

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences – Technologie - Santé
FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

N° ordre : 20 - 2004

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes fréquences et Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Cédrick SABOUREAU

Le 29 septembre 2004

Analyses électromagnétiques et méthodologies de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques

Thèse dirigée par Dominique BAILLARGEAT et Serge VERDEYME

R. QUERE	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Président
F. HURET	Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
S. TOUTAIN	Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes	Rapporteur
M. CAMIADE	Responsable de service - UMS Orsay	Examineur
J.F. VILLEMAZET	Ingénieur à ALCATEL Space – Toulouse	Examineur
S. BILA	Chargé de recherches au CNRS – IRCOM Limoges	Examineur
D. BAILLARGEAT	Maître de conférences, Université de Limoges – IRCOM	Examineur
S. VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
J.-R BOIS	Responsable contrats R&D – UMS Orsay	Invité
D. KAMINSKI	Responsable de service – THALES Airborne Systems	Invité
J.P. PARMENTIER	Chef de l'unité C.D.E. – ONERA Toulouse	Invité
C. ZANCHI	Ingénieur au CNES – Toulouse	Invitée

Remerciements

REMERCIEMENTS

Les travaux décrits dans ce mémoire se sont déroulés au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M.), au sein de l'équipe "circuits et dispositifs microondes" sous la direction de Monsieur Serge VERDEYME, professeur à l'Université de Limoges. Je désire lui exprimer ma profonde gratitude pour m'avoir accueilli dans son équipe et je lui témoigne de ma sincère reconnaissance pour ses encouragements, son écoute, la qualité de ses conseils et pour sa gentillesse.

Je remercie Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider le jury.

J'adresse mes remerciements à Messieurs Fabrice HURET, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, et Serge TOUTAIN, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, pour avoir accepté de rapporter sur ce mémoire.

Je remercie Messieurs Marc CAMIADE, Responsable de service à UMS Orsay et Jean-François VILLEMAZET, ingénieur à Alcatel Space Industries Toulouse pour avoir accepté l'invitation à la soutenance.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur Jean-René BOIS, responsable contrats R&D à UMS Orsay, pour les nombreux échanges que nous avons pu avoir au cours de ces travaux, je tiens à souligner sa sympathie et sa disponibilité, bien qu'il soit souvent surchargé. J'en profite pour remercier également Messieurs Pierre Quentin et Alexandre Bessemoulin, de la société UMS pour leurs différentes collaborations.

Je remercie également Monsieur Didier KAMINSKI, responsable de service à THALES, Jean-Philippe PARMENTIER, chef de l'unité Compatibilité et Détection Electromagnétique du laboratoire ONERA, et Madame Christine Zanchi, Ingénieur au CNES de Toulouse, pour leur présence dans ce jury.

Remerciements

J'adresse des remerciements particuliers et assure de ma reconnaissance, à Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Maître de Conférences à l'Université de Limoges, qui a encadré ce travail de thèse, pour sa sympathie, sa disponibilité, son aide, sa patience et bien entendu pour la relecture de ce mémoire.

Je remercie Monsieur Stéphane BILA, Chargé de recherches au CNRS à l'IRCOM, pour toute l'aide qu'il a su m'apporter, sa grande disponibilité et sa bonne humeur.

Je tiens également à remercier Monsieur Hubert JALLAGEAS, Responsable des mesures à l'IRCOM, a qui j'ai souvent demandé conseil. Je lui fais part de ma sympathie et je lui souhaite, avec tout de même beaucoup d'avance, de passer une bonne retraite.

De même, je remercie Monsieur Bernard CASTEIGNAU, Responsable de la fabrication des circuits, pour la qualité de ses réalisations, ses conseils expérimentés, sa patience et son humour. Je lui souhaite avant tout, un bon rétablissement.

Je remercie également Madame Marie-Laure GUILLAT, Secrétaire de notre équipe, pour tous les services qu'elle a su me rendre.

Plus généralement, je remercie tous les thésards qui ont également pu m'aider et surtout pour l'ambiance agréable et sympathique qu'ils font régner dans ce laboratoire.

Pour finir, je tiens à remercier ma famille et plus particulièrement mes parents qui m'ont toujours encouragés au cours de mes études et sans qui je n'aurai jamais pu arriver jusque là. Je leur dédis naturellement ces travaux...

RESUME

Ces travaux de thèse contribuent à la mise au point de méthodologies d'analyses électromagnétiques dédiées à la conception de modules d'émission/réception. Ces différentes études permettent de mettre en évidence l'apport significatif présenté par l'utilisation d'outils électromagnétiques.

Pour chacun des systèmes étudiés, nous nous sommes attachés à présenter la méthodologie de conception associée et à prendre en considération l'ensemble des paramètres physiques et technologiques, répondant aux exigences industrielles.

Une première partie est dédiée au développement d'une procédure d'optimisation spécifique aux filtres interdigués en bande Ka.

Une seconde partie est consacrée à l'étude d'une nouvelle topologie de transition par patch à fente en "U", entre une ligne microruban et un guide d'ondes.

Enfin, les deux dernières parties contribuent à l'étude de systèmes d'interconnexions larges bandes, permettant le report de MMIC sur un substrat d'accueil.

This work contributes to the development of electromagnetic methods dedicated to the conception of transceiver modules. These investigations demonstrate the potential of electromagnetic tools.

For each system analysis, we present the method of conception, taking into account physical and technological parameters, complying with industries requirements.

The first part is dedicated to developing a specific procedure for the optimisation of Ka band interdigital filters, considering non-adjacent couplings.

The second part investigates a new topology for a microstrip-to-waveguide transition, using a patch with "U" slot.

Finally the last two parts present the conception of broadband interconnections used for MMICs mounting on substrate boards.

The whole work has been realized in close collaboration with important telecommunication companies.

Mots clés :

Analyses électromagnétiques 3D
Méthode des éléments finis
Packaging
Filtre interdigué
Interconnexions

Adaptation
Modes électromagnétiques parasites
Hot-Via
Composant monté en surface
Multichips modules

INTRODUCTION GENERALE.....11

Chapitre I

"Etude générale sur la conception de modules hyperfréquences"

I-1 LES SYSTEMES MICROONDES ET LEURS APPLICATIONS 19

 I-1-1 Introduction aux systèmes microondes 19

 I-1-2 Quelles sont les principales applications des systèmes microondes ou hyperfréquences
 21

 I-1-3 Un aperçu général sur différents projets mondiaux en cours d'étude ou en phase de
 réalisation dans le domaine des télécommunications..... 24

 I-1-3.a La norme UMTS et ses concurrents 24

 I-1-3.b Le LMDS (Local Multipoint Distribution Service) 26

 I-1-3.c Le projet Galileo..... 26

 I-1-4 Evolution du marché des télécommunications..... 28

 I-1-5 Description d'un module d'émission/réception 31

I-2 EVOLUTION DES TECHNIQUES DE REALISATIONS DANS LES MODULES
D'EMISSION/RECEPTION. RECHERCHE DES SOLUTIONS BAS COUTS 35

 I-2-1 Introduction 35

 I-2-2 Deux grandes familles d'architectures : Les SOP et les SOC..... 36

 I-2-2.a avantages des SOP par rapport aux SOC : 36

 I-2-2.b Les sous-familles de type "System on a package": 37

 I-2-3 Evolution vers les modules Multi-chips (MCM) 39

 I-2-3.a Les MCM-L : 40

Sommaire

I-2-3.b Les MCM-C :	42
I-2-3.c Les MCM-D :	45
I-2-4 Description des différentes techniques d'assemblage utilisées dans les modules :	48
I-2-4.a Le câblage filaire (Wire Bonding) :.....	48
I-2-4.b Le procédé TAB (Tape Automated Bonding):.....	49
I-2-4.c Le Flip-Chip :	50
I-2-5 Choix des filières technologiques	52
I-2-6 Evolution des produits vers des boîtiers simple puce pour report CMS :	53
I-3 INTEGRATION DE L'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE DANS LES PHASES DE CONCEPTIONS	58
I-3-1 Introduction	58
I-3-2 Les principales méthodes d'analyse électromagnétique	59
I-3-2.a Méthode des moments (MoM)	59
I-3-2.b Méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)	60
I-3-2.c Méthode des éléments finis	60
I-3-3 Caractéristiques principales du logiciel EMXD.....	62
I-3-3.a Description des milieux	63
I-3-3.b Description des contraintes surfaciques	64
I-3-3.c Simulation en espace libre, description des couches PML.....	65
I-3-3.d Description des accès (accès distribués, accès localisés).....	67
I-4 Conclusion	70
REFERENCES CHAPITRE I	73

Chapitre II

"Mise au point d'une procédure d'optimisation électromagnétique, appliquée aux filtres interdigués passe-bandes aux fréquences millimétriques"

INTRODUCTION.....	79
II-1 QUELQUES GENERALITES SUR LES FILTRES INTERDIGITES.....	80
II-1-1 Présentation des filtres interdigués	80
II-1-2 Introduction aux couplages parasites présents sur les filtres interdigués	82
II-2 L'OPTIMISATION ELECTROMAGNETIQUE DES FILTRES.....	84
II-2-1 Avant propos : introduction à la synthèse des filtres	84
II-2-2 Les méthodes d'optimisation électromagnétique hybrides et spécifiques.....	84
II-2-3 Les méthodes d'optimisation hybride classique	85
II-2-4 Méthode d'extraction de paramètres.....	87
II-2-5 Méthode à double espace de paramétrisation (Space Mapping).....	89
II-2-6 Méthode directe par identification.....	91
II-2-6.a Définition de la matrice de couplage d'un filtre :	92
II-2-6.b Synthèse de la matrice de couplage :	95
II-2-6.c Présentation de la procédure d'optimisation par identification directe :.....	98
II-3 DEVELOPPEMENT D'UNE PROCEDURE D'OPTIMISATION SPECIFIQUE AUX FILTRES INTERDIGITES.....	103
II-3-1 Principe de la procédure d'optimisation basée sur une méthode directe par identification, appliquée aux filtres interdigués:.....	103

Sommaire

II-3-2 Application de la procédure d'optimisation directe par identification modifiée, pour l'optimisation d'un filtre interdigité.....	111
II-3-2.a Cahier des charges :	111
II-3-2.b Définitions des dimensions initiales :	112
II-3-2.c Première analyse électromagnétique du filtre :	116
II-3-2.d Identification de la matrice de couplage :	117
II-3-2.e Analyse de sensibilité aux variations des paramètres d'optimisation :	119
II-3-2.f Optimisation du schéma équivalent électrique :	123
II-3-2.g Validation du modèle par l'analyse électromagnétique :	126
II-4 REALISATIONS ET MESURES	128
II-4-1 Première réalisation:	128
II-4-2 Caractérisation du substrat RO4003 [®] :	129
II-4-3 Une nouvelle réalisation:	131
II-5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES	133
REFERENCES CHAPITRE II.....	137

Chapitre III

"Développement d'une transition par patch à fente en U entre une ligne microruban et un guide d'ondes rectangulaire métallique, aux fréquences millimétriques"

INTRODUCTION.....	143
III-1 LES TRANSITIONS MICROSTRIP/GUIDE D'ONDES	145
III-1-1 Les transitions placées dans le sens de propagation du guide d'ondes	146
III-1-2 Les transitions utilisant une fente au niveau du plan de masse, sous le conducteur microruban	148
III-1-3 Les transitions par sonde ou par patch.....	150
III-2 DEVELOPPEMENT D'UNE TOPOLOGIE DE TRANSITION MICRORUBAN/GUIDE D'ONDES PAR PATCH A FENTE EN U	152
III-2-1 Optimisation d'une transition par patch classique.....	152
II-2-1.a Cahier des charges :	152
II-2-1.b Optimisation du modèle électromagnétique de la transition :	153
III-2-2 Développement d'une nouvelle topologie de transition utilisant un patch associé à une fente résonante en forme de "U".....	157
III-2-2.a Choix du patch à fente en U :	157
III-2-2.b Analyse électromagnétique de la transition par patch à fente en U :	158
III-3 REALISATION ET MESURES.....	165
III-3-1 Description de la réalisation	165
III-3-2 Mesures de la transition par patch à fente en U.....	166
II-4 CONCLUSION ET PERSPECTIVES	171
REFERENCES CHAPITRE III	175

Sommaire

Chapitre IV

"Développement d'un boîtier organique, destiné à contenir un amplificateur de forte puissance aux fréquences millimétriques, pouvant être monté en surface sur le substrat d'accueil d'un module d'émission/réception"

INTRODUCTION.....	179
IV-1 DESCRIPTION GENERALE DE L'ETUDE.....	180
IV-1-1 Description du boîtier.....	180
IV-1-2 Objectif de l'étude.....	181
IV-2 CONCEPTION DU BOITIER.....	183
IV-2-1 Quelques règles de conception au niveau des tolérances de fabrication.....	183
IV-2-2 Optimisation de la transition par via RF.....	184
IV-2-3 Etude de la compensation des bondings.....	187
IV-2-3.a Description des bondings:.....	187
IV-2-3.b Optimisation du système de compensation des bondings:.....	188
IV-2-4 Etude complète de la transition RF, prenant en compte la compensation des bondings.....	191
IV-2-4.a Optimisation de la longueur de ligne située entre les deux éléments de la transition radiofréquence:.....	191
IV-2-4.b Validation de la transition RF par une analyse électromagnétique complète en 3D:.....	193
IV-2-5 Etudes électromagnétiques complémentaires portant sur l'ensemble du dispositif.....	195
IV-2-5.a Etude de la transition RF en configuration back-to-back:.....	195
IV-2-5.b Comportement de la transition RF avec la réponse d'un amplificateur :.....	197

Sommaire

IV-2-5.c Analyse électromagnétique du boîtier:	200
IV-3 REALISATIONS ET MESURES	204
IV-3-1 Structure de test comportant une ligne adaptée.....	206
IV-3-2 Structures de test comportant un amplificateur	207
IV-3-2.a Mesure du boîtier composé d'un amplificateur faible bruit de type CHA2069 (18-31GHz):	207
IV-3-2.b Mesure du boîtier composé d'un amplificateur de puissance de type CHA3093 (20-40GHz):	207
IV-4 ANALYSE DES PHENOMENES PARASITES.....	209
IV-4-1 Analyse électromagnétique complète du boîtier	209
IV-4-1.a Analyse globale du boîtier avec un amplificateur:	209
IV-4-1.b Etude de l'isolation entrée/sortie et identification des phénomènes :	211
IV-4-2 Etude du substrat d'accueil.....	215
IV-4-2.a Etude expérimentale du substrat d'accueil sans le boîtier:.....	215
IV-4-2.b Analyse électromagnétique du substrat d'accueil:	217
IV-4-2.c Conclusion de l'analyse des phénomènes parasites	220
IV-5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES	222
REFERENCES CHAPITRE IV	225

Chapitre V

"Evaluation du concept d'interconnexion Hot-Via. Développement d'une transition Hot-Via microruban-microruban aux fréquences millimétriques, conçue pour le report de MMIC sur un substrat d'accueil faible coût"

INTRODUCTION.....	229
V-1 PREMIERS RESULTATS SUR LE PROCEDE HOT-VIA.....	232
V-1-1 Présentation de l'étude.....	232
V-1-2 Réalisation d'une transition coplanaire/microruban.....	233
V-1-3 Usage de la transition Hot-Via avec un amplificateur faible bruit.....	234
V-2 DEVELOPPEMENT ET OPTIMISATION D'UNE TRANSITION HOT-VIA EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN A 80GHz.....	236
V-2-1 Description de la nouvelle transition.....	236
V-2-2 Analyse électromagnétique couplée à une méthode TRL.....	237
V-2-3 Optimisation géométrique et évaluation de la transition.....	239
V-2-4 Etude de l'isolation entré/sortie.....	243
V-3 REALISATION.....	245
V-3-1 Réalisation d'une structure Back-to-Back.....	245
V-3-2 Modification du design de la transition pour s'adapter sur la face arrière d'un amplificateur.....	247
V-3-3 Mesures.....	249
V-4 CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	250
REFERENCES CHAPITRE V.....	255

Sommaire

CONCLUSION GENERALE.....259

ANNEXES.....263

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE.....277

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Introduction générale

Avec l'augmentation des besoins en termes de débits d'informations des réseaux de télécommunications, le domaine des hyperfréquences a beaucoup évolué au cours des dernières années. Pour répondre à cette demande, il est alors nécessaire de travailler à des fréquences de plus en plus élevées. Cependant, l'augmentation de ces fréquences de fonctionnement, peut générer des phénomènes parasites électromagnétiques qui rendent la conception des systèmes radiofréquences et microondes de plus en plus complexe.

A ces problèmes, vient s'ajouter le fait que l'usage des systèmes radiofréquences se démocratise et touche maintenant tout le secteur public. Les nouvelles solutions techniques doivent ainsi intégrer, en plus du niveau des performances électriques, un fort aspect économique pour permettre de pénétrer les marchés de masse.

Ces secteurs d'activités évoluant très rapidement, chaque génération de système devient très vite obsolète (prenons l'exemple de la téléphonie portable) et les temps de conception doivent donc être restreints.

