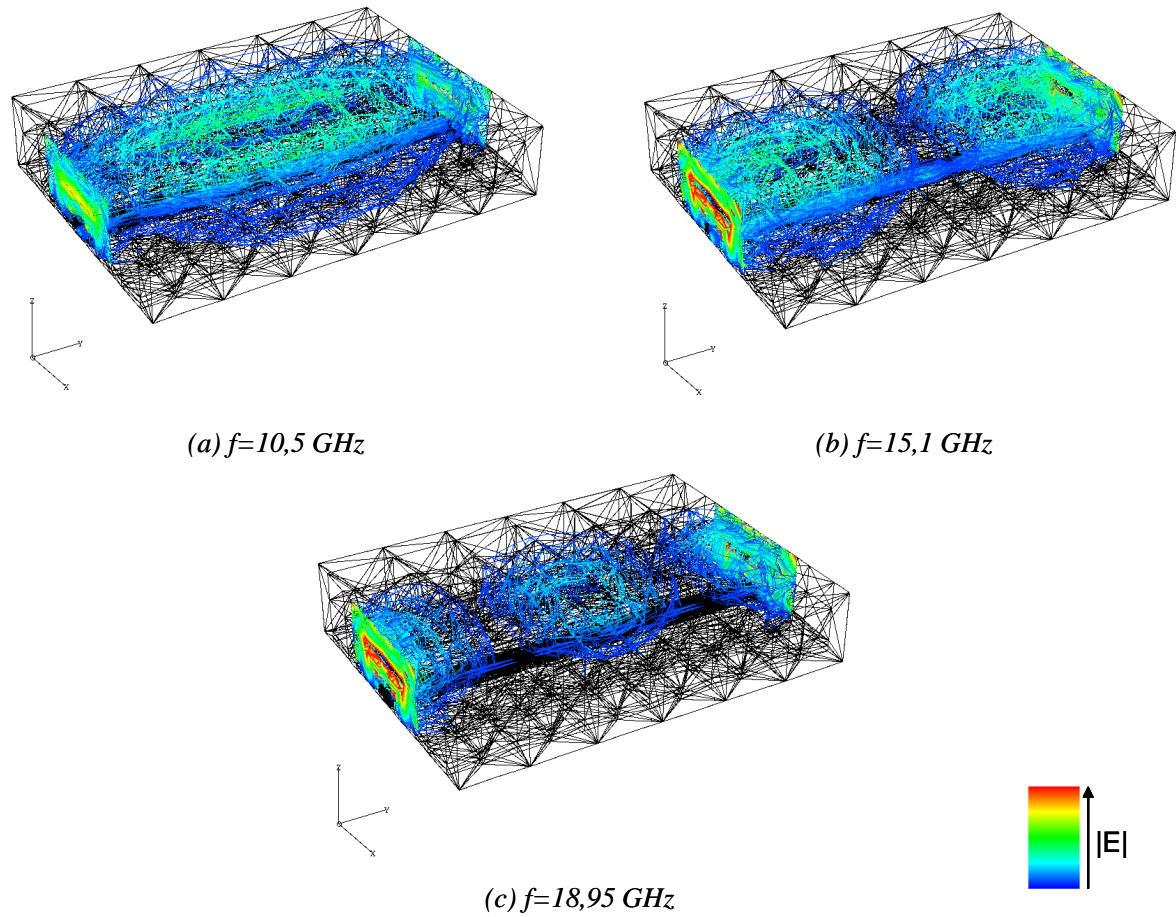


Figure II-91: répartition du module du champ E , ligne microruban encapsulée à l'aide d'un microboîtier

V.4.1.b. Encapsulation à l'aide de bondings

Dans une seconde étape, le microboîtier est remplacé par un ensemble de fils métalliques, régulièrement espacés, reliant de lignes de masse placées de part et d'autre de la ligne microruban et passant au-dessus de cette dernière. De la même façon que pour le microboîtier, des trous métallisés sont placés sous les lignes de masse afin de limiter l'apparition de modes de substrat.

La structure étudiée est présentée sur la Figure II-92.

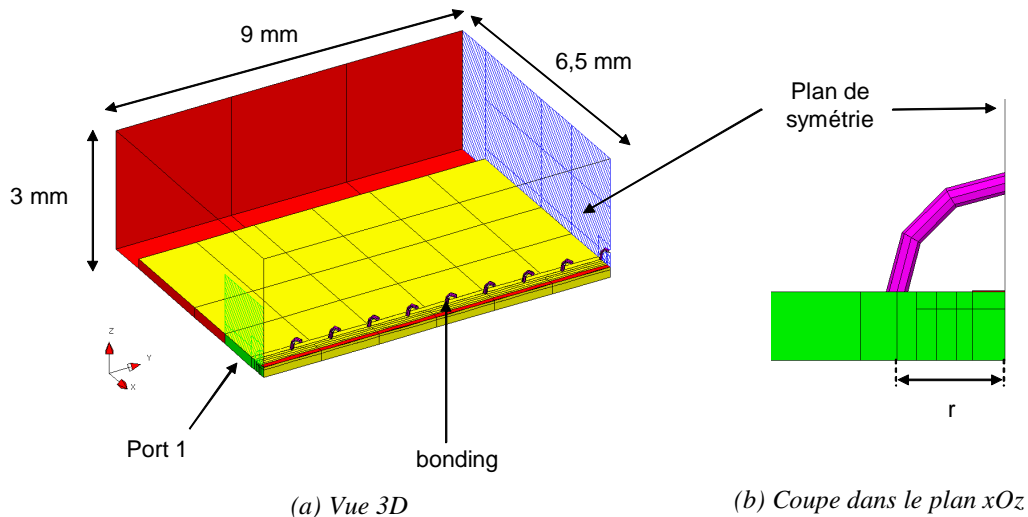


Figure II-92: Encapsulation de la ligne à l'aide de bondings

Dans un premier temps, le rayon de courbure des bondings est pris égal à $500\ \mu\text{m}$, cette dimension correspondant à la hauteur prise précédemment sous le microboîtier, leur diamètre à $80\ \mu\text{m}$, leur nombre étant pris égal à 17 régulièrement répartis sur la longueur de la ligne. Ce nombre a été choisi de façon à ce que l'écart d entre deux bondings consécutifs, ici égal à $930\ \mu\text{m}$, soit très inférieur à la longueur d'onde guidée ($\lambda_g \approx 6\ \text{mm}$).

La réponse en fréquence obtenue après analyse électromagnétique est donnée sur la Figure II-93.

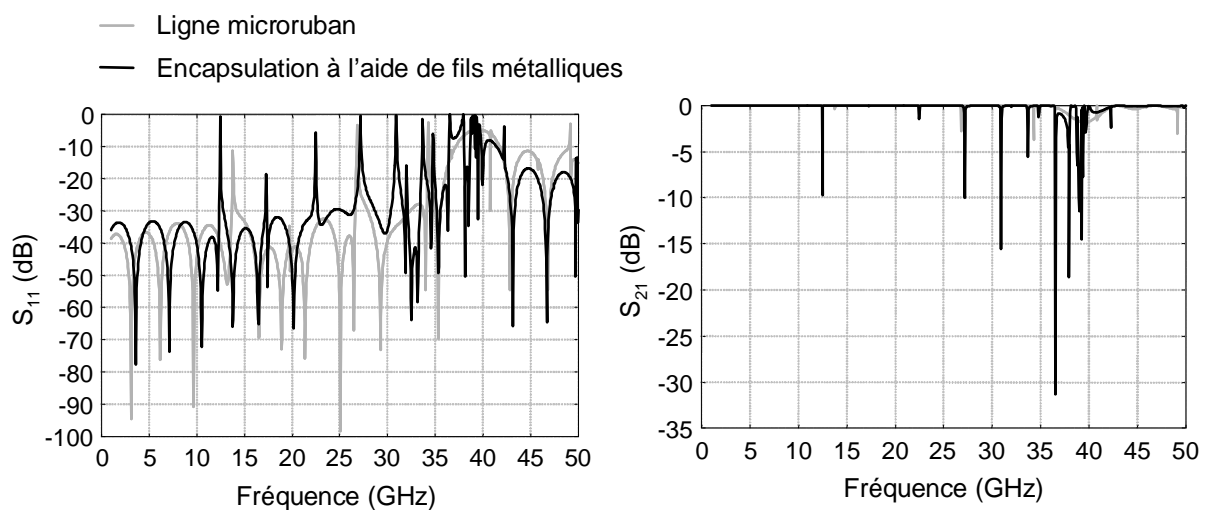


Figure II-93: Paramètres [S], encapsulation de la ligne à l'aide de bondings

Les résultats obtenus font apparaître un nombre de pics parasites plus importants lors de l'encapsulation de la ligne par un ensemble de fils métalliques. Ces modes parasites sont

les modes de résonance de la cavité située au-dessus des fils métalliques, ainsi que des résonances de ces mêmes fils.

L'influence de la longueur des bondings est ensuite étudiée en faisant varier leur rayon de courbure, les fils métalliques conservant une forme de demi-cercle. Les résultats obtenus pour un rayon de courbure variant de 500 μm à 300 μm sont retranscrits sur la Figure II-94.

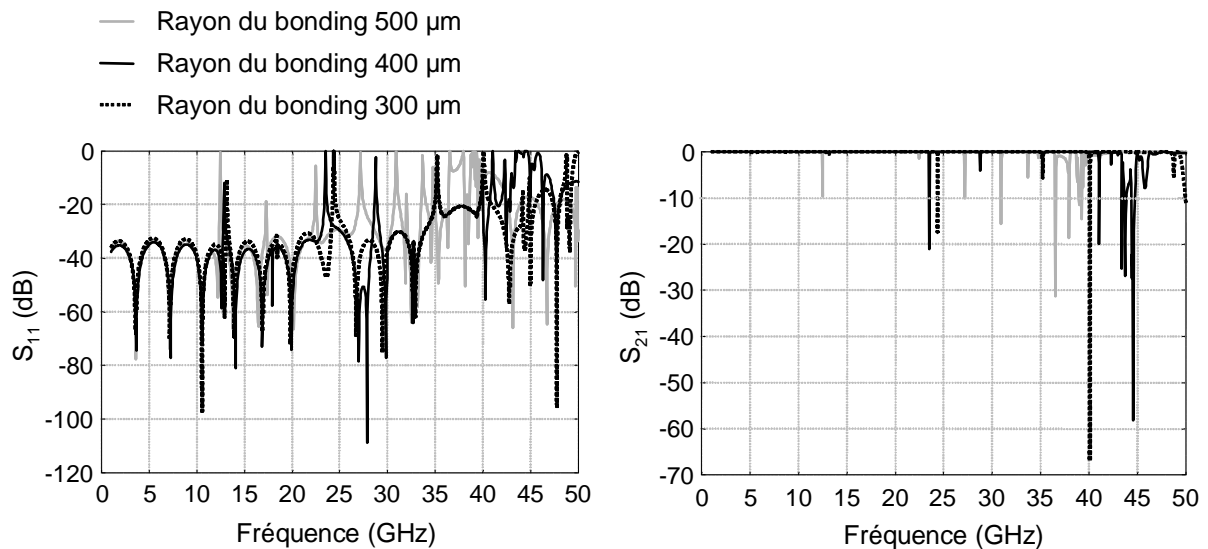


Figure II-94: Paramètres [S], influence de la longueur des bondings

La diminution de la longueur des fils métalliques entraîne la suppression de nombreux pics parasites et le décalage vers des fréquences plus élevées des autres pics. Les modes parasites supprimés sont les résonances des fils métalliques. Les bondings présentant une longueur plus courte, la fréquence de ces modes se trouve décalée vers des fréquences plus hautes et certains de ces pics se trouvent rejetés hors de la bande utile.

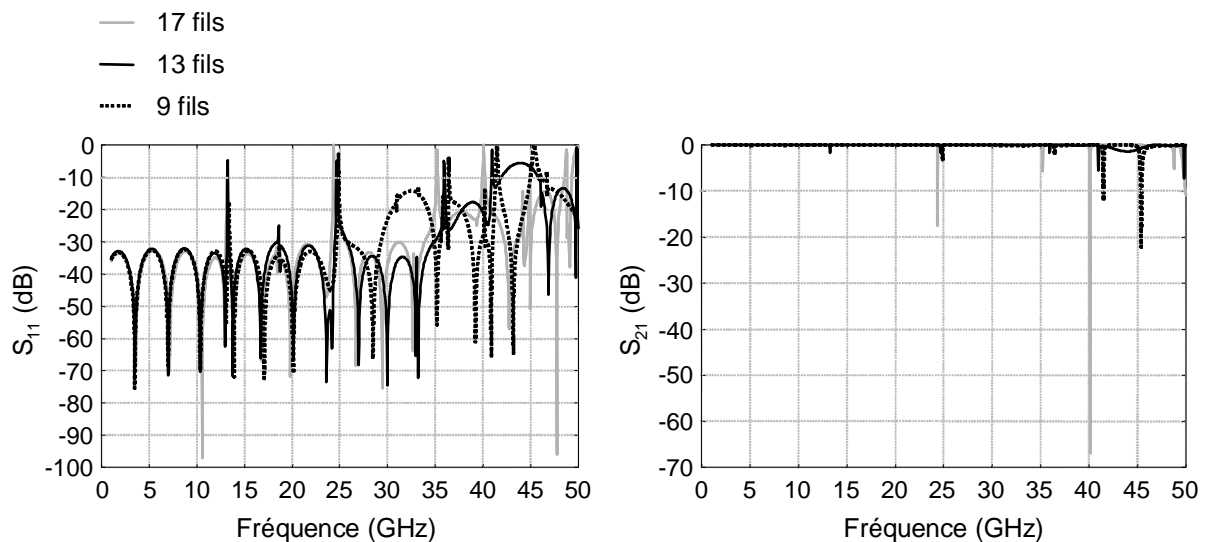


Figure II-95: Paramètres $[S]$, influence du nombre de bondings

La diminution du nombre de fils métalliques passant au-dessus de la ligne de signal, et donc l'augmentation de l'écart entre deux fils consécutifs, entraîne l'apparition d'un plus grand nombre de pics parasites sur la bande de fréquences étudiée.

Si l'utilisation de bondings blindant la ligne de signal n'évite pas totalement l'excitation des modes de cavité, elle permet néanmoins d'en diminuer le nombre.

V.4.2. APPLICATION AU MODULE DE TEST

La solution précédente est maintenant appliquée au module de test 1. Celui-ci présentant deux lignes microondes, chacune d'elles est encapsulée dans un premier temps séparément, puis les deux ensembles.

V.4.2.a. Encapsulation de la ligne d'entrée du MMIC

Dans cette configuration, seule la ligne d'entrée du MMIC est encapsulée. Cette encapsulation se fait à l'aide d'un microboîtier. La structure de test utilisée est présentée sur la Figure II-96. Les dimensions du guide formé par le microboîtier ont été choisies de façon à ne pas perturber le mode quasi TEM de la ligne microruban.

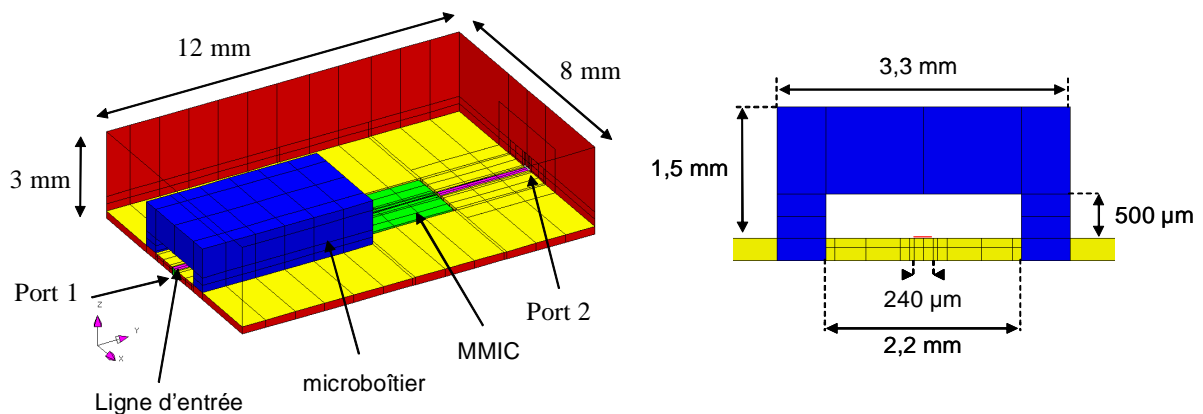


Figure II-96: Encapsulation de la ligne d'entrée du MMIC

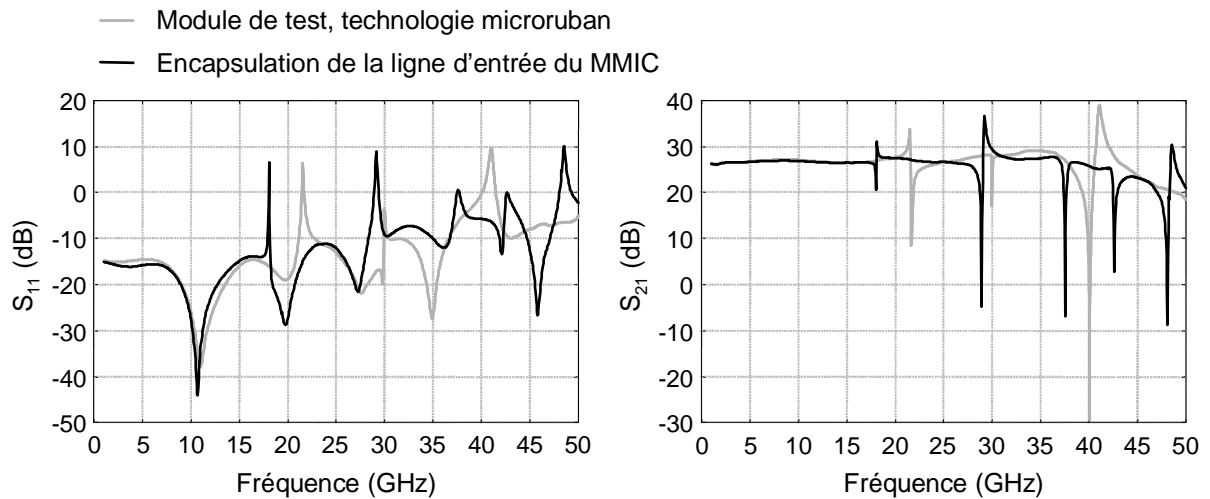


Figure II-97: Paramètres [S], encapsulation de la ligne d'entrée du MMIC

Les résultats issus de la simulation électromagnétique globale, retranscrits sur la Figure II-97, font apparaître un décalage des pics de résonance vers les basses fréquences, avec l'apparition de modes d'ordre supérieur aux hautes fréquences, soit l'effet inverse de l'effet souhaité. Cela peut s'expliquer par le fait que la ligne de sortie du MMIC excite les modes de cavité. De plus, la géométrie interne du boîtier a été modifiée par l'introduction d'un microboîtier métallique, entraînant ainsi le décalage fréquentiel des modes parasites.

V.4.2.b. Encapsulation de la ligne de sortie du MMIC

Seule la ligne de sortie du composant est encapsulée dans le cas étudié ici, l'encapsulation se faisant toujours à l'aide d'un microboîtier. La structure ainsi étudiée est présentée sur la Figure II-98.

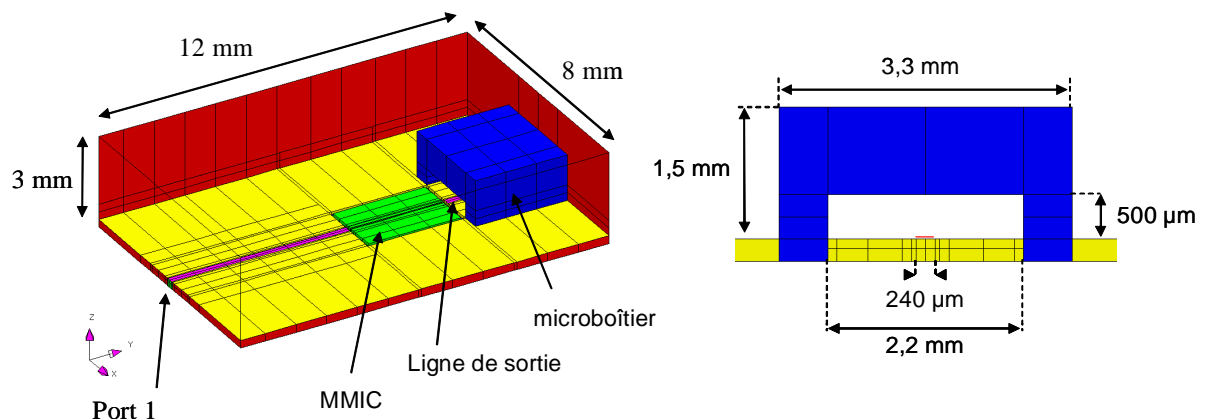


Figure II-98: Encapsulation de la ligne de sortie du MMIC

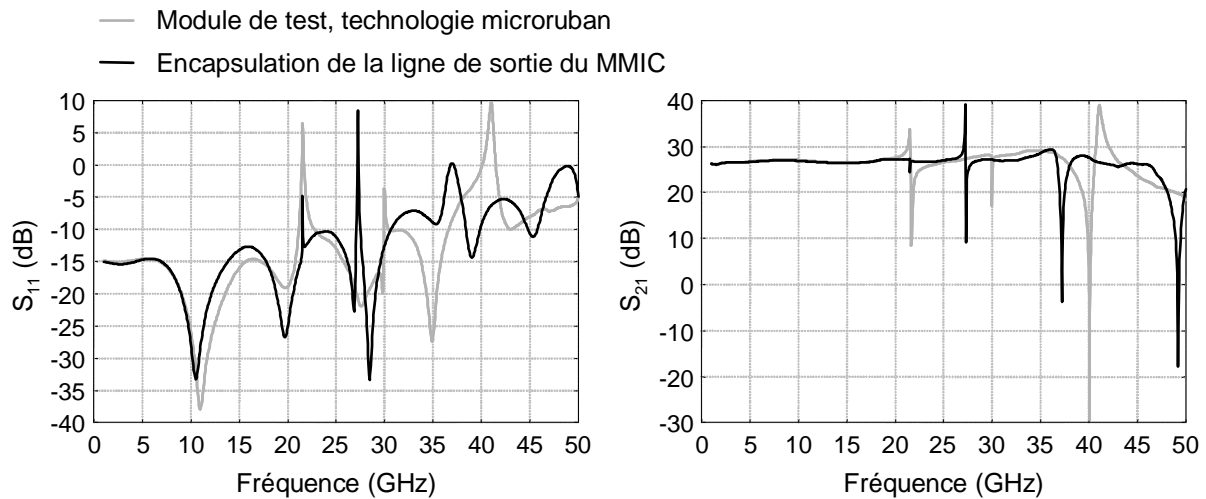


Figure II-99: Paramètre [S], encapsulation de la ligne de sortie du MMIC

Les résultats issus de la simulation électromagnétique globale, montrés sur la Figure II-99, font apparaître un décalage des pics de résonance vers les basses fréquences, avec l'apparition de modes d'ordre supérieur aux hautes fréquences. La modification de la géométrie interne du boîtier due à l'introduction du microboîtier métallique entraîne le décalage fréquentiel des modes parasites. Ce décalage est moins important que dans le cas de l'encapsulation de la ligne d'entrée du MMIC car les dimensions du microboîtier introduit sont inférieures.

V.4.2.c. Encapsulation de l'ensemble des lignes microondes du module

L'encapsulation d'une seule ligne ne permet pas de supprimer les modes parasites de la bande de fréquences étudiée, la ligne non encapsulée pouvant exciter ces modes. Afin de palier ce problème, les deux lignes microrubans sont maintenant encapsulées à l'aide d'un microboîtier. La structure étudiée est présentée sur la Figure II-100, les résultats de l'analyse électromagnétique globale sur la Figure II-101.

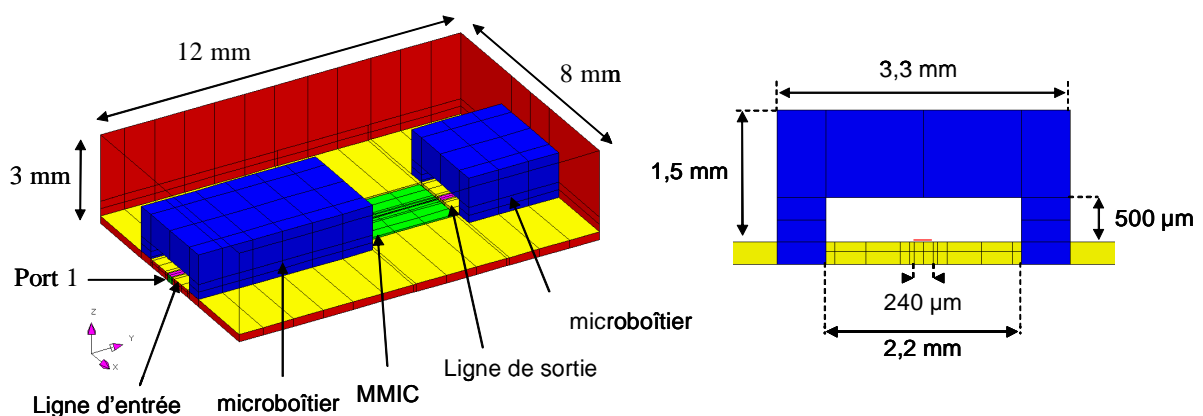


Figure II-100: Encapsulation de l'ensemble des lignes microondes

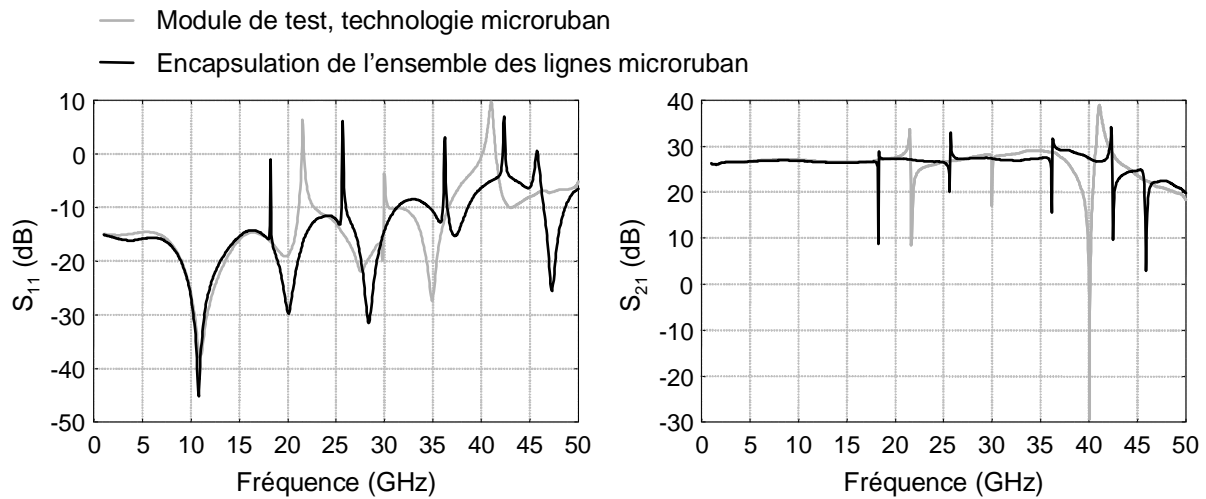


Figure II-101: Paramètres $[S]$, encapsulation de l'ensemble des lignes microondes

L'encapsulation de l'ensemble des lignes microondes dans le module de test ne permet donc pas d'empêcher l'excitation des modes de cavité dans la bande [0-50] GHz. Ces modes sont excités par les extrémités des lignes situées à proximité du composant.

V.4.2.d. Encapsulation de l'ensemble du circuit hyperfréquence du module

Les modes de cavités étant susceptibles d'être excités par les extrémités des lignes se trouvant à proximité du MMIC, l'ensemble du circuit hyperfréquence, composé des lignes microondes et du MMIC, est encapsulé à l'aide d'un microboîtier. Celui-ci présente deux ouvertures latérales placées au niveau du MMIC afin de permettre la connexion à un circuit de polarisation. La structure utilisée pour l'analyse hybride est présentée sur la Figure II-102, les résultats obtenus le sont sur la Figure II-103.

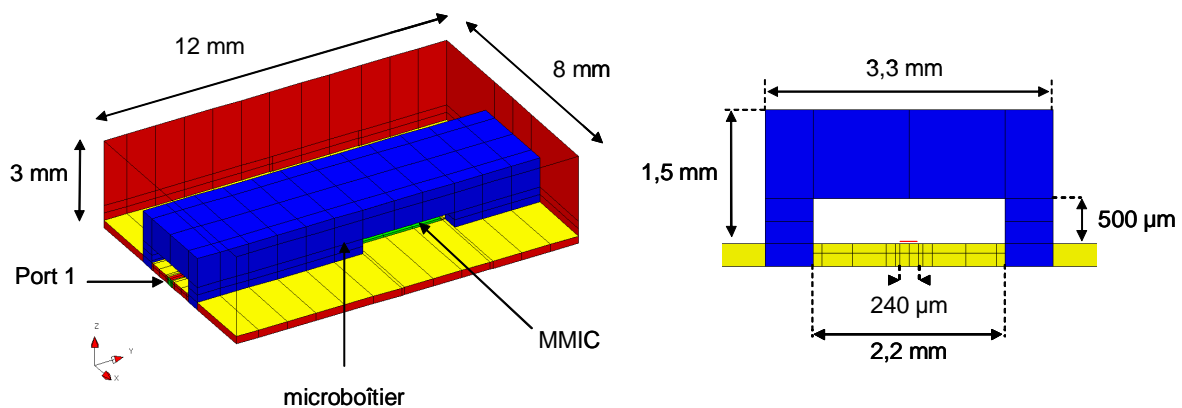


Figure II-102: encapsulation de l'ensemble du circuit hyperfréquence

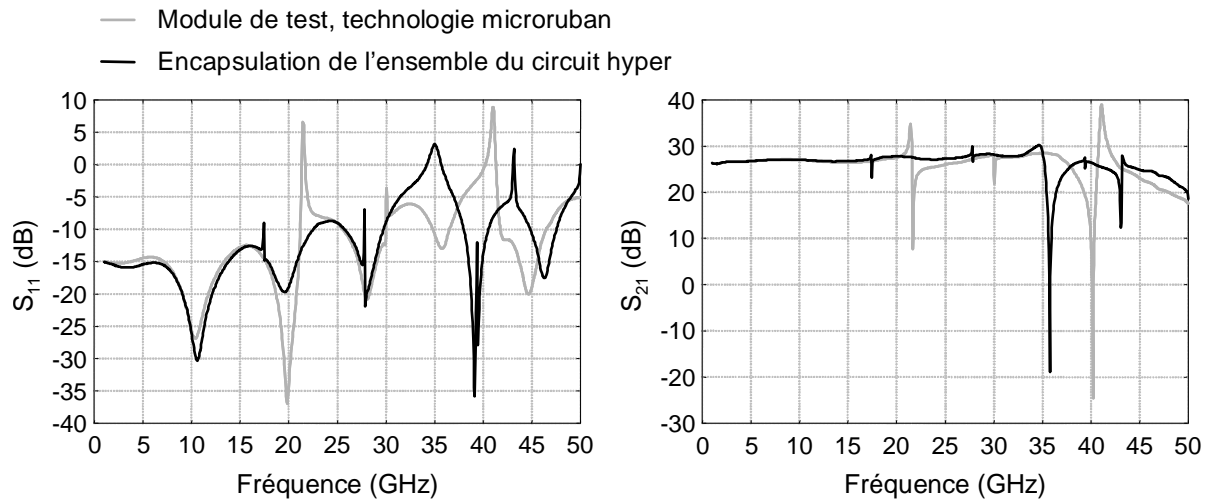


Figure II-103: paramètres [S], encapsulation de l'ensemble du circuit hyperfréquence

Les résultats obtenus montrent une diminution du couplage entre le rayonnement des lignes et les modes de cavité du boîtier. Néanmoins plusieurs pics perturbent fortement la réponse du module (pics à 36 GHz, à 43 GHz). Ces modes de cavité sont excités par l'intermédiaire des ouvertures pratiquées dans le microboîtier pour permettre la connexion du MMIC à un circuit de polarisation.

VI. CONCLUSION

Le choix de la technique d'assemblage du module joue un rôle de plus en plus important avec la montée en fréquence des dispositifs et l'augmentation du niveau d'intégration. Plusieurs solutions d'assemblage du module ont été présentées dans ce chapitre. Elles ont toutes mises en évidence un certain nombre de modes parasites lors de l'utilisation sur une très large bande de fréquences. La technologie microruban semble être la plus adaptée à ce type d'utilisation, la technologie coplanaire induisant un plus grand nombre de modes parasites car il s'ajoute aux modes de boîtier existant dans les deux types de technologie des modes de substrat.

Avec l'augmentation de la fréquence d'utilisation, le rôle joué par les interconnexions, en particulier les interconnexions entre les composants et le substrat d'accueil, devient non négligeable. L'étude réalisée sur les transitions filaires a permis la mise en évidence de l'effet selfique apporté par ce type de connexion. Plusieurs solutions permettant de réduire cet effet ont été présentées, la multiplication du nombre de fils réalisant la connexion, l'introduction d'un angle entre ces mêmes fils, l'utilisation d'une résine pour les noyer. Néanmoins, ce type de connexion reste pénalisant pour les systèmes fonctionnant à de très hautes fréquences. Une solution alternative est alors le report flip-chip du composant, la faible hauteur des bumps introduisant un effet selfique moindre que la transition filaire. Cependant, la présence du substrat d'accueil peut perturber le fonctionnement intrinsèque du MMIC.

Les transitions à travers les parois métalliques du boîtier ou de cloisons placées à l'intérieur de ce dernier jouent aussi un rôle important dans la dégradation du signal utile. Ces transitions peuvent être hermétiques ou non. Dans le premier cas, elles sont réalisées par l'intermédiaire de connecteurs ou d'inserts diélectriques. Dans le second cas, une simple ouverture pratiquée dans la paroi est suffisante. Deux transitions ont été étudiées dans ce chapitre, la première hermétique avec un insert diélectrique, la seconde n'étant composée que d'une ouverture simple pratiquée dans la paroi. Il ressort de cette étude que lorsqu'il n'est pas nécessaire d'avoir une herméticité de la transition, l'ouverture simple semble préférable.

L'encapsulation d'un dispositif hyperfréquence dans un boîtier métallique peut entraîner l'apparition de modes parasites dès lors que les dimensions de la structure sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Plusieurs solutions ont été présentées afin de palier ce problèmes. Des solutions classiques telles que l'utilisation d'absorbant ou la

diminution des dimensions de la cavité, que ce soit par insertion de parois métalliques ou par réduction de la taille du boîtier, ont été analysées. Ces solutions ont présenté une bonne efficacité dans la bande [0-50] GHz pour le module de test utilisé. D'autres solutions, moins classiques, telles que l'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques ou l'encapsulation des lignes microondes ont été appliquées au module de test. Ici encore, ces solutions ont permis de supprimer un certain nombre de modes parasites de la bande de fréquences étudiée.

L'étude menée sur une structure de test simple est dans le chapitre suivant appliquée aux structures développées dans le cadre du projet RNRT ERMIONE.

CHAPITRE III

Application des règles de conception au projet

RNRT ERMIONE

I. ETUDES MENÉES DANS LE CADRE DU PROJET RNRT ERMIONE

I.1.1. ETUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Dans le cadre du projet RNRT ERMIONE, un module émetteur intégrant une électronique rapide et un modulateur à électroabsorption (MEA) a été conçu et réalisé (Figure III-1). Celui-ci est composé d'un multiplexeur, d'un driver et d'un modulateur placés dans un seul boîtier. L'ensemble du circuit est prévu pour délivrer sur la fibre optique un débit de 40 Gbit/s. Un tel débit impose à l'électronique de commande une bande de fréquence de fonctionnement de [0-50] GHz. Une bande de fréquences si large laisse envisager un grand nombre de modes parasites dans la cavité formée par le blindage des circuits, ce qui justifie une analyse électromagnétique rigoureuse, objet de cette thèse.