Pour développer rapidement des systèmes de télécommunications hautes fréquences et faibles coûts, il est indispensable d'utiliser des outils de CAO (Conception assistée par ordinateur) adaptés à ces évolutions. Parmi ces nouveaux outils, l'analyse électromagnétique est maintenant incontournable. Elle permet l'étude et la conception des composants passifs, utilisés dans les systèmes de télécommunications tels que les filtres, les dispositifs d'interconnexions ou plus généralement le packaging des composants RF. Son rôle consiste également à prévoir et à éliminer l'apparition des phénomènes électromagnétiques parasites qui sont de plus en plus présents à l'intérieur des modules à cause de l'augmentation des fréquences de fonctionnement des systèmes.

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire concernent l'utilisation des moyens de simulations électromagnétiques (2D ou 3D) au cours de la phase de développement de systèmes passifs microondes faibles coûts, présents à l'intérieur de modules d'émission/réception RF. En effet, nous avons eu l'occasion au cours de cette thèse, de travailler à la conception de différents dispositifs passifs, présents à l'intérieur d'un module d'émission/réception. C'est pourquoi au début de chaque chapitre nous avons entouré, sur le synoptique général d'un module d'émission/réception, le dispositif que nous serons amenés à traiter, afin que le lecteur puisse suivre clairement notre travail.

Introduction générale

Le plan de ce manuscrit se déroule comme suit :

Le "**chapitre I**" présente une étude générale, non exhaustive, sur la conception de modules hyperfréquences faibles coûts. L'introduction dans ce chapitre aux différentes applications, des systèmes microondes et aux projets mondiaux en cours d'étude dans le domaine des télécommunications, rend une vision d'ensemble et permet de comprendre les parts de marchés importants de ces systèmes.

Afin de réduire les coûts, nous expliquerons dans ce chapitre pourquoi les industriels ont décidé d'effectuer un effort important au niveau du packaging des composants. Nous présenterons alors les différentes architectures d'interconnexions et méthodes d'assemblages utilisées pour réaliser la partie packaging des modules d'émission/réception.

Pour finir, nous présenterons la contribution indispensable des logiciels d'électromagnétisme à la conception des ensembles et sous-ensembles passifs des systèmes RF. Nous en profiterons pour présenter les principales caractéristiques du logiciel EMXD, basé sur la méthode des éléments finis, que nous serons amenés à utiliser au cours des différents chapitres.

Dans le "**chapitre II**", nous présentons l'étude d'un premier dispositif passif, concernant un filtre interdigité. En effet, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des systèmes de télécommunications, rend l'usage de ces filtres assez complexe, puisque au-delà d'une fréquence de 10GHz, ils sont soumis à des phénomènes parasites qui les rendent très difficiles à ajuster.

La société THALES, nous a alors demandé de développer une méthode adaptée à ces filtres, pour réduire les temps de conception. Nous présenterons dans ce chapitre la procédure d'optimisation que nous avons développée, permettant de tenir compte des phénomènes de couplages électromagnétiques parasites et d'obtenir rapidement une topologie optimale. Pour valider cette procédure, nous traiterons théoriquement et expérimentalement l'exemple d'un filtre interdigité 5 pôles, autour d'une fréquence de 19GHz.

Le "**chapitre III**" est consacré à l'étude d'une transition entre une ligne microruban et un guide d'ondes rectangulaire métallique, permettant d'acheminer le signal entre l'environnement planaire et les guides d'ondes connectés aux antennes d'émission et de réception.

Introduction générale

L'une des principales difficultés dans la conception de ces transitions, est liée à l'obtention d'une largeur de bande passante suffisamment importante pour les applications à hautes fréquences. Dans ce but, nous présentons dans ce chapitre une nouvelle topologie de transition par patch, utilisant une fente en forme de U pour créer un deuxième phénomène de résonance et ainsi augmenter la largeur de la bande passante. Cette étude a été réalisée à la suite d'une collaboration avec la société THALES. Elle sera validée par la réalisation d'une transition autour d'une fréquence de 38GHz.

Le "**chapitre IV**" s'intéresse à l'analyse électromagnétique d'un boîtier RF en technologie CMS (composant monté en surface), destiné à contenir un amplificateur large bande, pouvant être reporté en surface du substrat d'accueil d'un module d'émission/réception. Ces travaux ont été réalisés en étroite collaboration avec les sociétés THALES et UMS.

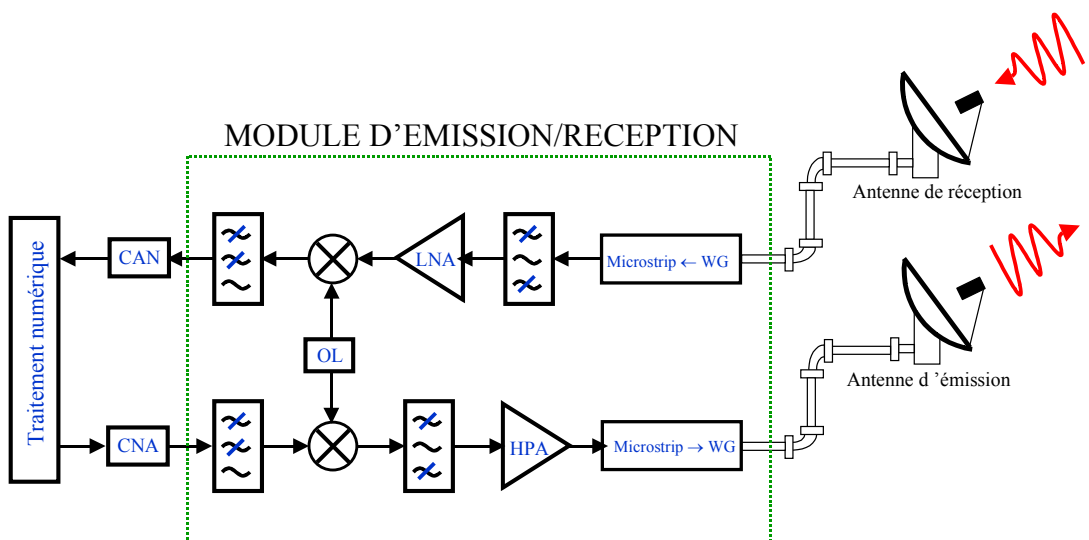
Dans ce chapitre nous étudierons plus particulièrement la conception et l'adaptation en impédance d'une transition radiofréquence, large bande, servant à amener le signal à l'intérieur du boîtier. Nous traiterons ensuite des phénomènes électromagnétiques parasites présents dans ce type de structure, qui permettront d'apprécier l'apport des outils de simulations électromagnétiques durant la phase de conception de ces dispositifs.

Enfin, le "**chapitre V**" est consacré à une problématique identique à celle du quatrième chapitre, dans lequel nous réalisons une étude prospective pour la société UMS. Cette étude consiste à évaluer les possibilités d'utilisation jusqu'à 80GHz, d'une nouvelle topologie de transition permettant le report d'un MMIC sur le substrat d'accueil d'un module d'émission/réception. Ce procédé original de connexion par technologie "Hot-Via", constitue une alternative intéressante au procédé d'assemblage Flip-Chip, puisque la puce est dans ce cas montée avec sa face arrière en regard du substrat porteur.

Introduction générale

CHAPITRE I

Etude générale sur la conception de modules hyperfréquences



Chapitre I

I-1 LES SYSTEMES MICROONDES ET LEURS APPLICATIONS

I-1-1 Introduction aux systèmes microondes

Le terme microonde fait référence aux ondes qui ont des fréquences situées entre 300MHz et 300GHz. Cette échelle correspond aux signaux dont la longueur d'onde dans le vide est comprise entre 1 mètre et 1 millimètre. Quand cette longueur est proche du millimètre on parle également d'ondes millimétriques.

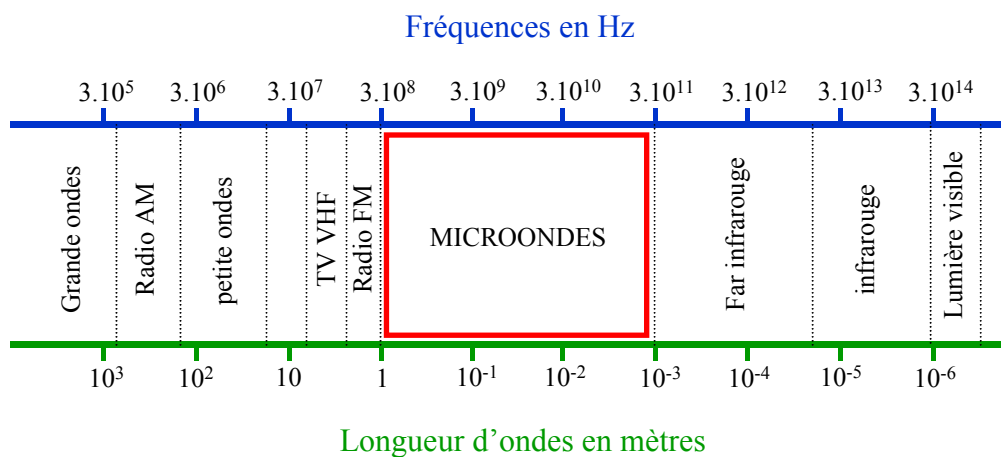


Figure I-1 : Description du spectre en fréquence

Les signaux microondes ont la particularité d'être composés de signaux hautes fréquences et donc d'une longueur d'onde très courte. Dans ces conditions, la théorie des circuits classiques n'est plus valide puisque la taille des différents éléments (souvent des éléments distribués) qui composent un système microonde est alors proche de la longueur d'onde et la phase des tensions et courants qui se propagent le long du dispositif varie alors considérablement. Pour l'étude des dispositifs microondes, il faut donc faire appel à la théorie de l'électromagnétisme décrite par les équations de Maxwell [1].

En fait, la théorie des circuits peut être considérée comme une approximation ou un cas particulier de la théorie de l'électromagnétisme. A l'extrême, aux fréquences optiques, quand la longueur d'onde est beaucoup plus petite que la dimension des composants, les équations de Maxwell peuvent être simplifiées et nous obtenons alors la théorie de l'optique géométrique. Cette dernière peut

Chapitre I

également servir pour étudier certains systèmes aux fréquences millimétriques qui sont référencés comme des systèmes « quasi-optiques ».

L'analyse des dispositifs microondes est assez difficile, comme nous l'avons déjà dit leurs dimensions sont proches de la longueur d'ondes. Pourtant, il existe de nombreuses applications, particulièrement dans le domaine des télécommunications qui tirent partie de ce phénomène. Citons quelques exemples qui permettent de comprendre quels sont les avantages et les possibilités offerts par l'augmentation de la fréquence:

- En augmentant la fréquence d'utilisation d'un système, le débit d'information transmis est plus important pour un pourcentage de bande passante constant.
- Le gain d'une antenne est lié à ses dimensions électriques. Ainsi, pour une taille d'antenne donnée, le gain est d'autant plus fort que la fréquence est élevée.
- Les liaisons par satellite se font avec des ondes aux fréquences microondes car elles ont l'avantage de ne pas être réfléchies sur la ionosphère contrairement aux signaux basses fréquences. Par contre, dans le cas des ondes millimétriques, les signaux sont fortement atténués par l'atmosphère et la pluie.
- L'onde réfléchi par la cible d'un radar est proportionnelle à ses dimensions électriques. En considérant cette remarque et les caractéristiques de gain d'une antenne vu précédemment, nous comprenons pourquoi les fréquences microondes sont largement utilisées dans le domaine des radars.

Les ondes microondes ont des applications diverses qui touchent le domaine des sciences en général, notamment avec l'utilisation des différentes résonances moléculaires, atomiques ou nucléaires qui apparaissent dans cette bande de fréquences. Celles-ci permettent de concevoir de nombreux capteurs, par exemple pour les traitements ou les diagnostics médicaux, le sondage des couches souterraines en géologie, etc.

I-1-2 Quelles sont les principales applications des systèmes microondes ou hyperfréquences

Pour mieux comprendre les enjeux économiques et commerciaux autour des systèmes hyperfréquences, il faut prendre conscience de leurs différents domaines d'application et des parts de marchés qu'ils représentent. Le but de cette partie n'est pas de faire une liste exhaustive de ces applications mais seulement d'en évoquer les principales.

Bien que tous ces domaines soient étroitement liés, ils peuvent être classés comme suit [2]:

- Le domaine militaire :

Les recherches effectuées dans le domaine des microondes ont souvent à l'origine une application militaire puisque les bandes de fréquences les plus hautes leurs sont généralement réservées. Il existe trois familles principales d'applications :

- La détection et le guidage : Il s'agit des différents radars aux sols ou aéroportés et les systèmes de guidage de missiles. Une application importante est l'antenne active à balayage électronique.
- La guerre électronique : Cela comprend les contre-mesures mais également les dispositifs de brouillage électronique qui doivent suivre l'élévation en fréquence des communications militaires. Les circuits pour les contre-mesures électroniques sont caractérisés par une très grande largeur de bande (typiquement de 1 à 20 GHz), ces systèmes sont capables d'identifier et de suivre différentes cibles simultanément et de déclencher une riposte appropriée sous forme de signaux de brouillage par l'intermédiaire d'une chaîne d'amplificateurs de puissance.
- Les communications : Cela concerne les radiocommunications mais également les communications discrètes des champs de batailles.

Chapitre I

- Le domaine des télécommunications :

Ce domaine a eu un essor considérable au cours des dernières années, nous allons ici citer quelques unes de ces applications et nous nous intéresserons un peu plus loin dans ce chapitre aux principaux projets actuellement en cours d'étude. Nous pouvons distinguer deux applications principales:

- La réception satellite : Les applications sont diverses, elles comprennent la téléphonie sans fil, les transports, le multimédia, etc. De nombreux projets sont encore à l'étude, parmi les systèmes déjà existant nous pouvons citer les liaisons destinées à la télévision vers 12 GHz, le système GPS à 1,5 GHz (Global Positioning System) qui sera bientôt concurrencé par le système Galileo développé par l'Europe, les terminaux mobiles VSAT (Very Small Aperture Terminal) fonctionnant dans la bande 20 à 30 GHz qui permettent aux camions de transports d'être toujours en liaison avec leur société, ou encore la balise SART (Search And Rescue Transponder) fonctionnant à 9,5 GHz qui renvoie automatiquement un train d'impulsions de localisation lorsqu'elle est interrogée par les radars maritimes ou aéroportés.
- La téléphonie sans fil : Le système actuel de téléphonie sans fil utilise un réseau terrestre de stations de bases permettant de relier entre eux les téléphones cellulaires. Ce système utilisera également dans le futur un réseau de satellites, comme cela a été évoqué précédemment. Parmi les nouvelles applications qui sont en train de voir le jour, nous pouvons distinguer les communications permettant les transferts de données entre ordinateurs.

- Le domaine des transports et plus particulièrement de l'automobile [2],[3]:

Les applications hyperfréquences sont de plus en plus nombreuses dans ce domaine et vont continuer à se développer. Le premier dispositif apparu dans ce domaine fut la localisation par satellite avec le système GPS. Maintenant diverses applications se développent autour de ce système, l'aide à la navigation par exemple.

Chapitre I

Les applications relatives aux transports font généralement appel aux techniques de télécommunications ou aux systèmes radars :

- Les applications de types communications : elles sont diverses, il y a par exemple le badge hyperfréquences, le système de contrôle de l'état des pneumatiques, le télé péage et également à l'étude la communication entre véhicules qui repose sur un transfert de données concernant la sécurité ou l'information. L'ensemble de ces applications requiert l'utilisation de fréquences élevées choisies suivant les besoins de portées ou de débits (telles que 5,8 GHz, 24 GHz et même 60 GHz).
- Les applications de type radar : Le radar anti-collision qui utilise une fréquence de 77 GHz est l'utilisation la plus connue, elle est déjà proposée sur certains véhicules haut de gamme. Le radar placé à l'avant du véhicule permet pour l'instant de détecter les objets mobiles et à plus long terme, il devra évaluer et classer en fonction du danger ceux qui sont immobiles. Actuellement, la recherche dans ce domaine est portée sur la réduction des coûts, pour permettre à ces systèmes d'accéder à un plus grand nombre de classes de véhicules.

Nous pouvons également distinguer une deuxième application de type radar, ce sont les capteurs courtes portées qui permettent une assistance aux manœuvres du véhicule, notamment pendant la phase de recul. Les systèmes actuellement commercialisés utilisent des techniques basées sur l'ultrason, mais leurs portées sont limitées et les temps de réaction sont trop longs. Une nouvelle génération de capteur, d'une portée de quelques centimètres à quelques mètres est en cours de développement et consiste à mettre en place une véritable ceinture de sécurité virtuelle tout autour du véhicule. Ils permettront d'avertir du danger quelque soit la provenance, ils serviront d'aide à la conduite en ville et permettront même d'agir directement sur la trajectoire du véhicule ou dans les cas extrêmes de déclencher les airbags. Compte tenu de la résolution nécessaire pour effectuer toutes ces fonctions, la fréquence de travail doit être assez élevée avec une largeur de bande d'environ 5GHz. L'attribution d'une bande de fréquences pour ces systèmes n'est pas facile, il existe deux possibilités, autour de 24GHz ou de 77GHz.

Chapitre I

- L'industrie et le médical :

Le domaine industriel est concerné par les capteurs pour l'analyse des matériaux, mais également ceux ayant trait à la robotique, aux télémesures et à l'instrumentation. Les applications médicales concernent la détection et le traitement des tumeurs, les émetteurs et récepteurs pour applications biomédicales et bientôt les consultations et les opérations à distances.