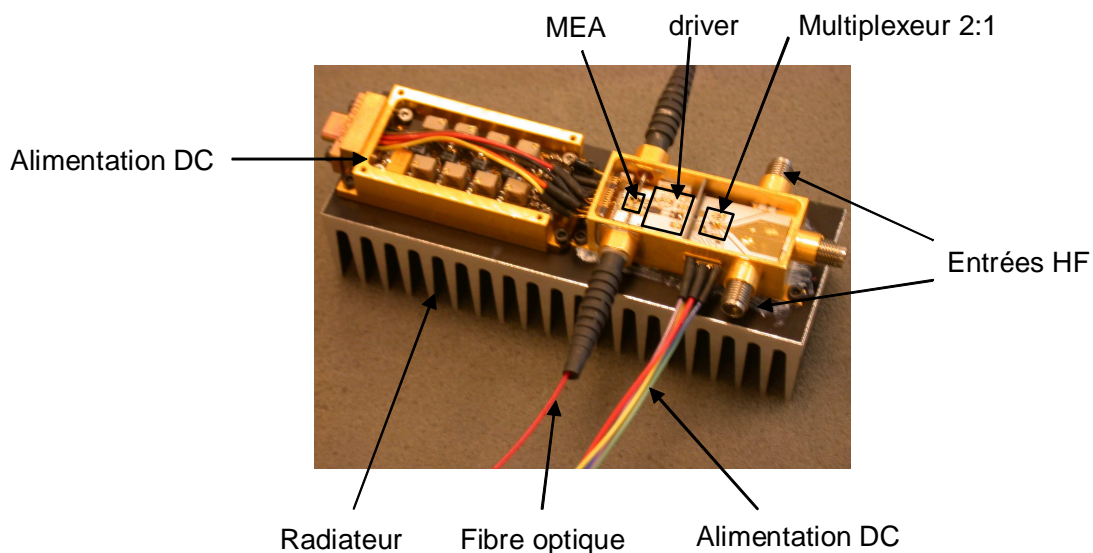


Figure III-1: module émetteur ERMIONE

Au cours du projet ERMIONE, plusieurs boîtiers ont été étudiés. Dans un premier temps, seul le driver du modulateur a été étudié. Cette première étude a permis le choix de la technologie utilisée pour la réalisation des lignes de signal hyper, et la mise en évidence des modes parasites. L'ensemble driver et modulateur a ensuite été étudié dans un boîtier en forme de T qui reprenait en partie le boîtier du driver seul.

I.2. ETUDE THERMIQUE

Une étude thermique a été réalisée sur le premier module émetteur, à savoir le module possédant un boîtier en forme de T. Ce module est constitué de trois composants actifs, un diviseur, un amplificateur et un modulateur, dégageant de la chaleur lorsqu'ils sont polarisés, en particulier le MEA. Afin de réguler ce dernier en température, une cellule à effet Peltier est utilisée.

L'étude thermique a été réalisée à l'aide des outils de la bibliothèque MODULEF permettant un traitement par la méthode des éléments finis de la conduction.

II. ETUDE DU DRIVER SEUL

L'étude du module émetteur développé dans le cadre du projet RNRT ERMIONE a été effectuée en plusieurs parties. La première partie consiste en l'étude du driver seul, l'objectif étant la détermination de la topologie et de la technologie coplanaire ou microruban à employer pour sa réalisation.

II.1. COMPARAISON TECHNOLOGIES COPLANAIRE – MICRORUBAN

II.1.1. ALUMINE DU DRIVER EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE

Dans un premier temps, l'alumine du driver est réalisée en technologie coplanaire. Le masque du circuit est donné sur la Figure III-2. Le circuit est composé de deux MMICs, un diviseur et un amplificateur, de trois capacités de découplage placées sur chacune des sorties du diviseur ainsi que sur la sortie de l'amplificateur. Le circuit de polarisation des MMICs fait de plus apparaître sept capacités de polarisation.

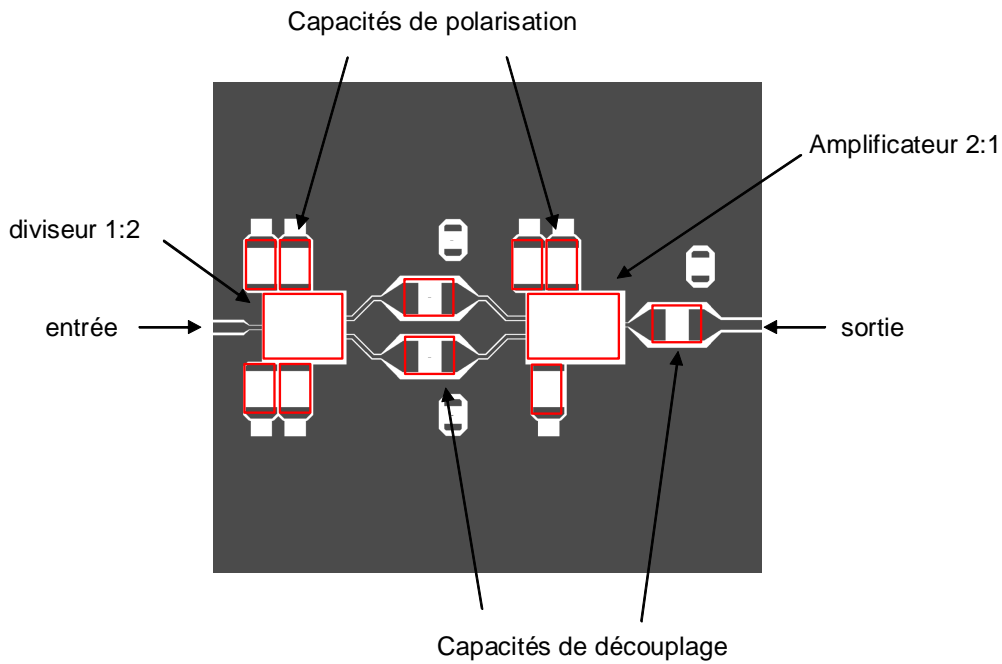


Figure III-2: masque de l'alumine du driver en technologie coplanaire

Lors de la simulation électromagnétique, les capacités de découplage ont été considérées comme des blocs de diélectrique, de même que les MMICs.

La structure étudiée par une analyse électromagnétique 3D est présentée sur la Figure III-3.

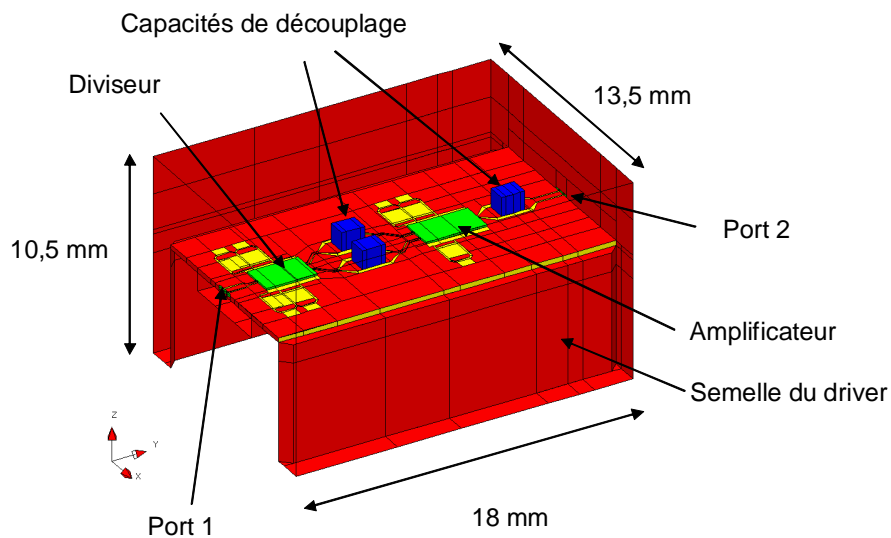


Figure III-3: module driver en technologie coplanaire

Afin de conserver des lignes de type coplanaire et de limiter l'effet du plan de masse apporté par la semelle métallique du driver, cette dernière est évidée sous les lignes de signal comme montré sur la Figure III-4.

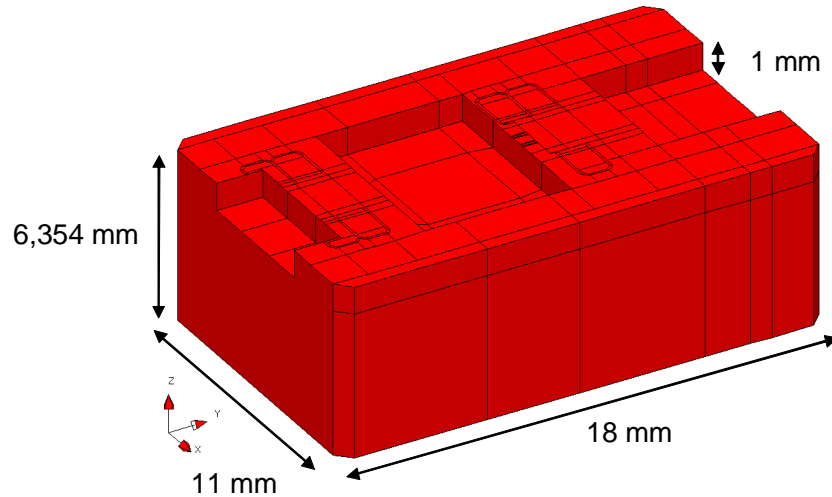


Figure III-4: semelle du driver

Des accès localisés sont introduits dans le maillage au niveau des entrées et sorties des MMICs, ainsi qu'au niveau des capacités de liaison. La simulation électromagnétique par la méthode des éléments finis est effectuée sans prise en compte des pertes afin de bien mettre en évidence les modes de cavités. Les parois métalliques du boîtier ainsi que la semelle du driver sont considérées comme des murs électriques parfaits. La permittivité du substrat est prise égale à 9,8, celle des blocs de diélectrique représentant les MMIC à 12,7.

Après la simulations électromagnétique, le chaînage de la réponse des composants actifs, ainsi que celles des capacités de découplage, est réalisé à l'aide d'un logiciel de type circuit, HP-ADS dans notre cas, par l'intermédiaire de ces accès localisés. Le chaînage des divers éléments à la réponse électromagnétique est donné sur la Figure III-5.

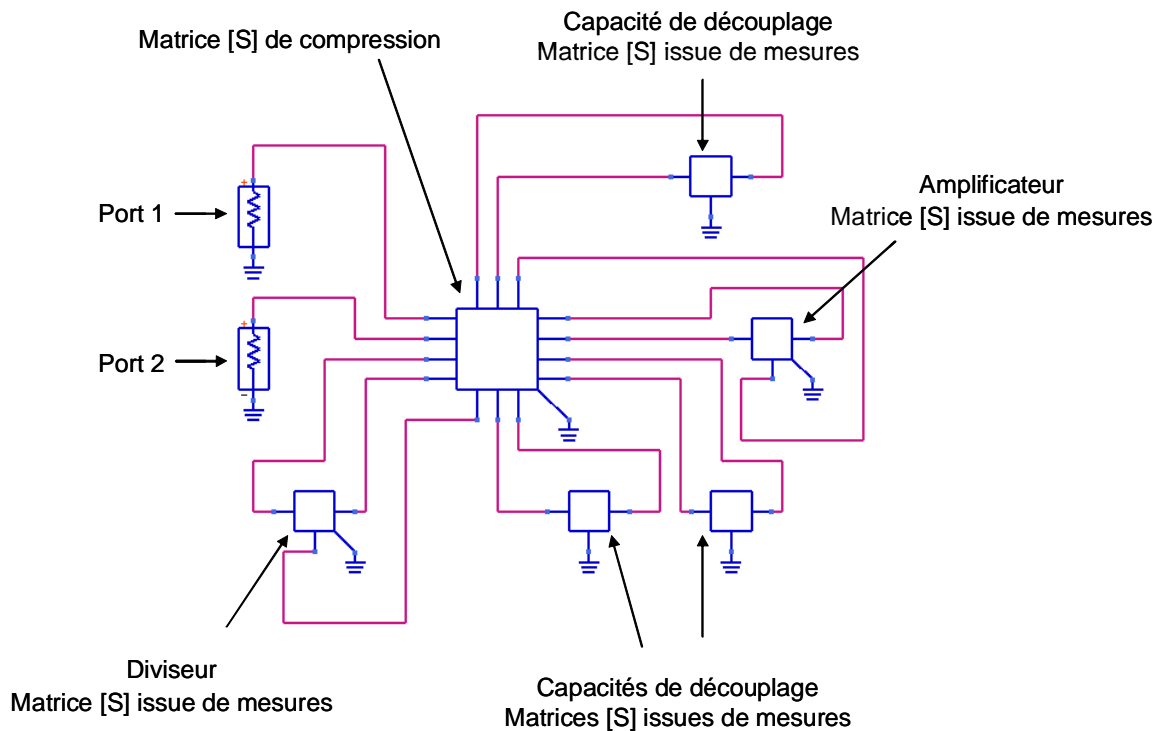


Figure III-5: chaînage de la réponse des circuits actifs et des capacités de liaison sous le logiciel de type circuit HP ADS

Parallèlement à l'analyse électromagnétique globale, une analyse classique de type circuit est effectuée. Celle-ci est réalisée à l'aide du logiciel HPADS. Le schéma du circuit étudié est présenté sur la Figure III-6.

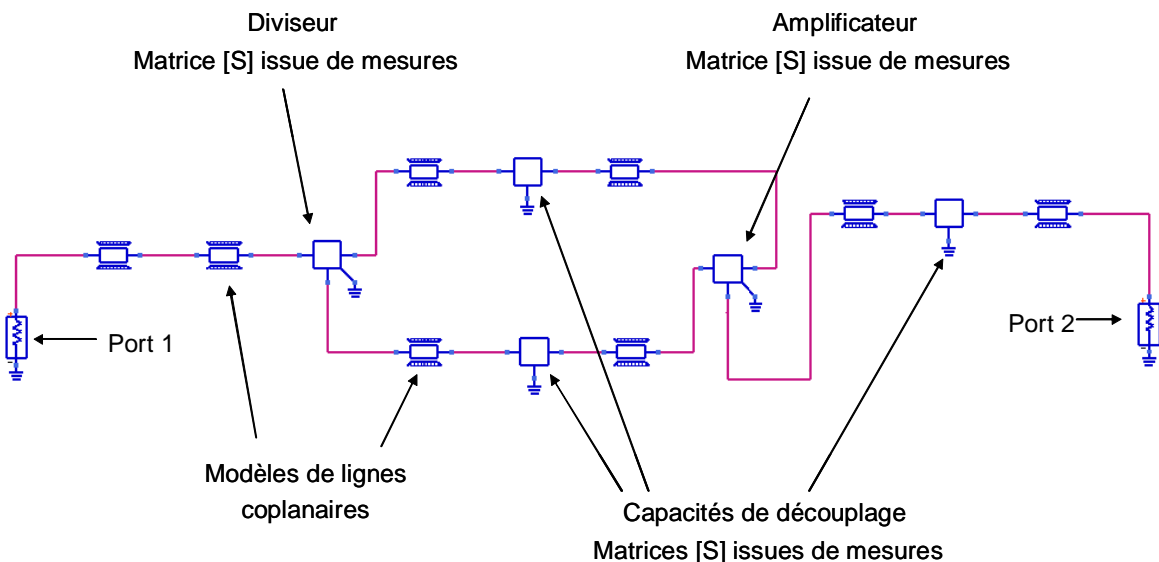


Figure III-6: schéma de type circuit du module driver en technologie coplanaire

La réponse en fréquence obtenue par l'analyse électromagnétique globale, présentée sur la Figure III-7, fait apparaître un nombre important de pics parasites dans la bande étudiée.

Ces pics n'apparaissent pas sur la réponse obtenue par l'analyse de type circuit. Plusieurs raisons à cela:

- Les tappers n'ont pas été pris en compte dans la simulation de type circuit;
- Une simulation de type circuit ne permet pas la prise en compte de l'environnement du circuit.

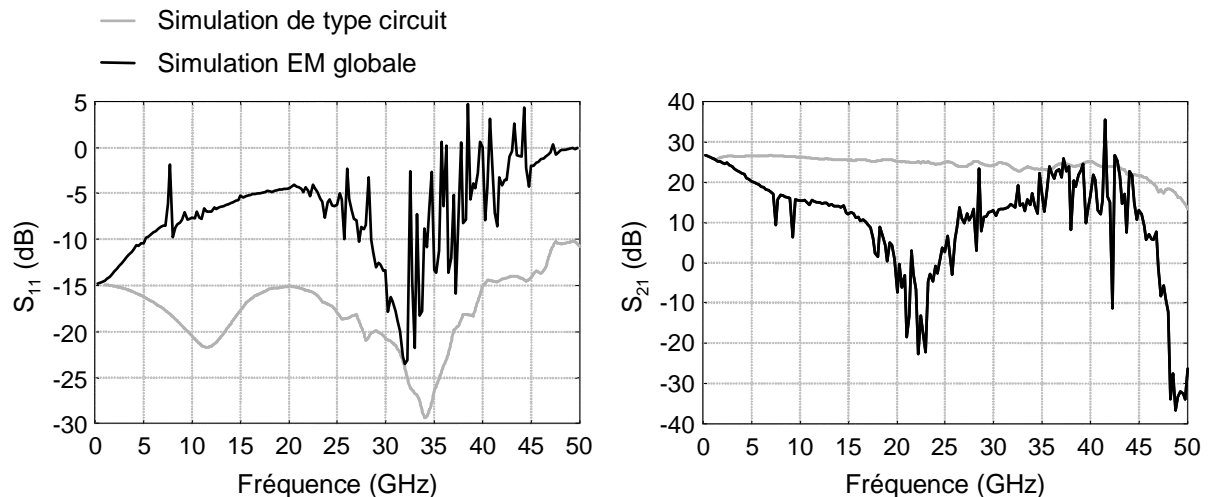


Figure III-7: paramètres [S], module driver en technologie coplanaire

Les pics parasites observés correspondent à plusieurs types de modes : des modes de substrat et des modes de cavité. En effet, bien que la semelle ait été évidée afin de conserver un caractère coplanaire aux lignes de signal, elle apporte un plan de masse inférieur en plusieurs endroits sous l'alumine du driver, sur les côtés et sous les MMICs, ce qui favorise l'apparition de ces modes de substrat.

L'identification des modes de cavité est plus difficile que pour la structure de test utilisée dans le chapitre précédent car, du fait de la présence de la semelle métallique placée sous le substrat, le boîtier ne peut plus être assimilé à une simple cavité parallélépipédique. En raison de la complexité de cette nouvelle structure, plusieurs modes peuvent être excités simultanément dans la cavité, le tracé du champ électromagnétique nous donnant alors la résultante de l'ensemble de ces modes.

La répartition du champ électromagnétique dans la structure pour les fréquences des modes parasites, dont quelques exemples sont présentés sur la Figure III-8, permet néanmoins de voir qu'un grand nombre de ces pics sont liés à des résonances dans le substrat.

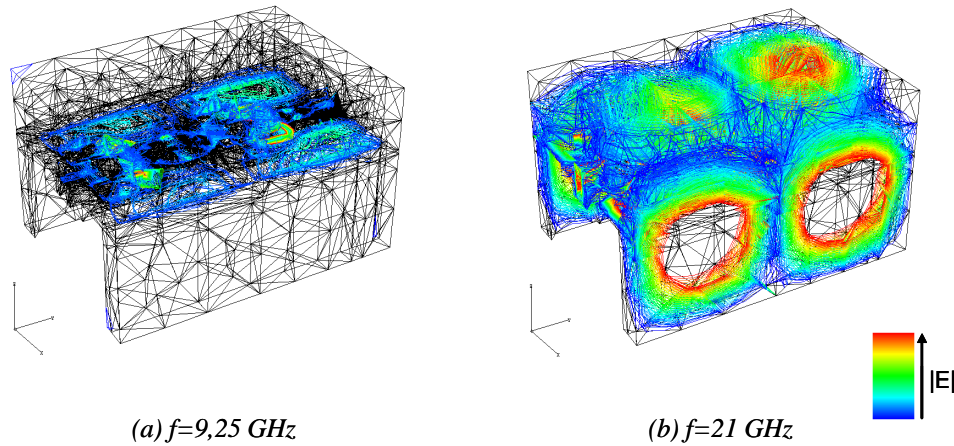


Figure III-8: répartition du module du champ E , module driver en technologie coplanaire

La méthode d'analyse utilisée autorise une étude de stabilité linéaire du module. Celle-ci est effectuée sur la bande de fréquence [1-50]GHz à l'aide du facteur K et du coefficient B dont le calcul est présenté dans l'Annexe II. Le dispositif étudié sera inconditionnellement stable si $K > 1$ et $B > 0$.

Le tracé du facteur K et du coefficient B pour le module driver en technologie coplanaire est présenté sur la Figure III-9.

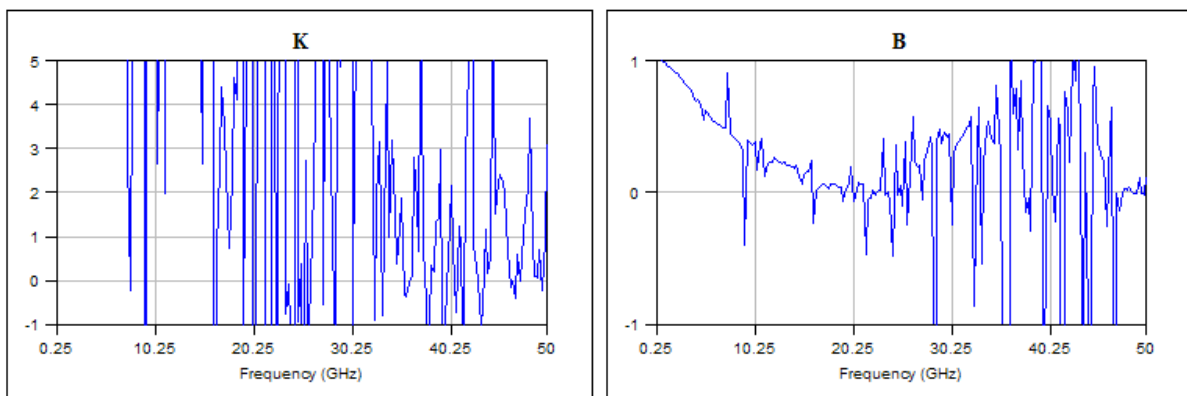


Figure III-9: facteur K et coefficient B pour le module driver ERMIONE en technologie coplanaire.

Les résultats obtenus font apparaître un grand nombre de fréquences pour lesquelles le facteur K est inférieur à 1 et/ou le coefficient B inférieur à 0. Pour ces fréquences, le module driver est conditionnellement stable. Le tracé des cercles de stabilité en entrée et sortie du module permet alors de déterminer la stabilité du dispositif. Une première instabilité est relevée à 9,25 GHz (Figure III-10).

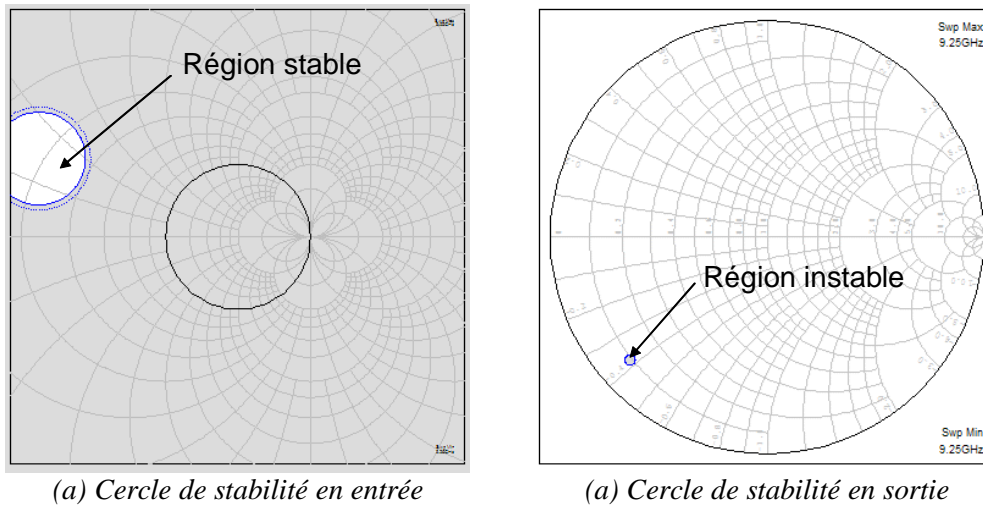


Figure III-10: Cercles de stabilité pour $f=9,25\text{GHz}$, driver en technologie coplanaire.

Le tracé des cercles de stabilité pour les autres fréquences où le facteur K est inférieur à 1 et/ou le coefficient B est négatif fait apparaître un grand nombre d'instabilités dans la bande de fréquences étudiée. Les modes parasites engendrés par l'encapsulation du circuit entraîne donc l'apparition d'instabilités du module dans la bande de fréquences de fonctionnement.

II.1.2. ALUMINE DU DRIVER EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN

Dans un second temps, la technologie employée pour la réalisation de l'alumine du driver est la technologie microruban. Le masque du circuit réalisé est présenté sur la Figure III-11.

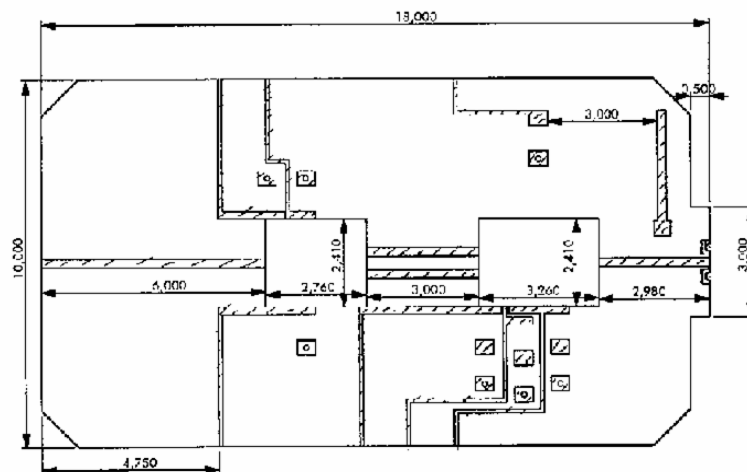


Figure III-11: masque du circuit driver en technologie microruban

Dans les simulations électromagnétiques suivantes, il est à noter que les circuits de polarisation, de même que les capacités de découplage, n'ont pas été pris en compte. Les capacités de découplage peuvent être prises en compte sous forme de modèles de type circuit lors du chaînage de la réponse des éléments actifs. Les pertes métalliques et diélectriques n'ont pas été prises en compte, les parois métalliques et la semelle du driver ont été considérées comme des CCE parfaits. La permittivité du substrat a été prise égale à 9,8, celle de blocs de diélectrique représentant les MMICs à 12,7. La structure étudiée est présentée sur la Figure III-12.

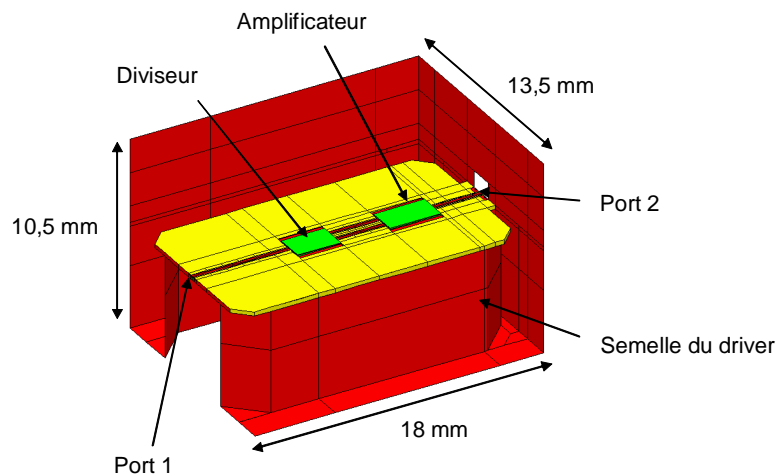


Figure III-12: module driver en technologie microruban

Afin de placer les MMIC au même niveau que la face supérieure du substrat et ainsi pouvoir réduire les longueurs de connexion, des supports métalliques sont placés sous le diviseur et l'amplificateur. La semelle du driver en technologie microruban est montrée sur la Figure III-13.

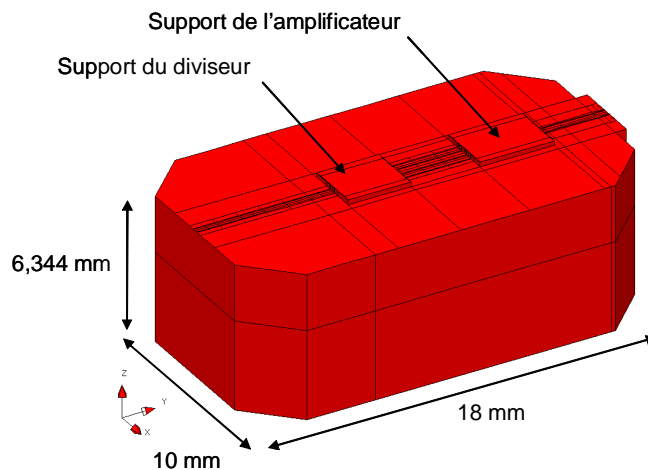


Figure III-13: semelle du driver en technologie microruban

Parallèlement à l'analyse électromagnétique globale, une analyse classique de type circuit est effectuée à l'aide du logiciel HP ADS. Le schéma du circuit étudié est présenté sur la Figure III-14.

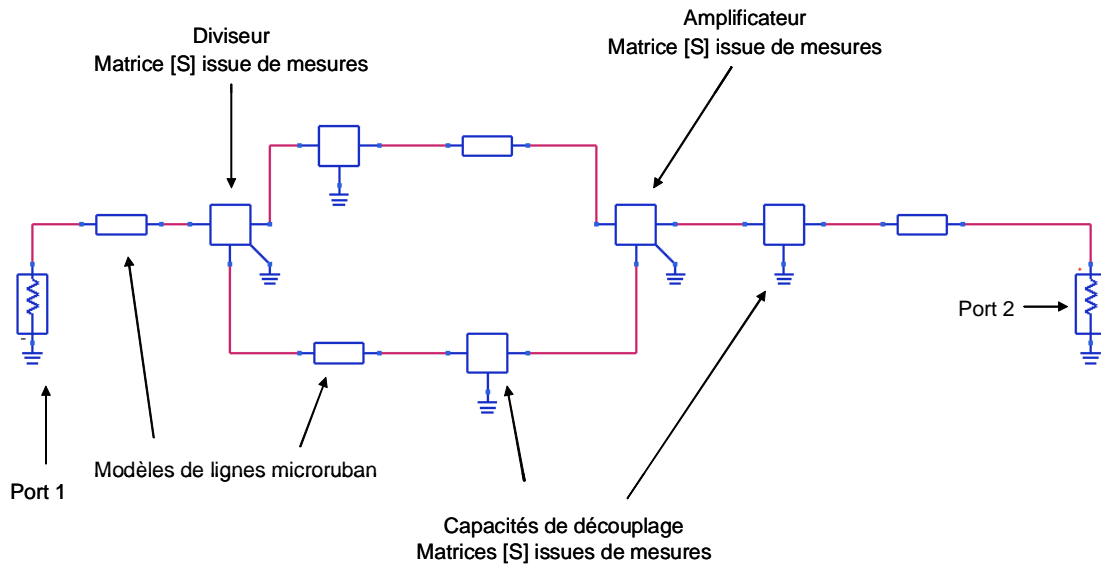


Figure III-14: schéma de type circuit du module driver en technologie microruban

Les résultats obtenus lors de ces deux analyses sont reportés sur la Figure III-15.

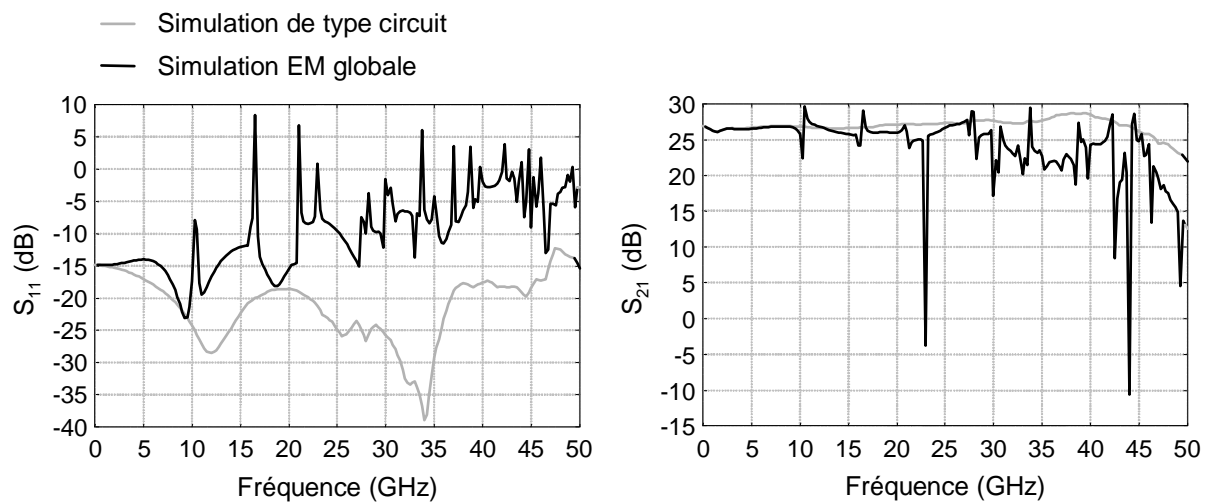


Figure III-15: paramètres [S], module driver en technologie microruban

Les résultats issus de l'analyse EM globale font apparaître plusieurs pics parasites qui n'apparaissent pas lors d'une analyse de type circuit. En effet, ce dernier type d'analyse ne permet pas la prise en compte de l'environnement du circuit.

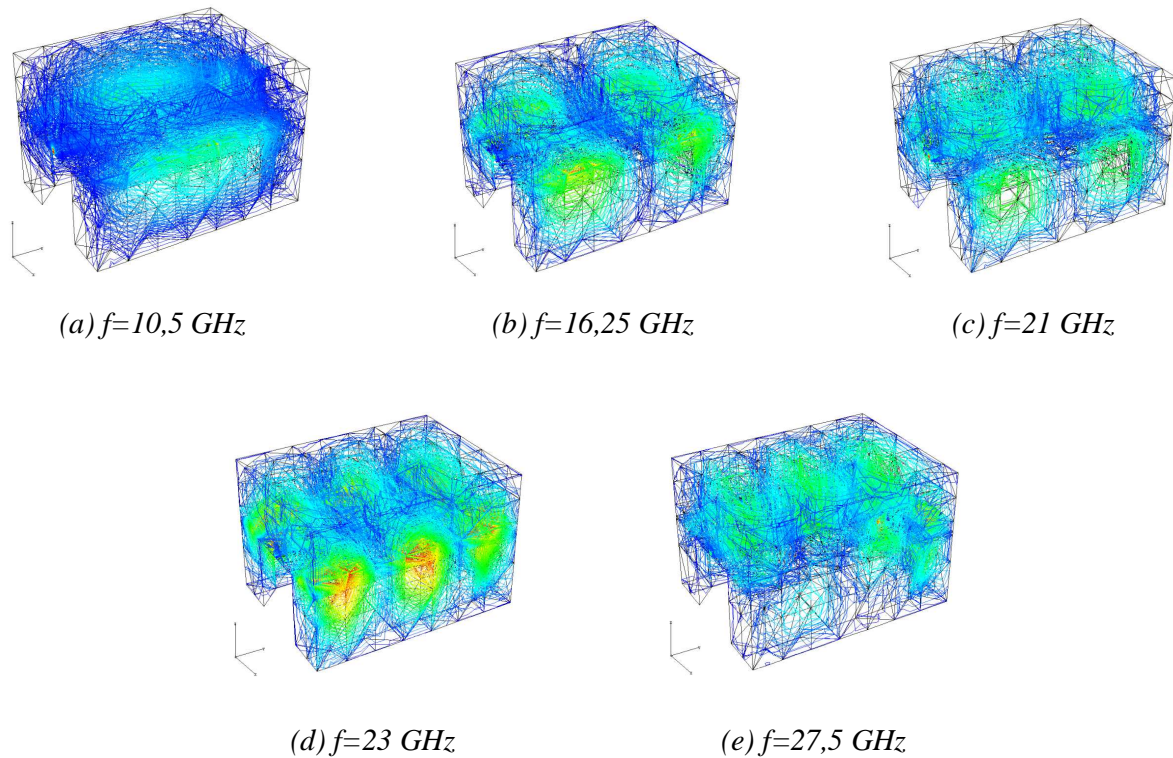


Figure III-16: répartition du module du champ E , module driver en technologie microruban

La répartition des champs électromagnétiques dans la structure pour les fréquences de ces pics montre que ces modes sont des modes de cavité. Des exemples sont donnés sur la Figure III-16. Néanmoins, du fait de la complexité de la structure, liée à la présence de la semelle métallique, il est difficile d'identifier formellement chacun des modes observés.

De la même façon que pour le technologie coplanaire, une étude de stabilité est effectuée à l'aide du facteur K et du coefficient B sur la bande de fréquence [1-50] GHz.

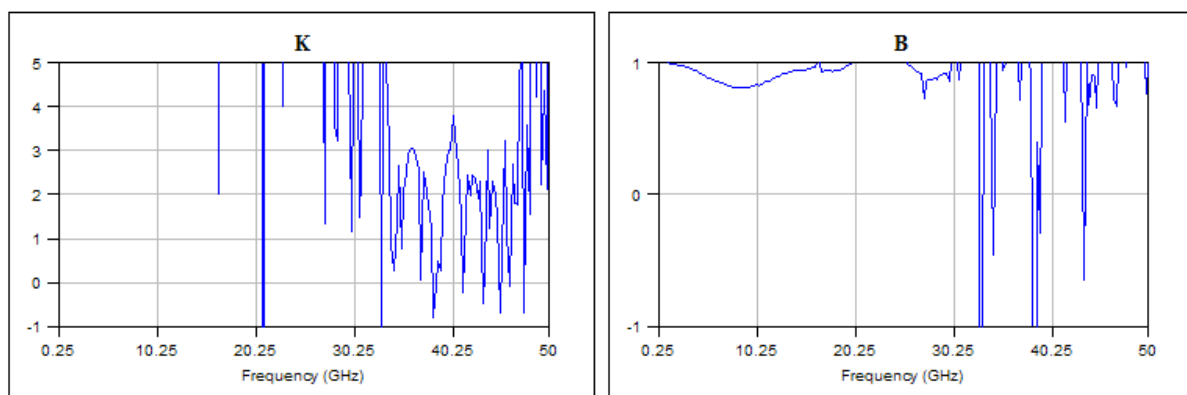


Figure III-17: facteur K et coefficient B pour le module driver ERMIONE en technologie microruban.

Le tracé du facteur K et du coefficient B présenté sur la Figure III-17 met en évidence plusieurs fréquences pour lesquelles $K < 1$ et/ou $B < 0$. Le tracé des cercles de stabilité pour ces fréquences fait apparaître une première instabilité à 21 GHz (Figure III-18).

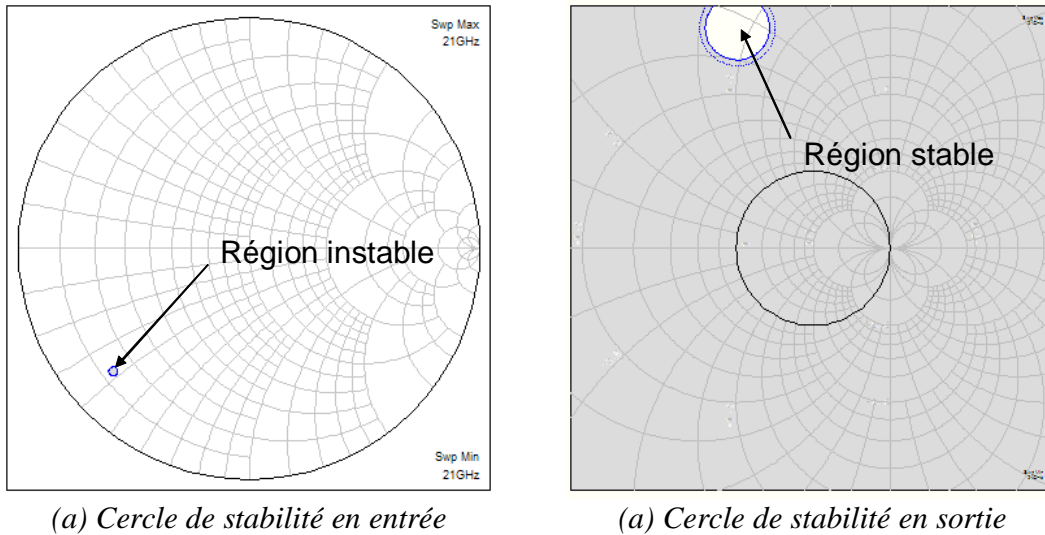


Figure III-18: cercles de stabilité pour $f=21$ GHz, driver en technologie microruban.

II.1.3. CONCLUSION

Les résultats issus de la simulation électromagnétique hybride mettent en évidence un nombre de modes parasites plus élevé dans le cas de l'utilisation d'une technologie coplanaire que lors de l'utilisation d'une technologie microruban comme le montre la Figure III-19.

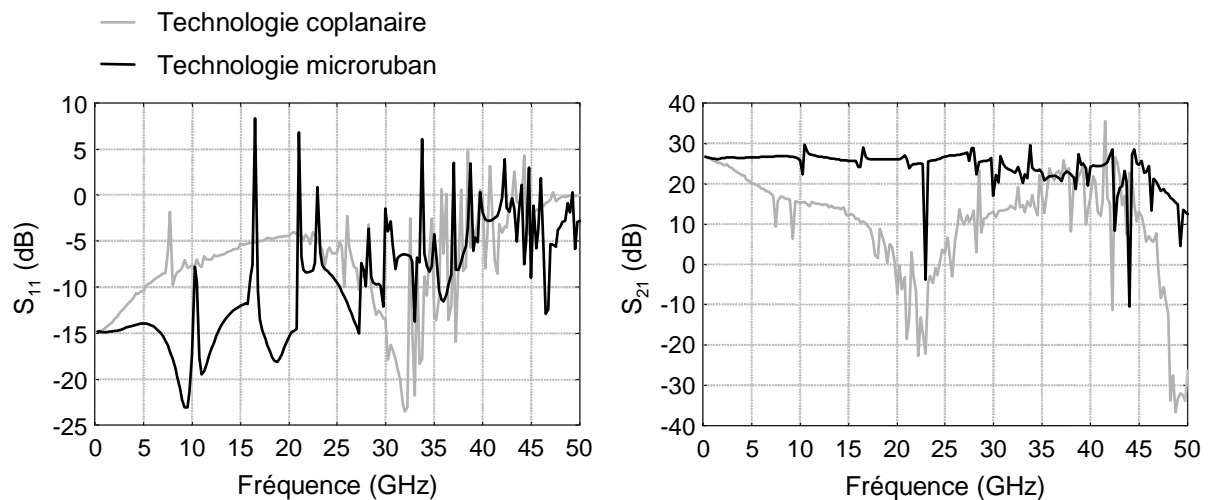


Figure III-19: paramètres [S], comparaison module driver ERMIONE en technologie coplanaire et microruban

L'apparition de ces modes parasites dans la bande de fréquences d'utilisation génère plusieurs instabilités du dispositif. Ces instabilités sont en plus grand nombre lors de l'utilisation de la technologie coplanaire que lors de l'utilisation de la technologie microruban, les modes parasites étant alors moins nombreux.

Cet état de fait est lié à l'excitation de modes de substrat dans la première technologie, excitation qui n'existe pas ou peu dans la seconde.

Si ces modes de substrat sont relativement aisés à supprimer grâce à l'utilisation de trous métallisés placés dans le diélectrique comme cela a pu l'être montré dans le chapitre précédent, il a été néanmoins décidé par les partenaires du projet d'utiliser une technologie microruban pour la réalisation des modules. Nous n'étudierons par conséquent que ce cas dans les études suivantes. L'excitation des modes parasites de cavité observés se fait par le rayonnement des lignes microondes. Pour limiter le nombre de modes apparaissant dans la bande de fréquences étudiée, il faut soit les repousser en fréquence, soit diminuer l'excitation en diminuant le rayonnement des lignes par confinement de l'énergie. Les solutions développées dans le chapitre précédent pour diminuer le nombre de mode de cavité sont appliquées aux modules ERMIONE dans les paragraphes suivants.

II.2. SUPPRESSION DES MODES PARASITES

Toutes les solutions évoquées dans le chapitre précédent ne sont pas appliquées à cette structure. Le choix de la technologie pour la réalisation des lignes s'étant porté sur la technologie microruban, les modes de substrat ne deviennent plus prépondérant. Il reste donc principalement les modes de cavité pour perturber la réponse du circuit. Deux techniques sont utilisées ici : l'utilisation d'un réseau de tiges et l'encapsulation, que ce soit des lignes, des MMIC ou de l'ensemble. Ces techniques sont utilisées séparément dans un premier temps, puis simultanément.

II.2.1. UTILISATION D'UN RÉSEAU DE TIGES MÉTALLIQUES

La première solution appliquée au module driver ERMIONE est l'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques. Cette solution a été présentée dans le chapitre précédent dans le cas d'un module de test et a donné des résultats encourageant quant au décalage des modes parasites hors de la bande de fréquences d'utilisation. L'étude de sensibilité liée à l'écart entre les tiges ayant déjà été réalisée dans le cadre du module de test,

elle ne sera pas montrée ici. Néanmoins, plusieurs réseaux périodiques de tiges seront étudiés, en prenant en compte ou non les circuits de polarisation.

II.2.1.a. Utilisation d'un réseau périodique dans l'ensemble de la cavité

Dans un premier temps, un réseau de tiges est placé dans l'ensemble de la cavité hormis aux endroits où se trouvent les éléments du circuit hyperfréquence. Il n'est pas tenu compte de l'existence du circuit de polarisation afin de limiter le domaine d'étude. Le pas pris entre chaque tiges est choisi de façon à ce qu'à 50 GHz il soit inférieur à $\lambda/6$. Les tiges utilisées présentent une section carrée de 256 μm de côté. La structure étudiée est présentée sur la Figure III-20.

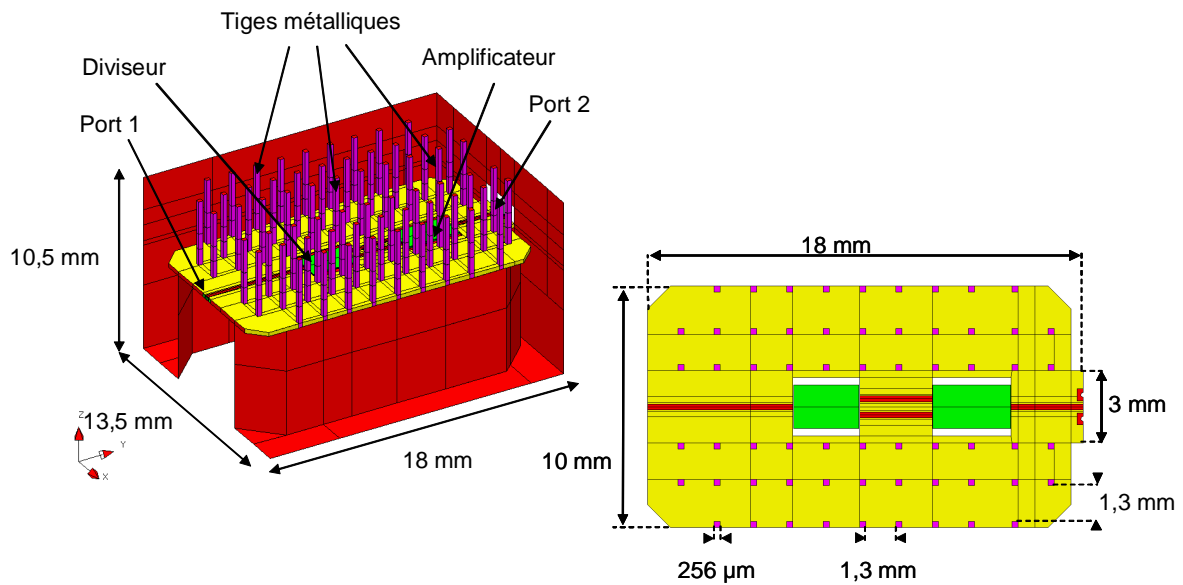


Figure III-20: module driver, réseau périodique de tiges métallique dans l'ensemble de la cavité

Les paramètres [S] issus de la simulation électromagnétique hybride de cette structure sont présentés sur la Figure III-21.

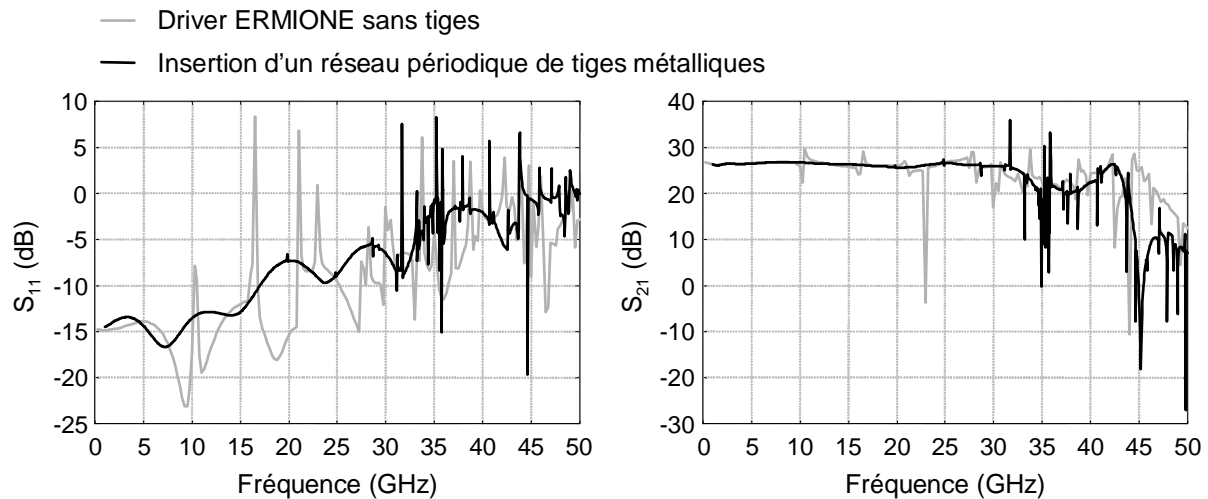


Figure III-21: paramètres [S], utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques

Les résultats obtenus à l'aide du réseau périodique de tiges métalliques réparti dans l'ensemble de la cavité montrent que si de nombreux modes parasites ont été décalés hors de la bande de fréquence d'utilisation, plusieurs autres viennent toujours perturber la réponse du module. Plusieurs raisons à cela :

- La présence des lignes microruban ainsi que celle des MMICs empêche une répartition sur tout le substrat des tiges et favorise ainsi la création d'une cavité résonante au milieu du réseau.
- Le fait que le substrat soit posé sur une semelle métallique et qu'ils soient tous deux de largeur nettement inférieure à celle du boîtier, pour des raisons de manipulation et de présence de connecteurs passant à travers la paroi, empêche ici le placement de tiges métalliques à proximité des parois latérales du boîtier et crée des cavités résonantes occupant toute la hauteur du boîtier. Les pics de résonance se trouvant à 24,8 GHz et à 28,7 GHz, dont la répartition du module du champ E est présentée sur la Figure III-22, en sont l'illustration.

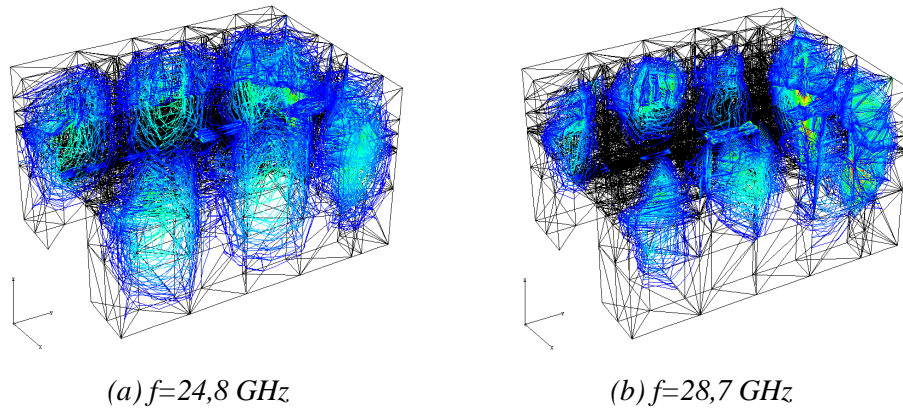


Figure III-22: répartition du module du champ E , boîtier driver avec réseau périodique de tiges métalliques pour $f= 24,8$ et $28,7$ GHz

Une étude de stabilité linéaire réalisée à l'aide du facteur K et du coefficient B est effectuée sur le driver ERMIONE avec le réseau périodique de tiges métalliques. Le tracé de K et B est présenté sur la Figure III-23.

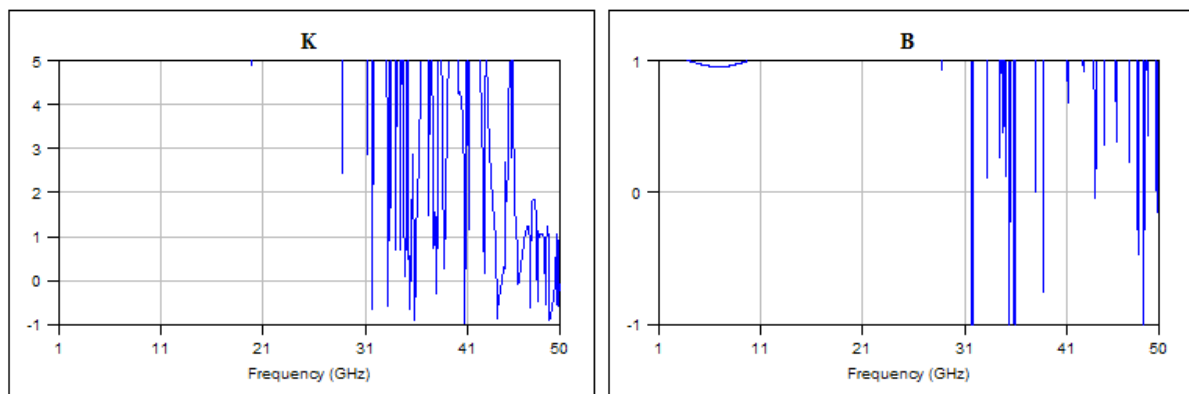


Figure III-23: facteur K et coefficient B pour le module driver avec réseau périodique de tiges métalliques.

Les résultats obtenus mettent en évidence plusieurs fréquences pour lesquelles le dispositif est susceptible d'être instable au delà de 31 GHz. Le tracé des cercles de stabilités permet de déterminer la stabilité du module pour ces fréquences. Une première instabilité est relevée à 31,7 GHz comme le montre la Figure III-24.

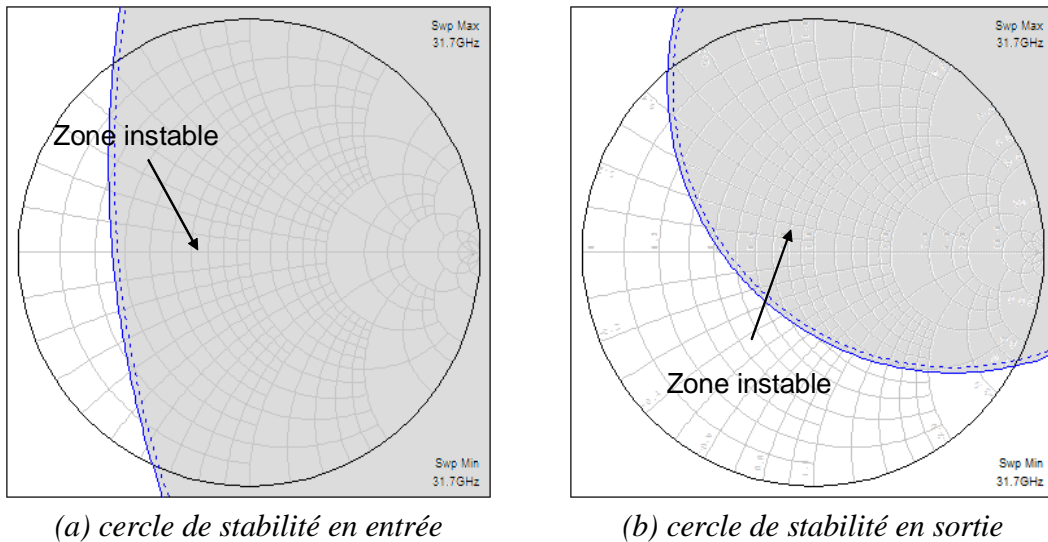


Figure III-24: cercles de stabilité pour $f=31,7$ GHz, module driver avec réseau périodique de tiges métalliques.

L'insertion d'un réseau périodique de tiges métalliques dans le boîtier du module driver ERMIONE permet donc la diminution du nombre de pics parasites perturbant la réponse du module et permet ainsi une plus grande stabilité du dispositif. En effet, celui-ci demeure inconditionnellement stable jusqu'à 31 GHz avec le réseau périodique de tiges alors que la première instabilité est relevée à 21 GHz pour le driver seul en technologie mcroruban.

Les tracés du module du champ E mettent bien en évidence le rôle joué par la ligne de sortie dans l'excitation des modes s'installant de part et d'autre de la semelle métallique. Une première solution, consistant à introduire un décalage entre deux rangs de tiges et à amener le premier rang le plus près possible du bord du substrat du côté de la ligne de sortie de l'amplificateur est mise en œuvre comme présenté sur la Figure III-25.

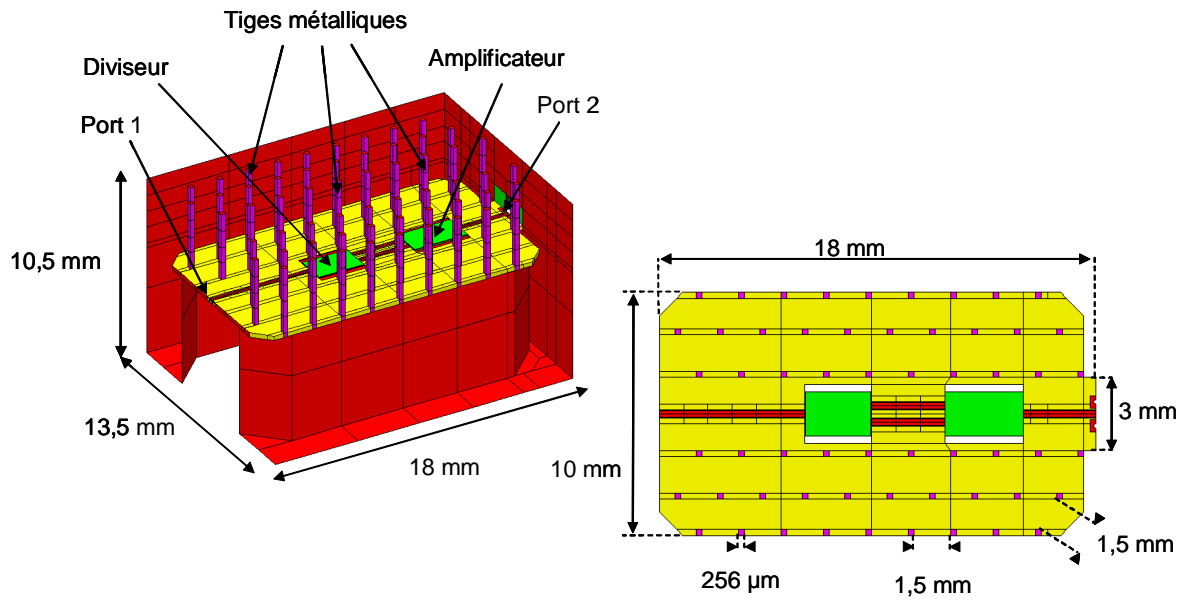


Figure III-25: utilisation d'un réseau de tiges décalées

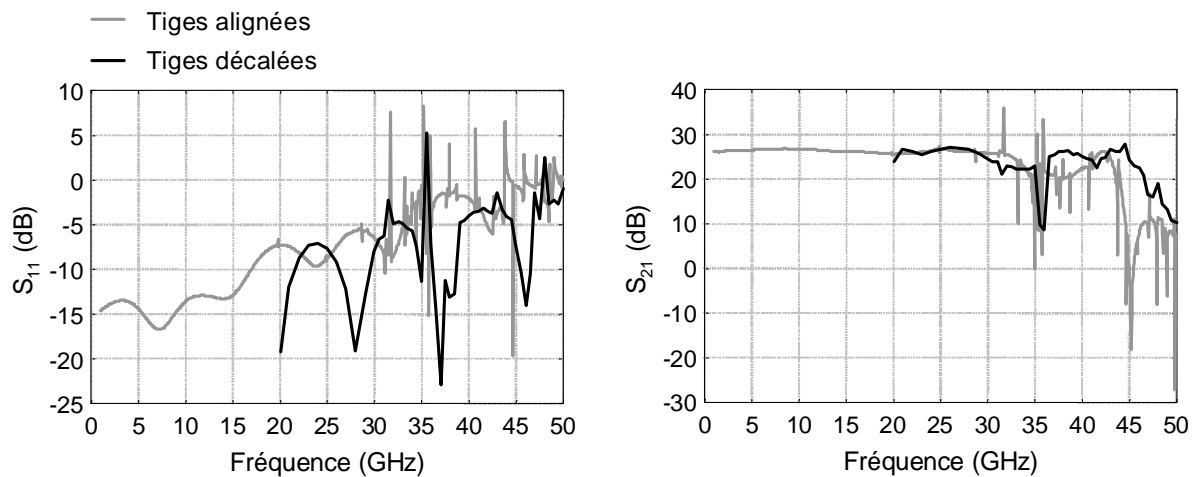


Figure III-26: paramètres $[S]$, utilisation d'un réseau périodique de tiges décalées

Les résultats obtenus présentés sur la Figure III-26 montrent que le fait de décaler les rangées de tiges métalliques les unes par rapport aux autres permet la suppression de quelques pics parasites. Néanmoins, plusieurs autres modes subsistent et viennent perturber la réponse du module.

II.2.1.b. Prise en compte du circuit de polarisation : simplification du réseau

La présence des circuits de polarisation du diviseur et de l'amplificateur n'autorise pas une répartition uniforme des tiges dans l'ensemble de la cavité, avec une distance entre deux tiges consécutives suffisamment faible pour que le réseau conserve son efficacité. Il faut donc

trouver une nouvelle répartition des tiges métalliques en tenant compte de ces circuits de polarisation.

Les pics parasites apparaissant sur la réponse en fréquence du driver proviennent de modes de cavité excités par les lignes microondes et se reboulant sur celles-ci. Afin de limiter cet effet, une rangée de tiges métalliques est placée de part et d'autre des lignes microondes. Des ouvertures sont pratiquées dans ce réseau afin de permettre la connexion des composants à leur circuit de polarisation. La structure étudiée est présentée sur la Figure III-27. Le pas du réseau utilisé ici est inférieur à celui du réseau périodique utilisé précédemment afin d'accentuer l'effet de bande interdite et obtenir ainsi un meilleur confinement de l'énergie.

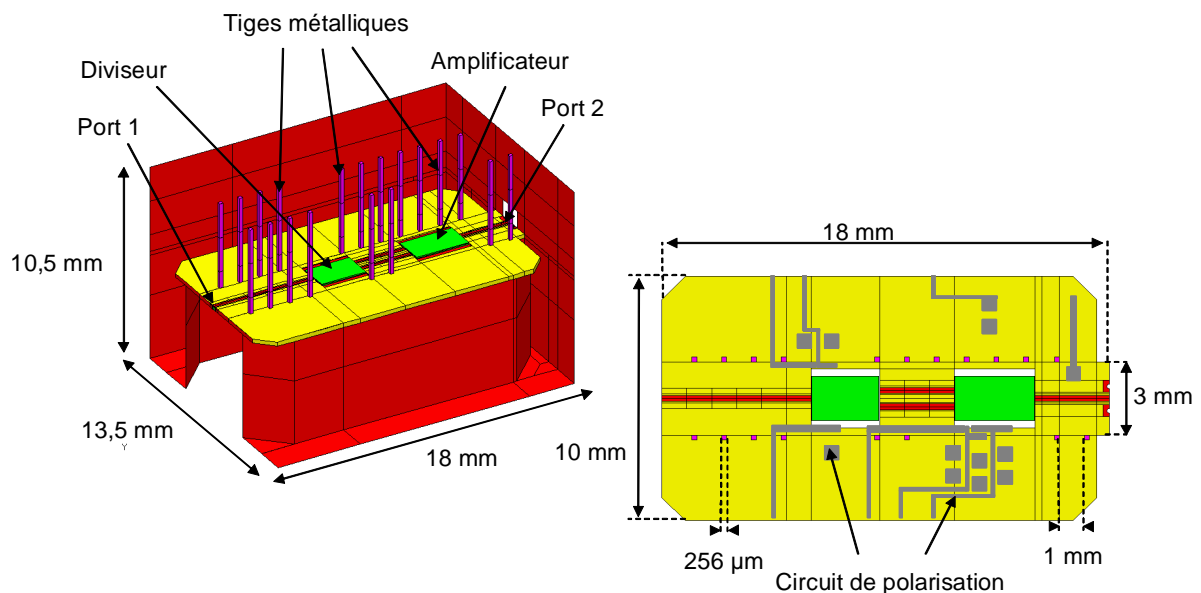


Figure III-27: première simplification du réseau de tiges métalliques

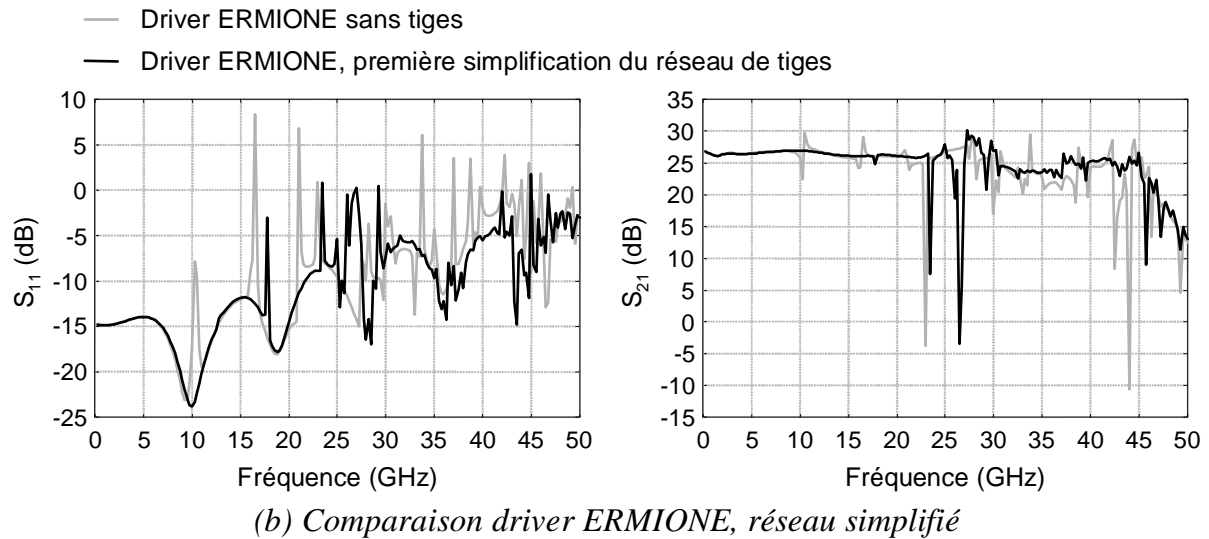
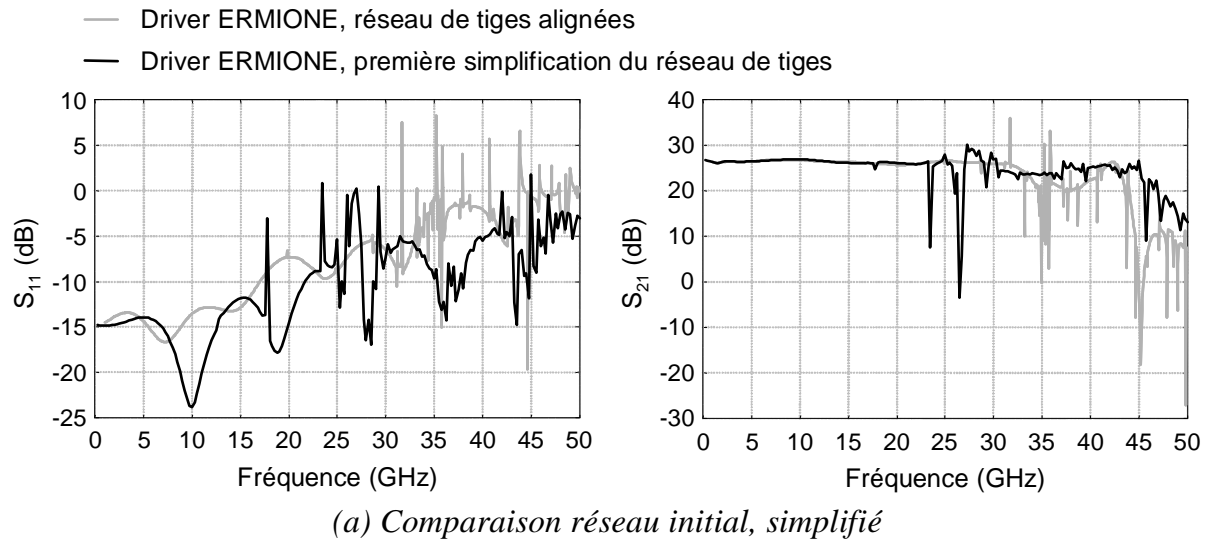


Figure III-28: paramètre [S], première simplification du réseau de tiges métalliques

Les résultats issus de l'analyse électromagnétique hybride montrent que si l'utilisation d'un tel réseau permet effectivement de supprimer un certain nombre de pics parasites sur la réponse en fréquence du driver, il en demeure encore quelques-uns (Figure III-28).

La répartition du champ électrique dans la cavité aux fréquences de ces modes parasites fait apparaître des résonances dans les cavités comprises entre le réseau de tiges métalliques et les parois du boîtier. L'excitation de ces résonances semble être due aux ouvertures pratiquées dans le réseau pour la connexion des MMICs aux circuits de polarisation.

Les ouvertures permettant cette excitation ne pouvant être supprimées, une nouvelle répartition des tiges métalliques dans la cavité, présentée sur la Figure III-29, est étudiée. Un second réseau, perpendiculaire au premier, est placé de telle sorte à diviser les cavités

latérales en cavités de dimensions plus petites, ayant par conséquent des modes de résonance de fréquence plus élevée. L'objectif est ici d'obtenir des cavités de dimensions suffisamment petites afin que la fréquence de ces modes soit située en-dehors de la bande de fréquences de fonctionnement, c'est à dire dans le cas étudié les rejeter au-delà de 50 GHz.