I-1-3 Un aperçu général sur différents projets mondiaux en cours d'étude ou en phase de réalisation dans le domaine des télécommunications

Les systèmes hyperfréquences se développent de plus en plus dans le domaine des télécommunications et de nombreux projets à l'échelle mondiale sont en train d'émerger. En seulement quelques années la téléphonie portable a su s'implanter profondément dans nos mœurs, maintenant que cette brèche est ouverte, le règne des technologies sans fils va débiter.

Parmi les applications à usage multimédia, nous allons maintenant présenter un aperçu des plus importants projets qui sont en cours de développement.

I-1-3.a La norme UMTS et ses concurrents

Comme nous l'avons déjà évoqué, la téléphonie portable devrait continuer à se développer avec l'arrivée prochaine de la norme UMTS [4] (Universal Mobil Telecom System - 3G - 3ème génération) d'IMT2000 qui a été adoptée au niveau mondial le 29 janvier 1998. Elle succède à la norme GSM et permettra d'obtenir de meilleurs débits pour le transfert des données (2 Mbits/s en théorie et 300 Kbits/s en pratique). L'UMTS offrira de nouvelles bandes de fréquences qui permettront d'alléger les réseaux GSM qui arrivent peu à peu à saturation et du même coup, le nombre de clients raccordables va augmenter, ce qui est très important pour les opérateurs.

Chapitre I

En outre, cette norme permettra aux téléphones mobiles d'obtenir une qualité de son équivalent à celui des téléphones filaires. De nouveaux appareils vont voir le jour afin d'en exploiter pleinement les possibilités multimédias.

Bien évidemment, la mise en place de ce nouveau système va être très coûteuse, nous avons d'ailleurs beaucoup entendu parler des sommes colossales déboursées par les opérateurs pour l'achat des licences UMTS. Il faut y ajouter celles non moins importantes mais nécessaires à la constitution du réseau permettant de couvrir le territoire. Ainsi, 20000 relais seront nécessaires pour couvrir le territoire français contre "seulement" 7000 qui sont actuellement utilisés par le réseau GSM. Avec tous ces frais, mais également quelques problèmes techniques qui ont été rencontrés pour concevoir les systèmes, le projet a pris du retard et des incertitudes pèsent sur la date d'ouverture des services UMTS qui sont sans cesse repoussés, d'autant que des services équivalents commencent à voir le jour, c'est le cas des systèmes WiFi et EDGE.

- EDGE (Enhanced data rate for GSM Evolution): Il s'agit d'une évolution du GSM fondée sur une technologie de modulation des données. Ce système doit permettre d'augmenter le débit de chaque canal GSM suffisamment pour autoriser la transmission de photos, de sons ou de vidéos.

Ce projet est avantageux car il s'appuie sur les réseaux GSM et GPRS déjà existant, contrairement à l'UMTS. Même si tout le réseau doit être remis à niveau, le coût final d'implantation restera bien inférieur. Le projet EDGE deviendra peut être une alternative pour les opérateurs écartés de l'attribution des licences UMTS.

- Wi-Fi (Wireless Fidelity) [5]: C'est l'appellation commerciale d'une technologie de transmission sans fil, basée sur la norme 802.11b. Le WiFi est un réseau local de type Ethernet à accès sans fil. Actuellement les débits sont de 2 à 11 Mbits/s dans la bande de fréquences de 2,4 GHz et des évolutions de cette norme sont en cours d'études pour permettre des taux de transferts plus importants, ainsi qu'une nouvelle bande à 5 GHz. Il permet de transmettre des données sur de faibles portées, de 15 à 50 m dans des bureaux et jusqu'à 250 mètres en espace libre. Cette norme existe déjà depuis 1999, mais c'est seulement depuis 1 an que tout le monde en parle, professionnels, médias, grand public. Cet engouement tient beaucoup à son aspect financier, en effet à la différence des

Chapitre I

réseaux de téléphonie mobile, les licences d'exploitations à l'extérieur sont gratuites et la mise en place d'un réseau WiFi en intérieur est libre et ne nécessite pas d'autorisation préalable. Ce système va permettre une alternative à la solution UMTS pour la connexion des ordinateurs portables sur Internet. Il n'est pas destiné à une utilisation de type mobile, mais à être installé dans des lieux comme les hôtels, les aéroports, les gares, les centres de conférences ou les lieux de passages tel que des cafés ou des centres commerciaux. Ce système est déjà commercialisé depuis le début de l'année 2003 et l'objectif est de couvrir en France 50% de la clientèle d'affaires d'ici 2005 (Source Orange).

I-1-3.b Le LMDS (Local Multipoint Distribution Service)

Le système LMDS [6] est une liaison radio large bande d'un point fixe vers plusieurs autres points qui travail à une fréquence autour de 20GHz (cette fréquence n'est pas la même dans tous les pays) utilisée pour transmettre de la voix, des données, l'Internet ou des services vidéos. Cette solution est plus particulièrement destinée à franchir les derniers kilomètres de la connexion (environ 5 Km) dans les zones urbaines ou périurbaines.

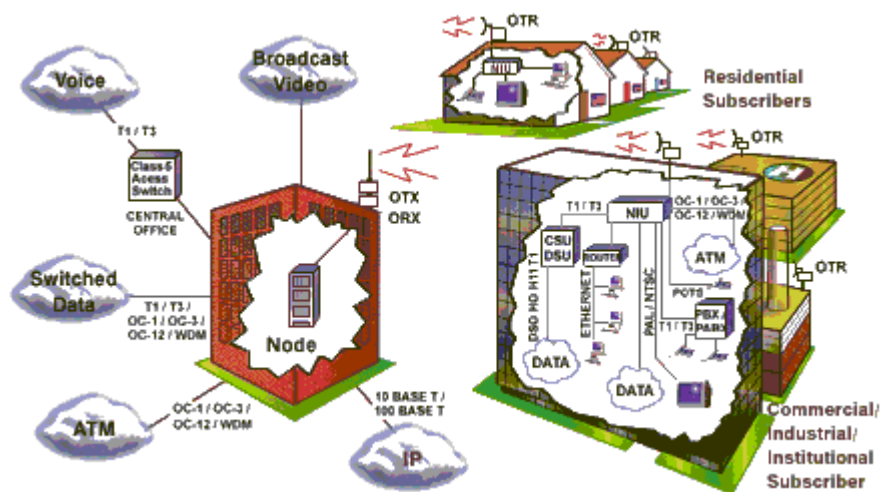


Figure I-2 : Description du système LMDS

Simple d'installation et d'exploitation, la solution LMDS permet en outre une expansion progressive du réseau et ainsi de moduler les investissements pour la conquête de nouveaux clients au

Chapitre I

fur et à mesure de l'évolution de l'activité. L'expansion progressive de cette solution est en parfait accord avec les restrictions budgétaires des opérateurs locaux, elle leur permet de minimiser à la fois les investissements en terme de capitaux et de frais d'exploitations.

Que signifie LMDS :

L (Local) : Le système offre une infrastructure radio locale sur des distances moyennes de 5Km, car les caractéristiques de propagation du signal à cette fréquence (pour les fréquences 24-28GHz) limitent la distance de réception.

M (Multipoint) : Une seule radio gère les communications bidirectionnelles de dizaines voir même de centaines d'utilisateurs. Dans un sens il y a une liaison de type « point-to-multipoints » et du coté utilisateur une liaison de type « point-to-point »

D (Distribution) : Le système LMDS offre un accès large bande pouvant atteindre une bande passante de 32Mbits/s pouvant transférer simultanément des données, de la voix et de la vidéo.

S (Service) : Lignes louées par un opérateur, permettant des services de types voix ou données, pouvant être combinées afin de fournir un large éventail de service de télécommunications.

I-1-3.c Le projet Galileo

La radionavigation par satellite est une technologie de pointe permettant à l'utilisateur d'un récepteur de capter des signaux émis par plusieurs satellites pour déterminer très précisément à chaque instant, outre une heure très exacte, sa position en longitude, latitude et altitude. Cette technologie, à ce jour maîtrisée aux Etats-Unis avec le système GPS et en Russie avec le système GLONASS, financée et contrôlée par des militaires, voit cependant son succès croître et couronnée chaque jour par de nouvelles applications. Leurs usages et leurs marchés embrassent déjà une multitude d'activités allant de tous les types de transports (localisation et mesures de vitesses de mobiles), en passant par les assurances, la médecine (traitement des patients à distance, ...), la justice (suivi de prévenus, ...), aux services des douanes (enquêtes de terrain, ...), ou à l'agriculture (ajustage des doses d'engrais ou de pesticides en fonction du terrain, ...).

Chapitre I

Dans sa communication du 10 février 1999, la Conseil des transports de l'Union Européenne a présenté un programme autonome de radionavigation par satellite appelé GALILEO [7]. Ce programme représente surtout un enjeu stratégique au plan de l'indépendance politique et technologique de l'Europe. GALILEO sera le premier système satellitaire conçu pour les besoins d'utilisateurs civils en matière de radionavigation, de positionnement et de synchronisation. Il constitue une véritable alternative à l'instauration d'un monopole de fait au profit du GPS et de l'industrie américaine.

Selon le calendrier, ce nouveau système sera pleinement opérationnel en 2008, avec un début d'émission de signal prévu pour 2005. Après certaines pressions de la part des États-Unis qui défendent leur système GPS en cours de rénovation, un accord a finalement été trouvé. Les deux systèmes concurrents devraient à terme être utilisés ensemble pour réaliser les futurs systèmes GNSS (Global Navigation Space Systems) de deuxième génération nommé GNSS2 qui devraient permettre une amélioration de la précision de positionnement (de l'ordre de 4 à 6 mètres en horizontal).

La constellation de satellites du système GALILEO utilisera trois plans d'orbites, chacun sera constitué de 9 satellites actifs et un satellite de secours en redondance froide.

La localisation faite par le récepteur est assurée principalement par les mesures de pseudo distances en traitant les codes d'étalement de spectre reçus. Il s'agit d'effectuer 4 mesures à l'aide de 4 satellites afin de lever les 4 inconnues des coordonnées du récepteur de l'utilisateur (3 coordonnées de position et une coordonnée de décalage en temps). L'apport de deux constellations GPS+GALILEO permettra d'être toujours en contact avec 4 ou 6 satellites dans les zones urbaines (contre 2 ou 3 avec le système GPS seul), permettant un positionnement instantané.

I-1-4 Evolution du marché des télécommunications

Comme nous venons de le vérifier, les hyperfréquences ont des applications très variées qui touchent à la fois le domaine civil et militaire. Bien que le marché des technologies connaisse un déclin depuis deux ou trois ans, les industries des télécommunications préparent en ce moment de nouvelles applications pour se tenir prêtes dès la relance économique.

Chapitre I

Les tensions mondiales, avec l'instabilité de certains pays, vont favoriser l'économie dans le domaine militaire. Cependant tous les produits développés spécifiquement pour l'armée correspondent en grande partie à un marché captif en raison de leurs caractères confidentiels, particulièrement dans le domaine des radars, de la guerre électronique et des communications discrètes. Les chances de développement sont plus importantes dans le domaine civil, particulièrement pour deux applications, l'automobile et la téléphonie portable.

Une augmentation importante au niveau du marché des microondes est de nouveau liée à la téléphonie et plus particulièrement à l'arrivée des téléphones de 2nd et 3^{ème} générations qui permettent le transfert de données entre les différents utilisateurs. Comme le trafic de données va considérablement augmenter, il va falloir multiplier le nombre des stations de bases et augmenter le débit des liaisons entre chacun des sites.

Ceci implique également la conception de nouveaux systèmes utilisant des fréquences supérieures à celles déjà utilisées (jusqu'à 64 GHz pour les liaisons "point-to-point" destinées à l'UMTS) qui sont plus difficiles de conception, de plus petite taille (pour les dimensions liées à la longueur d'onde) et donc de plus en plus coûteux.

Les différents systèmes d'accès large bande sans fil, les services multimédia comme le LMDS, le MMDS ou encore les convertisseurs pour les applications VSAT devraient permettre aux modules microondes et aux unités radios de devenir des composants avec un volume de marché très important.

Pour illustrer ces propos, nous présentons sur la Figure I-3, l'évolution croissante du nombre d'abonnés aux différents types de systèmes cellulaires (ces chiffres sont des prévisions qui ont été publiées par la société 'Dataquest' en mai 2000), et également sur la Figure I-4, les prévisions d'abonnement pour les prochaines années [8], au système LMDS et MMDS, que nous avons déjà présenté.

Chapitre I

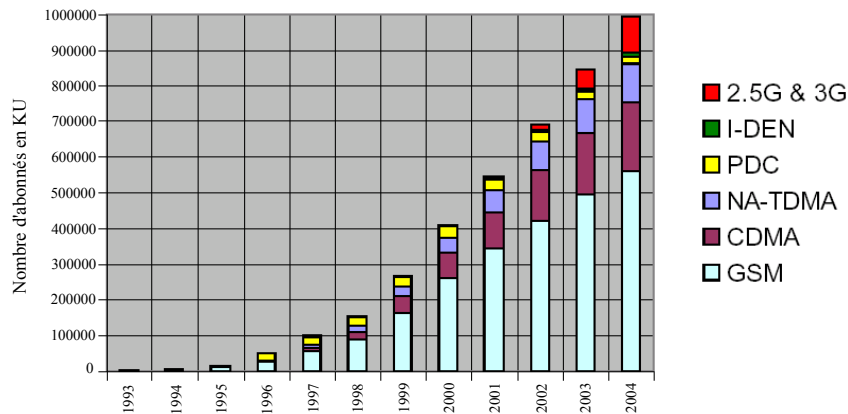


Figure I-3 : Nombre d'abonnés aux systèmes cellulaires (Source Dataquest)

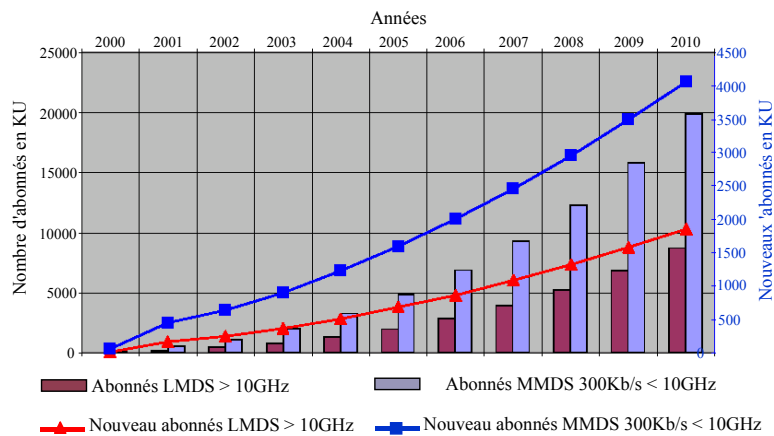


Figure I-4 : Prévisions d'abonnements aux systèmes LMDS et MMDS (Source Pionner)

LMDS : Haut débit (fréquence la plus utilisée en France 26GHz)

MMDS : Débit plus faible mais pour des distances plus grandes (fréquence utilisée en France 3,5 GHz)

Pour que ces différents projets soient viables, un effort important doit être réalisé au niveau de la recherche et du développement pour diminuer les coûts de revient et pouvoir être compétitif.

Une grande partie de ce travail de thèse est lié à la conception de ces systèmes faibles coûts, plus particulièrement au niveau des modules d'émission/réception. Nous présenterons donc au cours de ce mémoire différents aspects liés à leurs conceptions, tels que le choix de la technologie, des architectures, les méthodes et les procédures d'analyses, etc., chacun de ces aspects devant répondre à des critères économiques.

Chapitre I

Afin de nous familiariser avec les différents systèmes sur lesquels nous avons pu travailler, nous allons maintenant faire la description générale d'un module d'émission/réception.

I-1-5 Description d'un module d'émission/réception

Le module d'émission/réception constitue l'élément de base d'une chaîne de télécommunication. Pour réaliser une liaison radiofréquences il est nécessaire avant de faire l'émission, de changer la fréquence du signal utile en le modulant par une fréquence porteuse. A la réception, le signal capté par l'antenne possède une puissance très faible et il comporte des fréquences parasites, le module de réception doit donc amplifier et filtrer ce signal avant de pouvoir le multiplier par la fréquence issue d'un oscillateur local. Cette multiplication permet soit une transposition en fréquence du signal avant qu'il soit réémis vers une autre destination (c'est le cas dans les satellites), ou bien d'obtenir le signal en bande de base qui est ensuite traité par le système électronique pour lequel il était destiné.