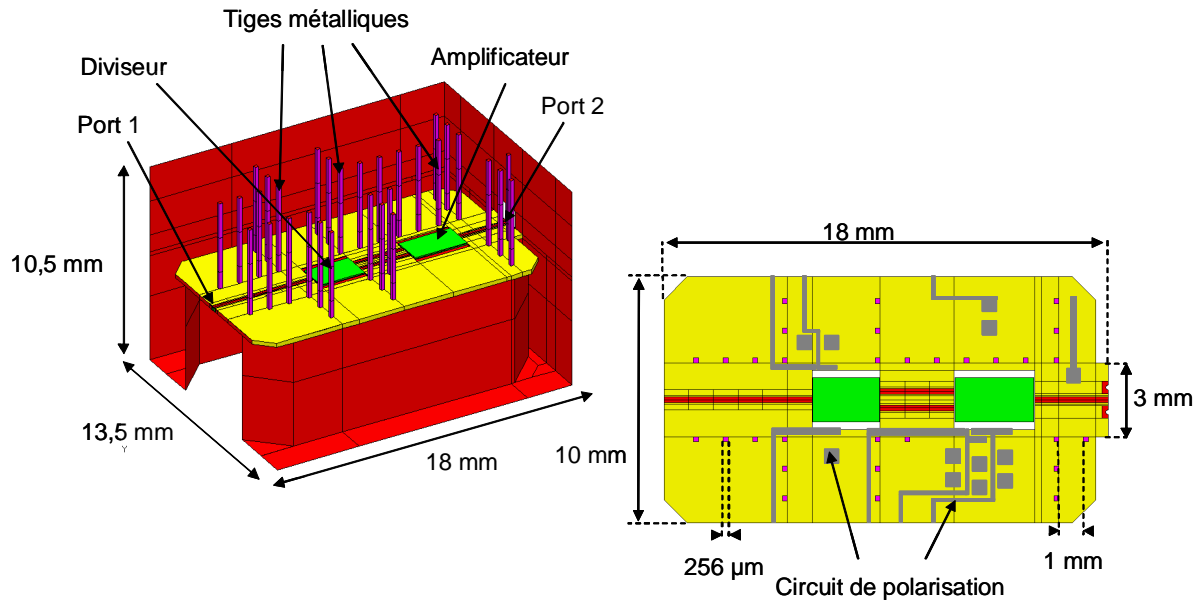


Figure III-29: seconde simplification du réseau de tiges métalliques

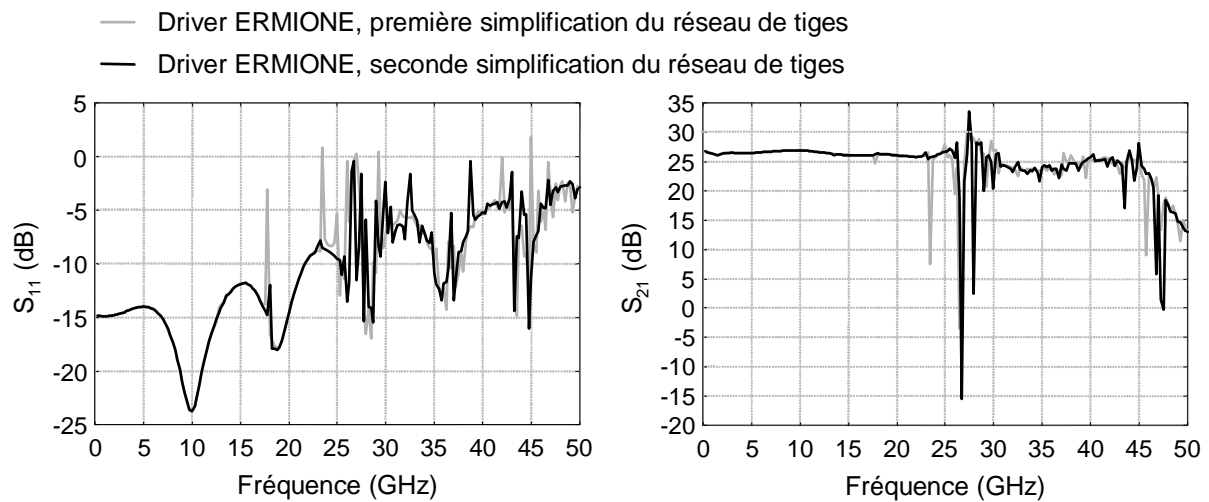


Figure III-30: paramètre $[S]$, seconde simplification du réseau de tiges métalliques

Les résultats obtenus valident l'approche utilisée jusqu'à 25 GHz. La grande largeur de la bande de fréquence d'utilisation du module, ainsi que les dimensions des circuits de polarisation ne permettent pas la suppression totale des pics parasites de la réponse du dispositif. De plus, le fait que ni la semelle métallique ni le substrat ne fassent les dimensions de la cavité, entraînant ainsi un écart entre la paroi et la semelle allant jusqu'à 1 mm dans

notre cas, empêche la disposition de tiges à proximité de ces parois et permet ainsi le couplage entre les cavités formées par les réseaux. De plus, l'espace situé entre la semelle et la paroi crée une cavité faisant le tour de la semelle, dont les grandes dimensions favorisent l'apparition des modes parasites dans la bande de fréquences étudiée.

Une analyse de stabilité est réalisée sur la bande de fréquence [1-50] GHz. Le tracé du facteur K et du coefficient B est donné sur la Figure III-31. Les résultats obtenus mettent en évidence plusieurs fréquences pour lesquelles $K < 1$ et/ou $B < 0$.

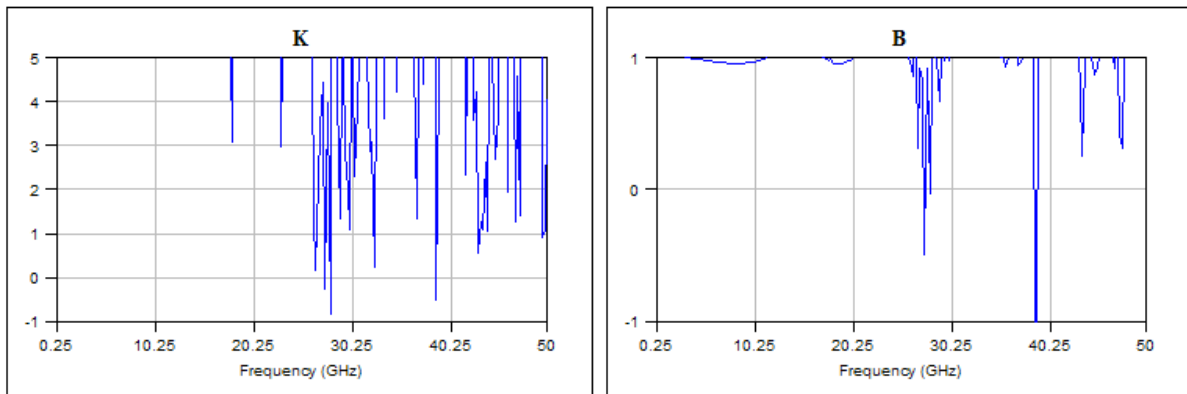


Figure III-31: facteur K et coefficient B , seconde simplification du réseau périodique de tiges métalliques

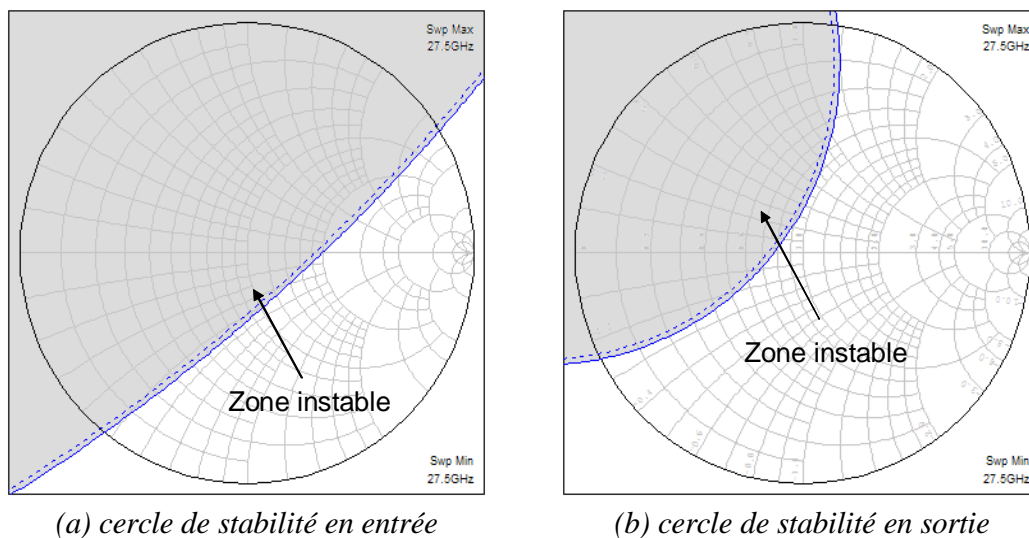


Figure III-32: cercles de stabilité pour $f=27,5$ GHz, seconde simplification du réseau périodique de tiges métalliques

Le tracé des cercles de stabilité pour ces fréquences fait apparaître une première instabilité pour $f=27,5$ GHz (Figure III-32). La seconde simplification du réseau périodique

de tiges métalliques permet donc une diminution du nombre de pics parasites dus à l'encapsulation du dispositif par rapport au driver seul. Elle autorise en outre une stabilité inconditionnelle sur une plus grande bande de fréquence, la première instabilité étant relevée à 27,5 GHz contre 21 GHz pour le driver seul en technologie microruban. Néanmoins, le réseau périodique de tiges métalliques initial présente de meilleures performances, la première instabilité étant alors relevée à 31,7 GHz.

II.2.2. ENCAPSULATION DES LIGNES ET/OU DES MMICS

II.2.2.a. Encapsulation de la ligne de sortie de l'amplificateur seule

Dans un premier temps, seule la ligne de sortie de l'amplificateur est encapsulée. C'est en effet cette ligne qui excite principalement les modes de cavité car c'est à son niveau que l'on retrouve le maximum de puissance. L'énergie rayonnée est ainsi forte en sortie. Par couplage avec les modes de boîtier, une rétroaction entre entrée et sortie du driver est générée, ce qui perturbe son fonctionnement et peut le rendre instable.

L'encapsulation est réalisée à l'aide d'un microboîtier dont l'ouverture fait 2 mm de large pour 1,5 mm de haut, ces dimensions ayant été choisies afin de ne pas perturber le fonctionnement de la ligne sans avoir à la redimensionner et afin de pouvoir placer la capacité de découplage située en sortie du diviseur sous le microboîtier.

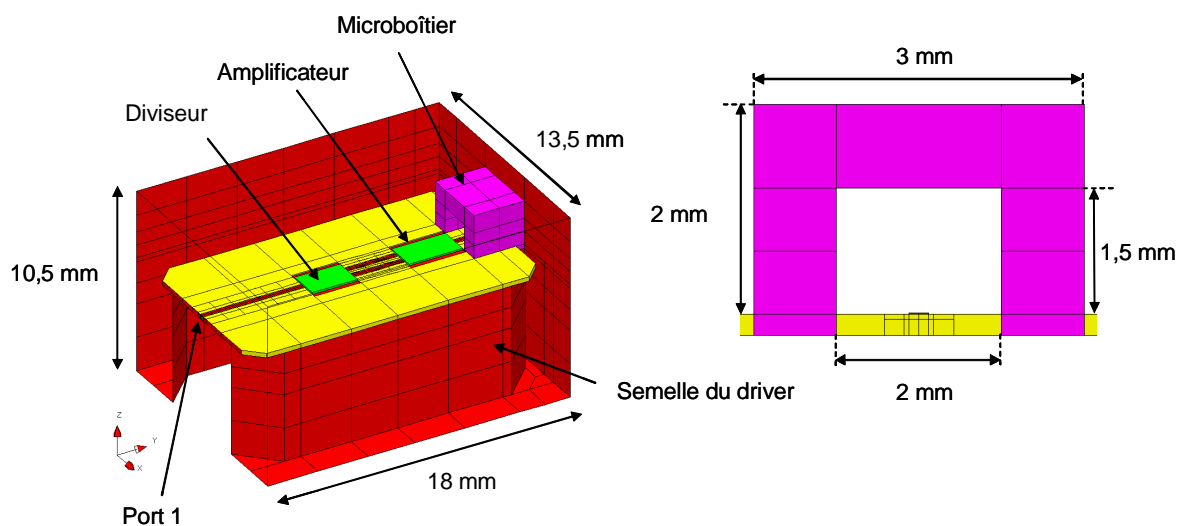


Figure III-33: Encapsulation de la ligne de sortie

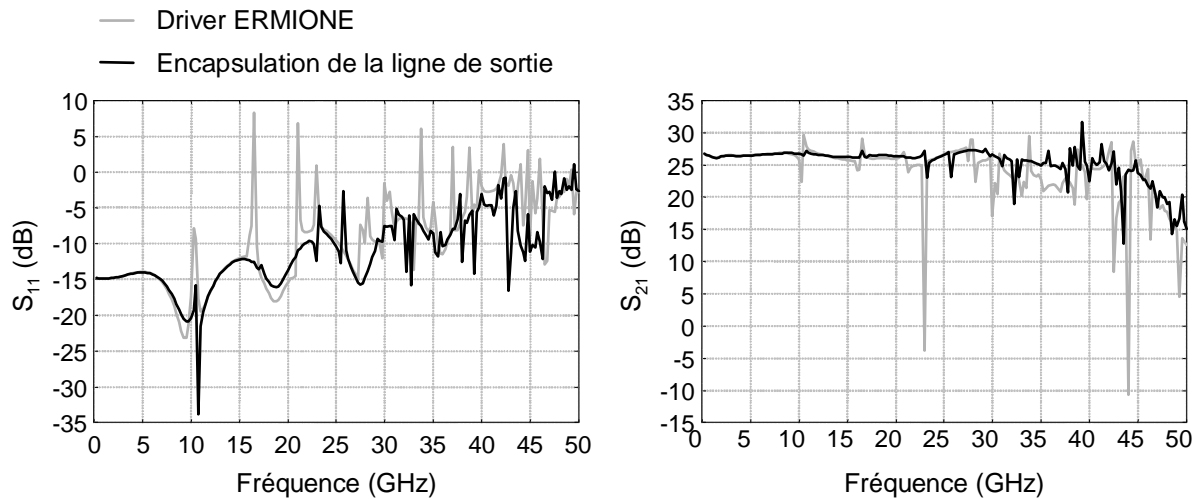


Figure III-34: paramètres [S], encapsulation de la ligne de sortie

Les résultats obtenus présentés sur la Figure III-34 montrent l'apport de l'encapsulation de la ligne de sortie sur la réponse en fréquence du module. En effet, nous pouvons remarquer que plusieurs pics parasites ont été supprimés. Néanmoins, cette solution n'est pas suffisante, un grand nombre de pics parasites subsistant dans la bande de fréquences d'analyse.

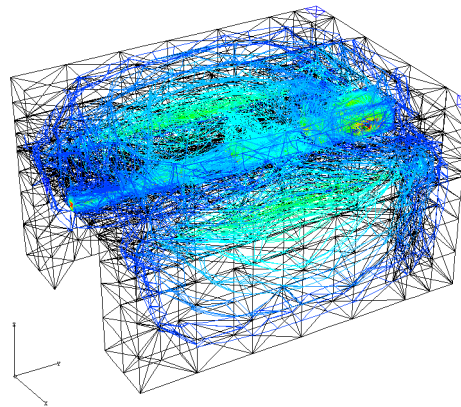


Figure III-35: répartition du module du champ E, $f=10,75$ GHz

II.2.2.b. Encapsulation de l'ensemble des lignes microondes

L'ensemble des lignes microondes sont maintenant encapsulées par l'intermédiaire de micro boîtiers. La structure ainsi étudiée est présentée sur la Figure III-36.

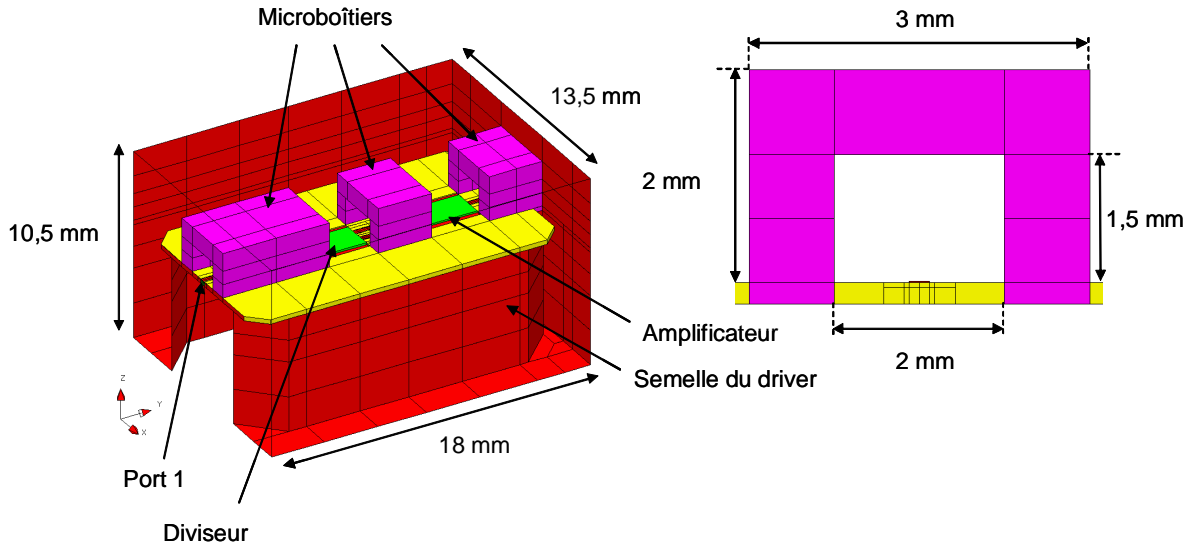


Figure III-36: Encapsulation de l'ensemble des lignes microondes

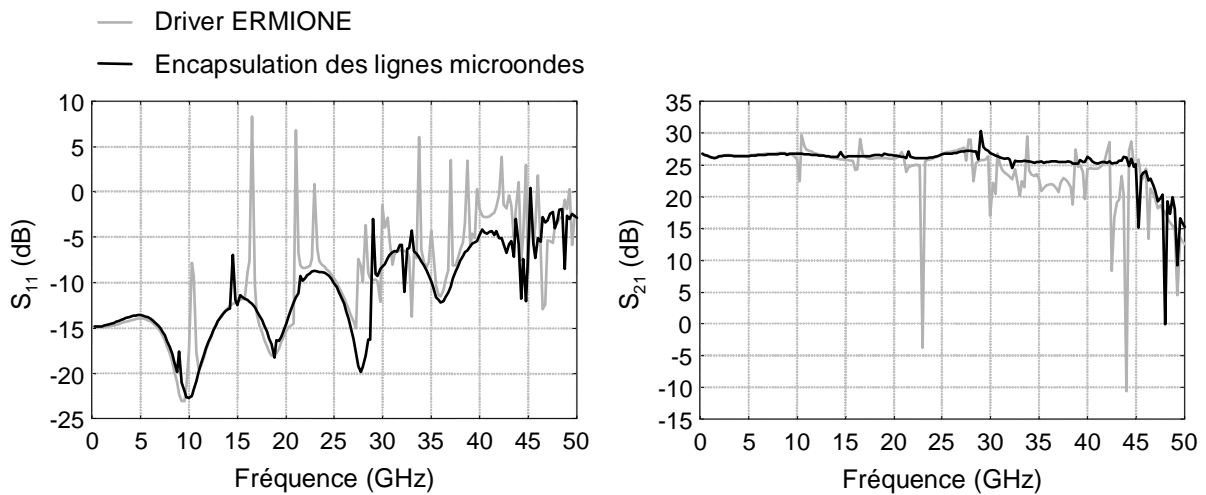


Figure III-37: paramètres $[S]$, encapsulation de l'ensemble des lignes microondes

Les résultats obtenus, présentés sur la Figure III-37 mettent en évidence l'apport de l'encapsulation des lignes de signal hyper sur l'amélioration de la réponse du module. En effet, on peut relever une forte diminution du nombre de modes parasites dans la bande de fréquence [0-50] GHz. Il en demeure néanmoins encore quelques-uns dans cette bande de fréquence. Ceux-ci sont liés au rayonnement du bout des lignes microrubans excitant les modes de boîtier.

II.2.2.c. Encapsulation des MMICS

Une autre solution envisageable consiste à réaliser l'encapsulation des MMICs. Cette solution permet l'isolation des composants et empêche ainsi qu'ils soient directement perturbés dans leur fonctionnement par les modes parasites. Cependant, les modes de cavité étant excités par le rayonnement des lignes microondes, ils pourront toujours perturber le fonctionnement du module dans son ensemble.

II.2.2.d. Encapsulation de l'ensemble du circuit

La dernière configuration étudiée consiste à encapsuler l'ensemble du circuit, c'est à dire les lignes microondes et les composants actifs, des ouvertures étant pratiquées au niveau de ces derniers pour autoriser les connexions aux circuits de polarisation placés à l'extérieur de l'encapsulation. La structure ainsi étudiée est présentée sur la Figure III-38.

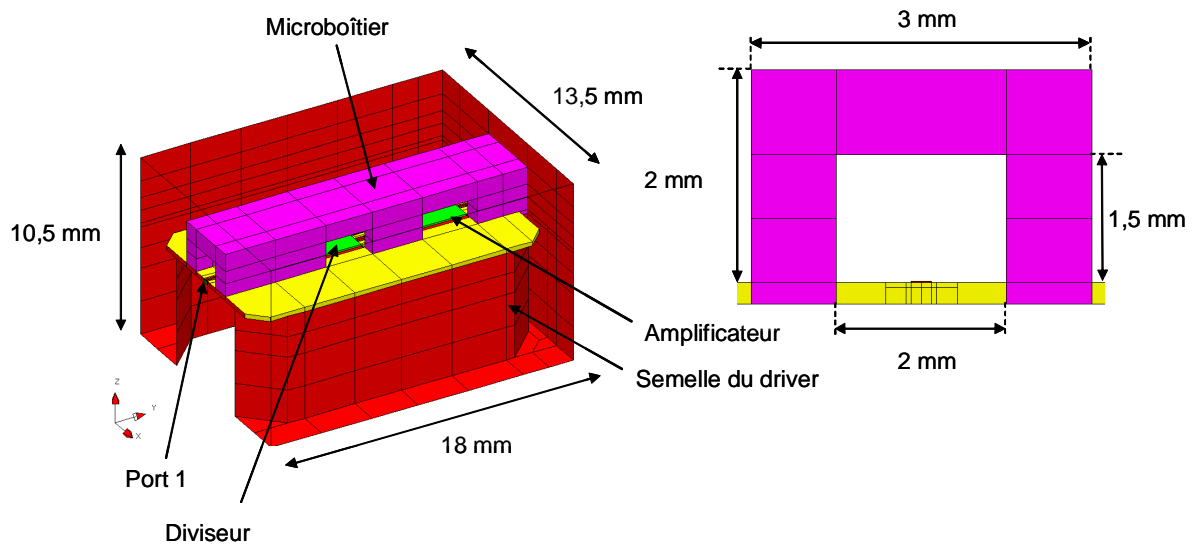


Figure III-38: encapsulation du circuit hyper

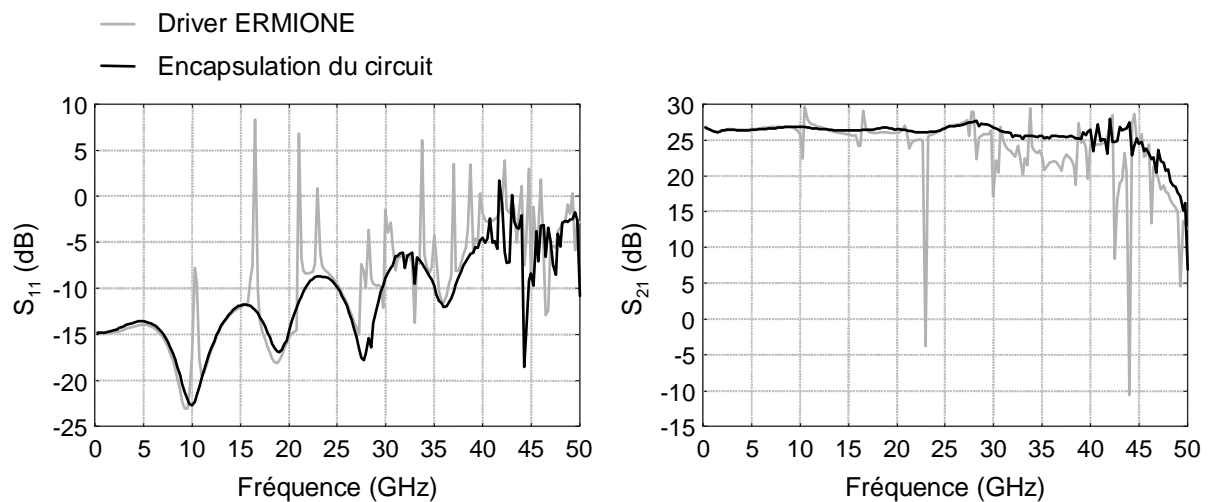


Figure III-39: paramètres [S], encapsulation du circuit hyperfréquence

Les résultats obtenus après encapsulation de l'ensemble du circuit hyperfréquence retranscrits sur la Figure III-39 font apparaître une nette amélioration dans la bande [0-30] GHz puisqu'il n'y a plus de mode parasites. Le premier mode apparaît vers 32 GHz et est peu perturbateur.

Une étude de stabilité linéaire est effectuée sur la bande de fréquences [1-50] GHz. Le tracé des facteurs K et coefficient B est présenté sur la Figure III-40.

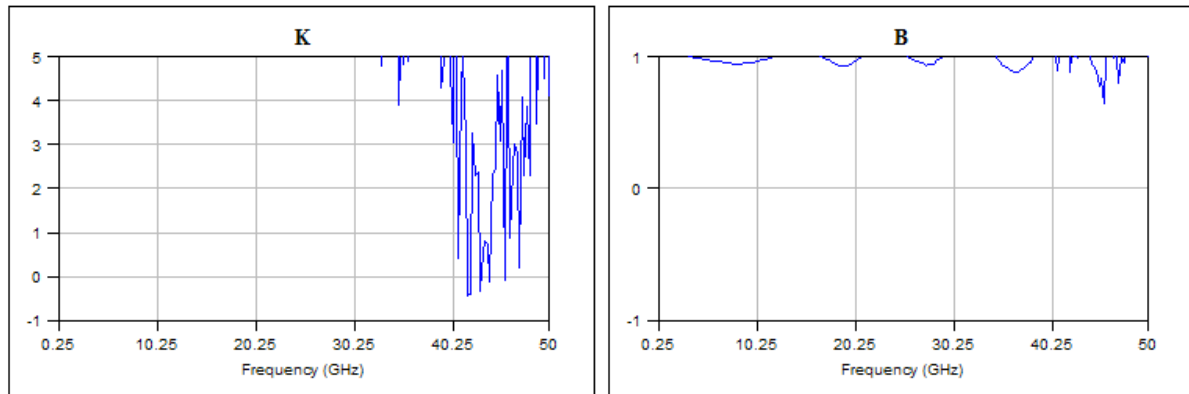


Figure III-40: facteur K et coefficient B, encapsulation du circuit hyperfréquence

Les résultats obtenus font apparaître des fréquences pour lesquelles le dispositif est conditionnellement stable au-delà de 40 GHz. Le tracé des cercles de stabilité pour ces fréquences permet de déterminer la stabilité du module.

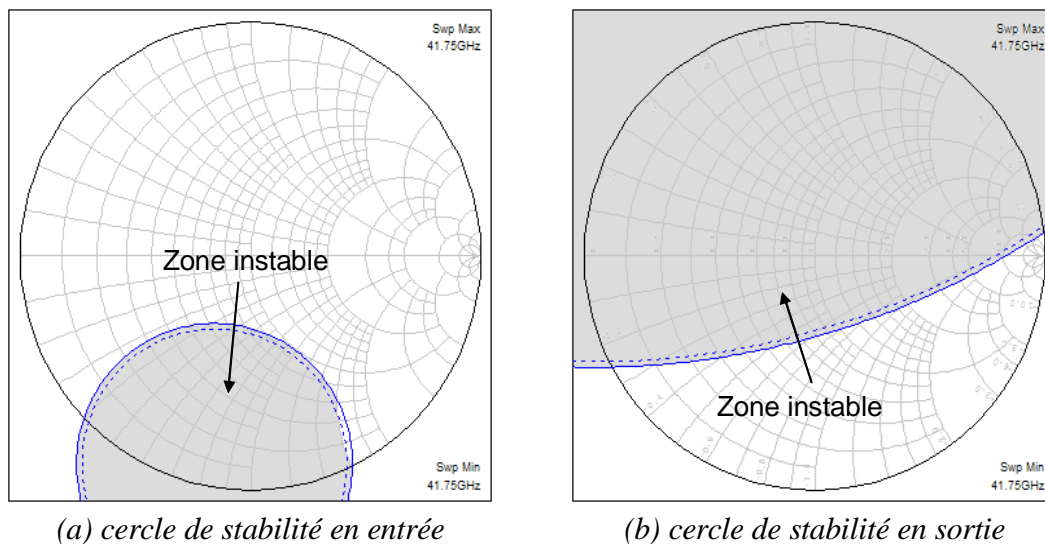


Figure III-41 cercles de stabilité pour $f=41,75$ GHz, encapsulation du circuit hyperfréquence.

L'encapsulation du circuit hyperfréquence permet donc d'obtenir une stabilité du module driver sur une plus grande bande de fréquences que les solutions utilisant un réseau périodique de tiges métalliques, la première instabilité étant relevée ici à 41,75 GHz (Figure III-41).

II.2.3. UTILISATION D'UN RÉSEAU PÉRIODIQUE DE TIGES MÉTALLIQUES COUPLÉ À L'ENCAPSULATION DES LIGNES MICROONDES

Les deux techniques de packaging présentées précédemment, définies par l'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques et l'encapsulation des lignes microondes sont maintenant appliquées simultanément. Dans la structure présentée sur la Figure III-42, la ligne de sortie de l'amplificateur est encapsulée à l'aide d'un microboîtier. Dans le reste de la cavité, un réseau de tiges métalliques prenant en compte la présence des circuits de polarisation est inséré.

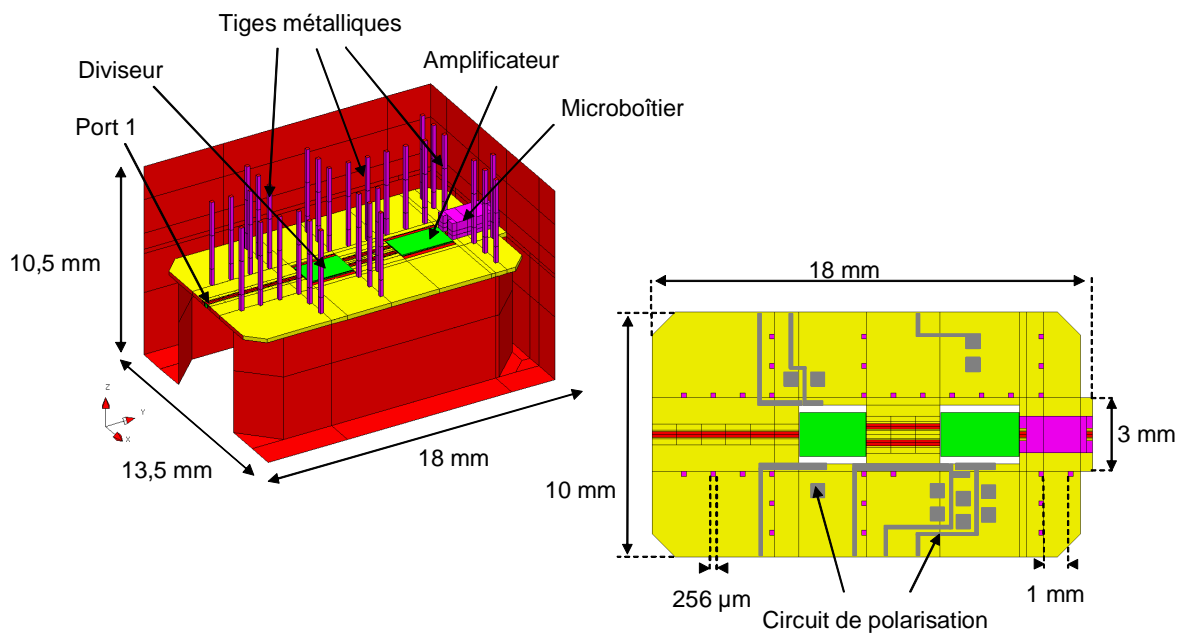


Figure III-42: utilisation d'un réseau de tiges métalliques couplé à l'encapsulation de la ligne de sortie

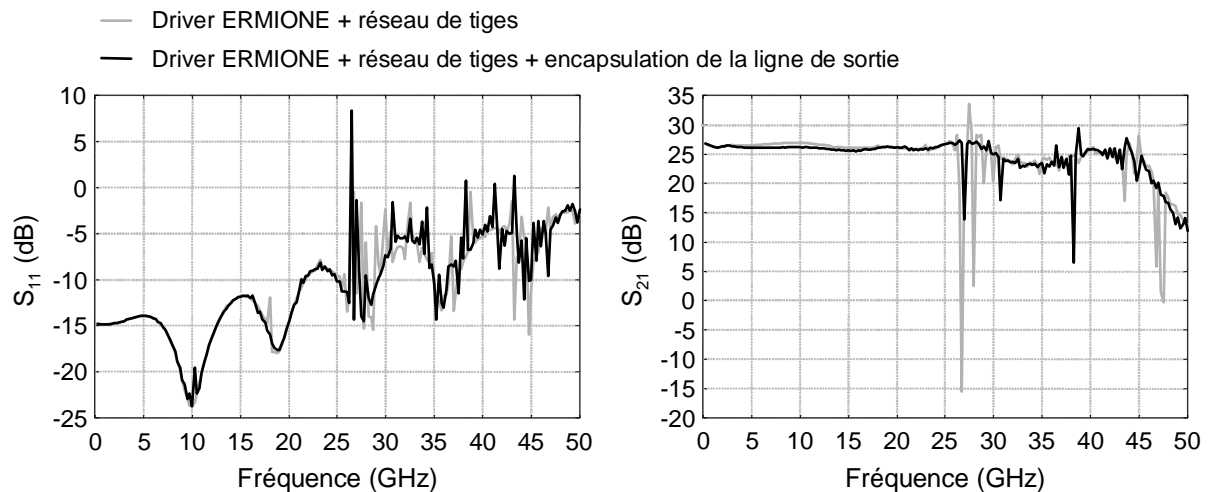


Figure III-43: paramètres [S], utilisation d'un réseau de tiges métalliques couplé à l'encapsulation de la ligne de sortie

Les résultats obtenus, présentés sur la Figure III-43, montrent que le fait d'encapsuler la ligne de sortie de l'amplificateur a permis la suppression de quelques modes parasites sur la réponse du module. Toutefois, plusieurs modes parasites demeurent encore, ceux-ci étant liés au fait que, compte tenu de la présence des circuits de polarisation, il n'est pas possible de répartir uniformément le réseau de tige dans l'ensemble de la cavité.

Une analyse de stabilité linéaire est effectuée sur la bande [1-50] GHz. Le tracé des facteur K et coefficient B est donné sur la Figure III-44.

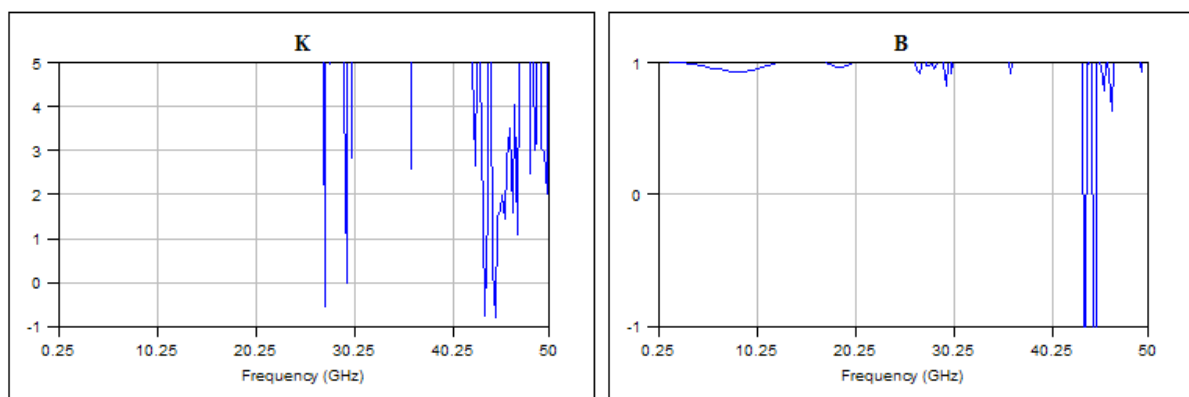


Figure III-44: facteur K et coefficient B, utilisation d'un réseau de tiges métalliques couplé à l'encapsulation de la ligne de sortie

Il apparaît plusieurs fréquences pour lesquelles le dispositif n'est pas inconditionnellement stable. Le tracé des cercles de stabilité en entrée et en sortie du module montre une première instabilité à 27,25 GHz (Figure III-45).

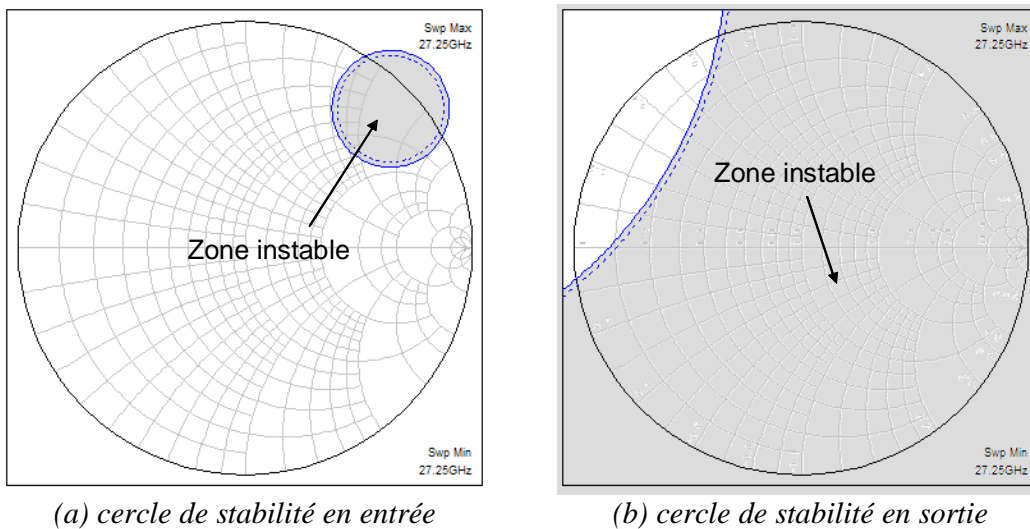


Figure III-45: cercles de stabilité pour $f=27,25$ GHz, utilisation d'un réseau de tiges métalliques couplé à l'encapsulation de la ligne de sortie.

L'encapsulation de la ligne de sortie couplée à la seconde simplification du réseau périodique de tiges métalliques permet donc de réduire le nombre de pics parasites observés dans la bande de fréquence d'utilisation par rapport à l'utilisation du réseau simplifié seul. Néanmoins, le mode parasite relevé à 27,5 GHz dans ce dernier cas demeure et engendre une instabilité du dispositif.

CONCLUSION

Dans les paragraphes précédents, l'étude du driver seul a permis la mise en évidence d'un grand nombre de résonances parasites perturbant la réponse du module, ceux-ci étant liés aux dimensions du boîtier comparables aux longueurs d'onde d'utilisation. En particulier, il a été montré que l'utilisation d'une technologie coplanaire engendrait l'apparition d'un plus grand nombre de modes parasites que lors de l'utilisation d'une technologie microruban, dû à l'excitation de modes de substrat dans le premier cas.

La technologie microruban ayant été choisie pour la réalisation des lignes de signal, les modes parasites perturbant la réponse du dispositif sont alors des modes de cavité. Plusieurs solutions ont été présentées dans le deuxième chapitre afin de rejeter ces modes hors de la bande de fréquence d'utilisation. Certaines d'entre elles ont été appliquées au module driver ERMIONE, telles que l'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques et l'encapsulation des lignes de signal. Il ressort de ces études que l'encapsulation de l'ensemble du circuit, les lignes de signal et les MMICs, permet la suppression d'un plus grand nombre de modes parasites dans la bande de fréquence d'utilisation que la technique du réseau de tiges.

L'étude de stabilité du module driver seul fait apparaître un grand nombre de fréquences pour lesquelles le module peut être instable. Ces instabilités sont liées aux modes parasites introduits par l'encapsulation du dispositif. Les solutions présentées pour diminuer le nombre de ces modes parasites permettent d'augmenter la bande de fréquences pour lesquelles le dispositif est inconditionnellement stable.

LE MODULE ÉMETTEUR

Le premier module émetteur étudié puis réalisé dans le cadre du projet RNRT ERMIONE est constitué du driver étudié précédemment et d'un modulateur à électro-absorption (MEA) [51], [52], [53], [54]. Le boîtier utilisé reprend le boîtier précédent en y rajoutant une cavité pour le système optique et optoélectronique. Il en résulte un boîtier en forme de T présenté sur la Figure III-46.

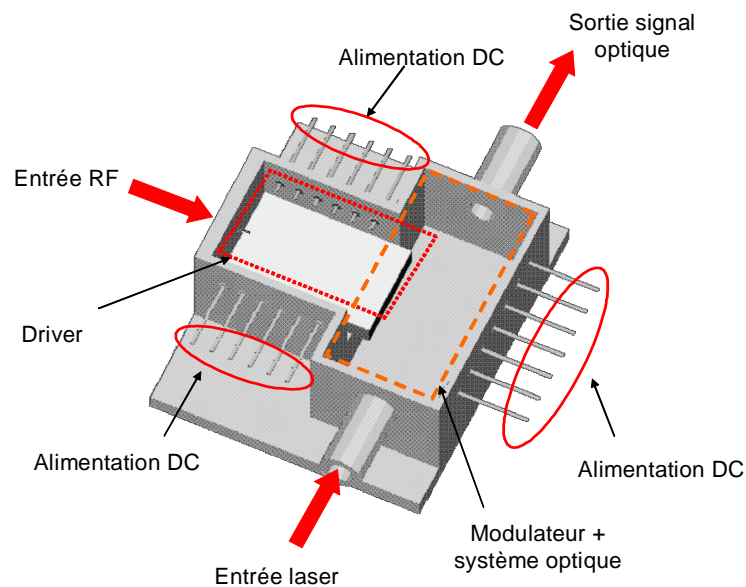


Figure III-46: vue 3D du boîtier du module émetteur VI

Les simulations électromagnétiques utilisées par la suite ne tiennent pas compte des connecteurs DC ni des ouvertures pour le signal optique pour des raisons de maillage et de puissance de calcul disponible.

Dans la version étudiée ici, le système optique est composé de fibres lentillées et d'un MEA, l'ensemble reposant sur des supports métalliques placés au dessus d'une cellule à effet peltier servant à réguler la température du modulateur.

RÉPONSE EN FRÉQUENCE DU MODULE

La première structure étudiée est présentée sur la Figure III-47. De la même façon que pour l'étude du driver seul, les différents circuits de polarisation n'ont pas été représentés, de même que les ouvertures pratiquées dans le boîtier pour permettre le passage des fibres optiques. Le Peltier a quant à lui été considéré comme un bloc de diélectrique dont la permittivité a été prise égale à celle de l'alumine, soit 9,8.

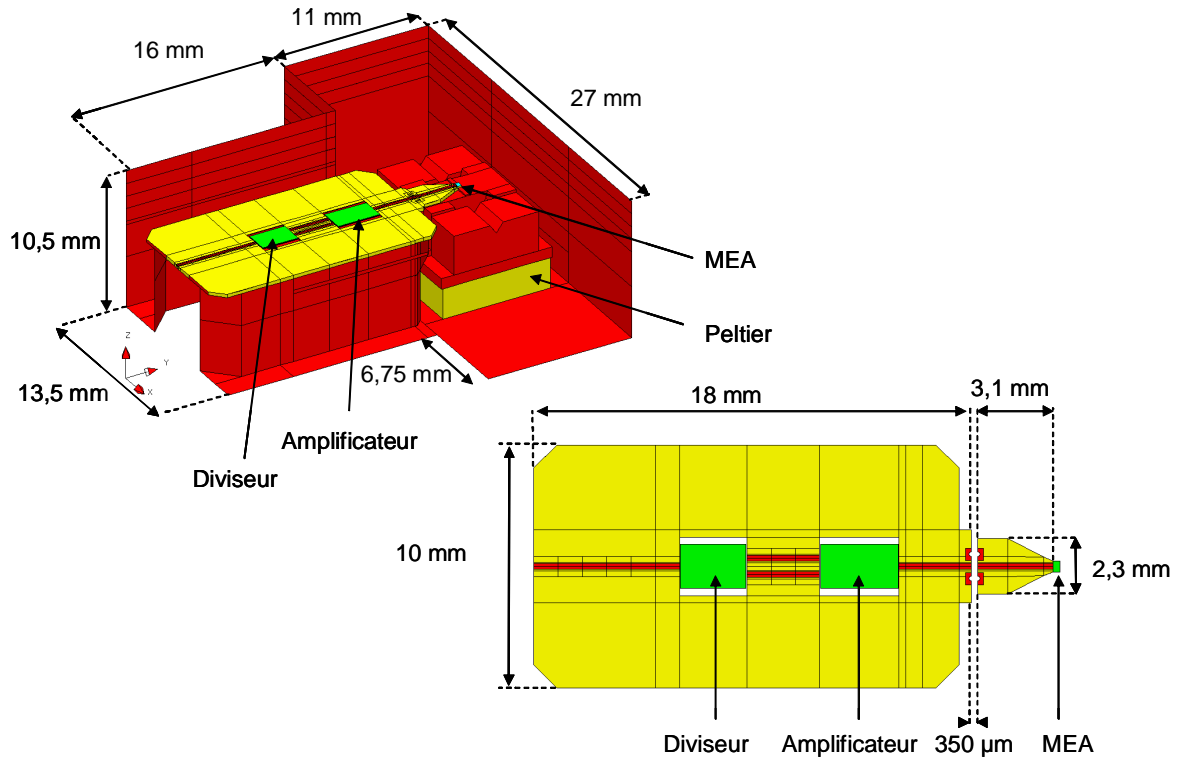


Figure III-47: module émetteur V1

Les résultats de la simulation électromagnétique hybride présentés sur la Figure III-48 font apparaître un grand nombre de modes parasites dans la bande de fréquences d'utilisation.

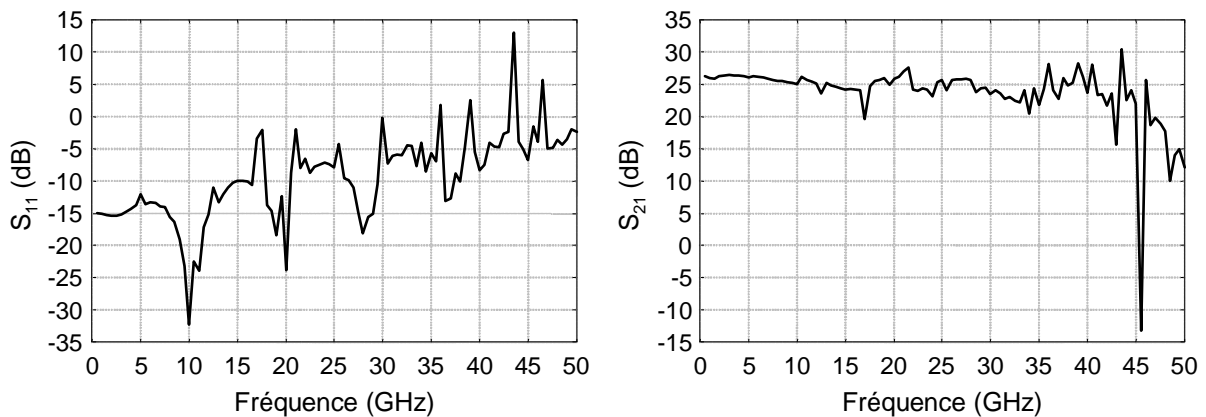


Figure III-48: paramètres [S] du module émetteur non optimisé

La géométrie particulière du boîtier ainsi que la présence de la semelle métallique sous le substrat du driver, des palettes pour les fibres optiques et du peltier rendent difficile l'identification des modes à partir de la répartition des champs dans la cavité. En effet, plusieurs modes peuvent exister pour une même fréquence et nous ne pouvons alors observer que le résultante de leur combinaison. Néanmoins, la connaissance de la répartition des champs au sein de la structure permet de choisir diverses solutions permettant de rejeter les pics de résonance hors de la bande de fréquence d'utilisation.

COMPARAISON SIMULATIONS-MESURES

Un premier démonstrateur, comportant un modulateur et un circuit de commande a été réalisé puis testé. Le dispositif réalisé est présenté sur la Figure III-49. L'ensemble composé du module émetteur et de la carte du circuit d'alimentation DC est monté sur un bloc dissipateur pour la régulation thermique.

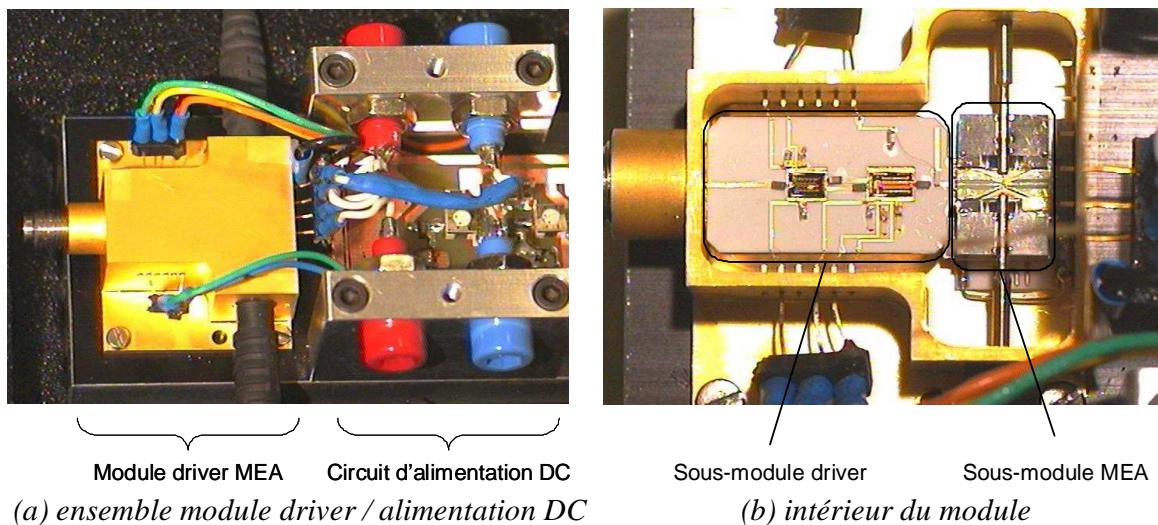


Figure III-49: Module émetteur ERMIONE VI réalisé

MESURE DU SOUS-MODULE DRIVER

Le dispositif de mesure retenu pour la caractérisation de la partie driver du module est présenté sur la Figure III-50. Les mesures ont été réalisées par OPTO+. L'entrée du module se faisant sur un connecteur de type "K" à contact coulissant et la sortie du driver se faisant sur une ligne de type coplanaire, ces mesures ont nécessité l'utilisation d'une liaison coaxiale en entrée et d'une liaison "MSM" (pointes Masse-Signal-Masse) en sortie.

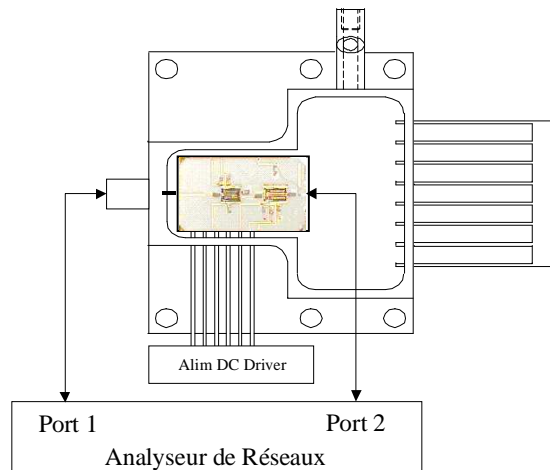


Figure III-50: dispositif de mesure du sous-module driver

Les résultats obtenus lors de ces mesures, comparés à ceux obtenus par la simulation électromagnétique globale, sont présentés sur la Figure III-51.

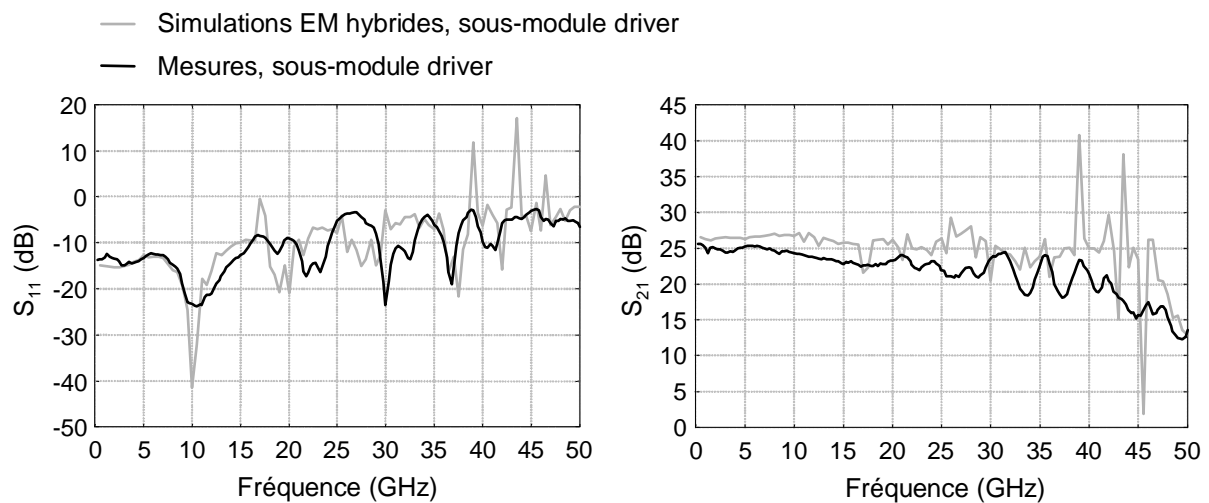


Figure III-51: comparaison simulations-mesures, sous-module driver

Ces résultats montrent une assez bonne concordance entre les simulations et les mesures, les différences pouvant s'expliquer en partie par le fait que dans la simulation, les pertes métalliques et diélectriques n'ont pas été prises en compte, les connecteurs n'ont eux aussi pas été considérés.

MESURE DU MODULE EMETTEUR

Le dispositif de mesure utilisé pour caractériser le module émetteur est présenté sur la Figure III-52.

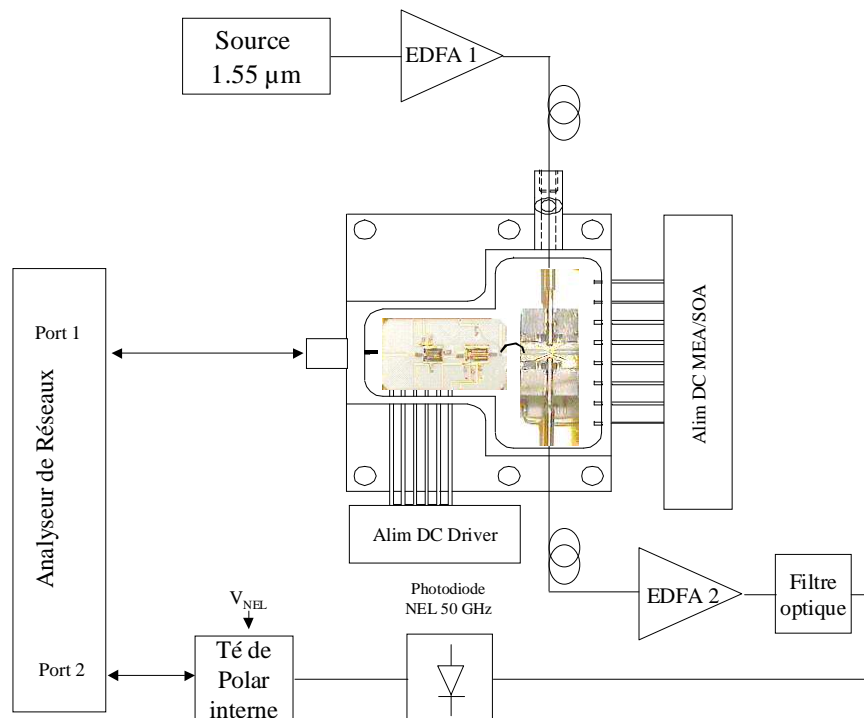


Figure III-52: dispositif de mesure pour la caractérisation du module émetteur

Du fait de la présence d'un unique accès RF, seul le paramètre S_{11} du dispositif peut être comparé aux simulations électromagnétiques. Pour cela, nous avons connecté au second port de la structure simulée le modèle équivalent circuit du MEA ^[54] présenté sur la Figure III-53.

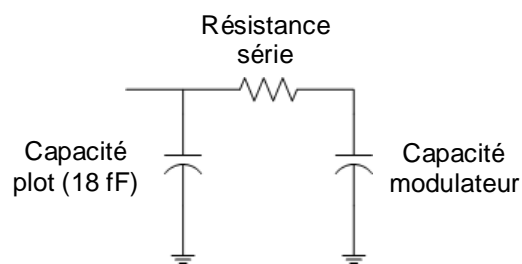


Figure III-53: schéma électrique équivalent du MEA

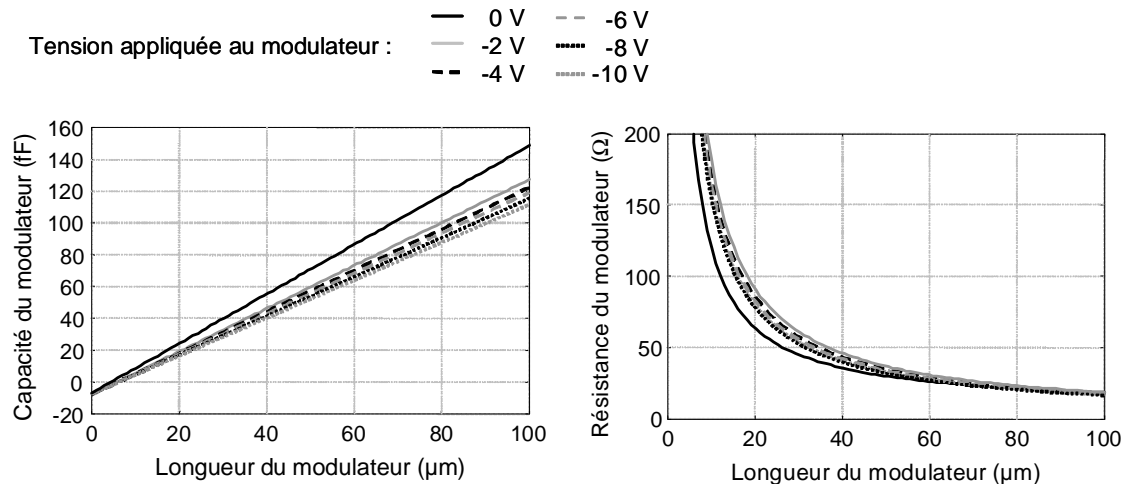


Figure III-54: valeur de la capacité et de la résistance série du modulateur en fonction de sa longueur et de la tension appliquée

Le modulateur utilisé présente une longueur de 80 μm . Les valeurs prises pour son modèle électrique sont donc une capacité égale à 100 fF et une résistance série égale à 23 Ω . Les résultats ainsi obtenus sont retranscrits sur la Figure III-55.

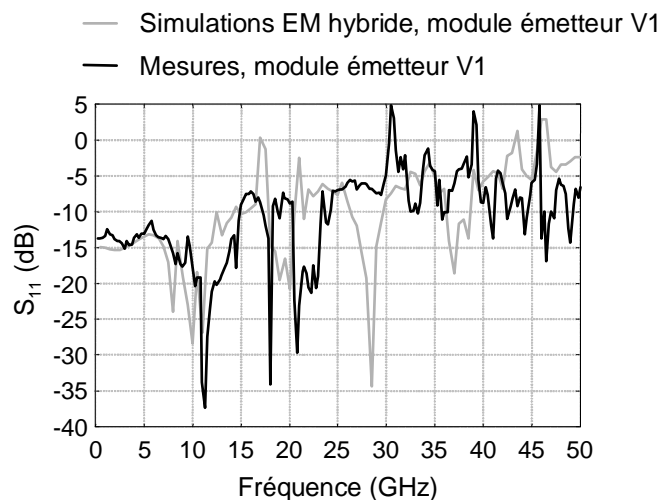


Figure III-55: comparaison simulations-mesures, module émetteur V1

La Figure III-55 fait apparaître une assez bonne concordance entre la simulation et les mesures. Les différences observées peuvent s'expliquer de plusieurs façons. En premier lieu, il a été placé dans le module émetteur de l'absorbant sous le capot, absorbant non pris en compte lors de la simulation. De la même façon, les pertes n'ont pas été prises en compte lors de l'analyse électromagnétique. Enfin, le modèle du MEA utilisé ne retranscrit peut-être pas de manière suffisamment précise le comportement de celui monté dans le module émetteur.

OPTIMISATION DU PACKAGING

Dans les études menées précédemment sur le module driver seul, nous avons pu remarquer que la présence de la semelle métallique sous l'alumine du driver autorisait l'apparition de modes parasites à des fréquences relativement basses. Cela est lié à l'écart existant entre les parois métalliques du boîtier et la semelle. La solution consistant à supprimer la semelle ne peut être adoptée, celle-ci servant à mettre à niveau l'alumine du driver et celle du MEA. En effet, du fait de la présence du système optique et du peltier, l'alumine du MEA repose elle-même sur une palette la rehaussant dans la cavité.

Plutôt que de supprimer la semelle, nous avons envisagé la solution de l'agrandir de façon à ce qu'elle soit en contact avec les parois du boîtier comme présenté sur la Figure III-56.

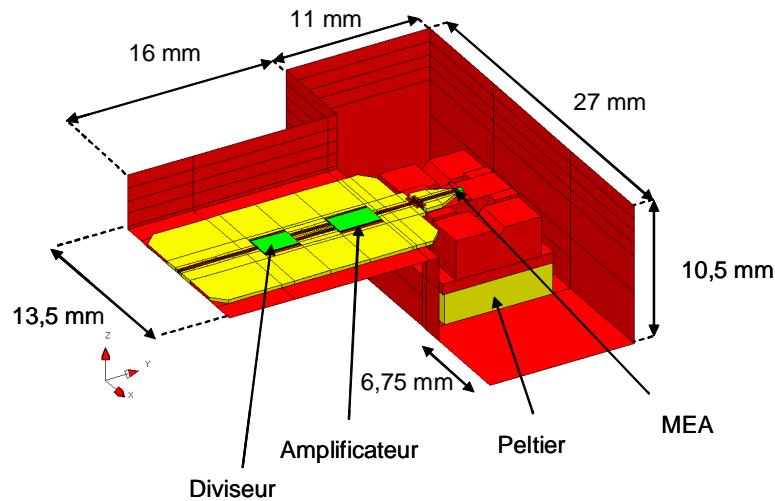


Figure III-56: Elargissement de la semelle du driver

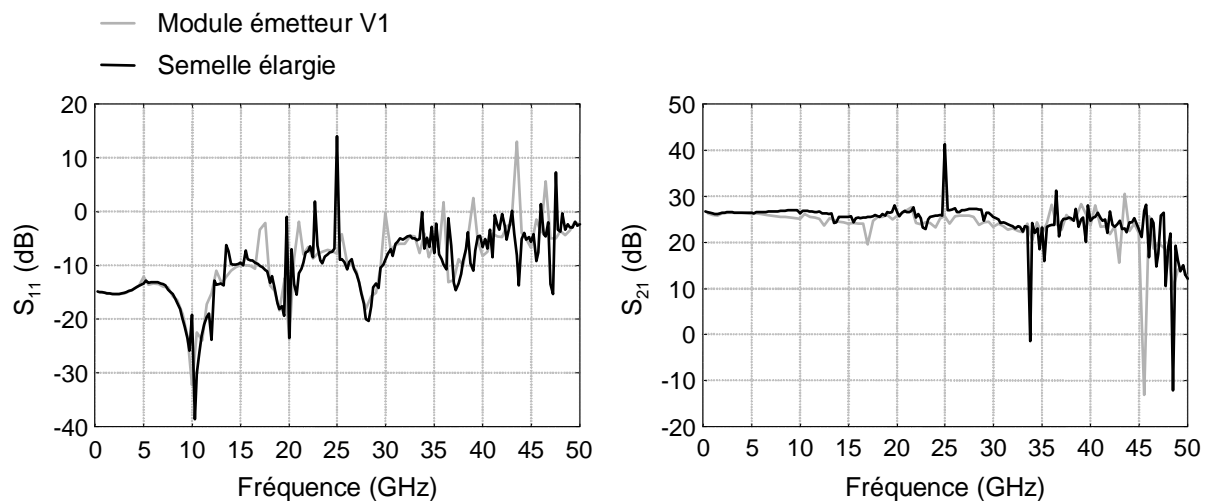


Figure III-57: Paramètres [S], élargissement de la semelle du driver

Les résultats obtenus donnés sur la Figure III-57 valident notre approche. Néanmoins, il n'est pas possible de réaliser la même opération au niveau du MEA du fait de la présence du système optique. On peut toutefois remarquer que la présence de celui-ci va modifier la géométrie de la cavité située autour et au-dessus de la palette des fibres et du MEA. Il peut malgré cela demeurer des modes parasites, encore plus difficiles à identifier du fait de la complexité renforcée de la structure.

La solution présentée ici pose de plus le problème de la réalisation, la semelle et le cadre du boîtier étant de nature différente dans le module ERMIONE. En effet, alors que le cadre du boîtier est réalisé en Kovar[®], la semelle l'est en cuivre-tungstène (CuW) pour des raisons de régulation thermique des composants actifs. L'analyse thermique du module complet telle que présentée dans le paragraphe suivant peut permettre de déterminer si l'utilisation d'un tel matériau s'avère nécessaire.

ETUDE THERMIQUE

En raison de l'augmentation de la fréquence de fonctionnement et du niveau d'intégration de dispositifs, l'aspect thermique prend une importance de plus en plus grande dans la conception des modules. De la même façon que pour l'étude électromagnétique, une approche globale du dispositif est nécessaire afin de pouvoir tenir compte de l'ensemble des composants et de leur environnement. Classiquement, ces études thermiques sont réalisées par une modélisation à l'aide de résistances thermiques^{[56], [57]}. L'étude présentée ici utilise les outils de la bibliothèque MODULEF^[58]. Ces outils sont basés sur la méthode des éléments finis et permettent une analyse du système dans sa globalité. La mise en œuvre de ces outils est présentée en Annexe III de ce mémoire.

MODES DE TRANSFERTS THERMIQUES

On appelle transfert de chaleur les processus par lesquels de l'énergie est échangée sous forme de chaleur entre des corps ou des milieux à des températures différentes T_1 et T_2 .

Ce transfert peut se faire de trois façons différentes: par *conduction*, par *convection* ou par *rayonnement*. Bien que ce trois processus puissent avoir lieu simultanément, l'un d'eux est généralement prépondérant. En particulier, la conduction est le mode de transfert principal à travers les solides opaques.

CONDUCTION

La conduction est l'échauffement ou la propagation de la chaleur dans un corps ou une substance sans déplacement de matière. Newton a établi la relation entre la température T_S d'un solide immergé dans un fluide à la température T_f et le taux de transfert de chaleur dQ/dt (watts):

$$\frac{dQ}{dt} = hS(T_f - T_S) = -K.S \frac{dT}{dx}$$

La conductivité thermique exprimée par le coefficient K ($\text{W.m}^{-1}.\text{°C}^{-1}$) traduit la capacité de transfert du matériau. Il mesure la quantité de chaleur traversant ce matériau compris entre 2 surfaces S normales à la direction du flux de chaleur Q dans un intervalle de temps dt .

Le refroidissement se fait par la distribution des calories à travers tous les matériaux composant le circuit. La résistance thermique est l'inverse de la conductibilité thermique. Elle est donnée par la relation:

$$R_{th} = \frac{L}{K.S} \quad \Omega.m$$

CONVECTION

La convection est un mode de transport d'énergie dans lequel la chaleur est entraînée par un fluide en mouvement. On distingue la convection libre, où le fluide est mis en mouvement par la poussée d'Archimède due à la variation de densité liée à l'échauffement, et la convection forcée, où le fluide est mis en mouvement par des forces extérieures.

RAYONNEMENT

Le rayonnement est un mode de transfert de chaleur différent des deux autres modes car les substances qui échangent de la chaleur n'ont pas besoin d'être en contact l'une avec l'autre. Le rayonnement est l'émission d'ondes électromagnétiques par un corps chauffé.

L'émission de chaleur par un corps chaud est gérée par deux lois de physique faisant appel à la mécanique quantique. La première est la loi de Stefan, qui donne la puissance totale (toutes longueurs d'ondes) émise par un corps chauffé à la température T .

$$\frac{dQ}{dt} = \varepsilon S \sigma T^4$$

où S est la surface de l'émetteur et σ la constante de Stefan, une constante universelle, qui vaut $5.6695 \cdot 10^{-8} \text{ watt.m}^{-2}.\text{°K}^{-4}$.

$$\sigma = \frac{2 \pi^5 k^4}{15 c^2 h^3}$$

ε est un paramètre (que l'on appelle "émissivité" de la surface émettrice) qui tient compte de l'état de la surface. L'émissivité varie entre 0 et 1 : une surface noire mate a une émissivité proche de 1 (= 1 correspond à ce que l'on appelle le "corps noir"); une surface polie et brillante a une émissivité très faible, proche de 0). k est la constante de Boltzmann ($k=1,38054 \cdot 10^{-23} \text{ J.°K}^{-1}$) et h la constante de Plank ($h=6,6262 \cdot 10^{-34} \text{ J.s}$).

La seconde loi est la loi de Wien, qui précise la distribution de la radiation émise dans le spectre des longueurs d'onde (la répartition des intensités pour chaque couleur émise).

$$\frac{\partial Q}{\partial \lambda \partial t} = \frac{2\pi h c^2}{\lambda^5} \frac{1}{e^{\frac{hc}{k\lambda T}} - 1}$$

La valeur calculée s'exprime en watt m^{-3} .

ETUDE THERMIQUE DANS LE CADRE DU PROJET RNRT ERMIONE

OBJECTIFS DE L'ÉTUDE

Les outils de la bibliothèque MODULEF n'autorisent que l'étude de la conduction. Les objectifs de cette étude seront donc la détermination des températures dans la structure, en régime stationnaire, en fonction des puissances dissipées par les composants actifs (diviseur, mais surtout amplificateur et MEA). Cette étude doit permettre de déterminer le type de Peltier à utiliser pour une régulation optimale de la température au niveau du MEA. Elle doit aussi permettre de confirmer ou d'infirmer la nécessité de l'utilisation d'une semelle en cuivre-tungstène (CuW, conductivité thermique de $200 \text{ W.m}^{-1}.\text{°C}^{-1}$), bon conducteur thermique, plutôt qu'en Kovar, moins cher mais aussi mauvais conducteur thermique (conductivité thermique de $16,6 \text{ W.m}^{-1}.\text{°C}^{-1}$), dont est composé le cadre du boîtier.

ETUDE THERMIQUE

La structure étudiée lors de cette analyse thermique est le module émetteur en forme de T du projet RNRT ERMIONE. Celui-ci est composé d'un boîtier dont le cadre et le capot sont en Kovar[®] et le fond en cuivre-tungstène (CuW) à l'intérieur duquel sont disposés le driver, le MEA ainsi qu'une cellule à effet Peltier (CEP). Pour l'analyse thermique, l'ensemble est posé sur un bloc de cuivre autorisant ainsi la prise en compte d'un radiateur permettant la dissipation du flux thermique.