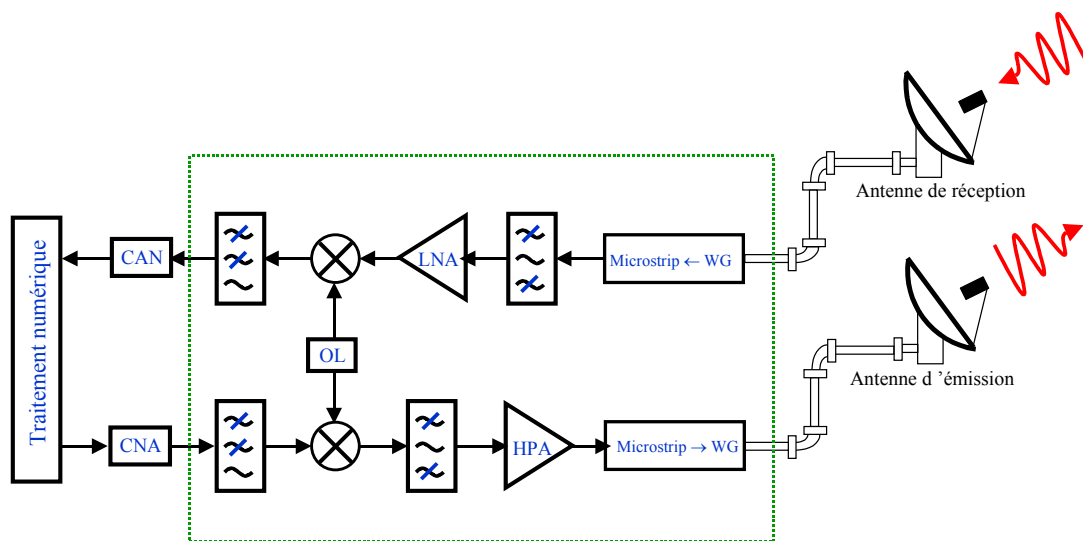


Figure I-5 : Exemple du principe d'un module d'émission/réception radiofréquence

- Les antennes d'émission ou de réception:

Bien évidemment, il existe de nombreux types d'antennes, leurs géométries, leurs tailles, dépendent directement de l'utilisation pour laquelle elles sont destinées. Pour certaines applications, l'antenne de réception doit être en mesure de capter des signaux d'une puissance de quelques

Chapitre I

picowatts et l'antenne d'émission de pouvoir transmettre des signaux de plusieurs dizaines de watts. Pour de telles puissances, le signal est souvent acheminé jusqu'à l'antenne par l'intermédiaire d'un guide d'onde métallique, c'est le cas dans les satellites et les stations de base. Ce type de guide permet de transmettre des signaux vers le module d'émission/réception sur des distances importantes avec des pertes quasiment négligeables, c'est également le meilleur moyen de véhiculer des signaux de très fortes puissances.

La qualité de la transmission et du traitement du signal par le récepteur, dépend des caractéristiques de l'antenne.

- Les transitions microruban/guide d'ondes :

Cette transition peut parfois être nécessaire lorsque le signal capté par l'antenne de réception connectée à un guide d'ondes métalliques, doit être acheminé vers des lignes de transmissions en technologie planaire. Cette transition microruban/guide d'ondes est située juste avant le filtre et l'amplificateur faible bruit (dans le cas de la réception) et il faut qu'elle engendre le moins de pertes possibles pour ne pas détériorer le signal reçu.

Il existe bien entendu de nombreuses topologies et l'idéal serait d'obtenir une transition très large bande pour permettre une utilisation générique et du même coup, réduire les coûts de conception. Actuellement, aux fréquences millimétriques ces transitions sont relativement bandes étroites (de l'ordre de 10% de bande).

Nous présenterons dans le troisième chapitre de ce mémoire des travaux portant sur une nouvelle topologie de transition permettant d'élargir la bande passante.

- Le filtre de réception :

Le filtre de réception est situé après l'antenne. C'est en général un filtre présentant une large bande passante et de très faibles pertes car il est situé juste avant l'amplificateur faible bruit (LNA). Il permet de nettoyer les éventuelles fréquences parasites et de diminuer le bruit en dehors de la bande utile.

Nous présenterons dans le deuxième chapitre de ce mémoire une étude menée sur un filtre interdigité large bande.

Chapitre I

- L'amplificateur faible bruit (LNA: Low Noise Amplifier):

L'amplificateur faible bruit est un élément déterminant pour la qualité de la réception, il intervient directement sur la sensibilité. Il doit avoir un facteur de bruit très faible (typiquement de 2 à 3 dB) pour limiter le niveau de bruit sur les étages suivants.

Le quatrième et le cinquième chapitre de ce mémoire, seront consacrés à l'étude de l'adaptation et du report d'amplificateurs sur le substrat d'accueil d'un module d'émission/réception.

- L'oscillateur local :

L'oscillateur local fournit une fréquence f_0 qui est ensuite multipliée avec le signal radiofréquence. Cette multiplication permet de créer avec le signal modulé qui a été capté, un signal en bande de base qui sera ensuite filtré avant d'être utilisé par l'électronique basses-fréquences.

- Le filtre d'émission :

Le filtre d'émission peut être de type passe-bas ou passe-bande, il est situé juste avant l'antenne d'émission. Il permet d'éliminer les harmoniques du signal à émettre et d'isoler le système en atténuant les signaux qui pourraient être captés par l'antenne de réception.

- L'amplificateur de puissance (HPA: High Power Amplifier):

L'amplificateur de puissance doit fournir au signal à émettre une puissance suffisamment élevée pour qu'il puisse être par la suite capté dans de bonnes conditions par un second système de réception. Il est caractérisé par son rendement, c'est-à-dire le rapport entre la puissance du signal RF de sortie et la puissance du signal continu consommé. La différence entre ces deux puissances est dissipée sous forme de chaleur, c'est pourquoi les caractéristiques thermiques du dispositif qui supporte cet amplificateur sont très importantes.

Une autre caractéristique importante de cet amplificateur est sa linéarité. La non-linéarité de l'amplificateur de puissance introduit des harmoniques dont les puissances doivent rester faibles devant celle du signal utile. Elle est également gênante lorsque le signal à émettre est composé de plusieurs porteuses, où dans ce cas elle crée des produits d'inter-modulations.

Chapitre I

Pour illustrer notre description nous présentons sur la Figure I-6 un module de transmission d'une liaison "point-to-point" à 26 GHz fabriqué par la société Thales. Nous pouvons retrouver sur cette photographie les différents composants que nous venons de décrire.

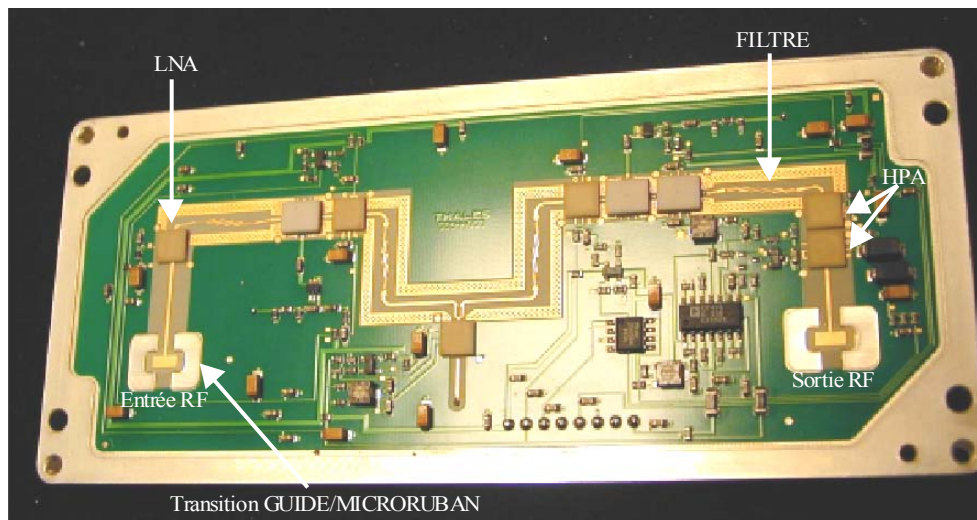


Figure I-6 : Exemple d'un module de transmission à 26GHz pour liaison « point to point » fabriqué par THALES (photo extraite de la publication [9])

Les modules d'émission/réception aux fréquences millimétriques sont des systèmes complexes dans lesquelles chaque partie doit être parfaitement optimisée, les sous-systèmes sont ainsi réalisés sur des substrats spécifiques puis reporté sur un substrat d'accueil généralement faible coût. Ils existent de nombreuses solutions pour concevoir le packaging d'un module, le choix d'une filière technologique se fait en fonction des performances, des volumes de productions et bien entendu des coûts.

I-2 EVOLUTION DES TECHNIQUES DE REALISATIONS DANS LES MODULES D'EMISSION/RECEPTION. RECHERCHE DES SOLUTIONS BAS COUTS

I-2-1 Introduction

Au cours des dernières années, le packaging des systèmes microondes a beaucoup évolué. Il constitue un point critique de la réalisation d'un dispositif qu'il ne faut plus négliger. Pour bien comprendre les enjeux économiques liés à cette partie de la conception, il suffit de regarder sur la Figure I-7 la répartition des coûts dans un module [10]. Précisons que ces valeurs dépendent de la complexité et de la surface des puces, elles dépendent également du volume annuel de production.

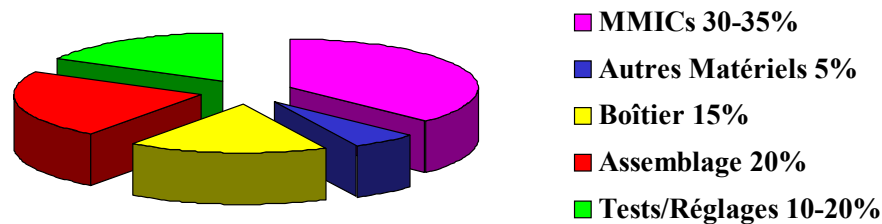


Figure I-7 : Répartition des coûts dans la conception d'un module d'émission/réception [10]

En considérant que les puces actives constituent les éléments fondamentaux d'un dispositif, nous nous apercevons sur la Figure I-7, que plus de 60% du coût total d'un module est réparti sur des charges annexes ou à la réalisation des interconnexions, constituant des éléments qui peuvent sembler secondaires. A partir de cette constatation, les industriels ont portés leurs efforts sur l'aspect packaging, dans le but de réduire d'un facteur 3 à 5 [10], le prix de revient d'un module.

De plus, face à la complexité et à la multiplication des liaisons de télécommunications, les bandes de fréquences allouées deviennent peu à peu saturées et les composants et modules hyperfréquences doivent évoluer vers des bandes de fréquences non saturées au delà de 40GHz [11]. Pour répondre à ces besoins, les concepteurs sont amenés à développer de nouvelles architectures

Chapitre I

pour satisfaire les contraintes liées à la réduction de tailles, à l'augmentation de la densité d'intégration et aux comportements électriques, mécaniques, en puissance, etc. . Nous pouvons voir sur la Figure I-8, l'évolution des architectures aux cours des dernières années [10],[12], [13].

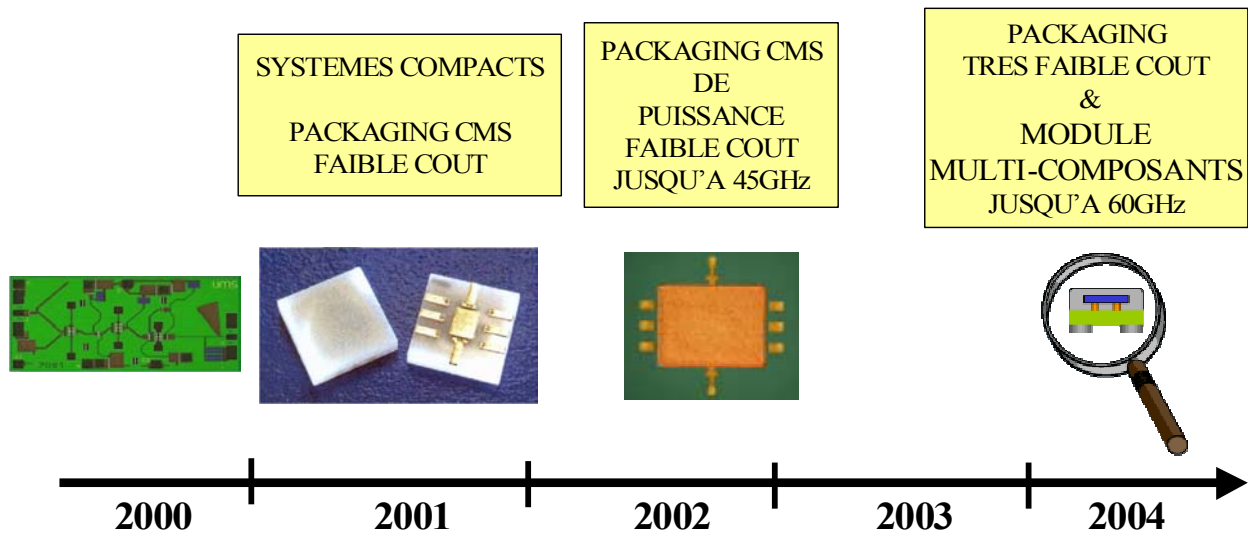


Figure I-8 : Evolution des architectures des MMIC aux cours des dernières années [12]

Nous allons présenter maintenant les différentes solutions technologiques permettant de réaliser le packaging des modules de transmissions. Nous nous intéresserons exclusivement à l'assemblage pour les parties microondes des systèmes et nous tenterons de définir les avantages et les inconvénients propres à chacune des filiales.

I-2-2 Deux grandes familles d'architectures : Les SOP et les SOC

I-2-2.a avantages des SOP par rapport aux SOC :

Les modules de transmission hyperfréquences sont composés en plusieurs parties. Pour les assembler il existe plusieurs solutions technologiques. Nous pouvons cependant distinguer deux

Chapitre I

grandes familles, les "system on a chip" dit SOC et les "system on a package" dit SOP. Comme leur nom l'indique, la solution SOC consiste à réaliser tout le système sur un même substrat et donc de concevoir qu'une seule puce. La solution SOP consiste quant à elle, à réaliser chacun des sous-ensembles sur des puces différentes avant de les assembler en utilisant un substrat d'accueil.

En règle générale les industriels préfèrent utiliser les systèmes de conception SOP par rapport au SOC. En effet, l'usage d'un substrat unique, dans le cas des SOC, ne constitue pas une solution optimale pour des raisons d'encombrement, de coût et de temps [14].

Dans le cas d'un SOC les dimensions finales du dispositif et le type du substrat qui est alors imposé pour réaliser chacun des sous-ensembles, peut faire augmenter significativement le coût de revient du module. De plus, ils nécessitent une durée de conception plus importante, augmentant le délai de mise à disposition sur le marché par rapport à une solution SOP, plus aisée à concevoir avec des sous-parties réalisées séparément sur des substrats spécifiques et où chacun des facteurs peuvent être optimisés.

Le temps de conception est un facteur très important pour les industriels puisque dans le domaine des télécommunications les produits deviennent très vite obsolètes.

Nous pouvons conclure sur les "System on a package", qu'ils restent pour l'instant une solution plus intéressante que les "System on a chip", puisqu'ils permettent d'obtenir de meilleures performances, ils sont plus fiables, moins coûteux à produire et peuvent être mis plus rapidement sur le marché.

Nous allons nous intéresser plus particulièrement aux systèmes de type SOP.

I-2-2.b Les sous-familles de type "System on a package":

A l'intérieur de la famille des modules de type SOP, nous pouvons également discerner plusieurs types d'architectures. Les modules qui sont réalisés en plusieurs sous-parties et ceux qui sont réalisés sur un substrat d'accueil :

- Les modules réalisés en sous-parties : les différentes parties du module comme les MMICs, les filtres, les coupleurs, etc., sont assemblées sur le support métallique d'un boîtier, puis

Chapitre I

chacune d'elles est connectée à l'aide d'un câblage filaire. Un exemple d'architecture est présenté sur la Figure I-9.

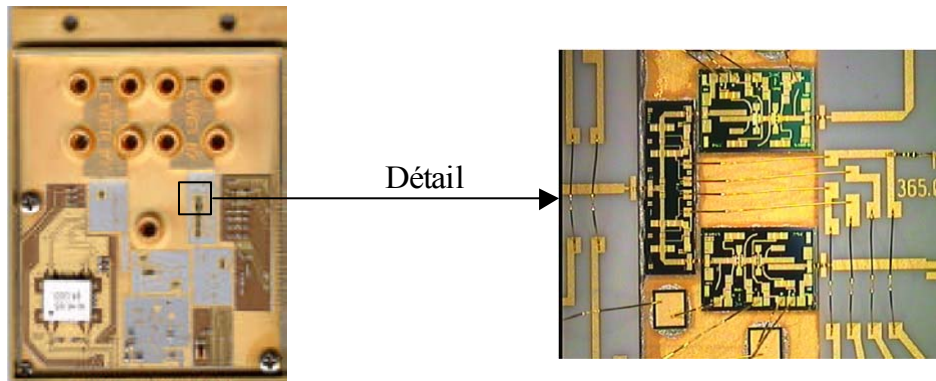


Figure I-9 : Exemple d'un module de transmission réalisé par EADS issu de [15]. Les différents éléments reposent sur un support métallique et sont connectés entre eux.

- Les modules réalisés sur un substrat d'accueil : tous les composants RF et les fonctions DC sont assemblés sur un substrat d'accueil (Figure I-10). Pour optimiser les transferts de chaleurs, les amplificateurs de puissances peuvent tout de même être positionnés à l'intérieur d'une cavité réalisée dans le substrat pour pouvoir être en contact direct avec la base métallique.