Pour réaliser l'analyse thermique, l'ensemble des volumes métalliques doit être conservé puisque les phénomènes de conduction existent dans ces matériaux. En revanche les volumes d'air ne sont pas pris en compte car la convection n'est pas prise en compte par le calcul et que la conduction dans l'air est négligeable. La structure de test retenue est définie par les volumes métalliques (fond, paroi, capot, semelle et palette du MEA) ainsi que les substrats et les composants actifs représentés sous la forme de blocs de diélectrique. Elle est décrite sur la Figure III-58.

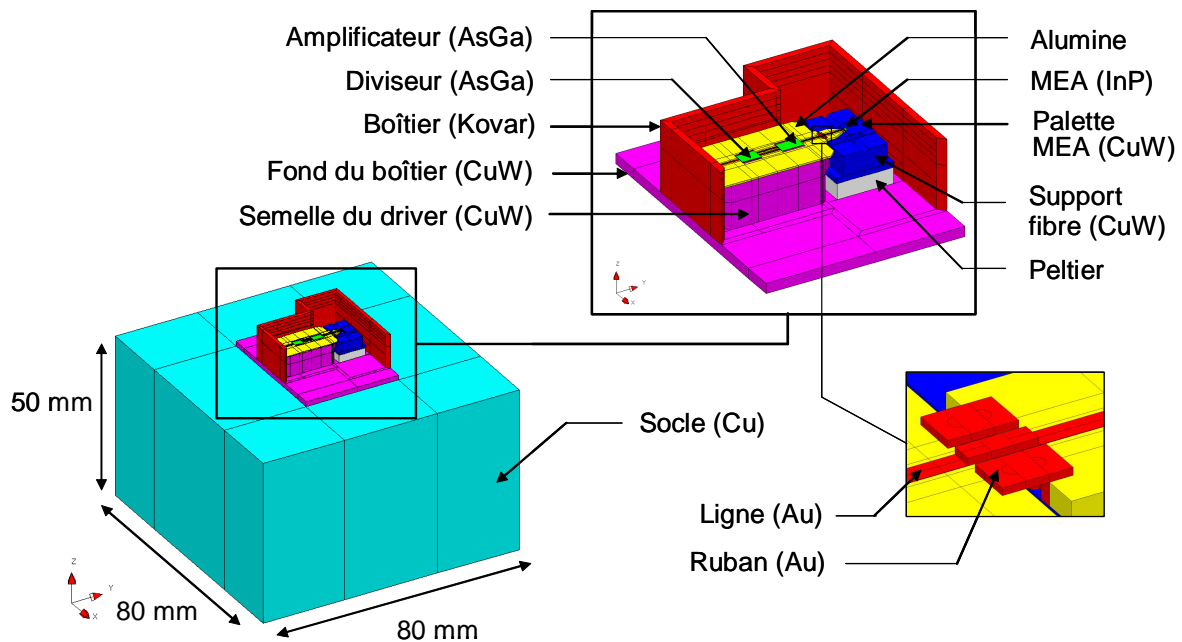


Figure III-58: Structure de test pour l'étude thermique

Lors de l'analyse thermique, les rubans métalliques reliant l'alumine du driver à celle du MEA ont été pris en compte sous la forme de blocs parallélépipédiques métalliques de même nature que les lignes de signal.

Les données requises pour les outils thermiques de la bibliothèque MODULEF sont, pour chaque matériau la conductivité thermique et la chaleur massique dans le cas d'un calcul en régime transitoire. Il faut en outre caractériser chaque interface entre les matériaux et le milieu environnant (l'air dans notre cas) par un coefficient d'échange thermique. Ce coefficient permet la prise en compte du milieu extérieur sans avoir à le considérer par le maillage, et autorise ainsi une réduction de la taille du volume d'étude.

Les différentes sources de chaleur pouvant être considérées dans le logiciel sont soit volumiques, soit surfaciques. Pour le cas traité, les sources de chaleurs sont considérées comme surfaciques et sont assimilées à la densité surfacique de puissance dégagée par les composants actifs.

Plusieurs difficultés ont été rencontrées au cours de cette étude :

il a été difficile d'obtenir une valeur pour le coefficient d'échange thermique. Dans la littérature, cette valeur est donnée comprise entre 5 et 25 dans le cas d'une convection libre dans l'air.

la prise en compte du Peltier ne peut se faire sous forme volumique. La technique utilisée pour sa simulation est décrite dans les paragraphes suivants.

MODULE ÉMETTEUR SANS LA CELLULE À EFFET PELTIER

Dans un premier temps, le module émetteur ERMIONE est étudié sans la cellule Peltier. Pour cela, celle-ci est remplacée par un bloc métallique de même nature que la palette de MEA. La structure ainsi étudiée est présentée sur la Figure III-59.

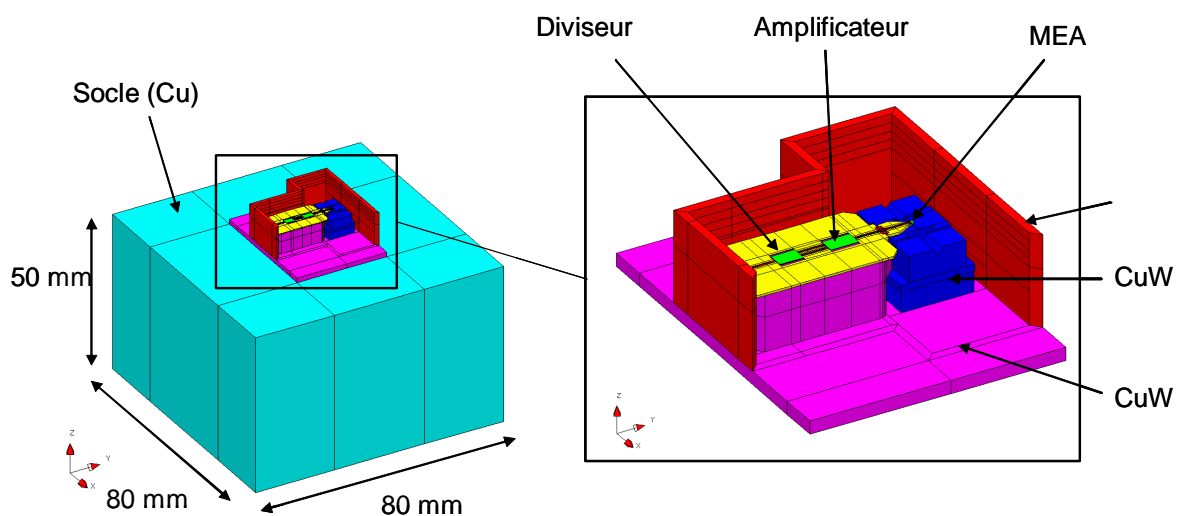


Figure III-59: module émetteur ERMIONE VI sans cellule à effet Peltier

Les différentes caractéristiques des matériaux utilisés sont données dans le Tableau III-1. Les flux imposés sont ceux appliqués sur les faces supérieures des composants actifs, à savoir le diviseur, l'amplificateur et le MEA. Le flux est supposé uniforme sur toute la surface sur laquelle il est appliqué et est pris égal à la puissance électrique consommée divisée par la surface. Les valeurs obtenues sont reportées dans le Tableau III-2.

Région volumique	Matériau	Conductivité thermique (W.m ⁻¹ .°C ⁻¹)
Alumine	Alumine	16,6
Amplificateur	AsGa	70
Diviseur	AsGa	70
MEA	InP	70
Semelle driver	CuW	200
Palette MEA	CuW	200
Support fibres	CuW	200
Boîtier	Kovar	16,6
Fond du boîtier	CuW	200
Socle	Cu	386

Tableau III-1: caractéristiques des matériaux utilisés

Composant	Surface (mm ²)	Puissance électrique (W)	Flux appliqué (W.m ⁻²)
Diviseur	1,8*2,7	0,56	115 226
Amplificateur	1,8*3,2	2,16	375 000
MEA	0,450*0,300	0,4	2 962 963

Tableau III-2: flux appliqués sur les faces

On considère que le flux thermique est dirigé vers le l'extérieur du socle de cuivre et ne s'évacue que par sa face inférieure. Afin d'étudier les influences des valeurs du coefficient de transfert et de la température extérieure, les conditions aux limites appliquées à la face inférieure du socle sont un coefficient de transfert variant de 5 à 25 W.m⁻².°C⁻¹ et une température extérieure au boîtier variant entre 0 et 100°C. La prise en compte de cette température extérieure se traduit dans la simulation par l'application d'un flux égal au produit du coefficient de transfert par la température extérieure.

L'objectif de cette étude est double:

déterminer dans un premier temps l'influence du coefficient de transfert choisi et de la température extérieure sur la température des composants;

déterminer si l'utilisation d'une cellule à effet Peltier pour réguler le module en température est nécessaire.

Les températures moyennes à la surface de chacun des composants ainsi que celle de la face inférieure du socle sont relevées et retranscrites sur la Figure III-60.

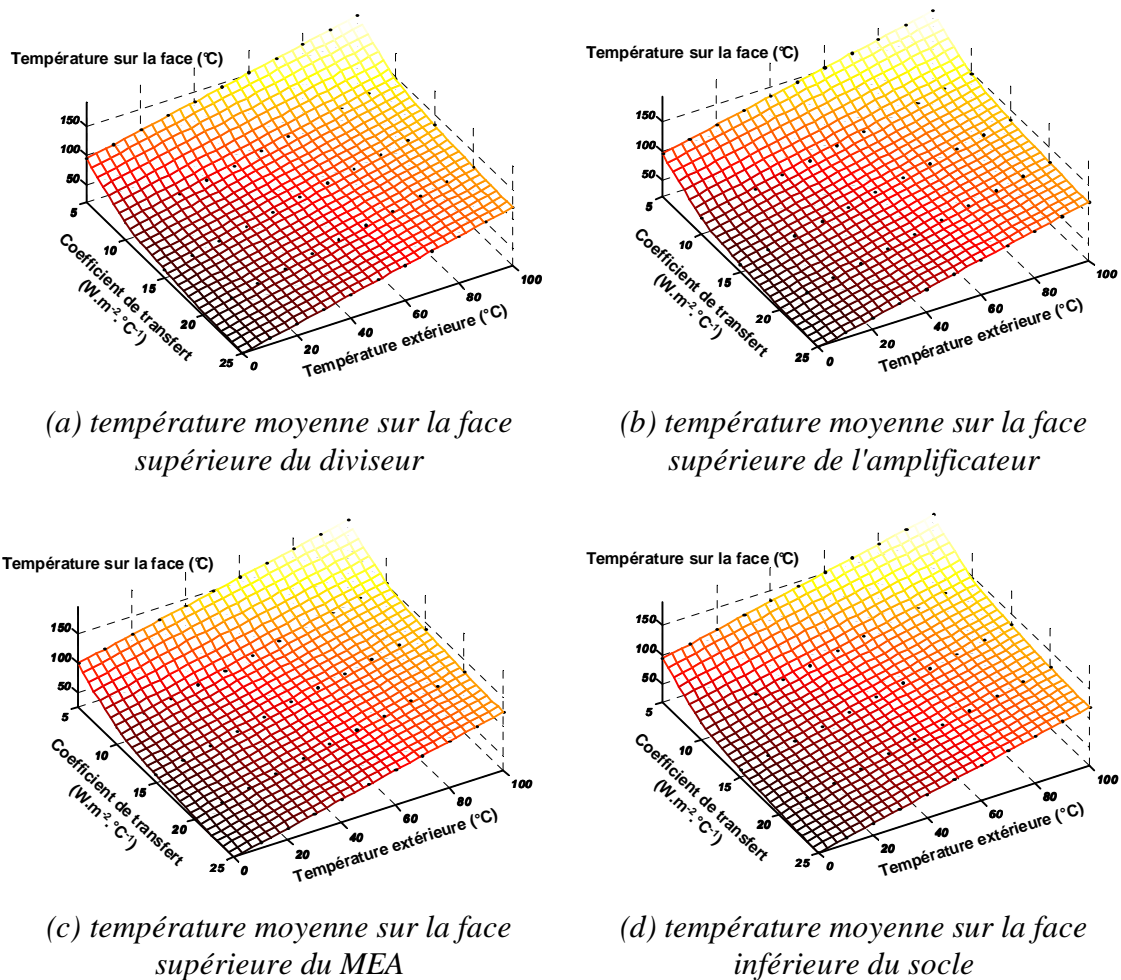


Figure III-60: variations de la température moyenne en fonction des valeurs du coefficient de transfert et de la température extérieure

Ces résultats, prévisibles, mettent en évidence qu'il très important de connaître les valeurs du coefficient de transfert et de la température extérieure pour la simulation thermique. Néanmoins, dans le cas particulier de l'étude réalisée dans le cadre du projet ERMIONE, ces valeurs n'ont qu'une importance relative, en particulier celle du coefficient de transfert, car le socle de cuivre ne sert qu'à modéliser la présence du radiateur sous le module

émetteur. Une variation de la valeur du coefficient de transfert correspondra donc à une modification des caractéristiques du radiateur.

Les valeurs des températures obtenues au niveau des composants, et en particulier au niveau du MEA, mettent en évidence la nécessité de réguler en température le module. En effet, un composant tel que le MEA ne peut fonctionner que sur une plage de température comprise entre 20°C et 40°C. L'utilisation d'une cellule à effet Peltier se justifie donc.

PRISE EN COMPTE DE LA CELLULE À EFFET PELTIER (CEP) DANS LA SIMULATION THERMIQUE

Modélisation de la CEP dans la simulation thermique

La cellule à effet Peltier est un assemblage d'éléments semi-conducteurs qui, lorsqu'il est traversé par un courant, fait apparaître une face froide en contact avec la palette du MEA et une face chaude en contact avec le fond du boîtier. Son fonctionnement est donné dans l'Annexe IV. Elle est utilisée dans le cadre du projet ERMIONE afin de réguler en température le MEA.

Au cours de la simulation thermique, la CEP est représentée uniquement par ses faces froide (supérieure) et chaude (inférieure), un flux sortant (négatif) étant appliqué sur la face froide et un flux entrant (positif) sur la face chaude comme présenté sur la Figure III-61. Le flux sortant est égal en module au rapport de la puissance calorifique absorbée par la surface de la face froide, le flux entrant au rapport de la puissance calorifique dégagée par la face chaude sur l'aire de cette face. Les relations reliant les divers flux appliqués sur les faces du Peltier sont données sur la Figure III-62.

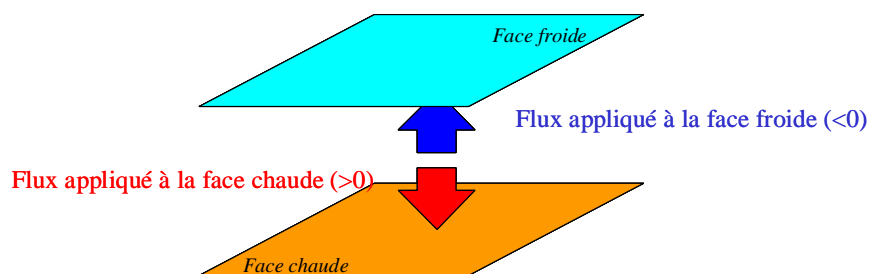


Figure III-61: représentation de la CEP dans la simulation thermique

$$P_F = |\Phi_F| \cdot S$$

$$P_C = |\Phi_C| \cdot S$$

$$P_e = P_C - P_F$$

avec: P_F la puissance calorifique absorbée par la face froide
 P_C la puissance calorifique dégagée par la face chaude
 P_e la puissance électrique fournie au Peltier
 Φ_F le flux appliqué sur la face froide
 Φ_C le flux appliqué sur la face chaude
 S la surface de la face considérée

Figure III-62: relations reliant les flux appliqués sur les faces du Peltier

Détermination du point de fonctionnement de la CEP

Pour représenter le comportement thermique du module, la démarche expérimentale habituellement suivie est la suivante :

Une sonde thermique située sur l'alumine du modulateur permet de relever la température T_0 en ce point. La face froide du Peltier est donc à une température notée T_{FF} , inférieure à T_0 , déterminée par le calcul.

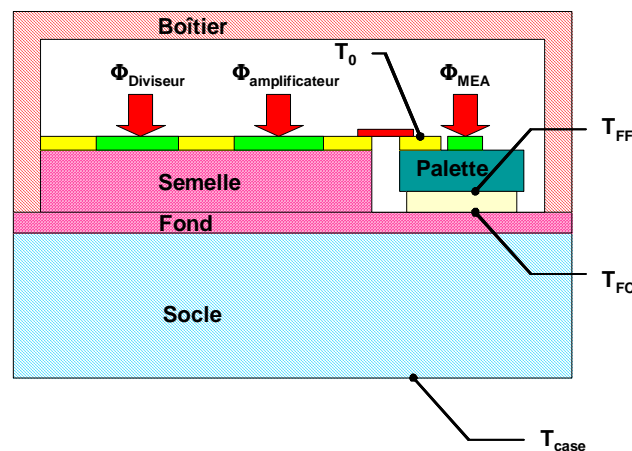


Figure III-63: détermination du point de fonctionnement de la CEP

On considère que le boîtier est vissé sur un support en cuivre (avec de la graisse thermique à l'interface) de section $80 \times 80 \text{ mm}^2$ avec une épaisseur de 50 mm dont un point au centre est maintenu à la température T_{case} . Compte tenu de la résistance thermique existant entre la face chaude du Peltier et ce point, la température de la face chaude est à une température $T_{FC} > T_{case}$.

On procède à la détermination du point de fonctionnement du module Peltier en fonction de ses caractéristiques et des températures T_0 et T_{case} par itérations successives sur les flux appliqués sur les faces froides et chaudes.

Le rendement d'un module Peltier étant fonction de la puissance absorbée par la face froide et du gradient de température entre la face chaude et la face froide, il est nécessaire de réaliser plusieurs itérations pour chaque température T_{case} .

Dans la simulation thermique réalisée, les objectifs sont l'obtention des températures $T_0=25^\circ\text{C}$ à la surface de l'alumine du MEA et $T_{\text{case}}=85^\circ\text{C}$ sur la face inférieure du socle de cuivre. Pour cela, les paramètres variables sont les différents flux appliqués sur les faces froide et chaude du Peltier. Un coefficient de transfert non nul est appliqué sur la face inférieure du socle. Dans un premier temps, celui-ci est choisi égal à $25 \text{ W.m}^{-2}.\text{C}^{-1}$, la température extérieure étant quant à elle prise égale à 27°C . Cela se traduit par l'application sur la face inférieure du socle d'un flux entrant égal au produit de la température extérieure par le coefficient de transfert, soit dans le cas étudié ici un flux égal à 675 W.m^{-2} . Les résultats obtenus sont retranscrits dans le Tableau III-3.

Face froide			Face chaude			ΔT ($^\circ\text{C}$)	P_c (W)
$T_{F \text{ moyenne}}$ ($^\circ\text{C}$)	Φ_F (W.m^{-2})	P_F (W)	$T_{C \text{ moyenne}}$ ($^\circ\text{C}$)	Φ_C (W.m^{-2})	P_C (W)		
23,93	-19 400	1,63	85,93	98 500	8,30	62	6,66

Tableau III-3: point de fonctionnement du Peltier

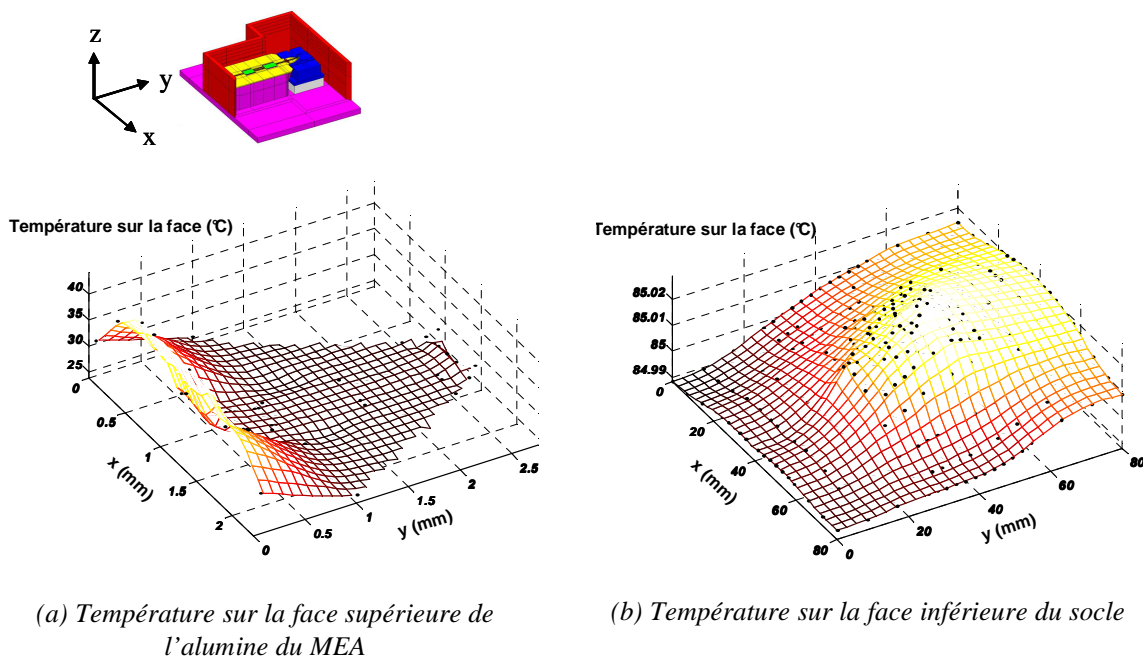


Figure III-64: répartition de la températures sur les faces supérieure de l'alumine du MEA et inférieure du socle

Les résultats présentés sur la Figure III-64 montrent une répartition quasi uniforme de la température sur la face inférieure du socle. En revanche, la répartition des températures à la surface de l'alumine du MEA fait apparaître une forte disparité en fonction de la zone observée, ceci étant du notamment à la présence des rubans reliant les alumines du driver et du MEA et véhiculant une partie de la puissance calorifique dissipée par l'amplificateur.

La répartition des températures sur les faces froide (supérieure) et chaude (inférieure) du Peltier sont reportées sur la Figure III-65.

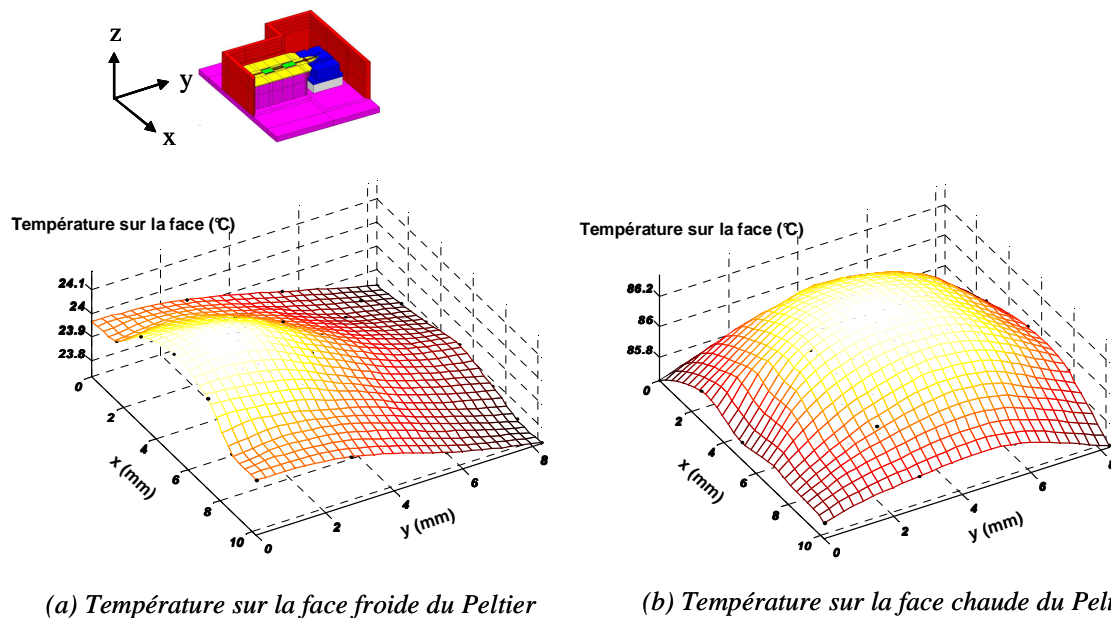


Figure III-65: répartition de la température sur les faces froide et chaude du Peltier

L'obtention du point de polarisation de la cellule à effet Peltier s'obtient en reportant la puissance calorifique absorbée par la face froide (P_F) et la différence de température entre les deux faces du Peltier (ΔT) sur les abaques fournies par le constructeur. Ceux-ci sont fournis pour une température de la face chaude donnée, 85°C dans le cas étudié ici (Figure III-66). On obtient alors les valeurs des tensions et courants à appliquer au module Peltier.

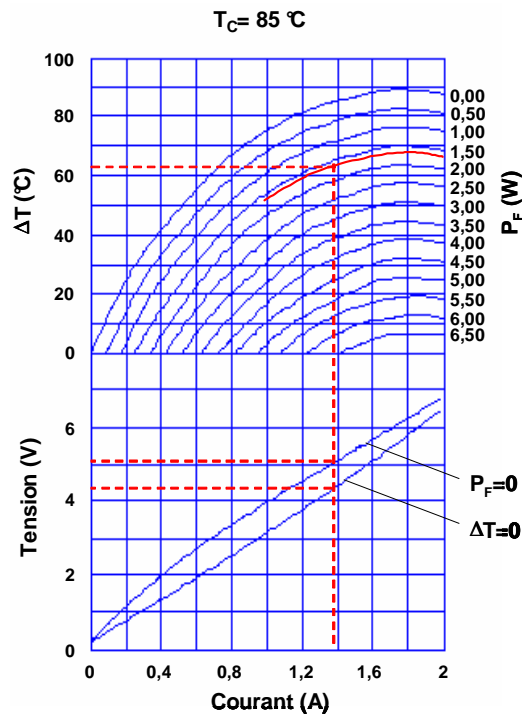


Figure III-66: point de polarisation du Peltier

On obtient alors un courant de polarisation de l'ordre de 1,4 A, et des tensions de polarisation comprises entre 4,2 V ($\Delta T=0$) et 5 V ($P_f=0$), ce qui conduit à une puissance électrique à fournir comprise entre 5,88 et 7 W. On peut remarquer une bonne concordance entre ces valeurs et celle trouvée lors du calcul par la méthode des éléments finis (6,66 W), cette dernière étant déterminée par la différence entre les puissances appliquées sur chacune des faces du Peltier.

Il est à noter que les résultats obtenus vont dépendre de la valeur choisie pour le coefficient de transfert, c'est à dire du radiateur utilisé et de la température extérieure. En outre, il n'a été appliqué de coefficient de transfert que sur la face inférieure du module.

La répartition des températures à la surface des composants est donnée sur la Figure III-67. Celle-ci n'est donnée qu'à titre indicatif, le maillage à la surface de chacun des composants n'étant pas suffisamment précis.

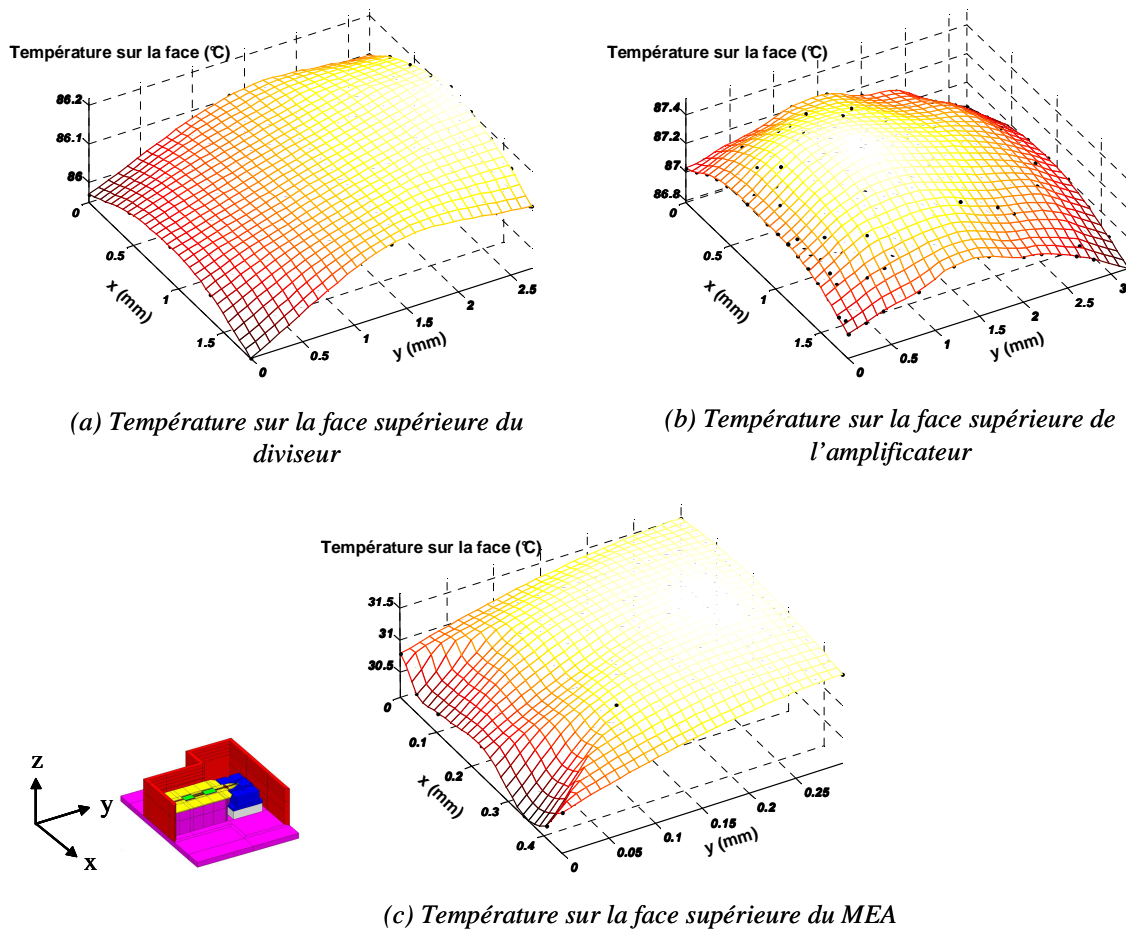


Figure III-67: répartition de la température à la surface des composants

INFLUENCE DE LA NATURE DE LA SEMELLE DU DRIVER

La nature du matériau constituant la semelle du driver est modifiée afin de déterminer si l'utilisation de cuivre-tungstène (CuW), de conductivité thermique $200 \text{ W.m}^{-1}.\text{°C}^{-1}$, est nécessaire. Le nouveau matériau choisi est celui constituant le cadre et le capot du boîtier, à savoir le Kovar[®] moins cher et de conductivité thermique égale à $16,6 \text{ W.m}^{-1}.\text{°C}^{-1}$.

Dans un premier temps, le point de polarisation du Peltier trouvé précédemment est conservé, ce qui signifie que la différence de température entre les faces froide et chaude reste égale à 62 °C , la puissance électrique fournie à la cellule demeurant quand à elle égale à $6,66 \text{ W}$. Pour conserver ce point de fonctionnement, il est nécessaire de modifier les flux appliqués sur les faces froides et chaudes, la différence entre les deux devant rester constante puisque correspondant à la puissance électrique fournie à la cellule, jusqu'à obtenir la différence de températures entre les deux faces souhaitée. Les résultats ainsi obtenus sont présentés dans le Tableau III-4.

Face froide			Face chaude			ΔT (°C)	P_e (W)
$T_{F\text{ moyenne}}$ (°C)	Φ_F (W.m ²)	P_F (W)	$T_{C\text{ moyenne}}$ (°C)	Φ_C (W.m ²)	P_C (W)		
23,89	-15 800	1,33	85,90	94 900	8	62,01	6,66

Tableau III-4: point de fonctionnement de la CEP avec une semelle en Kovar

Les températures moyennes sur les surfaces des divers composants relevées dans le cas de l'utilisation d'une semelle en CuW et dans celui de l'utilisation de Kovar[®] sont reportées dans le Tableau III-5.

Matériau	T_{diviseur} (°C)	$T_{\text{amplificateur}}$ (°C)	$T_{\text{alumine MEA}}$ (°C)	T_{MEA} (°C)	$T_{\text{face froide}}$ (°C)	$T_{\text{face chaude}}$ (°C)	T_{socle} (°C)
CuW	86,10	87,18	28,55	30,89	23,93	85,93	85,01
Kovar	91,96	100,39	29,36	32,70	25,84	85,89	84,99

Tableau III-5: influence de la nature du matériau constituant la semelle du driver

Les résultats obtenus font apparaître un point de fonctionnement identique dans le cas de l'utilisation d'une semelle en Kovar[®] à celui obtenu avec une semelle en CuW. En effet la température au niveau de la face inférieure du socle et celle au niveau de l'alumine du MEA restent à peu près constantes. La nature de la semelle joue donc un rôle mineur dans la régulation thermique du MEA. En revanche, on peut noter une augmentation de la température sur la face supérieure du diviseur et sur celle de l'amplificateur, en particulier au niveau de ce dernier. Cela met bien en évidence le rôle de la semelle pour la régulation thermique de ces composants.

CONCLUSION

Les études présentées dans ce chapitre ont porté sur deux types de structure: la première étant le driver réalisé dans le cadre du projet RNRT ERMIONE, la seconde étant le module émetteur V1 du même projet.

Deux types d'études ont été menées: une approche hybride couplant les lois de l'électromagnétisme et des circuits portant sur les deux structures et une étude thermique ne concernant que le module émetteur complet.

L'étude hybride a permis la mise en évidence d'un grand nombre de modes parasites dans la bande de fréquence d'utilisation. Plusieurs solutions permettant d'en rejeter un certain nombre ont été présentées, la difficulté provenant des grandes dimensions des structures

étudiées et de la grande largeur de bande de fréquence devant être nettoyée, à savoir 50 GHz. Des deux techniques présentées ici, l'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques ou l'encapsulation des lignes de signal, il ressort que c'est cette dernière solution qui semble présenter de meilleurs résultats.

L'étude thermique portant sur le module émetteur V1, réalisé en régime statique, a quant à elle permis la mise en évidence de la nécessité de l'utilisation d'un système de refroidissement permettant la régulation en température du modulateur. Elle a permis en outre de montrer le rôle joué par la semelle du driver dans la régulation thermique de l'amplificateur et du diviseur, faisant apparaître l'importance du choix d'un matériau possédant une bonne conductivité thermique pour sa réalisation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

ET

PERSPECTIVES

L'évolution actuelle des systèmes de télécommunications, tous supports confondus, tend vers un accroissement du niveau d'intégration et une augmentation du débit. Le projet RNRT ERMIONE est l'illustration de cette tendance pour les systèmes de télécommunications optiques. Ce projet consiste en l'étude puis la réalisation de modules émetteur et récepteur compacts pour des communications optiques à haut débit (40 Gbit.s^{-1}) et intégrant dans un même boîtier les fonctions électroniques et optoélectroniques. Un tel débit impose à l'électronique de commande une bande de fonctionnement de l'ordre de 50 GHz. Cette évolution des dispositifs hyperfréquences formant l'électronique de commande entraîne une plus grande sensibilité aux phénomènes électromagnétiques parasites liés aux couplages entre éléments proches et aux résonances de cavité.

Afin d'être à même de mener l'étude de ces dispositifs, une simple analyse de type circuit n'est plus suffisante, car elle n'autorise pas la prise en compte de l'influence de l'environnement sur les circuits de commande. Afin de palier cette carence, plusieurs techniques d'analyses hybrides existent, dont la méthode d'analyse électromagnétique globale présentée dans le premier chapitre. Cette technique d'analyse couple un logiciel de calcul électromagnétique permettant la caractérisation de la partie distribuée du dispositif à un logiciel de type circuit permettant la prise en compte des éléments actifs. La méthode d'analyse électromagnétique utilisée est basée sur la méthode des éléments finis appliquée dans le domaine fréquentiel.

Le choix de la technique d'assemblage du module joue un rôle de plus en plus important avec l'augmentation du niveau d'intégration des dispositifs optoélectroniques couplée à la montée en débit qui entraînent une augmentation de la bande passante requise par l'électronique de commande. Plusieurs solutions d'assemblage du module ont été présentées dans le deuxième chapitre. Elles ont permis la mise en évidence d'un certain nombre de modes parasites lors de l'utilisation sur une très large bande de fréquences. La technologie microruban semble être la plus adaptée à ce type d'utilisation, la technologie coplanaire présentant un plus grand nombre de pics parasites dans la bande de fréquences utile. En effet, si dans les deux cas des modes de cavité apparaissent dans la bande d'analyse, un grand nombre de modes de substrat se trouvent excités dans le cas de la technologie coplanaire.

L'apparition de ces modes est liée aux dimensions de la structure, celles-ci étant du même ordre de grandeur que la longueur d'onde d'utilisation.

Avec l'augmentation de la fréquence d'utilisation, le rôle joué par les interconnexions, en particulier les interconnexions entre les composants et le substrat d'accueil, devient non négligeable. L'étude réalisée sur les transitions filaires a permis la mise en évidence de l'effet selfique introduit par ce type de connexion. Plusieurs solutions permettant de réduire cet effet ont été présentées dans le deuxième chapitre, la multiplication du nombre de fils réalisant la connexion, l'introduction d'un angle entre ces mêmes fils. Néanmoins, ce type de connexion reste pénalisant pour les systèmes fonctionnant à de très hautes fréquences. Une solution alternative est alors le report flip-chip du composant, la faible hauteur des bumps introduisant un effet selfique bien moindre que la transition filaire. Cependant, la présence du substrat d'accueil peut perturber le fonctionnement intrinsèque du MMIC.

Les transitions à travers les parois métalliques du boîtier jouent aussi un rôle important dans la dégradation du signal utile. Ces transitions peuvent être hermétiques ou non. Dans le premier cas, elles sont réalisées par l'intermédiaire de connecteurs ou d'inserts diélectriques. Dans le second cas, une simple ouverture pratiquée dans la paroi est suffisante. Deux transitions ont été étudiées dans le deuxième chapitre, la première hermétique avec un insert diélectrique, la seconde n'étant composée que d'une ouverture simple pratiquée dans la paroi. Il ressort de cette étude que lorsqu'il n'est pas nécessaire d'avoir une transition hermétique, l'ouverture simple semble préférable.

L'encapsulation d'un dispositif hyperfréquence dans un boîtier métallique peut entraîner l'apparition de modes parasites dès lors que les dimensions de la structure sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Dans le deuxième chapitre, plusieurs solutions ont été présentées afin de palier ce problème. Des solutions classiques telles que l'utilisation d'absorbant ou la diminution des dimensions de la cavité, que ce soit par insertion de parois métalliques ou par réduction de la taille du boîtier, ont été analysées. Ces solutions ont présenté une bonne efficacité dans la bande [0-50] GHz pour le module de test utilisé. D'autres solutions, moins classiques, telles que l'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques ou l'encapsulation des lignes microondes ont été appliquées au module de test. Ici encore, ces solutions ont permis de supprimer un certain nombre de modes parasites de la bande de fréquences étudiée. Il est à noter que la solution consistant à utiliser un réseau

périodique de tiges métallique a fait l'objet d'un dépôt de brevet conjointement avec ALCATEL-CIT/OPTO+.

Les études présentées dans le troisième chapitre ont porté sur deux types de structure: la première étant le driver réalisé dans le cadre du projet RNRT ERMIONE, la seconde étant le module émetteur V1 du même projet. Deux types d'études ont été menées: une approche hybride réalisée à l'aide de la méthode d'analyse présentée dans le premier chapitre et portant sur les deux structures, ainsi qu'une étude thermique effectuée sur le module émetteur complet à l'aide des outils de la bibliothèque MODULEF.

L'analyse hybride a permis la mise en évidence d'un grand nombre de modes parasites dans la bande de fréquence d'utilisation, ceux-ci étant liés aux dimensions des structures étudiées. Plusieurs solutions permettant d'en rejeter un certain nombre ont été présentées, la difficulté provenant des grandes dimensions des structures analysées et de la grande largeur de bande de fréquence de fonctionnement, de l'ordre de 50 GHz. Des deux techniques présentées lors de l'étude du driver, l'utilisation d'un réseau périodique de tiges métalliques ou l'encapsulation des lignes de signal et/ou des MMIC, il ressort que c'est cette dernière solution qui semble présenter de meilleurs résultats. Elle demeure néanmoins difficile à mettre totalement en œuvre expérimentalement.

L'étude thermique portant sur le module émetteur V1, réalisée en régime statique, a quant à elle permis de mettre en évidence la nécessité de l'utilisation d'un système de refroidissement permettant la régulation en température du modulateur. Elle a permis en outre de montrer le rôle joué par la semelle du driver dans la régulation thermique de l'amplificateur et du diviseur, faisant apparaître l'importance du choix d'un matériau possédant une bonne conductivité thermique pour sa réalisation.

Plusieurs perspectives peuvent être données à ce travail, d'un point de vue technologique et d'un point de vue modélisation électromagnétique.

Seuls des boîtiers métalliques ont été étudiés dans ce mémoire. L'utilisation de boîtiers céramiques peut permettre de s'affranchir des modes de cavité. Néanmoins, ce type de boîtier ne permet plus de blinder le circuit et peut donc l'exposer aux rayonnements électromagnétiques extérieurs.

L'utilisation des technologies LTCC et/ou du microusinage peut être une solution envisageable pour la réalisation de l'électronique de commande. Les lignes du circuit hyperfréquence, de même que celles des circuits de polarisation pourraient ainsi être enterrées dans le substrat d'accueil, les MMICs étant alors montés en surface dans des cavités spécifiques de dimensions comparables à celles du composant. Cette technologie pose néanmoins des problèmes de réalisation (alignement des couches ...), ainsi que de régulation thermique, les matériaux utilisés présentant une faible conductivité thermique. Il peut aussi y avoir des problèmes au niveau des transitions entre les couches aux hautes fréquences. De la même façon, l'emploi de la technologie du micro usinage peut être envisagé pour la réalisation des microboîtiers permettant l'encapsulation des lignes du circuit hyperfréquence, ainsi que celle des MMICs.

Enfin, l'insertion des accès numériques dans le logiciel d'analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis développé dans le laboratoire autorise une analyse multi échelle d'un dispositif. Sur ce type d'accès, les informations permettant de rendre compte des couplages entre domaines sont portées par des vecteurs liés aux éléments du maillage placés à l'interface entre domaines. Cette interface peut ainsi prendre une forme complexe et être placée au plus près des discontinuités et des irrégularités des dispositifs. Les maillages des interfaces n'étant pas obligatoirement conformes, il est alors possible de traiter avec efficacité des dispositifs comportant des domaines de petites et grandes dimensions. A l'aide de cette technique, l'influence des perturbations électromagnétiques sur le comportement intrinsèque des MMICs dans leur environnement boîtier peut être étudiée et ainsi continuer à améliorer l'encapsulation et l'intégration de modules complexes.

ANNEXES

ANNEXE I : LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

I. PRINCIPES DE LA MÉTHODE

La méthode des éléments finis (MEF) est une méthode mathématique d'intégration des équations aux dérivées partielles. Elle est appliquée à la résolution de nombreux problèmes physiques tels que les problèmes de propagation de la chaleur, la thermomécanique, l'acoustique, etc.

La MEF consiste en la discrétisation du domaine étudié en sous domaines de dimensions finies. Cette discrétisation domaine d'étude impose que le système étudié soit borné avec des conditions aux limites, permettant ainsi la convergence vers une solution unique du calcul. Chaque type d'élément, considéré sous son seul aspect géométrique, est caractérisé par un certain nombre de nœuds. A l'intérieur de chaque élément de base, la fonction recherchée est approximée en chacun des nœuds le décrivant. Les fonctions de base utilisées pour cette approximation sont des polynômes ou des fonction trigonométriques. L'approximation réalisée en chacun des éléments est supposée être nulle dans les autres éléments du domaine étudié. L'approximation de la fonction recherchée est obtenue par superposition de chacune des approximations, celles-ci ayant été construites de façon à ce que l'approximation globale soit partout continue.

Le logiciel EMXD, développé au sein de l'IRCOM par Michel Aubourg, est basé sur la MEF et permet l'analyse électromagnétique de structures complexes. Les fonctions à approximer sont alors les composantes des champs électromagnétiques.

II. DESCRIPTION DES MILIEUX ET MISE EN ÉQUATIONS

Les structures analysées par la MEF sont constituées de milieux homogènes par morceaux, linéaires, isotropes ou anisotropes, avec ou sans pertes diélectriques et / ou métalliques. Ces milieux sont caractérisés par leur permittivité, perméabilité et conductivité susceptibles d'être complexes ou tensorielles.

Les dispositifs analysés peuvent être blindés ou ouverts. Dans le cas de structures fermées, les limites extérieures sont définies par des murs électriques (CCE) ou magnétiques (CCM) parfaits sur lesquels peuvent s'appliquer des conditions aux limites de type Neuman ou Dirichlet. La prise en compte de l'espace libre, dans le cas de structures ouvertes, s'effectue par des méthodes de résolution surfaciques ou volumiques. Celles-ci sont implantées dans le

logiciel EMXD. Par les méthodes surfaciques, l'espace libre est tronqué par une surface sur laquelle est imposée une condition de rayonnement. Les méthodes volumiques tronquent l'espace libre par des couches positionnées autour de sources.

Afin de limiter le domaine d'étude, les symétries géométriques imposant des symétries électromagnétiques sont considérées en imposant des conditions exactes de CCE et / ou CCM.

Le système d'équations résolu par la MEF est directement déduit des équations de Maxwell, exprimées au sens des distributions. L'approche est alors fondée sur la modélisation du champ électromagnétique par deux distributions E et H définies par des fonctions sur chaque volume élémentaire. Considérons la figure A²1 sur laquelle est décrite une structure générale de domaine Ω , constitué de sous domaines homogènes Ω_k , sa frontière $\partial\Omega$ est définie par des murs métalliques (S_e) ou magnétiques (S_m) et par p accès d'excitations $S_{dis}^{(p)}$ distribués. La surface notée $S_{i,j}$, correspondant à l'interface entre les milieux i,j . Les q accès d'excitations localisés linéiques $\Gamma_{loc}^{(q)}$ peuvent également être insérés à la périphérie ou à l'intérieur du domaine Ω .

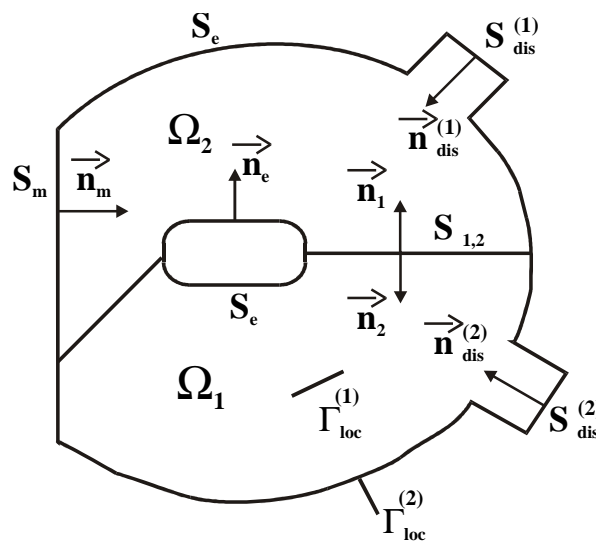


Figure A² 1

Méthode des éléments finis
Structure générale bornée

La résolution des équations de Maxwell au sens des distributions conduit alors à résoudre le système d'équations suivant en formulation E , en tenant compte des différentes conditions relatives aux surfaces appartenant à la frontière $\partial\Omega$ (S_e , S_m , S_{ij} , $S_{dis}^{(p)}$).

$$\begin{aligned} \iiint_{\Omega} \left(\frac{1}{\mu_r} \overrightarrow{\text{rot}} \overrightarrow{\text{E}} \right) \cdot \left(\overrightarrow{\text{rot}} \overrightarrow{\phi_e} \right) d\Omega - k_0^2 \iiint_{\Omega} \epsilon_r \overrightarrow{\text{E}} \cdot \overrightarrow{\phi_e} d\Omega = -jk_0 \sum_p \iint_{S_{\text{dis}}^{(p)}} \overrightarrow{\text{J}}_e^{(p)} \cdot \overrightarrow{\phi_e} dS_{\text{dis}}^{(p)} \\ -jk_0 \sum_q \int_{\Gamma_{\text{loc}}^{(q)}} \overrightarrow{\text{J}}_{\text{loc}}^{(q)} \cdot \overrightarrow{\phi_e} d\Gamma_{\text{loc}}^{(q)} \end{aligned} \quad (\text{A1.1})$$

$$\text{avec} \quad \iint_{S_{\text{dis}}^{(p)}} \left(\overrightarrow{\text{n}}_{S_{\text{dis}}^{(p)}} \wedge \overrightarrow{\text{E}} \right) \cdot \overrightarrow{\phi_e} dS_{\text{dis}}^{(p)} = - \iint_{S_{\text{dis}}^{(p)}} \overrightarrow{\text{J}}_m^{(p)} \cdot \overrightarrow{\phi_e} dS_{\text{dis}}^{(p)} \quad (\text{A1.2})$$

$$\text{et} \quad \int_{\Gamma_{\text{loc}}^{(q)}} \overrightarrow{\text{E}} \cdot \overrightarrow{\phi_e} d\Gamma_{\text{loc}}^{(q)} = - \int_{\Gamma_{\text{loc}}^{(q)}} \overrightarrow{\text{J}}_{\text{loc}}^{(q)} \cdot \overrightarrow{\phi_e} d\Gamma_{\text{loc}}^{(q)} \quad (\text{A1.3})$$

qui représentent les excitations dans les accès distribués surfaciques $S_{\text{dis}}^{(p)}$ et linéiques $\Gamma_{\text{loc}}^{(q)}$.

ϕ_e est une fonction test, normale aux murs métalliques telle que $\overrightarrow{\text{n}}_e \wedge \overrightarrow{\phi_e} = \vec{0}$ sur S_e .

Par dualité, il est possible d'établir ce même système en formulation H. Deux modes de résolution du système (A1.1, A1.2 et A1.3) sont considérés : une en oscillations forcées, ou en oscillations libres.

III. RÉOLUTION DU SYSTÈME

III.1 Oscillations forcées

La fréquence est imposée et une matrice de répartition [S] est alors déterminée entre les différents accès de la structure.

Pour cela, il faut considérer deux types d'accès : surfaciques ou linéiques.

III.1.a – Accès surfaciques ou distribués : courant surfacique

Ce sont des plans perpendiculaires aux axes de propagation, placés aux frontières du volume maillé. Un calcul de modes propres à considérer dans la résolution 3D est effectué dans ces plans. La connaissance du champ électromagnétique, résultant d'une combinaison linéaire des modes propres présents dans un accès distribués, permet alors d'explicitier la distribution de courant surfacique sur cet accès. Chaque mode propre k est représenté par ces composantes transversales du champ normalisé $(\vec{E}_t^{(p)k}, \vec{H}_t^{(p)k})$ tel que le flux du vecteur de

Poynting traversant la surface $S_{dis}^{(p)}$ de l'accès (p) soit unitaire pour une onde incidence de référence.

$$\frac{1}{2} \iint_{S_{dis}^{(p)}} \left(\vec{E}_t^{(p)k} \wedge \vec{H}_t^{(p)k} \right) \cdot \vec{n}_{dis}^{(p)} dS_{dis}^{(p)} = 1 \quad (A1.4)$$

(p) : numéro de l'accès distribué

k : numéro du mode propre dans l'accès (p)

$\vec{n}_{dis}^{(p)}$: normale au plan (p) dirigée vers l'extérieur de la structure

Les champs électromagnétiques dans l'accès (p), pour le mode k, peuvent alors s'écrire :

$$\begin{cases} \vec{H}^{(p)k} = (a_{(p)k} - b_{(p)k}) \vec{H}_t^{(p)k} + (-a_{(p)k} + b_{(p)k}) H_z^{(p)k} \vec{n}_{(p)k} \\ \vec{E}^{(p)k} = (a_{(p)k} - b_{(p)k}) \vec{E}_t^{(p)k} + (a_{(p)k} + b_{(p)k}) E_z^{(p)k} \vec{n}_{(p)k} \end{cases} \quad (A1.5)$$

avec $a_{(p)k}$ et $b_{(p)k}$ les coefficients complexes associés aux ondes incidentes et réfléchies du mode k à l'accès (p).

Ce qui permet de définir le courant électrique surfacique en fonction des champs électromagnétiques transverses.

$$\vec{J}_e^{(p)k} = \vec{n}_{(p)k} \wedge \vec{H}^{(p)k} = (a_{(p)k} - b_{(p)k}) (\vec{n}_{(p)k} \wedge \vec{H}_t^{(p)k}) \quad (A1.6)$$

I.1.b – Accès localisés

Cet accès n'est pas nécessairement placé à la périphérie du domaine d'étude, il peut être interne au maillage. Son support est linéique composé d'un ou plusieurs segments. Il permet de créer une interface entre une relation tension–courant et les champs électromagnétiques présents autour du segment.

Considérons un accès localisé (q) parcouru par un courant $I_{(q)}$. Il est alors possible d'exprimer le courant $I_{(q)}$ par les ondes tension – courant tel que :

$$I_{(q)} = (a_{(q)} - b_{(q)}) I_{0(q)} \quad (A1.7)$$

avec (q) : numéro de l'accès localisé

$I_{0(q)}$: courant de référence normalisé sur l'accès (q)

Une différence de potentiel $V_{(q)}$ est définie aux bornes de l'élément (q) égale à la circulation du champ électrique le long de l'accès (q) :

$$V_{(q)} = -\int_{\Gamma_{loc}^{(q)}} \vec{E} \cdot \vec{t}_{(q)} \quad (A1.8)$$

avec $\vec{t}_{(q)}$: vecteur unitaire tangent au contour $\Gamma_{loc}^{(q)}$

Cette différence de potentiel est d'autre part définie par :

$$V_{(q)} = (a_{(q)} + b_{(q)})V_{0(q)} \quad (A1.9)$$

$V_{0(q)}$ est une tension normalisée. $V_{0(q)}$ et $I_{0(q)}$ sont liés par la relation :

$$\begin{cases} V_{0(q)} = R_0 I_{0(q)} \\ \frac{1}{2} V_{0(q)} I_{0(q)} = 1 \end{cases} \quad (A1.10)$$

avec R_0 : représente la résistance de normalisation prise généralement égale à 50Ω .

Remarquons que cette approche statique n'a de signification physique aux fréquences microondes, que si les dimensions des accès localisés sont très faibles devant la longueur d'onde de travail.

L'accès localisé peut être utilisé en périphérie du maillage comme source d'excitation de lignes microondes (microruban, coplanaire,...), ou en interne au maillage pour connecter aux domaines distribués les éléments passifs ou actifs d'un circuit (transistor, capacité, résistance, inductance,...) ou d'un module dont les dimensions sont suffisamment petites devant la longueur d'onde pour être considéré comme localisé.

III.1.c – Résolution du problème

L'équation d'onde décrite par la relation A1.1, ne peut pas être résolue analytiquement. La MEF consiste donc à approximer le champ \vec{E} présent dans cette équation sur un nombre

fini d'éléments simples qui constituent le maillage de la structure de test et définis par des segments en 1D, des triangles en 2D et des tétraèdres en 3D.

Le champ électromagnétique est alors décomposé sur chaque éléments géométriques par des "éléments mixtes" de Nédelec, polynômes de degré 2 incomplets [9]. Cette discrétisation permet d'obtenir un système linéaire d'équations matriciel donné ci-dessous, en tenant compte des relations A1 précédentes, qui sera résolu par des méthodes numériques classiques. Nous pouvons remarquer ici qu'une inversion de matrice est nécessaire lors de la résolution par notre logiciel. Celle-ci nécessite selon les cas traités des temps de calcul et une occupation de l'espace mémoire importants.

$$\begin{aligned} ([\mathbf{A}] - k_0^2 [\mathbf{B}])\{\mathbf{E}\} = & -jk_0 \sum_{(p)} \sum_{(k)} (a_{(p)k} - b_{(p)k}) (\vec{n}_{(p)k} \wedge \vec{H}_t^{(p)k}) \vec{\phi}_e dS_{dis}^{(p)} \\ & -jk_0 \sum_{(q)} (a_{(q)} + b_{(q)}) \vec{I}_{0(q)} \vec{\phi}_e d\Gamma_{loc}^{(q)} \end{aligned} \quad (\text{A1.11})$$

III.1.d – Méthode de segmentation

La notion d'accès distribué et la décomposition modale qui lui est liée permet de définir les excitations physiques des structures. Un autre intérêt est de pouvoir diviser un domaine d'étude complexe en plusieurs parties, grâce à une méthode de segmentation. En effet, l'une des limites des simulations électromagnétiques basées sur la résolution des équations de Maxwell est la taille des systèmes à résoudre qui dépend de la complexité du dispositif. En appliquant une segmentation, il est alors possible de diviser la structure de test en sous-structures connectées entre elles par des plans de segmentation, sur lesquels une décomposition modale est effectuée. La difficulté réside dans le choix du nombre de modes à prendre en compte. En général, l'ensemble des modes propagatifs est considéré ; ainsi que les premiers modes évanescents dont l'atténuation est inférieure à un seuil fixé par l'utilisation. Les matrices [S] des divers segments sont alors établies, on parle ici de matrice [S] généralisées. Par la suite, ces matrices sont chaînées modes à modes pour établir la réponse globale du dispositif.

Cette analyse segmentée permet généralement un gain en temps de calcul et un espace mémoire limité. De plus, en fonction des modifications apportées au dispositif testé au cours d'une étude donnée, seule la sous-structure concernée sera de nouveau analysée.

III.2 Oscillations libres

La structure est totalement fermée par des conditions non dispersives de courts-circuits électriques ou magnétiques. Elle doit également être composée de matériaux non fortement dispersifs. Le second membre de l'équation A1.11 est annulé (les accès étant supprimés).

Le système à résoudre défini par l'équation A1.11 sans second membre, est alors un système à valeurs et vecteurs propres dont la résolution permet d'établir les modes de résonances du dispositif blindé.

IV. PARAMÈTRES DE SORTIES

En oscillations forcées, nous définissons les paramètres [S] entre les différents accès de la structure.

En oscillations libres, il est possible d'établir les fréquences de résonances du dispositif, ainsi que le facteur de qualité à vide associé, par un calcul des répartitions d'énergies électriques et magnétiques dans le volume d'étude.

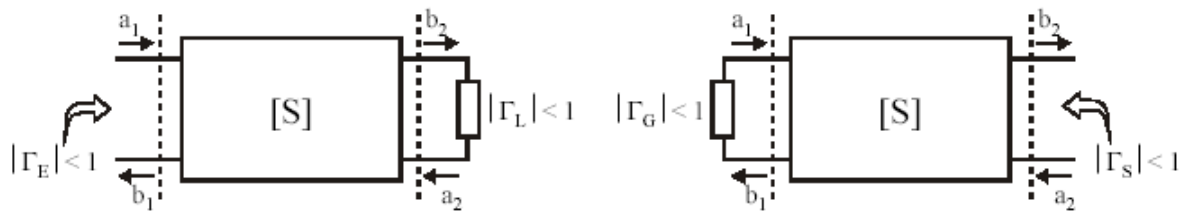
Pour les deux résolutions, nous avons accès aux répartitions de champs dans la structure.

Les grandeurs ϵ_r et μ_r peuvent être tensoriels complexes et dépendants de la fréquence pour caractériser des milieux diélectriques et magnétiques anisotropes, à pertes et dispersifs. Enfin, les milieux conducteurs peuvent être définis par une impédance de surface Z_s , ou par une conductivité σ . Le milieu conducteur est dans ce cas, traité de manière analogue aux domaines diélectriques à pertes du volume maillé par la relation $\epsilon_r = -j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$.

ANNEXE II: ETUDE DE STABILITÉ

Chaque circuit comportant des éléments actifs nécessite une analyse de stabilité électrique. Plusieurs méthodes d'analyse de stabilité linéaire, faisant appel à différents critères, existent ^[60]. Parmi ces critères, celui du facteur K est le plus utilisé en CAO des circuits hyperfréquences.

Le critère de stabilité du facteur K, encore appelé facteur de Rollet, étudie la stabilité linéaire d'un quadripôle vis-à-vis de ses conditions de charges extérieures en entrée et en sortie. Par conséquent, deux conditions de stabilité similaires peuvent être énoncées, l'une par rapport à l'impédance d'entrée et l'autre, par rapport à celle de sortie. Elles sont illustrées par la figure suivante :



Ces conditions impliquent que le quadripôle est inconditionnellement stable s'il est chargé à un accès par une impédance purement passive (dont le module du coefficient de réflexion associé est inférieur à l'unité) et que le deuxième accès voit également une impédance passive. Les deux conditions de stabilité inconditionnelle sont donc :

$$\text{Vue de l'entrée: } |\Gamma_L| < 1 \Rightarrow |\Gamma_E| < 1$$

$$\text{Vue de la sortie: } |\Gamma_S| < 1 \Rightarrow |\Gamma_G| < 1$$

Les relations entre ondes de puissance réfléchies et incidentes s'écrivent comme suit:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A2-1})$$

De même, les coefficients de réflexion en entrée et en sortie s'écrivent:

$$\begin{cases} \Gamma_E = \frac{b_1}{a_1} \\ \Gamma_L = \frac{b_2}{a_2} \end{cases} \quad (\text{A2-2})$$

A partir des équations (A2-1) et (A2-2), nous pouvons énoncer le critère de stabilité classiquement utilisé. Un quadripôle est inconditionnellement stable si, pour toutes les fréquences, nous avons :

$$K > 1 \text{ et } B > 0 \text{ avec } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|}$$

$$\text{et } \begin{cases} B = 1 - |\Delta_S| \\ \Delta_S = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \end{cases}$$

Dans le cas où $K < 1$ ou $B < 0$, le quadripôle est conditionnellement stable. Par conséquent, certaines impédances de fermeture sont susceptibles d'engendrer une instabilité du circuit. Ces impédances sont déterminées par l'étude des cercles de stabilité en entrée et en sortie du dispositif.

Généralement, l'impédance nominale de fermeture est une charge 50Ω . Il s'agit donc, selon la fréquence, de définir si le cercle de stabilité doit ou non entourer la charge 50Ω pour que le système soit stable à cette fréquence.

Le critère de stabilité K est par sa définition même limité, du fait qu'il ne prédit la stabilité d'un circuit que vis-à-vis de son environnement en terme de charges d'accès. Il ne tient pas compte de l'état intrinsèque du quadripôle étudié et peut donc trouver ce dernier inconditionnellement stable, même si le quadripôle est intrinsèquement instable^[61]. D'autres méthodes d'analyse doivent par conséquent être appliquées afin de déterminer rigoureusement la stabilité linéaire d'un circuit et plus particulièrement, de mettre en évidence les éventuelles instabilités internes, fortement liées à la topologie du composant. De nouvelles approches, faites pour l'étude de systèmes bouclés, ont ainsi été développées^{[62], [63]}.

Dans le cadre de la simulation globale, nous considérons le MMIC comme une "boîte noire". De ce fait, il n'est pas possible de caractériser l'influence de l'électromagnétisme sur les composants de la puce et donc de tenir compte de la stabilité interne de celle-ci. C'est

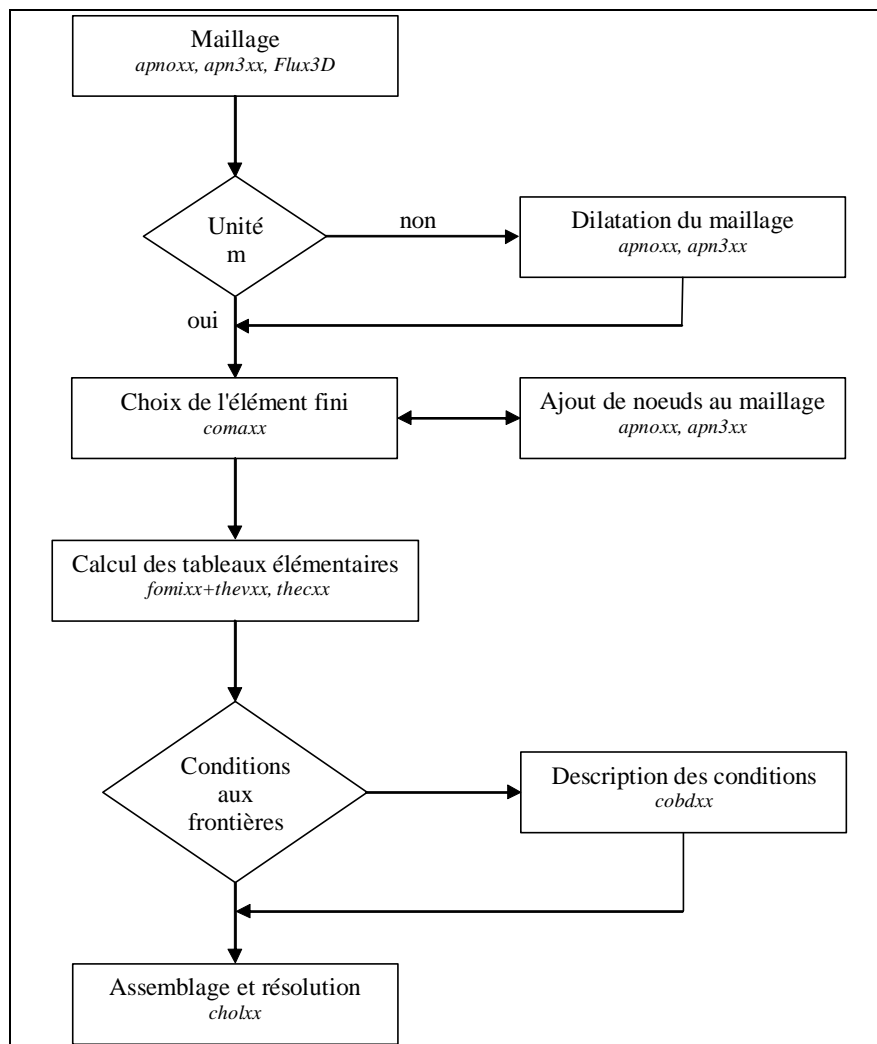
pourquoi, nous utiliserons uniquement le critère de stabilité du facteur K au cours de notre étude.

ANNEXE III: LA SIMULATION THERMIQUE À L'AIDE DE MODULEF

Les simulations thermiques réalisées au cours de ce travail ont été réalisées à l'aide des outils de la bibliothèque MODULEF. Les calculs sont réalisés à l'aide de la méthode des éléments finis.

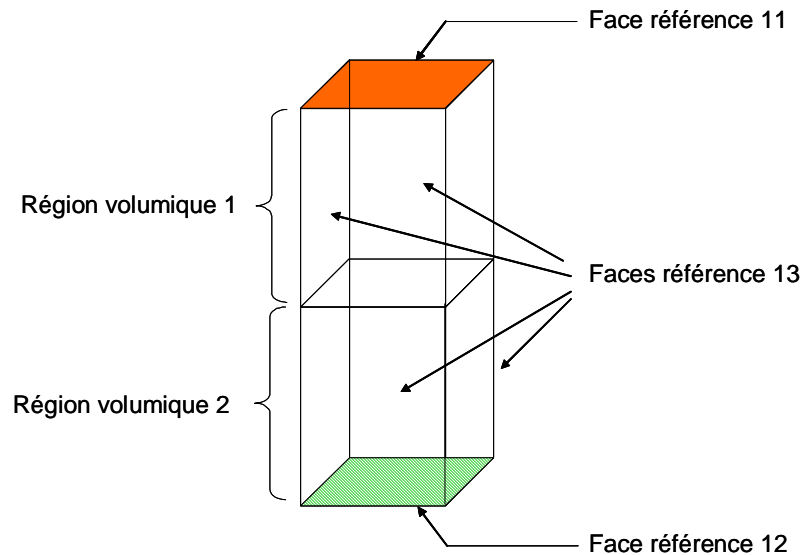
I. ETAPES DE CALCUL

Les différentes étapes pour effectuer un calcul thermique sont retranscrites sur l'organigramme ci-dessous, chacune d'entre elles étant décrite dans les paragraphes suivants.



Les différentes étapes du calcul thermique

Afin d'illustrer chacune des étapes du calcul thermique, un exemple basé sur une structure en 3 dimensions est présenté. Celle-ci correspond à un barreau constitué de 2 métaux différents représentés par les régions volumiques de référence 1 et 2. Trois régions surfaciques sont utilisées, de référence 11, 12 et 13. La structure ainsi étudiée est présentée ci-dessous.



Structure de test pour l'analyse thermique

II. MAILLAGE

De la même façon que pour les calculs électromagnétiques, la première étape du calcul thermique consiste en la description géométrique de la structure à étudier et à son maillage. Les logiciels disponibles pour effectuer cette opération sont les mêmes que ceux utilisés pour réaliser un maillage pour un calcul EM, à savoir FLUX3D et les outils de la bibliothèque MODULEF (*apnoxx* pour la 2D, *apn3xx* pour la 3D). Il est cependant à noter que les unités utilisées pour le maillage sont différentes entre les maillages EM et les maillages thermiques, l'unité étant le millimètre dans le premier cas et le mètre dans le second. Il peut donc s'avérer nécessaire d'effectuer une dilatation de la structure pour passer d'une unité à l'autre. Cette opération s'effectue à l'aide du logiciel *apn3xx* dans le cas d'une structure 3D.

Les données à fournir sont les noms du maillage initial (*maillage_ini.nopo* dans l'exemple traité) et du maillage final (*maillage_dila.nopo*). Dans l'exemple traité, l'unité utilisée lors du maillage est le millimètre, il faut donc diviser toutes les dimensions par 1000 (multiplier par 0.1E-02) pour passer en mètre.

```

'DILATATION DU MAILLAGE
'INTR
  1      1      $ IMPRE NINOPO ( SD EXTERIEURE )
maillage_ini.nopo $ NOM DU FICHER
'DILA
  4      1      2      $ IMPRE NIVEA1 NIVEA2
  0      0      $ NBNNF NBNSD
.1000000E-02 .1000000E-02 .1000000E-02 $ DILX DILY DILZ
  0 0 0 $ XINV YINV ZINV
'RENE
  4      2      4      $ IMPRE NIVEA1 NIVEA2
'SAUV
  4      4      0      $ IMPRE NINOPO NTNOP
maillage_dila.nopo $ NOM DU FICHER
'FIN

```

Fichier script pour apn3xx, dilatation du maillage (division par 1000 de toutes les coordonnées)

III. CHOIX D'UN ÉLÉMENT FINI

Plusieurs types d'éléments existent, leur choix déterminant le type d'interpolation utilisée. Ces éléments, dans le cas de l'étude thermique, sont rangés dans la bibliothèque THER, une fiche technique pour chacun d'entre eux étant donnée dans l'aide de MODULEF (guide 7: fiches techniques).

Dans le cas d'une étude 3D, deux types d'éléments existent: l'élément 3P1D, tétraèdre décrit par ses 4 sommets, et l'élément 3P2C décrit par ses 4 sommet ainsi que par le milieu de ses arêtes soit au total 10 points. Le choix de ce second type d'élément implique l'ajout de points supplémentaires décrivant les éléments du maillage initial, cette opération s'effectuant à l'aide du préprocesseur *apn3xx*. Il est à noter que lors de l'analyse thermique effectuée dans le cadre du projet RNRT ERMIONE, ces éléments de type 3P2C n'ont pas donné de bon résultats.

```

'AJOUT DE NOEUDS AUX ELEMENTS DU MAILLAGE
'INTR
  1      1      $ IMPRE NINOPO ( SD EXTERIEURE )
maillage_ini.nopo $ NOM DU FICHER
'ADPO
  1      1      2      1      0      0      $ IMPRE NIVEA1 NIVEA2 N1 ISET ISEQ
  0      0      0      1      $ ISETE ISEPE ISEHE NOESOM
'RENE
  4      2      3      $ IMPRE NIVEA1 NIVEA2
'SAUV
  4      3      0      $ IMPRE NINOPO NTNOP
maillage_modifie.nopo $ NOM DU FICHER
'FIN

```

Fichier script pour apn3xx, ajout de noeuds aux éléments du maillage

Le choix de l'élément fini se fait par l'intermédiaire du préprocesseur *comaxx*, les données à entrer étant le nom du fichier contenant le maillage initial (*maillage.nopo*), le nom

des fichiers contenant les structures MAIL et COOR (*maillage.mail* et *maillage.coor*), puis le nombre de références volumiques, surfaciques et linéiques utilisées. Il est à noter que dans chacun des 3 cas, le nombre de références utilisées correspond à la plus haute valeur de référence du type concerné (volumique, surfacique ou linéique).