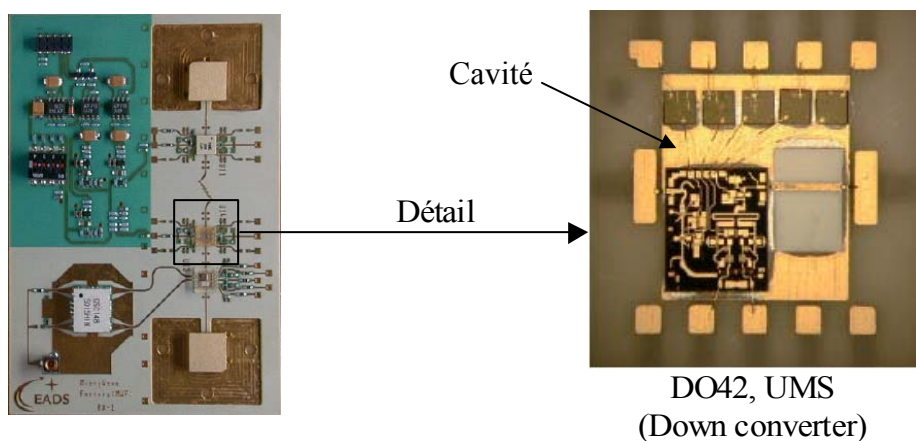


Figure I-10 : Démonstrateur LMDS à 42GHz réalisé par EADS sur un substrat laminé RO4003 issu de [15], dont certains composants sont placés dans une cavité

Chapitre I

Il existe également un ensemble de matériaux et de techniques d'assemblage qui peuvent être utilisés pour réaliser l'une ou l'autre de ces deux architectures. Le choix de ceux-ci est guidé en fonction du système, de sa fréquence de travail, mais également des impératifs en terme de coûts, de performances, d'encombrements, de l'environnement de travail et des caractéristiques thermiques nécessaires au bon fonctionnement.

Une technique récurrente dans le domaine du packaging consiste à encapsuler ensemble plusieurs puces pour diminuer la taille des systèmes, se sont les modules multi-chips.

I-2-3 Evolution vers les modules Multi-chips (MCM)

Les systèmes de transmission utilisent des composants semi-conducteurs, pour réaliser les amplificateurs, les mélangeurs, etc.... Ces composants ont des dimensions trop petites pour pouvoir être assemblés directement sur le substrat d'accueil et il faut les encapsuler dans des boîtiers d'interconnexions intermédiaires. Dans les années 80 ces puces étaient souvent montées dans des boîtiers séparés mais pour réduire les coûts de production, une approche technologique plus récente consiste à encapsuler plusieurs puces à l'intérieur d'un même boîtier, on parle alors de module multi-chips (MCM).

Le module ainsi réalisé est capable de réaliser une fonction complète qui peut ensuite être assemblée sur un circuit imprimé ou sur un substrat d'accueil. A l'intérieur de celui-ci, les puces nues sont montées sur un diélectrique et la connexion se fait généralement par bonding ou par la méthode de report dite "Flip-Chip".

En plus de l'aspect financier, cette solution offre de nombreux avantages en terme de réduction de la taille et du poids des dispositifs et en terme de performances, qui sont améliorées puisque les longueurs des interconnexions entre les différentes puces se trouvent réduites, entraînant ainsi une diminution générale des pertes.

Nous présentons Figure I-11, l'architecture générale d'un module multi-chips.

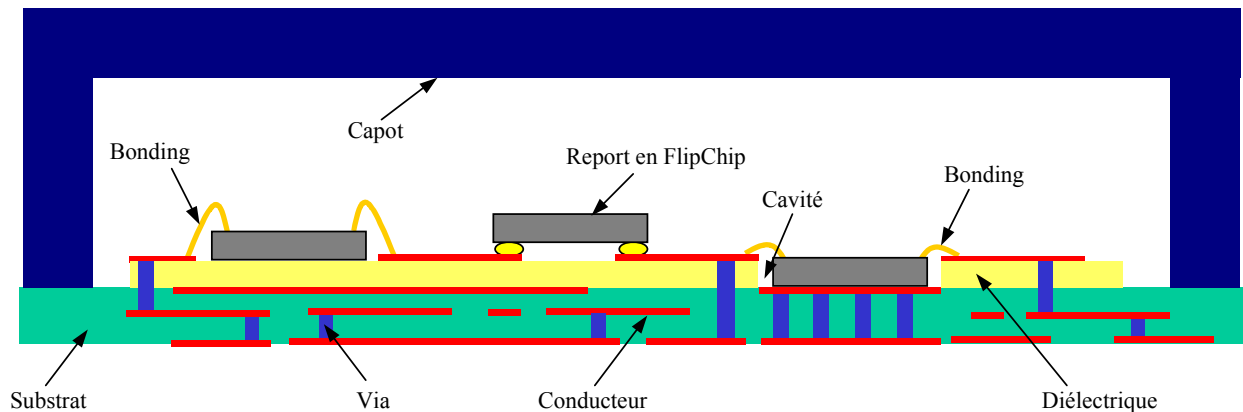


Figure I-11 : Architecture générale d'un module Multi-chips (MCM) [16]

Bien que ce procédé offre de nombreux avantages, il existe tout de même quelques difficultés. Tous les composants ne sont pas toujours disponibles sous forme de puce nue par exemple, notons tout de même que la tendance actuelle du marché semble aller dans ce sens, en laissant le choix au concepteur d'acheter la puce nue ou dans son boîtier.

Les MCMs peuvent être classifiés en fonction du procédé qui est utilisé lors de leur fabrication. Les trois principales techniques de réalisation qui permettent de les différencier sont les suivantes [17]:

- Laminage (MCM-L)
- Technique pour empiler les couches céramiques (MCM-C)
- Technique de Dépôt (MCM-D)

I-2-3.a Les MCM-L :

La conception des MCM-L (Laminés) est basée sur la technique traditionnelle des circuits imprimés multicouches, où plusieurs couches de diélectriques et de conducteurs sont laminées ensemble, pressées et cuites.

L'utilisation de matériaux modernes a permis d'améliorer la densité d'intégration. L'architecture générale d'un MCM-L est présentée Figure I-12.

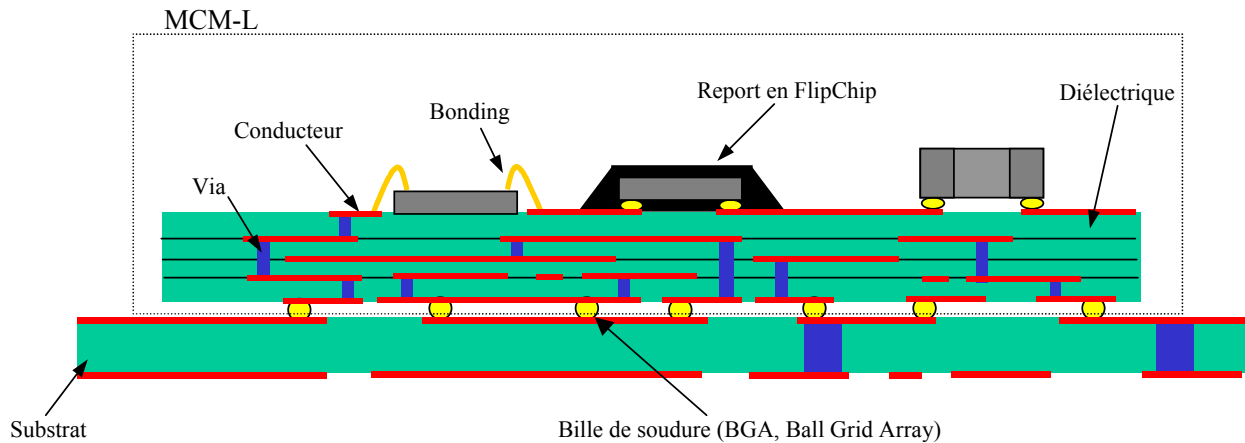


Figure I-12 : Architecture générale d'un MCM-L de type BGA

Dans cet exemple les connexions d'entrées/sorties sont de type BGA (Ball Grid Array). Ce type de terminaisons est actuellement très utilisé et elles se généralisent sur toutes les différentes sortes de MCMs. Il s'agit de terminaisons formées par des billes de soudures qui permettent ensuite le report du composant sur un substrat porteur. Elles peuvent aussi bien servir à acheminer un signal radiofréquence ou à faire un contact de masse.

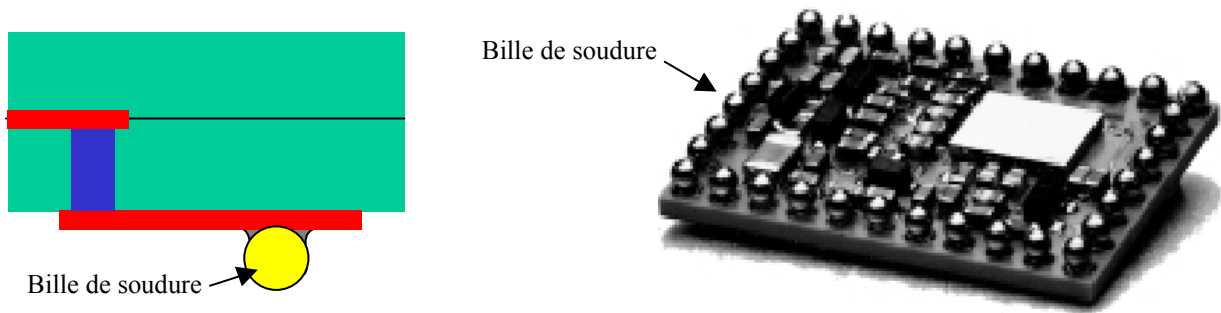


Figure I-13: Principe d'une terminaison d'un boîtier de type BGA et exemple d'un composant bluetooth réalisé par Ericson en technologie LTCC

Le procédé de fabrication d'un MCM-L est intéressant car il n'est pas onéreux [17] (moins cher que les filières MCM-D ou MCM-C), il permet de réaliser de fortes densités d'intégrations et très important, il est compatible avec l'utilisation de composants montés en surface (CMS).

Chapitre I

Plusieurs matériaux peuvent être utilisés pour les couches de diélectriques, le Verre/Epoxy, Verre/Polyamide, Kevlar/Epoxy, Quartz/Polyamide, ou PTFE (RT-Duroid 5880).

Les MCM-L ne peuvent pas couvrir toutes les applications. En effet, les matériaux utilisés ont généralement des coefficients de dilatation thermique assez importants et ceci peut poser quelques problèmes pour la fixation des puces de grandes dimensions. De plus, leurs mauvaises conductivités thermiques imposent l'étude de topologies plus complexes pour pouvoir supporter des composants de fortes puissances.

Cette technologie n'est pas compatible avec la réalisation de systèmes aux fréquences millimétriques, mais avec les dernières améliorations portées au niveau de la définition des largeurs de lignes, du diamètre des trous métallisés et l'utilisation du cuivre comme matériau conducteur, elle peut être utilisée jusqu' à des fréquences de l'ordre de 10GHz.

I-2-3.b Les MCM-C :

Les modules multi-puces céramiques dit MCM-C sont certainement les plus couramment utilisés, nous pouvons distinguer trois grandes familles de MCM-C, les « Thick-Film », « High Temperature Cofired » et les « Low Temperature Cofired ». Toutes ces technologies utilisent le même procédé, les motifs des circuits sont réalisés en appliquant une encre conductrice sur le substrat ou sur le ruban céramique à travers un masque.

- Thick-film:

Ce type de MCM utilise des matériaux céramiques relativement épais. L'avantage principal de ce type de MCM, provient du fait que le procédé de fabrication est assez simple et qu'il ne nécessite pas un grand investissement dans le matériel. L'Alumine (pure à 96%) est le matériau qui est le plus utilisé pour ce type de réalisation. Il possède de très bonnes propriétés électriques (faible tangente de pertes) et peut donc être utilisé pour la conception des systèmes aux fréquences millimétriques. Cependant ce type de substrat est relativement cher (surtout pour l'alumine pure à 99,5%) et les MCM-C sont donc plus adaptés à la fabrication de systèmes de petites quantités.

Chapitre I

Au niveau du procédé de fabrication, la température de cuisson est basse et il est donc possible d'utiliser une grande variété de métaux présentant une large gamme de conductivité. De plus, le coefficient de dilatation thermique assez faible, rend ce procédé compatible avec l'utilisation du Silicium.

Cependant, les densités d'intégration que l'on peut obtenir avec cette technologie sont relativement moyennes.

- High Temperature Cofired Ceramic (HTCC):

Le procédé HTCC permet de réaliser des modules multicouches. La structure est alors composée de plusieurs niveaux de céramiques qui sont séparés par des couches de conducteurs, des trous métallisés sont utilisés pour effectuer les contacts électriques entre les différents niveaux. Les principaux matériaux céramiques qui sont utilisés pour la confection de MCM sont l'alumine (à 92% et 96%) et le nitrure d'aluminium.

Comme leur nom l'indique, les différentes couches de céramiques sont cuites ensemble sous haute température (environ 1600°C). Cette température importante pose quelques problèmes car il n'y a pas beaucoup de métaux qui puissent y résister. L'utilisation de tungstène comme matériau conducteur est alors nécessaire. Cependant ce métal présente une faible conductivité, ce qui entraîne une augmentation des pertes.

Le procédé de fabrication est quasiment identique à celui du LTCC présenté Figure I-13, mais avec une température de cuisson plus importante. Au cours de cette fabrication, les matériaux céramiques rétrécissent linéairement d'environ 18%, il est donc impératif de prendre en considération cet effet pendant la conception, au final, la tolérance au niveau des dimensions est inférieure à 1%.

Le HTCC permet de réaliser des systèmes en quantité moyenne pour un prix qui reste intéressant. Ses qualités thermiques sont très bonnes et il offre la possibilité d'empiler un grand nombre de couches (plus de 50), ce qui offre beaucoup de possibilités pour le concepteur et permet facilement de réaliser des terminaisons de type BGA par exemple.

- Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC):

Cette technique de réalisation est très en vogue à en juger par le nombre d'articles qui ont été publiés au cours des dernières années. Elle permet de concevoir des systèmes intégrés multicouches

Chapitre I

utilisant des matériaux céramiques composés de Verre et offre une solution faible coût pour des volumes de productions moyens ou grands [17].

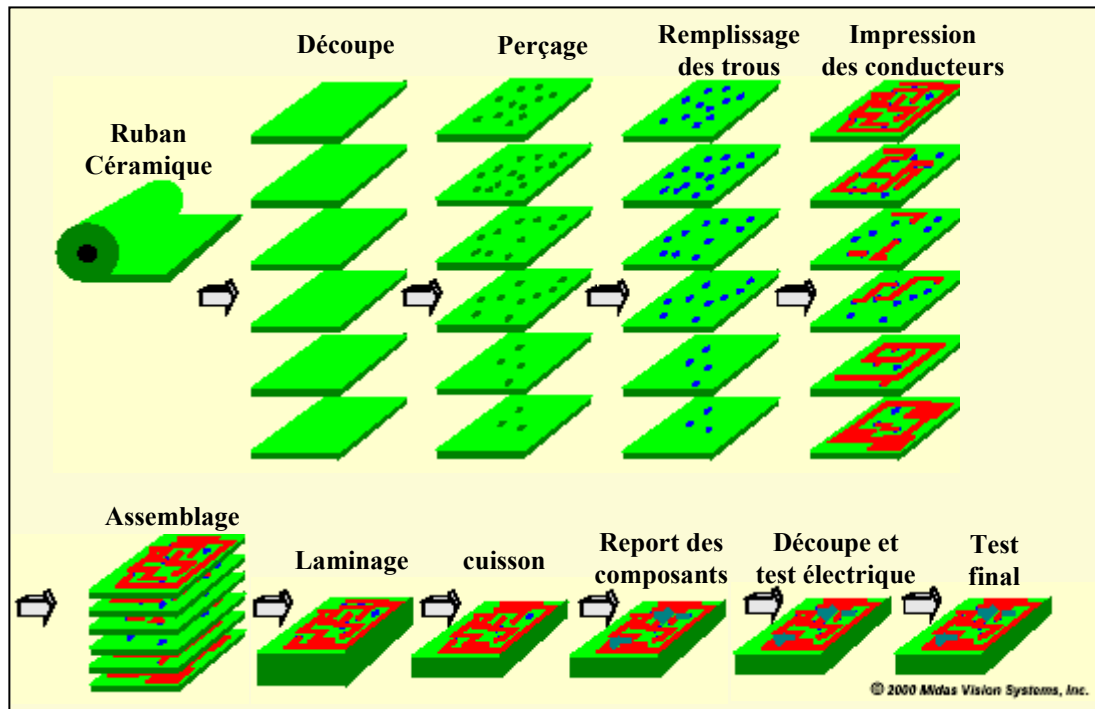


Figure I-14 : Description du procédé de fabrication d'un module LTCC

Le procédé de fabrication, présenté sur la Figure I-14, est le même que celui du HTCC mais un effort important a été réalisé en recherche pour diminuer la température de cuisson (800°C). Cette température relativement faible, rend possible l'utilisation de nouveaux matériaux et en particulier l'usage de métaux précieux pour réaliser les différents conducteurs. Ces métaux comme l'or, le cuivre ou l'argent ont de bonnes qualités électriques (bonne conductivité) et sont très intéressants pour la conception des systèmes microondes en termes de pertes métalliques.