Dans l'exemple traité, il y a deux régions volumiques de référence 1 et 2, il faut donc entrer comme nombre de références volumiques 2; il y a 3 régions surfaciques de références 11, 12 et 13, il faut donc entrer comme nombre de références surfaciques 13.

0			\$ Y A T IL DES FONCTIONS INTERPRETEES
3	2	0	\$ NDIM NDSD NBSDC
13	0		\$ NNR NBSC
13	0		\$ NNR NBLC
THER			\$ NOM DE LA BIBLIOTHEQUE
1			\$ NTYED DU SD 1
TETR 3P1D			\$ LE NOM DES ELEMENTS DROITS
0			\$ NTYEC DU SD 1
1			\$ NTYED DU SD 2
TETR 3P1D			\$ LE NOM DES ELEMENTS DROITS
0			\$ NTYEC DU SD 2
maillage.nopo			\$ NOM DU FICHER
0			\$ ET NIVEAU DE LA SD NOPO
maillage.mail			\$ NOM DU FICHER
0			\$ ET NIVEAU DE LA SD MAIL
maillage.coor			\$ NOM DU FICHER
0			\$ ET NIVEAU DE LA SD COOR
0	0		\$ NTMAIL NTCOOR

Fichier script pour comaxx, éléments de type TETR3P1D

0			\$ Y A T IL DES FONCTIONS INTERPRETEES
3	2	0	\$ NDIM NDSD NBSDC
13	0		\$ NNR NBSC
13	0		\$ NNR NBLC
THER			\$ NOM DE LA BIBLIOTHEQUE
1			\$ NTYED DU SD 1
TETR 3P2C			\$ LE NOM DES ELEMENTS DROITS
1			\$ NTYEC DU SD 1
TETR 3P2C			\$ LE NOM DES ELEMENTS COURBES
1			\$ NTYED DU SD 2
TETR 3P2C			\$ LE NOM DES ELEMENTS DROITS
1			\$ NTYEC DU SD 2
TETR 3P2C			\$ LE NOM DES ELEMENTS COURBES
maillage.nopo			\$ NOM DU FICHER
0			\$ ET NIVEAU DE LA SD NOPO
maillage.mail			\$ NOM DU FICHER
0			\$ ET NIVEAU DE LA SD MAIL
maillage.coor			\$ NOM DU FICHER
0			\$ ET NIVEAU DE LA SD COOR
0	0		\$ NTMAIL NTCOOR

Fichier script pour comaxx, éléments de type TETR3P2C

Pour chaque référence de région volumique, il faut préciser le nombre de type d'éléments droits différents utilisés (NTYED) suivi de la liste des noms ces éléments, puis le nombre de type d'éléments figures différents utilisés (NTYEC) suivi s'il y a lieu de la liste des noms ces éléments.

IV. CALCUL DES TABLEAUX ÉLÉMENTAIRES

Deux méthodes permettent le calcul des tableaux élémentaires:

La première, la plus ancienne, consiste à utiliser successivement les préprocesseurs *fomixx* puis *thevxx*, le premier servant à décrire les différents matériaux ainsi que les flux appliqués aux faces, ces données étant stockées dans les structures de type FORC et MILI, le second permettant la création des tableaux élémentaires;

La seconde consiste à utiliser le préprocesseur *thecxx*. Il est à noter que dans ce cas il n'y a pas de structure de type FORC ou MILI créée.

IV.1. UTILISATION DE FOMIXX ET DE THEVXX

Le premier cas décrit est l'utilisation des préprocesseurs *fomixx* et *thevxx*.

IV.1.a. Préprocesseur *fomixx*

Le préprocesseur *fomixx* est utilisé pour la description des différentes données relatives au calcul des matrices et des contraintes écrites ensuite dans la structure de données MILI (capacité calorifique et conductivité thermique des matériaux, coefficients de transfert à travers les frontières considérées), ainsi que les données relatives aux calculs des seconds membres écrites ensuite dans la structure de données FORC (puissances volumiques et flux appliqués aux surfaces). Les différents paramètres à fournir au préprocesseur *fomixx* dépendent du type d'élément utilisé et sont donnés dans la fiche technique le concernant. Ainsi pour la structure de données MILI, il faut donner la valeur du coefficient de transfert aux *npis* points d'intégration de la face considérée, la valeur de *npis* étant fonction du type d'éléments choisi (*npis*=3 pour TETR3P1D, *npis*=7 pour TETR3P2C). De la même façon, pour la structure de données FORC, la valeur de la puissance volumique doit être donnée pour les *npiv* points d'intégration (*npiv*=4 pour TETR3P1D, *npiv*=15 pour TETR3P2C).

Deux possibilités existent pour l'affectation des contraintes aux faces et aux volumes: le traitement par lot, cas dans lequel toutes les faces (ou les volumes) d'une même référence se voient affecter les mêmes contraintes, et le traitement par numéro, cas dans lequel on affecte les contraintes face par face (ou volume par volume) en donnant leur numéro.

Dans l'exemple traité, un seul tableau sert à décrire les flux appliqués sur les surfaces. Deux faces se voient affecter une flux, la face supérieure du cube (de référence 11) et la face inférieure (de référence 12). En revanche, deux tableaux servent à décrire les données pour la SD MILI, le premier pour la conductivité (cond) et le second pour les coefficients de transfert (coef). Deux régions volumiques se voient affecter une conductivité thermique (sous-domaine 1 et 2), une face se voit affecter un coefficient de transfert (face inférieure du cube, de référence 12).

```
'DONNES RELATIVE AUX CALCULS DES TABLEAUX ELEMENTAIRES
maillage.forc          $ NOM DU FICHIER DE LA S.D FORC
  1      1              $ SON NIVEAU ET NB DE SES TAB. ASSOCIES
maillage.mili         $ NOM DU FICHIER DE LA S.D MILI
  1      2              $ SON NIVEAU ET NB DE SES TAB. ASSOCIES
$ DONNEES RELATIVES A LA S.D. FORC $
fsur      2      6     $ NOM TYPE NBREMOT
.115226E+06      $ fsur( 1)
.115226E+06      $ fsur( 2)
.115226E+06      $ fsur( 3)
.250000E+03      $ fsur( 4)
.250000E+03      $ fsur( 5)
.250000E+03      $ fsur( 6)
' flux sur les surfaces          ' $ CONTENU
  1      0      0      0      0      0      $ NDSM
  11     0      1      1      0      0     $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
fsur      1      0      1      1      0      0     $ NTABL IADR
  12     0      1      1      0      0     $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
fsur      4      0      1      1      0      0     $ NTABL IADR
$ DONNEES RELATIVES A LA S.D. MILI $
cond      2      2     $ NOM TYPE NBREMOT
.20000E+03      $ cond( 1)
.16600E+02      $ cond( 2)
' conductivite thermique des materiaux          ' $ CONTENU
coef      2      3     $ NOM TYPE NBREMOT
.10000E+02      $ coef( 1)
.10000E+02      $ coef( 2)
.10000E+02      $ coef( 3)
' coefficients de transfert sur les surfaces          ' $ CONTENU
  2      1      0      0      0      0      0      0
  1      0      1      1      0      0      0      0     $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
cond      1      0      1      1      0      0      0     $ NTABL IADR
  2      0      1      1      0      0      0      0     $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
cond      2      0      1      1      0      0      0     $ NTABL IADR
  12     0      1      1      0      0      0      0     $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
coef      1      0      1      1      0      0      0     $ NTABL IADR
```

Fichier script pour fomixx, éléments de type TETR3P1D

L'élément TETR3P1D nécessitant 3 points d'intégration par face, le tableau décrivant les flux appliqués sur les surfaces (fsur) contient 6 éléments dans l'exemple traité, les 3 premiers correspondant au flux appliqué sur la face de référence 11 et les trois suivant à celui appliqué sur la face 12. Pour les mêmes raisons, le tableau décrivant les coefficients de transfert est composé de 3 éléments.

L'élément TETR3P2C nécessite quant à lui 7 points d'intégration par face, le tableau décrivant les flux appliqués sur les surfaces (fsur) contient 14 éléments (les 7 premiers pour la

face de référence 11 et les 7 suivants pour la face de référence 12), le tableau décrivant les coefficients de transfert (coef) contenant 7 éléments.

```
'DONNEES RELATIVE AUX CALCULS DES TABLEAUX ELEMENTAIRES
maillage.forc          $ NOM DU FICHER DE LA S.D FORC
  1 1                  $ SON NIVEAU ET NB DE SES TAB. ASSOCIES
maillage.mili         $ NOM DU FICHER DE LA S.D MILI
  1 2                  $ SON NIVEAU ET NB DE SES TAB. ASSOCIES
$ DONNEES RELATIVES A LA S.D. FORC $
fsur 2 14             $ NOM TYPE NBREMOT
.115226E+06           $ fsur( 1)
.115226E+06           $ fsur( 2)
.115226E+06           $ fsur( 3)
.115226E+06           $ fsur( 4)
.115226E+06           $ fsur( 5)
.115226E+06           $ fsur( 6)
.115226E+06           $ fsur( 7)
.250000E+03           $ fsur( 8)
.250000E+03           $ fsur( 9)
.250000E+03           $ fsur(10)
.250000E+03           $ fsur(11)
.250000E+03           $ fsur(12)
.250000E+03           $ fsur(13)
.250000E+03           $ fsur(14)
' flux sur les surfaces
  1                    $ NDSM
  0 2 0 0 0 0         0 0
fsur 11 1 0 1 1      $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
fsur 12 0 1 1        $ NTABL IADR
fsur 8                $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
fsur 8                $ NTABL IADR
$ DONNEES RELATIVES A LA S.D. MILI $
cond 2 2              $ NOM TYPE NBREMOT
.20000E+03            $ cond( 1)
.16600E+02            $ cond( 2)
' conductivite thermique des materiaux
coef 2 7              $ NOM TYPE NBREMOT
.10000E+02            $ coef( 1)
.10000E+02            $ coef( 2)
.10000E+02            $ coef( 3)
.10000E+02            $ coef( 4)
.10000E+02            $ coef( 5)
.10000E+02            $ coef( 6)
.10000E+02            $ coef( 7)
' coefficients de transfert sur les surfaces
  2 1 0 0 0 0        0 0
cond 1 0 1 1        $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
cond 2 1 0 1 1      $ NTABL IADR
cond 2 0 1 1        $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
cond 12 2 0 1 1     $ NTABL IADR
coef 12 0 1 1       $ NOSD NFRO NOPT ITRAIT
coef 1 1            $ NTABL IADR
```

Fichier script pour fomixx, éléments de type TETR3P2C

IV.1.b. Préprocesseur thevxx

Le préprocesseur *thevxx* permet le calcul des matrices et des seconds membres élémentaires pour un problèmes à coefficients quelconques. Les données à fournir sont les descriptions du maillage (fichier maillage.mail et maillage.coor) ainsi que le nom du fichier de sortie (maillage.tae). La description physique de la structure est fournie par les structures de données MILI et FORC (maillage.mili et maillage.forc). en fonction du type d'élément

utilisé, il peut être nécessaire d'utiliser le fichier *POBA* qui contient les valeurs des polynômes de bases et de leurs dérivées aux noeuds d'intégration. La ligne IOPT décrit les options de calcul choisies: la première valeur représente le calcul de la matrice de masse, la deuxième le calcul de la matrice de rigidité, la troisième le calcul des seconds membres et la quatrième le calcul de la matrice des contraintes. Chacune de ces valeurs est nulle dans le cas où le calcul n'est pas effectué, non nulle dans le cas contraire.

```

maillage.mail          $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD MAIL
maillage.coor          $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD COOR
maillage.tae           $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD TAE
  0                    $ NTTAE
  0                    $ 1 SI POBA EST UTILISEE , 0 SINON
  1                    $ 1 SI MILI EST UTILISEE , 0 SINON
maillage.mili          $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD MILI
  1                    $ 1 SI FORC EST UTILISEE , 0 SINON
maillage.forc         $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD FORC
  1                    $ NPROV
  0                    $ IOPT(*)
:RIE      0      1      1      0    $ NOM DU TABLEAU DES CL ET NOMBRE DE CL

```

Fichier script pour thevxx, éléments de type TETR3P1D

```

maillage.mail          $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD MAIL
maillage.coor          $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD COOR
maillage.tae           $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD TAE
  0                    $ NTTAE
  1                    $ 1 SI POBA EST UTILISEE , 0 SINON
/usr/local/MODULEF/modulef98/hp700/sta/etc/poba.direct
  1                    $ 1 SI MILI EST UTILISEE , 0 SINON
maillage.mili          $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD MILI
  1                    $ 1 SI FORC EST UTILISEE , 0 SINON
maillage.forc         $ NOM DU FICHIER
  1                    $   ET NIVEAU DE LA SD FORC
  1                    $ NPROV
  0                    $ IOPT(*)
:RIE      0      1      1      0    $ NOM DU TABLEAU DES CL ET NOMBRE DE CL

```

Fichier script pour thevxx, éléments de type TETR32C

IV.2. UTILISATION DE THECXX

Le préprocesseur *thecxx* permet le calcul des matrices et seconds membres élémentaires pour un problème à coefficients constants. Les données à fournir sont les fichiers contenant les descriptions du maillage (*maillage.mail* et *maillage.coor*), le fichier de sortie (*maillage.tae*). En fonction du type d'élément utilisé dans le maillage, il peut être nécessaire d'utiliser le fichier *POBA*. De la même façon que pour l'utilisation de *thevxx*, la ligne IOPT décrit les options de calcul choisies. Il faut ensuite donner le nombre de sous-domaines (volumes) pour lesquels une conduction est donnée, suivi de la liste de ces sous domaines, puis le nombre de régions surfaciques sur lesquelles des conditions (flux, coefficient de transfert) seront appliquées. Pour chaque sous-domaine, il faut donner la conductivité, puis pour chacune des faces le coefficient de transfert appliqué. On indique ensuite les flux appliqué aux volumes et les densités surfaciques de flux appliquées aux faces.

```

maillage.mail          $ NOM DU FICHER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD MAIL
maillage.coor         $ NOM DU FICHER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD COOR
maillage.tae          $ NOM DU FICHER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD TAE
 0                     $ NTTAE
 0                     $ 1 SI POBA EST UTILISE , 0 SINON
 1                     $ NPROV
 0                     $ NTHELA
 0      1      1      0 $ IOPT(*)
:RIE      0          $ NOM DU TABLEAU DES CL ET NOMBRE DE CL
 2          $ NOMBRE DE SD A DECRITS , LISTE
 1      2
 2
 11      12          $ NBRE DE REFERENCES DECRITES , LISTE
 3      0      1
 1                     $ NDIM NAXIS ISOTROPIE
 200.0000             $ NOPTIO
.0000000E+00          .0000000E+00          .0000000E+00          $ CONduc
.0000000E+00          .0000000E+00          .0000000E+00          $ CONduc
16.60000             .0000000E+00          .0000000E+00          $ CONduc
.0000000E+00          .0000000E+00          .0000000E+00          $ CONduc
0.000000             10.00000             $ GTRANS
 1                     $ NDSM
.0000000E+00          $ F DANS OMEGA
.0000000E+00          $ F DANS OMEGA
115226.0             $ F SUR GAMMA
250.0000             $ F SUR GAMMA

```

Fichier script pour thecxx, éléments de type TETR3PID

```

maillage.mail          $ NOM DU FICHIER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD MAIL
maillage.coor          $ NOM DU FICHIER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD COOR
maillage.tae           $ NOM DU FICHIER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD TAE
 0                     $ NTTAE
 1                     $ 1 SI POBA EST UTILISE , 0 SINON
/usr/local/MODULEF/modulef98/hp700/sta/etc/poba.direct
 1                     $ NPROV
 0                     $ NTHELA
 0      1      1      0 $ IOPT(*)
:RIE      0           $ NOM DU TABLEAU DES CL ET NOMBRE DE CL
 2                     $ NOMBRE DE SD A DECRITS , LISTE
 1      2
 2                     $ NBRE DE REFERENCES DECRITES , LISTE
11      12
 3      0      1     $ NDIM NAXIS ISOTROPIE
 1                     $ NOPTIO
200.0000      .0000000E+00      .0000000E+00      $ CONDOC
.0000000E+00      .0000000E+00      .0000000E+00      $ CONDOC
16.60000      .0000000E+00      .0000000E+00      $ CONDOC
.0000000E+00      .0000000E+00      .0000000E+00      $ CONDOC
0.000000      10.00000      $ GTRANS
 1                     $ NDSM
.0000000E+00      $ F DANS OMEGA
.0000000E+00      $ F DANS OMEGA
115226.0      $ F SUR GAMMA
250.0000      $ F SUR GAMMA

```

Fichier script pour thecxx, éléments de type TETR3P2C

V. PRISE EN COMPTE DES CONDITIONS AUX LIMITES NON NATURELLES

Le traitement des conditions aux limites non naturelles est effectué par le préprocesseur *cobdxx*. Les données à lui fournir sont le fichier de description du maillage (maillage.mail), le nom du fichier de sortie contenant la description des conditions de blocage (maillage.bdcl). La variable ICONST indique la nature des valeurs de blocage: 1 si celles-ci sont constantes, 2 si elles sont données par une fonction. Dans le cas traité ici, les conditions de blocage sont constantes. Le nombre de conditions de blocages est indiqué par la variable NBFR, le type de des valeur de blocage par la variable NTYP (2=réels simple précision).

```

maillage.mail          $ NOM DU FICHIER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD MAIL
maillage.bdcl          $ NOM DU FICHIER
 35                    $ ET NIVEAU DE LA SD BDCL
 0                     $ NTBDCI
 1      1      2     $ ICONST NBFR NTYP
13      1 VN          $ REF INC.VARIATIONNELLE MNEMO
.2700000E+02          $ VALEUR
 0                     $ 1 SI SD NDL1
 0                     $ 2 SI CL EN RL A LA MAIN ; -1 SI CL EN RL PAR SP

```

Fichier script pour cobdxx

VI. ASSEMBLAGE ET RÉOLUTION

La dernière étape du calcul thermique à l'aide des outils de la bibliothèque MODULEF consiste en l'assemblage et la résolution. Cette opération s'effectue à l'aide du préprocesseur *cholxx* dans le cas d'une résolution par la méthode de Cholesky, *gradxx* dans le cas d'une résolution par la méthode de gradient conjugué...

Dans l'exemple traité, la méthode de résolution utilisée est la méthode de Cholesky.

Deux cas sont à considérer:

Aucune condition aux limites non naturelle n'a été appliquée: dans ce cas, les seuls paramètres à fournir au préprocesseur *cholxx* sont les noms des fichiers contenant la description du maillage (*maillage.mail* dans l'exemple traité), le fichier contenant la description physique de la structure (*maillage.tae*) et le nom du fichier dans lequel doivent être écrites la ou les solutions du calcul (*maillage.b*).

Des conditions aux limites ont été utilisées: dans ce cas il faut fournir le nom du fichier contenant la description de ces conditions (*maillage.bdcl*)

<i>maillage.mail</i>	\$ NOM DU FICHER
1	\$ ET NIVEAU DE LA SD MAIL
1 2 1	\$ NDSM NTYP ND
<i>maillage.tae</i>	\$ NOM DU FICHER
1	\$ ET NIVEAU DE LA SD TAE
0	\$ 1 SI BDCL EST UTILISE , 0 SINON
<i>maillage.b</i>	\$ NOM DU FICHER
1	\$ ET NIVEAU DE LA SD B
4	\$ IMPREB

Fichier script pour cholxx, pas de condition aux limites non naturelle

<i>maillage.mail</i>	\$ NOM DU FICHER
1	\$ ET NIVEAU DE LA SD MAIL
1 2 1	\$ NDSM NTYP ND
<i>maillage.tae</i>	\$ NOM DU FICHER
1	\$ ET NIVEAU DE LA SD TAE
1	\$ 1 SI BDCL EST UTILISE , 0 SINON
<i>maillage.bdcl</i>	\$ NOM DU FICHER
1	\$ ET NIVEAU DE LA SD BDCL
0	\$ 1 SI CL. EN RL. EXISTE
<i>maillage.b</i>	\$ NOM DU FICHER
1	\$ ET NIVEAU DE LA SD B
4	\$ IMPREB

Fichier script pour cholxx, utilisation de conditions aux limites non naturelles

ANNEXE IV : CELLULE À EFFET PELTIER

Une cellule à effet Peltier (CEP) est un assemblage d'éléments semi-conducteurs placés entre deux semelles conductrices de chaleur. Lorsque l'on fait passer un courant électrique continu dans cet assemblage, il apparaît une face froide qui absorbe les calories et une face chaude qui dégage des calories. Une CEP est donc une pompe à chaleur, c'est-à-dire un dispositif capable de prendre des calories à une source froide pour les restituer à une source chaude.

Les CEP peuvent être utilisées:

soit en refroidissement: la source froide est alors le milieu à refroidir, la source chaude étant l'air ambiant ou un autre fluide de refroidissement;

soit en chauffage: la source froide est l'air ambiant, la source chaude étant le milieu à réchauffer.

L'essentiel des applications des CEP se trouve dans le domaine du refroidissement.

Dans une CEP, les éléments thermoélectriques sont de deux types, N et P, montés en alternance et reliés électriquement en série. Si on ne considère que les pavés thermoélectriques seuls, sans tenir compte des circuits d'échange thermique avec les milieux chaud et froid, on peut définir les performances théoriques du montage.

Ces performances vont dépendre de 3 caractéristiques du matériau thermoélectrique constituant les pavés, à savoir:

pouvoir thermoélectrique α

résistivité électrique ρ

conductivité thermique κ

Pour simplifier, les valeurs considérées pour les paramètres α , r et k seront les valeurs moyennes entre le matériau P et le matériau N.

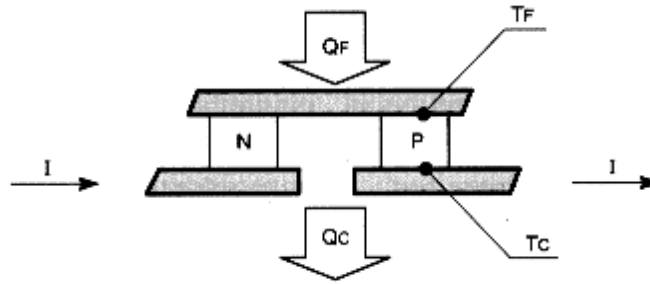
Les performances vont de plus dépendre de l'épaisseur e et de la section s des pavés.

La résistance électrique par pavé est alors donnée par la relation:

$$R = \rho \frac{e}{s}$$

La conductivité thermique est donnée par

$$K = \kappa \frac{S}{e}$$



La puissance frigorifique absorbée par la face froide d'une CEP a pour expression:

$$Q_F = n \left[\alpha I T_F - \frac{1}{2} R I^2 - K (T_C - T_F) \right]$$

avec n le nombre de pavés de la cellule, I le courant traversant la cellule, T_F la température de la face froide des pavés en °K et T_C la température de la face chaude des pavés en °K.

En reprenant les mêmes notations, la puissance calorifique dégagée par la face chaude est fournie par la relation:

$$Q_C = n \left[\alpha I T_C + \frac{1}{2} R I^2 - K (T_C - T_F) \right]$$

La puissance électrique fournie à la cellule est donnée par la différence entre la puissance calorifique dégagée par la face chaude des pavés et la puissance calorifique absorbée par leur face froide. On a donc:

$$P_e = Q_C - Q_F = n \left[\alpha I (T_C - T_F) + R I^2 \right]$$

La tension aux bornes de la cellule est donc donnée par la relation:

$$U = n[\alpha(T_C - T_F) + .R.I]$$

BIBIOGRAPHIE

- P. A. Carré, "Brève histoire des télécommunications: du réseau simple aux réseaux pluriels", *Conseil Scientifique de France Télécom*, mémento technique n°1, Octobre 1993.
- P. Vandamme, M. Joindot, S. Gosselin, "L'optique et les réseaux de transport: transmission et capacité", *Conseil Scientifique de France Télécom*, mémento technique n°19, Juin 2002.
- J. Y. Serreault, A. Hocquet, "Les communications optiques à France Télécom", *Conseil Scientifique de France Télécom*, mémento technique n°3, Juin 1994.
- P. Ramat, "Les télécommunications spatiales", *Conseil Scientifique de France Télécom*, mémento technique n°4, Octobre 1994.
- M. Erman, "Tendances et évolution des réseaux et technologies optiques", *Revue des Télécommunications d'Alcatel*, 3^{ième} trimestre 2001.
- S. Bigo, W. Idler, A. Scavennec, L. Du Mouza, "Le chemin de la transmission de très grande capacité", *Revue des Télécommunications d'Alcatel*, 3^{ième} trimestre 2001.
- J. D. Montgomery, "Optoelectronic packages market trends", *Optoelectronics Packages & Packaging Newsletter*, 10 Février 2002.
- I. Joindot, M. Joindot, "Les télécommunications par fibres optiques", *Collection Technique et Scientifique des télécommunications*, Editions Dunod, 1996.
- P. Lecoy, "Télécoms sur fibre optique", *Collection réseaux et télécommunications*, Editions Hermès, 1997.
- Projet AC087-HIGHWAY, "Photonic Technologies for Ultra High Speed Information Highways – Final Report", Septembre 1995.
- F. Bodereau, "Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant lois de l'électromagnétisme et des circuits", *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges*, Novembre 2000.
- C. Drevon, "RF Packaging for Space Applications: from Micropackage to SOP – "System On a Package"", *Microelectronics Reliability*, vol. 41, pp. 1649-1656, 2001.

- Y. Mancuso, "Thales Technical and Technological Developments for Future T/R Modules", *Microwave Technology and Techniques Workshop*, 8-9 octobre 2002, ESTEC, Noordwijk the Netherland.
- A. Dohya, "Packaging Technology Trends and Challenges for System-in-Package", *IEICE Tans. Electron.*, vol. E84-C, n° 12, Décembre 2001.
- B. K. Gilbert, G; W. Pan, "MCM packaging for Present- and Next-generation High Clock-Rate Digital- and Mixed-Signal Electronic Systems: Areas for Development", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, n°10, pp. 1819-1835, Octobre 1997.
- P. Monfraix, P. Ulian, C. Devron, S. George, A. Coello Vera, C. Tronche, J. L. Cazaux, O. Llopis, J. Graffeuil, "3D Microwave Modules for Space Applications", *IEEE*, 1998.
- J. Wooldridge, "High Density Microwave Packaging for T/R Modules", *IEEE MTT-S Digest*, pp 181-184, 1995.
- E. D. Cohen, " High Density Microwave Packaging Program", *IEEE MTT-S Digest*, pp 169-172, 1995.
- J. A. Costello, M. Kline, F. Kuss, W; Marsh, R. Kam, B. Fasano, M. Berry, N. Koopman, "The Westinghouse High Density Microwave Packaging Program", *IEEE MTT-S Digest*, pp 177-180, 1995.
- H. Baudrand, "Electromagnetic Study of Coupling Between Active and Passive Circuits", *IEEE MTT-S IMOC'97 Proceedings*, pp. 143-152, 1997.
- D. Baillargeat, S. Bila, F. Bodereau, E. Larique, S. Verdeyme, M. Aubourg, P. Guillon, "A Global Electromagnetic Approach for Microwave Decices", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 99)*, Septembre 1999, Turin, Italie.
- D. Baillargeat, "Contribution à la réalisation de composants et dispositifs microondes et millimétriques innovants. Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de méthodes de conception", *Habilitation à Diriger des Recherches*, Université de Limoges, 9 Décembre 2002.

- M. Aubourg, "Méthode des éléments finis appliquée à des problèmes de propagation d'ondes électromagnétiques guidées", *Thèse de Docteur es Sciences*, Limoges, Juillet 1985
- 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*, n°24-2000, 9 Juillet 2002.
- K. Guillouard, M. F. Wong, V. F. Hanna, J. Citerne, "A New Global Finite Element Analysis of Microwave Circuits Including Lumped Element", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 44, n°12, pp 2587-2594, Decembre 1996.
- D. Baillargeat, E. Larique, S. Verdeyme, M. Aubourg, R. Sommet, P. Guillon, "Coupled Localized and Distributed Elements analysis Applying An Electromagnetic Software in the Frequency Domain", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1021-1024, 1997.
- M. Hotta, Y. Qian, T. Itoh, "Resonant Coupling Type Microstrip Line Interconnect Using a Bonding Ribbon and Dielectric Pad", *IEEE MTT-S Digest*, pp 797-800, 1998.
- F. Alimenti, U. Goebel, R. Sorrentino, "Quasi static Analysis of Microstrip Bondwire Interconnect", *IEEE MTT-S Digest*, pp 679-682, Septembre 1995.
- H. Y. Lee, "Wideband Characterization of a Typical Bonding Wire for Microwave and Millimeter Wave integrated Circuit", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, n° 1, pp 63-68, Janvier 1995.
- F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Roselli, "Full Wave Investigation on the curved Bonding Wire Interconnection by using a Suitable FDTD Code", *IEEE MTT-S Digest*, pp 1737-1740, 1997.
- S. Nelson, M. Youngblood, J. Pavio, B. Larson, R. Kottman, "Optimum Microstrip Interconnect", *IEEE MTT-S Digest*, pp 679-682, Septembre 1995.
- S. K. Yun, H. Y. Lee, "Parasitic Impedance Analysis of Double Bonding Wires for High-Frequency Integrated Circuit Packaging", *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 5, n° 9, pp 296-298, Septembre 1995.

- S. J. Kim, H. Y. Lee, "Buried Double Bondwires for Microwave Hermetic Package", *Electronics Letters*, vol. 35, n° 25, 4th Decembre 1997.
- W. Heinrich, A. Jentsch, G. Baumann, "Millimeter-Wave Characteristics of Flip-Chip Interconnects for Multichip Modules", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, n°12, pp 2264-2268, December 1998.
- Z. Feng, W. Zhang, B. Su, K. C. Gupta, Y. C. Lee, "RF and Mechanical Characterization of Flip-Chip Interconnects in CPW Circuits with Underfill", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, n°12, pp 2269-2275, December 1998.
- R. Sturdivan, "Reducing the Effect of the Mounting Substrate on the Performance of GaAs MMIC Flip-Chip", *IEEE MTT-S Digest.*, pp 1591-1594, 1995.
- H. Jin, R. Vahldieck, H. Minkus, J. Huang, "Rigorous Field Theory Analysis of Flip-Chip Interconnections in MMICs using the FDTLM Method", *IEEE MTT-S Digest.*, pp 1711-1714, 1994.
- H. H. M. Ghouz, E. El-Sharawy, "Finite Difference Time-Domain Analysis of Flip-Chip Interconnects with Staggered Bumps", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, n°6, pp 960-963, December 1996.
- R.B. Marks, J. A. Jargon, C. K. Pao, C. P. Wen, "Microwave Characterization of Flip-Chip MMIC Interconnections", *IEEE MTT-S Digest.*, pp 1463-1466, 1995.
- H. H. M. Ghouz, E. El-Sharawy, "An Accurate Equivalent Circuit Model on Flip-Chip and Via Interconnects", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, n°12, pp 2543-2554, December 1996.
- H. Sakai, T. Yoshida, M. Sagawa, "High Frequency Flip-Chip Bonding Technologies and Their Application to Microwave/Millimeter-Wave ICs", *IEICE Trans. Electron.*, vol. E81-C, n°6, pp 810-818, June 1998.
- Y. Shizuki, S. Watanabe, "Resonance and Leakage Phenomena in Flipped-Chip MMIC", *IEICE Trans. Electron.*, vol. E82-C, n°7, pp 1129-1138, June 1999.

- N. Iwasaki, F. Ishitsuka, H. Tsunetsugu, K. Kato, "High-Performance Flip-Chip Technique with an Optimized Coplanar Waveguide", *John Wiley & Sons*, pp. 289-295, 2000.
- G. A. Lee, H. Y. Lee, "Suppression of the CPW Leakage in Common Millimeter-Wave Flip-Chip Structure", *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 8, n°11, Novembre 1998.
- J. G. Yook, N. I. Dib, E. Yasan, L. P. B. Katehi, "A Study of Hermetic Transitions for Microwave Packages", *IEEE MTT-S Digest*, pp 1579-1582, 1995.
- S. J. Kim, H. S. Yoon, H. Y. Lee, "Suppression of Leakage Resonance in Coplanar MMIC packages using a Si Sub-Mount Layer", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, n°12, Décembre 2000.
- S. Fan, J. N. Winn, A. Devengi, J. C. Chen, R. D. Meade, J. D. Joannopoulos, "Guided and Defect Modes in periodic Dielectric Waveguides", *Journal Opt. Soc. Am. B.*, vol. 12, n°7, Juillet 1995.
- B. Lenoir, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, "Finite Element Methode for Rigorous Design Using Photonic Band Gap Structures", *IEEE MTT-S Digest*, pp 1061-1064, 1998.
- G. E. Ponchak, D. Chen, J. G. Yook, L. P. B. Katehi, "Characterization of Plated Via Hole Fences for Isolation Between Stripline Circuits in LTCC Packages", *IEEE MTT-S Digest*, vol. 3, pp. 1831-1834, 1998.
- J. Gipprich, D. Stevens. "A New Via Fence Structure for Crosstalk Reduction in High Density Stripline Packages." *MTT-S Digest*, vol. 3, pp. 1719-1722, 2001.
- A. Stöhr, R. Heinzelmann, T. Alder, R. Buß, D. Jäger, "Electroabrorption Modulators for Broadband Fiber Electro-Optic Field Sensor", *Application of Photonic Technology 2*, Plenum Press, New-York, 1997.

J. R. Burie, P. André, M. Riet, S. Vuye, P. Berdager, F. Dumont, O. Le Gouezigou, N. Kauffmann, A. Konczykowska, S. Lamy, D. De la Grandière, "Mux-Driver-EAM in Single Module – a Solution for Ultra-High Bit Rate Applications", *Electronics Letters*, vol. 38, n°14, 4 juillet 2002.

D D. Marcenac, A. D. Ellis, D. G. Moodie, "80 Gbit/s OTDM using electroabsorption modulators", *Electronics Letters*, vol. 34, n°1, 8 janvier 1998.

L. A. Johanson, Y. A. Akulova, G. A. Fish, L. A. Coldren, "High Optical Power Electroabsorption Waveguide Modulator", *Electronics Letters*, vol. 39, n°4, 20 février 2003.

G. L. Li, P. K. L. Yu, W. S. C. Loi, C. K. Sun, S. A. Pappert, "Concise RF Equivalent Circuit Model for Electroabsorption modulators", *Electronics Letters*, vol. 36, n°9, 27 avril 2000.

B. S. Lall, B. M. Guenin, R. J; Molnar, "Methodology for thermal evaluation of Multichip Modules", *IEEE Trans. Components Packaging Manufacturing Tech., Part A*, vol. 18, n°4, Décembre 1995.

F. N. Masana, "A New Approach to the Dynamic Thermal Modelling of Semiconductor Packages", *Microelectron. Reliability*, vol. 41, pp. 901-912, 2001.

Documentation MODULEF.

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*, pp 1889-1892, 2002.

G. Lombardi, B. Neri, "Criteria for the evaluation of unconditional stability of microwave linear two-ports : a critical review and new proof", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, vol.47, n°6, pp.746-751, Juin 1999.

A. Platzker, W. Struble, H.T. Hetzler, "Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits" *IEEE MTT-S Digest*, pp.1185-1188, 1993.

M. Ohtomo, "Stability analysis and numerical simulation of multidevice amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.41, n°6/7, pp.983-991, Juin/Juillet 1993.

A. Platzker, W. Struble, "A rigorous yet simple method for determining stability of linear n-ports networks", *GaAs IC Symposium Digest*, pp.251-254, 1993.