Cette technologie est également attrayante car elle permet de réaliser des cavités hermétiques pour les puces mais également des composants compatibles avec un montage en surface (type PGA ou BGA). Seulement, le matériel nécessaire pour la fabrication est très coûteux et la gamme de céramiques disponibles ne permet pas l'utilisation de matériaux diélectriques avec de faibles permittivités. De plus, le procédé de fabrication est assez complexe et les tolérances au niveau des dimensions sont importantes (Le circuit rétrécit d'environ 12% pendant la réalisation).

Chapitre I

D'un point de vue thermique, le LTCC a un coefficient de dilatation assez faible qui le rend compatible avec l'utilisation de Silicium, mais ses performances en terme de dissipation thermique sont beaucoup moins bonnes que celles du HTCC.

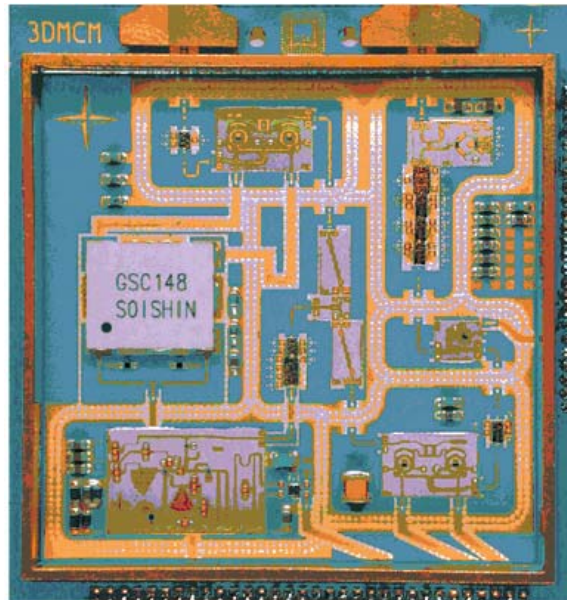


Figure I-15 : Exemple d'un module radio à 38GHz réalisé en technologie LTCC 4 couches, présenté par EADS [18]

Pour finir, nous présentons maintenant un troisième procédé de réalisation de "module multi-chips".

I-2-3.c Les MCM-D :

Les MCM-D (Deposited) sont des MCMs dont les conducteurs et les couches de diélectriques sont déposées sur un substrat de base, généralement un matériau céramique ou du Silicium. Les différents dépôts, de type couches minces, peuvent être réalisés sur plusieurs niveaux et les motifs sont réalisés par un procédé classique de photolithographie. C'est une technologie qui permet directement l'intégration d'éléments passifs tel que des résistances, des selfs ou de capacités. L'architecture générale de ce type de module est présentée Figure I-16.

Chapitre I

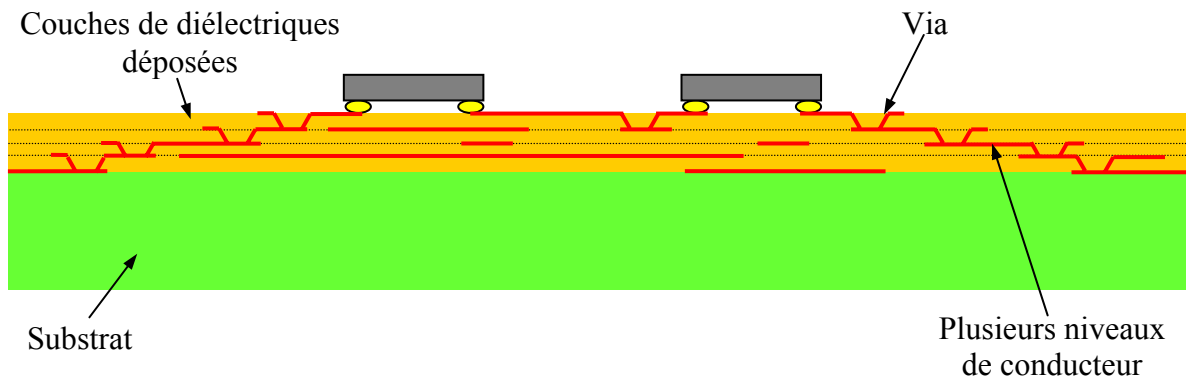


Figure I-16 : Architecture générale d'un MCM-D

Nous pouvons différencier les MCM-D en plusieurs classes en fonction du type de dépôts qui est réalisé :

- Les couches minces :

Cette technologie est basée sur le dépôt d'une couche mince d'or sur le dessus d'un substrat d'alumine, la masse elle, peut être réalisée en enduisant le dessous du substrat d'une couche d'or. Les interconnexions avec les puces sont ensuite réalisées à l'aide de bondings, l'effet inductif important qui en résulte peut être gênant pour certaines applications.

Grâce au dépôt d'une couche mince de conduction, il est possible d'atteindre une bonne précision au niveau de la gravure mais il ne peut y avoir qu'un seul niveau. C'est un procédé qui reste intéressant pour la conception de modules aux fréquences microondes car l'utilisation d'alumine permet de limiter les pertes diélectriques et d'obtenir de très bonnes qualités thermiques. De plus, le coût relatif de cette technologie reste modéré.

- Les couches minces en Silicium :

Les modules de types couches minces en Silicium sont également dénommés MCM-S (Silicon), ils sont constitués à partir d'un substrat de silicium où sont déposés des conducteurs en aluminium ou en cuivre, séparés par des dépôts de dioxyde de silicium. Quelquefois une ou deux couches minces de polymère peuvent être déposées sur le niveau supérieur d'aluminium. Le procédé de fabrication reste

Chapitre I

très proche de celui des circuits intégrés classiques et parfois même, il arrive que des anciennes lignes de fabrications soient converties pour réaliser des MCM-S.

Cette technologie permet d'obtenir une très bonne densité d'intégration avec des lignes de petites largeurs et des vias de faible diamètre (particulièrement dans le cas de l'aluminium). Cependant, elle n'est pas toujours adaptée pour la réalisation de circuits hauts en fréquences ou bien des circuits de fortes puissances. En effet le métal généralement utilisé (aluminium), associé à des épaisseurs d'oxydes relativement faibles de l'ordre de $10\mu\text{m}$ et des longueurs de lignes importantes introduisent des effets capacitifs parasites. Pour résoudre ce problème, il est possible dans le cas des lignes en cuivre d'augmenter l'épaisseur de métallisation par électrolyse mais cela nécessite un savoir spécifique que peu de sociétés possèdent. Il faut également noter que le coût de revient de cette technologie est assez élevé.

- Les couches minces en polymère :

Cette dernière classification prend en compte les MCM-D dont les couches de diélectriques sont réalisées par dépôt de couches minces polymères (Polyamide, BCB, etc.) sur un substrat de base tel que l'alumine, le silicium ou le verre. De fines couches de conducteur (de 2 à $5\mu\text{m}$), généralement du cuivre, sont déposées et traitées par photolithographie. Cette technologie permet de réaliser des lignes de dimensions assez faibles avec des vias de diamètres compris entre $10\mu\text{m}$ et $50\mu\text{m}$. Contrairement aux MCM-D par couches minces classiques, cette classe permet de concevoir assez facilement des lignes 50Ω du fait des faibles constantes diélectriques des polymères et de leurs fines épaisseurs. Cependant c'est une technologie qui reste difficile quand on veut réaliser plus de deux niveaux de couches minces et les matériaux polymères qui ne dissipent pas très bien la chaleur, ne permettent pas d'utiliser cette solution pour supporter les composants de fortes puissances. Le coût de revient de cette technologie est également très élevée.

Nous venons de voir qu'il existe une multitude de procédés pour réaliser des modules multi-chips. Ces modules sont principalement constitués de composants actifs et nous allons maintenant décrire les différentes techniques d'assemblages qui peuvent être utilisées pour connecter les puces à l'intérieur des modules.

I-2-4 Description des différentes techniques d'assemblage utilisées dans les modules :

Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour connecter une puce nue à l'intérieur d'un module. Ces procédés d'assemblage sont souvent difficiles et nécessitent de gros moyens techniques, ils représentent également une partie non négligeable dans la répartition des coûts d'un module.

I-2-4.a Le câblage filaire (Wire Bonding) :

L'interconnexion filaire est le moyen le plus utilisé pour l'interconnexion des puces dans les MCMs. Plusieurs types de fils peuvent être utilisés, ils sont généralement constitués d'or ou d'aluminium, leurs diamètres et même leurs formes peuvent varier (fil cylindrique ou ruban). Le câblage filaire est une méthode qui permet d'obtenir de bons rendements mais qui doit être utilisé pour des volumes de production relativement faibles en raison du temps nécessaire pour déposer les fils un à un.

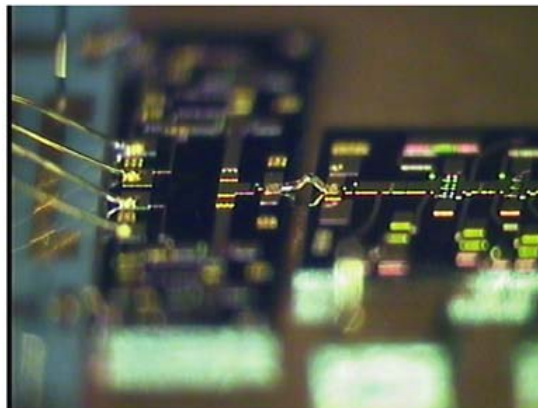


Figure I-17 : Exemple d'interconnexions par câblage filaire [18]

De plus, le câblage filaire est une solution limitée en fréquence qui induit un effet selfique d'environ 1nH/mm , non négligeable aux hautes fréquences. Sa valeur dépend de la forme et de la longueur du fil et donc du procédé de fabrication par lequel il a été réalisé (Ball bonding, Wedge bonding). La self série qui en résulte, associée avec la présence de petites capacités en parallèle forme un filtre passe-bas qui limite la transmission aux hautes fréquences. Il existe des méthodes pour limiter cette self, on peut par exemple placer deux fils en parallèle et jouer sur l'angle formé par ceux-ci pour

Chapitre I

diminuer l'effet mutuel. Il est également possible de compenser l'effet indésirable par une adaptation spécifique, mais celle-ci peut prendre beaucoup de place sur le substrat et elle n'est pas toujours aisée à réaliser dans le cas de systèmes larges bandes. Le câblage filaire est donc difficilement applicable au-delà de 40GHz et il est alors souvent préférable d'avoir recourt à une autre technique d'interconnexion.

I-2-4.b Le procédé TAB (Tape Automated Bonding):

Avec cette technique, la puce est attachée sur un ruban en polyamide préparé avec du cuivre. Le ruban, est découpé de telle sorte qu'une partie de celui-ci soit dégagé, facilitant l'assemblage de la puce qui se fait ensuite par thermocompression. Pour certaines applications, une technique appelée Flip-TAB est utilisée. Dans ce cas la puce est montée face inverse ce qui permet de réduire la longueur de connexion et donc d'améliorer les propriétés aux hautes fréquences.

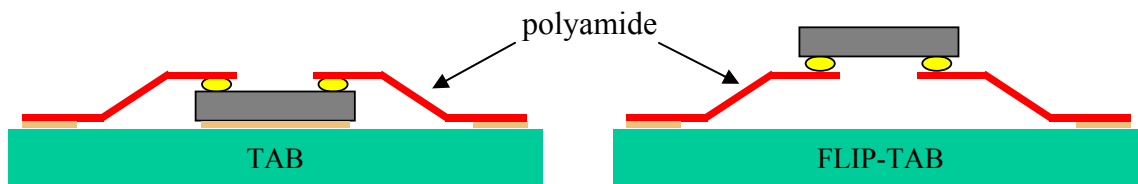


Figure I-18 : Principe de connexion par ruban TAB

Ces techniques sont généralement utilisées pour de gros volumes de production. Elles sont dans ce cas plus intéressantes qu'un câblage filaire puisqu'elles permettent de relier toutes les entrées en une seule opération. Les densités d'intégrations obtenues sont meilleures et les performances électriques améliorées car la self ramenée par le ruban est plus faible. Cependant, il est nécessaire d'étudier spécifiquement la topologie du ruban pour chacune des puces et ce procédé n'est pas vraiment adapté pour les puces de fortes puissances.

Chapitre I

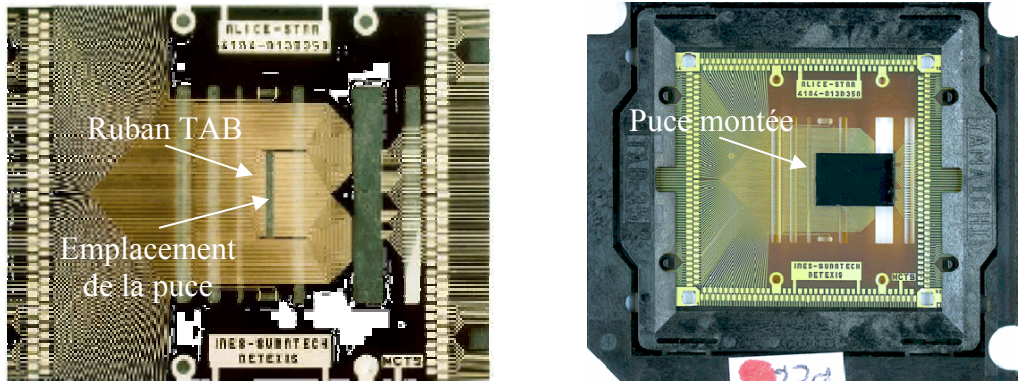


Figure I-19 : Report du circuit Alice128 sur un ruban TAB [19]

Sur la Figure I-19, nous pouvons remarquer au centre de la première image le ruban "TAB" composé de plusieurs conducteurs et l'emplacement prévu pour recevoir une puce. Ce ruban a été découpé pour permettre de séparer les conducteurs et de tel sorte qu'une partie de celui-ci se dégage avant de réaliser l'interconnexion. Nous présentons sur la deuxième image le résultat final, avec la puce montée sur le ruban TAB. Cette méthode d'interconnexion est très utilisée pour la fabrication de dispositifs basses fréquences tel que les montres ou les écrans LCD.

I-2-4.c Le Flip-Chip :

Ce procédé introduit par IBM sous le nom de « C4 » (Control collapse chip connexion) est depuis quelques années une solution de connexion très répandue. Cette technique d'interconnexion consiste à monter la puce sur le substrat d'accueil avec la face active retournée vers le substrat d'accueil. Avant d'effectuer cet assemblage, la puce reçoit une préparation spécifique pour pouvoir réaliser des plots de connexions sous formes de billes d'alliages Plomb-étain, communément appelés « Bump ».

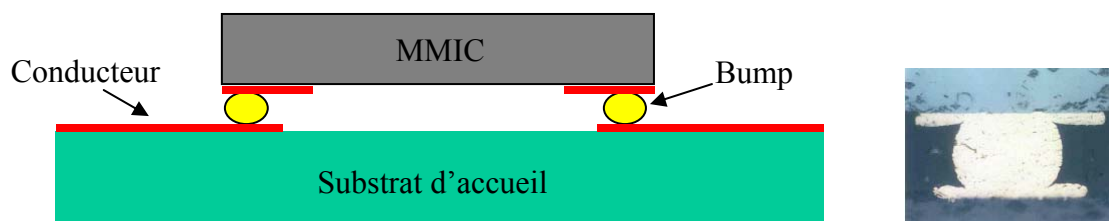


Figure 20 : Principe de connexion Flip-Chip et vue de coupe d'un bump Thermo-compressé

Chapitre I

Cette technique est très attractive car elle permet de diminuer considérablement la valeur de la self série parasite au niveau de la connexion entre la puce et les lignes de propagation du substrat d'accueil. La valeur de cette self est un facteur très important car c'est elle qui fixe en partie les limites d'utilisation aux hautes fréquences. Actuellement, beaucoup de personnes considèrent le Flip-Chip comme la solution la plus intéressante lors de la conception de modules aux fréquences millimétriques, elle permet d'obtenir une très bonne transmission jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100GHz [20]. Cette technique permet d'obtenir un bon niveau d'intégration avec des longueurs de connexions réduites et très important, elle peut être utilisée sur des lignes d'assemblages automatiques pour reports CMS (Composants montés en surface). Elle est donc compatible avec la conception de modules faibles coûts.

Il existe cependant quelques contreparties. Une fois assemblée, la face active de la puce n'est plus accessible et ceci limite ensuite les possibilités de tests ou d'inspections. De plus, c'est un procédé qui est plus adapté aux lignes de transmissions de types coplanaires qui sont généralement moins utilisées que les lignes de transmissions de type microruban. De nouvelles solutions sont à l'étude et **nous présenterons au cours de ce mémoire l'étude d'une transition pouvant être une alternative au procédé Flip-Chip.**

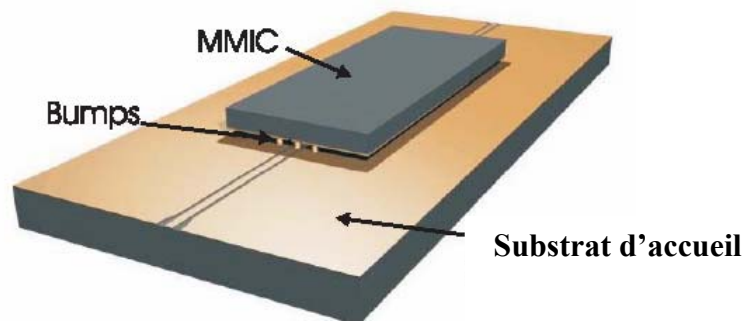


Figure I-21 : Représentation en 3D d'un montage Flip-Chip sur ligne coplanaire

Nous avons vu au cours de ce paragraphe une présentation non exhaustive des différents procédés de réalisation de modules hyperfréquences. Nous allons maintenant présenter comment choisir une technologie adaptée, à la structure que l'on souhaite à développer.

I-2-5 Choix des filières technologiques

Le choix de la filière est souvent difficile et il est impossible de décrire en seulement quelques lignes l'infinité des situations qui peuvent être rencontrées. Nous allons simplement essayer de sensibiliser le lecteur à quelques contraintes. Chaque filière technologique présente des avantages et des inconvénients, en terme de coûts, de performances, de dimensionnement, ect. .

Quoi qu'il en soit, l'objectif est toujours d'obtenir le niveau de performances désiré, au meilleur coût. Cependant, celui-ci est toujours lié au volume de production et chaque filière technologique est plus ou moins intéressante en fonction des quantités à produire.

Le choix revient toujours à un compromis entre le prix de revient et le cahier des charges, en terme de performances électriques, de dimensions, de poids (particulièrement dans le cas des systèmes embarqués). Il faut également tenir compte des contraintes thermiques (pour les systèmes de fortes puissances) et donc de la compatibilité des différents matériaux en fonction de leur coefficient de dilatation. Ou encore de l'environnement extérieur et des diverses agressions que doit subir le dispositif.

Nous présentons dans le tableau de la Figure I-22, des résultats comparatifs entre plusieurs filières, en fonction des principales contraintes que nous venons d'exposer. Les chiffres ne sont peut être pas très récent, mais il donne tout de même un bon ordre d'idée.

	MCM-L type BGA	MCM-C type LTCC	MCM-D couches minces
Dimensions	240%	120%	100%
Performances	76%	98%	100%
Coût	59%	42%	100%

*Figure I-22 : Tableau comparatif des diverses technologies
(Source MCM conférence, avril 1997, Denver CO)*

A la lecture de ce tableau, nous pouvons remarquer que les procédés de fabrication faisant appel à des méthodes de dépôts, permettent d'obtenir des systèmes avec des précisions de réalisation plus importantes et donc de meilleures performances. En contrepartie les MCM-D sont plus onéreux.

Chapitre I

Nous pouvons également comprendre pourquoi les MCM-C et plus particulièrement les structures LTCC sont de plus en plus utilisés, puisqu'elles permettent d'obtenir des performances comparables au MCM-D pour un coût de production nettement avantageux.

En prenant en considération tous ces problèmes, l'industrie évolue actuellement vers des concepts permettant de réaliser des systèmes en composants CMS (circuit monté en surface). Ceci dans le but de faire de la production de masse faible coût en utilisant des lignes d'assemblages entièrement automatique.

I-2-6 Evolution des produits vers des boîtiers simple puce pour report CMS :

L'objectif est maintenant de réduire les coûts de production et à ce sujet, nous avons vu dans le paragraphe "I.2-1" que la partie packaging des systèmes tient une place importante dans le prix global d'un produit. C'est en partant de ce constat que les industriels ont décidé d'orienter les recherches sur ce point critique et de développer de nouvelles solutions.

Dans le cas des systèmes basse-fréquence, il existe des composants pouvant remplir des fonctions assez complexes, conçu pour être montés en surface (CMS) d'un substrat PCB faible coût, à l'aide de machines entièrement automatisées [9]. Cette technique permet d'augmenter les rendements et également de diminuer les rejets, puisqu'il est possible de tester un à un chaque composant avant assemblage.

Cette approche est également en train de se généraliser à la production de modules hyperfréquences, nous pouvons d'ores et déjà trouver dans le commerce des composants actifs reportable en technologie CMS pour des applications allant jusqu'à 30GHz, comme des mélangeurs ou des amplificateurs faible bruit [21],[22]. Les fournisseurs, tel que la société UMS, font actuellement beaucoup de recherche pour pouvoir proposer une gamme complète d'amplificateurs, de multiplieurs, ect., sur une large bande de fréquences pouvant être assemblés sur des lignes automatiques de montage CMS.

Chapitre I

Ces composants se présentent souvent sous la forme de boîtiers de type BGA (Ball Grid Array), à l'intérieur desquels les composants sont renfermés hermétiquement. La dénotation BGA fait référence aux plots de soudures présents sous le boîtier. Ceux-ci permettent de connecter les lignes d'accès radio-fréquences, de polarisations ou bien de masse, sur le support PCB. Les boîtiers sont réalisées en utilisant les mêmes procédés de fabrication que nous avons exposés en présentant les modules multi-chips. Nous présentons sur la Figure I-23, le schéma de principe d'une puce muni d'un boîtier de boîtier BGA, et sur la Figure I-24 une image représentant les faces arrières de boîtiers allant jusqu'à des fréquences millimétriques, commercialisés par la société Hittite.

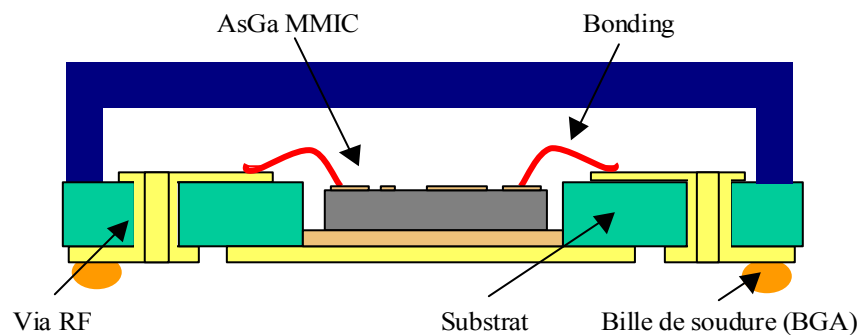


Figure I-23 : Principe d'un boîtier BGA utilisé pour reporter des circuits en technologie CMS

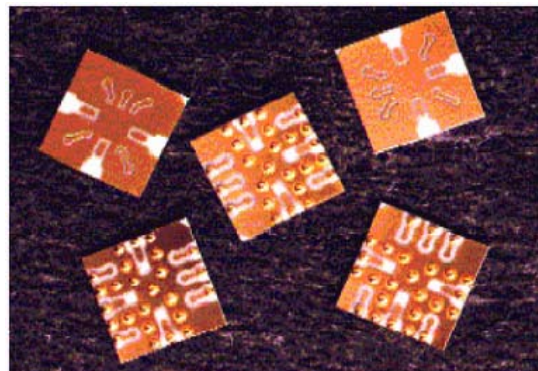


Figure I-24 : Exemple de boîtiers de type BGA [22]

Il existe également des boîtiers nommés LGA (Land Grid Array). Ceux-ci sont conçus sur le même principe que les boîtiers précédents, mais dans ce cas les billes de soudure aux niveaux des accès sont remplacées par des pads. Ce principe permet de réduire l'épaisseur de soudure lorsque le composant est reporté sur son support PCB et donc d'améliorer les performances électriques car les

Chapitre I

longueurs des interconnexions sont alors réduites. Cette famille de composant se décline en plusieurs sous-familles en fonction des matériaux qui sont utilisés lors de la fabrication. Dans le domaine des ondes millimétriques, les CLGA (Boîtier LGA Céramique) permettent d'obtenir de bonnes performances, de plus leurs caractéristiques thermiques intéressantes les rendent particulièrement adaptés pour renfermer des composants de puissance. A titre d'exemple, nous présentons sur la Figure I-25 un amplificateur faible bruit dans son boîtier LGA reportable en technologie CMS, commercialisé par la société UMS.

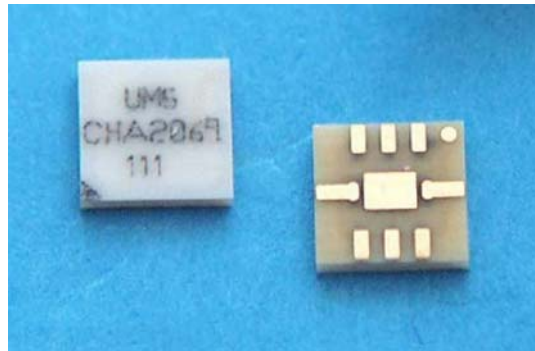


Figure I-22

Figure I-25 : Amplificateur faible bruit dans un boîtier LGA réalisé par UMS [21]

Pour réaliser des systèmes hyperfréquences faible coût en technologie CMS, il faut que tous les composants nécessaires à la conception soient disponibles dans cette technologie. Intéressons nous par exemple aux filtres passifs hyperfréquences qui ne dérogent pas à cette règle. Ainsi nous pouvons trouver dans la littérature de plus en plus de solutions.

Pour concevoir des filtres reportables en technologie CMS, le procédé LTCC laisse au concepteur une grande flexibilité au niveau des structures. Ce procédé peut présenter une solution technologique très intéressante au cours des prochaines années [23]. Nous pouvons également citer des solutions qui ont été développées en micro-usinage Silicium [24],[25].

Afin d'illustrer nos propos, nous présentons sur la Figure I-26, une vue de coupe d'un filtre à résonateur microruban réalisées sur une membrane. Ce filtre est entièrement blindé en assemblant plusieurs couches de Silicium micro-usiné et on peut distinguer deux accès coplanaires qui servent à

Chapitre I

acheminer le signal jusqu'à la fente d'excitation. Tout l'ensemble peut ensuite être reporté sur un substrat d'accueil par un procédé Flip-Chip classique.

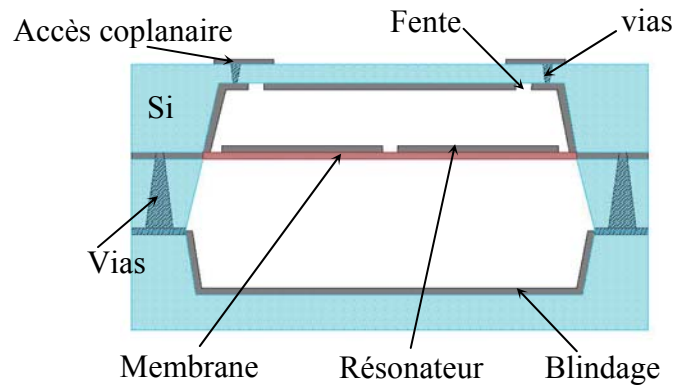


Figure I-23

Figure I-26 : Topologie d'un filtre sur membrane reportable, en technologie Silicium micro-usiné, [24]

Nous pouvons également citer une solution très innovante en cavités couplées [26],[27] fabriqué à base de plastic moulé, présentée sur la Figure I-27.

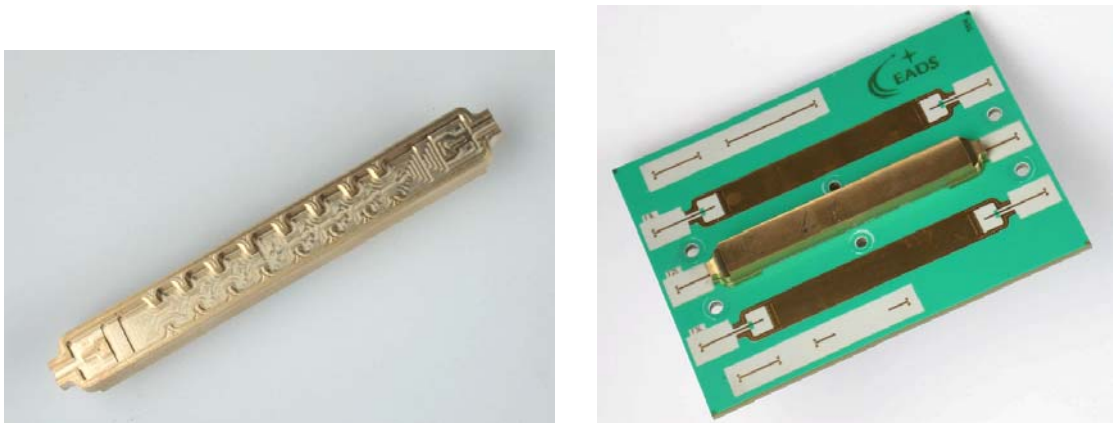


Figure I-27 : Filtre en guides d'ondes en technologie CMS réalisé par EADS,[27]

Pour conclure, l'objectif des industriels serait d'aboutir à une gamme complète de composants CMS qui soient compatibles entre eux, de façon à pouvoir réaliser des dispositifs en "imbriquant" simplement chaque partie, à l'image d'un puzzle. Ce concept est quelquefois nommé « Box-of-bricks ».

Chapitre I

Au cours de ce paragraphe, nous nous sommes intéressés à l'évolution des techniques de réalisation des modules hyperfréquences. Il apparaît que la réalisation des ces modules devient de plus en plus complexe et qu'elle évolue ces dernières années vers des topologies d'intégrations en trois dimensions. De plus, pour pouvoir suivre le marché les industriels sont obligés de limiter significativement les temps de conception des systèmes, afin notamment de réduire les délais de mise à disposition sur le marché et les coûts. Une conception maîtrisée est alors indispensable et nécessite la mise au point de nouveaux outils de CAO adaptés à ces évolutions.

I-3 INTEGRATION DE L'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE DANS LES PHASES DE CONCEPTIONS

I-3-1 Introduction

L'augmentation des besoins en termes de débits d'informations implique un fonctionnement des circuits hyperfréquences à des fréquences élevées. Cette tendance va de paire avec une réduction des dispositifs microondes et le packaging est devenu un point critique dans la conception des dispositifs de télécommunication modernes.

En effet les dimensions des systèmes sont maintenant du même ordre de grandeur que la longueur d'onde des fréquences d'utilisation, par conséquent des modes de résonances électromagnétiques sont susceptibles d'être excités dans les modules et d'engendrer des dysfonctionnements du système complet. Ainsi pour s'assurer qu'il n'existe pas de modes parasites dans la bande de fréquences d'utilisation, mais également pour optimiser les transferts de puissance au niveau de l'interconnexion entre deux circuits, il est nécessaire de réaliser une étude électromagnétique complète des dispositifs.

L'utilisation de logiciels d'électromagnétisme basés sur la résolution des équations de Maxwell peut permettre de faciliter la conception et également de limiter le temps nécessaire pour développer un système hyperfréquence. Les méthodes numériques d'analyse électromagnétique sont maintenant un outil incontournable pour obtenir une caractérisation précise et rigoureuse des phénomènes électromagnétiques engendrés au sein des modules. Ces logiciels ont beaucoup évolué au cours des dernières années et il faut également noter que sans l'amélioration considérable des moyens informatiques durant la dernière décennie, l'usage de ces méthodes numériques très gourmandes en temps de calculs et en espace mémoire, serait inconcevable.

Plusieurs méthodes d'analyse numérique permettant d'étudier les structures microondes passives ont été développées. Chaque méthode présente des avantages et des inconvénients. Parmi

Chapitre I

les méthodes les plus répandues, on trouve la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain), la méthode des moments et la méthode des éléments finis.

Nous allons maintenant présenter succinctement le principe de ces méthodes, puis nous décrirons plus particulièrement le logiciel d'analyse électromagnétique EMXD basé sur la méthode des éléments finis, développé par M. AUBOURG au sein de l'IRCOM, que nous avons utilisé au cours de ce travail de thèse.

I-3-2 Les principales méthodes d'analyse électromagnétique

I-3-2.a Méthode des moments (MoM)

Cette méthode s'applique aux systèmes planaires ou quasi-planaires [28], elle est alors considérée comme une méthode $2D^{1/2}$. La méthode des moments est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell sur un modèle électromagnétique de la structure étudiée. Seuls les conducteurs métalliques présents sur les différentes couches sont discrétisés par des éléments rectangulaires, ensuite, l'analyse prend en considération la hauteur des différents diélectriques mais ceux-ci doivent obligatoirement être homogènes dans les deux autres directions.

L'analyse s'appuie sur le calcul de la distribution de courant évaluée sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels. Elle permet d'obtenir les paramètres [S] du dispositif par la méthode de Galerkin qui consiste à résoudre les équations intégrales dérivées des équations de Maxwell.

Les logiciels commerciaux basés sur cette méthode, tel que "Momentum" ou "Sonnet", sont donc particulièrement bien adaptés à l'étude des circuits planaires. Ils effectuent l'analyse de structures multicouches composées de diélectriques isotropes avec ou sans pertes et de conducteurs qui peuvent être soit considérés comme parfaits ou avec des pertes. Notons que les dispositifs étudiés peuvent également être blindés.

Chapitre I

I-3-2.b Méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell appliquées à l'étude de structures volumiques. La résolution numérique nécessite alors une discrétisation spatio-temporelle de l'espace d'étude et celui-ci est donc discrétisé en cellules élémentaires, généralement parallélépipédiques. Les champs électriques et magnétiques y sont évalués à des instants différents. Cette méthode permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique à partir des distributions spatiales des champs tous les Δt . Puis une transformée de Fourier est ensuite appliquée à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système.

En fonction du nombre de cellules utilisées pour discrétiser la structure, le système d'équations à résoudre peut être très complexe et demander d'importantes ressources informatiques en termes d'occupations mémoires et de temps de calculs. Cependant l'avantage de cette approche réside dans le fait qu'il n'y a pas de matrice à inverser et ainsi le temps de calculs croît de façon linéaire en fonction du nombre d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis).

Cette méthode permet l'étude des structures volumiques difformes, elle est donc d'une grande généralité. Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents. Cependant, des méthodes spécifiques à l'analyse de tels dispositifs ont été développés ces dernières années [29].

I-3-2.c Méthode des éléments finis

Cette méthode s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques. Elle est basée sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage utilisant des tétraèdres (3D) ou des triangles (2D) qui ne sont pas forcément uniformes. Le modèle est composé d'un nombre fini de milieux homogènes par morceaux, linéaires, isotropes ou anisotropes et avec ou sans pertes. Ces milieux sont caractérisés par leur permittivité ϵ_r , leur perméabilité μ_r ou éventuellement leur conductivité σ . Ces grandeurs peuvent être réelles, complexes et/ou tensorielles.

Chapitre I

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

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

Une fois que le système d'équations algébrique qui décrit le problème est obtenu, il peut être résolu de deux façons différentes : en "oscillations libres" ou résolution en "oscillations forcées". La résolution en "oscillations libres" permet de calculer, en absence d'excitations, les résonances propres de la structure étudiée, ainsi que la distribution spatiale des champs E et H. Avec la résolution en "oscillations forcées", les accès du dispositif doivent être considérés, elle permet de déterminer les paramètres [S] généralisés dans les différents accès pour une fréquence de fonctionnement donnée.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, confère au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet l'étude de structures géométriques complexes et elle est donc parfaitement adaptée pour traiter les problèmes d'interconnexions lors de la conception des modules hyperfréquences. Par contre, elle nécessite de gros moyens informatiques pour l'étude de structure complexes.

Au cours de ce travail de thèse, nous serons amené à utiliser le logiciel EMXD basé sur la méthode des éléments finis, qui est développé au sein de l'IRCOM et, pour simplifier la lecture de ce document, nous allons maintenant présenter les principales possibilités que nous offre ce logiciel.

I-3-3 Caractéristiques principales du logiciel EMXD

Comme il a été expliqué précédemment, la méthode des éléments finis dans le domaine fréquentiel répond à nos besoins pour caractériser des systèmes d'interconnexions complexes. Le logiciel que nous avons à notre disposition, basée sur cette méthode s'appelle "EMXD", il a été développé au sein de l'IRCOM par Michel Aubourg [30] [31].

Ce logiciel permet donc d'effectuer l'analyse électromagnétique dans le domaine fréquentiel, de structures dont la géométrie est définie par un maillage. La création du maillage est extérieure à EMXD ; il doit être représenté sous la forme d'une structure de données de type "NOPO" de la bibliothèque "MODULEF". Pour notre part, ce maillage est réalisé avec le logiciel commercial "FLUXHYPER". Nous présentons Figure I-28, une structure simple composée d'un substrat et d'une ligne microruban et le maillage associé, nous utiliserons cette structure tout au long de cette partie pour illustrer nos explications.

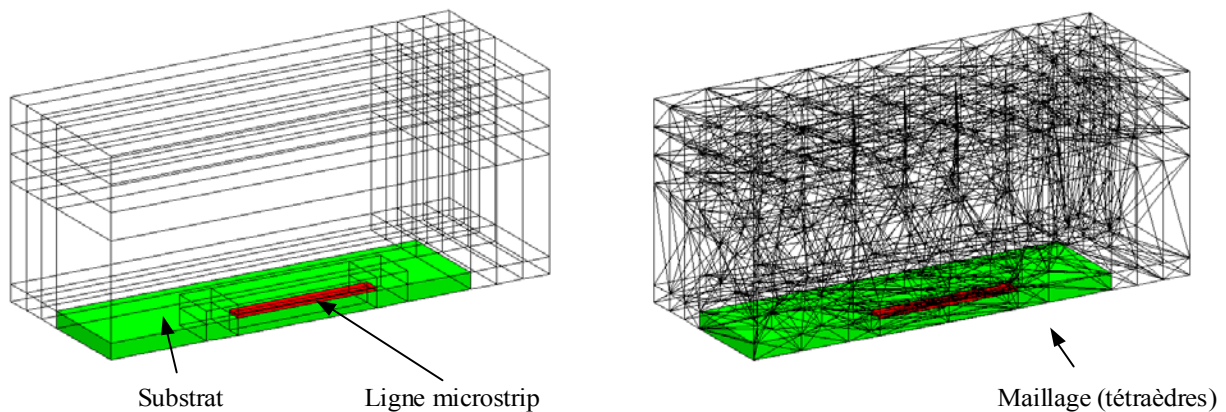


Figure I-28 : Exemple de structure et son maillage associé

Les conditions sur la frontière peuvent être de type mur électrique (CCE) ou magnétique (CCM), impédance de surface (tensorielle), couche absorbante, condition de frontière transparente, plan de section droite de guide ou ligne de propagation.

Chapitre I

I-3-3.a Description des milieux

Les structures étudiées par la méthode des éléments finis (MEF) sont constituées de milieux homogènes par morceaux. Les matériaux diélectriques sont définis par leur permittivité, elle sera réelle dans le cas de milieu sans pertes, complexe pour les milieux définis avec des pertes ou encore tensorielle dans le cas des milieux anisotropes. La permittivité est donc définie comme suit :

$$\varepsilon = \varepsilon' - j.\varepsilon''$$

Avec pour tangente de pertes :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

Au niveau des milieux conducteurs, il est possible de considérer les pertes métalliques en imposant sur la surface du conducteur une conductivité " σ ". De plus, lorsque l'épaisseur de peau n'est pas négligeable, les volumes métalliques peuvent être maillés.

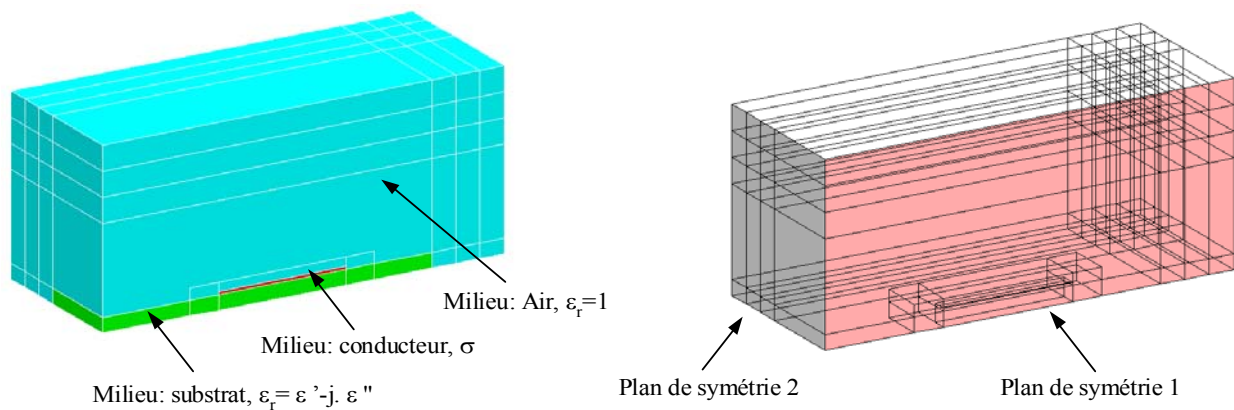


Figure I-29 : Description des différents milieux et des plans de symétrie

Comme nous l'avons déjà expliqué, la MEF est une méthode qui nécessite de grosses ressources informatiques, c'est pourquoi il est conseillé d'utiliser les symétries présentes dans la structure, pour limiter le volume d'étude puisque les symétries géométriques sont également des

Chapitre I

symétries modales. Nous présentons Figure I-29, les différents milieux et les symétries présentes sur notre exemple.

I-3-3.b Description des contraintes surfaciques

Pour compléter le modèle électromagnétique, il faut également définir les contraintes surfaciques. Avec la MEF, le volume d'étude doit obligatoirement être clos et celui-ci est généralement limité par un blindage ou plus précisément une contrainte CCE (Court-circuit électrique). Nous présentons sur la Figure I-30, les différentes contraintes surfaciques associées à notre exemple.

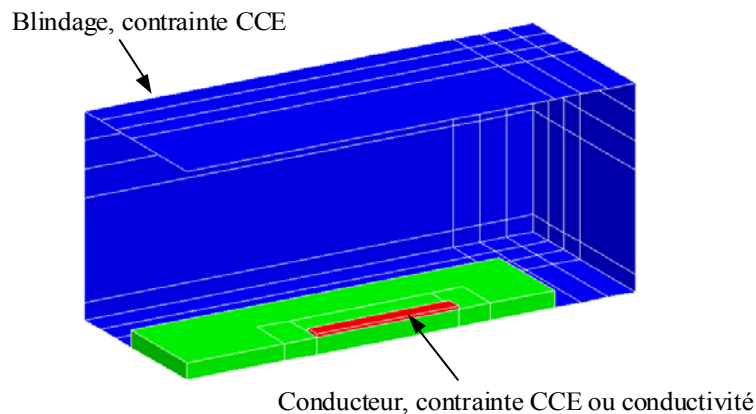


Figure I-30 : Description des contraintes surfaciques

Le blindage engendre obligatoirement des phénomènes parasites sur la réponse de la structure d'étude au-delà d'une certaine fréquence; ces phénomènes de types modes de cavité sont parfaitement prévisibles et ne limitent pas la caractérisation du dispositif. Toutefois, pour éviter ces problèmes, il existe également la possibilité d'ajouter des couches ou des surfaces absorbantes (PML ou CLA), mais en contrepartie les ressources informatiques nécessaires seront plus importantes et les temps de simulations plus longs.

Sinon, les autres contraintes surfaciques à notre disposition sont les contraintes de CCM (Court-circuit magnétique) et les impédances de surfaces.

Chapitre I

I-3-3.c Simulation en espace libre, description des couches PML

Dans notre cas, pour éviter les problèmes liés au blindage du volume d'étude, il est possible d'effectuer des simulations en espace libre.

Les différentes méthodes de simulation de l'espace libre peuvent se classer en deux catégories :

- **Surfacique** : Dans ce cas, l'espace libre est tronqué par une surface sur laquelle on impose une condition de rayonnement. La méthode implantée dans EMXD est appelée "méthode des conditions aux limites absorbantes" (CLA), issue de la formulation introduite par Bayliss et Turkel [32].
- **Volumique** : Plusieurs couches sont positionnées autour des sources et leur rôle est d'absorber les ondes sortantes. Dans ce cas, il s'agit de la "méthode des couches parfaitement adaptées en impédance" (PML) introduite par J.P. Bérenger [33].

Le principe des CLA consiste à approximer au niveau de la surface les conditions de rayonnement à l'infini [32]. Cependant cette méthode nécessite que les sources ou le dispositif étudié soient suffisamment éloignés ($>\lambda/3$) pour ne pas que les ondes soient réfléchies. Dans le cas de la méthode des CLA de type B-T (Bayliss et Turkel) présente dans EMXD, il faut également que cette surface absorbante soit sphérique et ce principe d'étude conduit à des maillages qui deviennent très volumineux.

Les couches absorbantes de type PML sont beaucoup plus précises et contrairement aux CLA, elles permettent d'absorber les ondes pour tous les angles d'incidence. Les couches PML peuvent donc être placées très près des sources rayonnantes sans entraîner de réflexions parasites.

Dans le cas des couches PML, le milieu absorbant est donc disposé tout autour des sources comme nous le présentons Figure I-31, sur notre exemple.

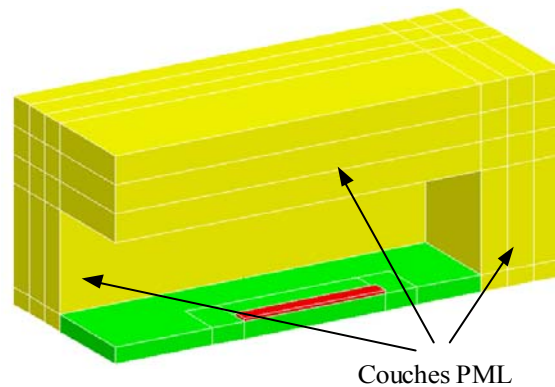


Figure I-31 : Description des couches PML permettant de simuler l'espace libre

Dans cette structure, l'air est caractérisé par sa permittivité ϵ_r et sa perméabilité μ_r , les couches PML, sont caractérisées par des conductivités électriques et magnétiques σ_e et σ_m , et des permittivité et perméabilité complexes notées respectivement ϵ et μ . A partir des équations de Maxwell, l'impédance d'un milieu se détermine selon:

$$Z_M = \sqrt{\frac{jK_0\mu + \sigma_m}{jK_0\epsilon + \sigma_e}}$$

Le principe simplifié des PML repose sur l'adaptation d'impédance entre le milieu d'air et la couche absorbante. Les différents paramètres de cette couche sont donc soigneusement choisis pour avoir l'adaptation : $Z_m = Z_{\text{air}}$, où Z_{air} est l'impédance d'onde du milieu (ϵ_r, μ_r), égale à $\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$.

Les couches PML sont des milieux anisotropes de permittivité et perméabilité complexes dont les caractéristiques doivent être différentes suivant le sens de propagation des ondes qu'elles doivent absorber. En d'autres termes, les couches ont des tenseurs différents suivant leurs positions par rapport à la source rayonnante, comme nous l'avons illustré sur la Figure I-32.

Des informations plus précises à propos des couches PML qui ont été développées dans le logiciel EMXD, sont présentes dans la thèse de B. CHATRY [34].

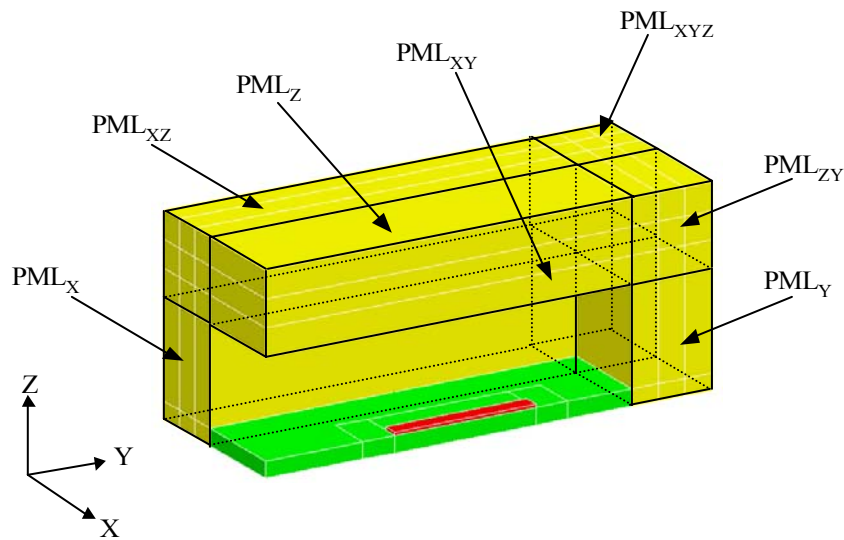


Figure I-32 : Les couches PML ont des caractéristiques anisotropes différentes suivant leur emplacement par rapport à la source rayonnante

Nous avons présenté les principales caractéristiques du logiciel EMXD qui permettent de décrire le modèle électromagnétique d'une structure. Nous avons déjà précisé dans la partie "I-3-2.c", les deux types de calculs qu'il est possible de réaliser avec ce logiciel; un calcul en oscillations libres pour déterminer les résonances propres du dispositif ou bien un calcul en oscillations forcés pour déterminer les paramètres [S] généralisés. Dans le cas d'un calcul en oscillation forcé il va être nécessaire de déclarer des excitations et nous allons maintenant présenter les deux types d'accès que nous pouvons utiliser.

I-3-3.d Description des accès (accès distribués, accès localisés)

Deux types d'accès sont disponibles dans le logiciel EMXD, les accès distribués et les accès localisés. Ces deux types d'accès sont très différents et il est préférable de connaître leur principe de fonctionnement pour éviter d'effectuer des erreurs dans les simulations.

- Principe des accès distribués :

Ces accès sont obligatoirement situés à la périphérie de la structure, plus précisément ils sont placés dans un plan perpendiculaire à l'axe de propagation du mode utilisé pour exciter le dispositif. Ce type d'accès permet d'imposer une répartition de courant surfacique qui conduit à l'excitation de la

Chapitre I

structure. Pour déterminer cette répartition, le logiciel EMXD réalise une décomposition modale par un calcul élément finis en deux dimensions. Ce calcul permet d'obtenir les composantes tangentielles du champ électromagnétique des modes propagatifs ou évanescents sur la surface de l'accès. L'utilisateur peut sélectionner le nombre de modes qu'il souhaite prendre en compte dans la simulation, généralement tous les modes propagatifs et éventuellement quelques modes évanescents pour augmenter la précision des résultats. Nous présentons en exemple Figure I-33, la répartition du champ électromagnétique obtenu sur l'accès distribué d'une ligne microruban et d'une ligne coplanaire avec plan de masse. Dans les deux cas, nous visualisons les isovaleurs du champ électrique pour le mode propagatif quasi-TEM (Transverse électromagnétique) de ces deux lignes.

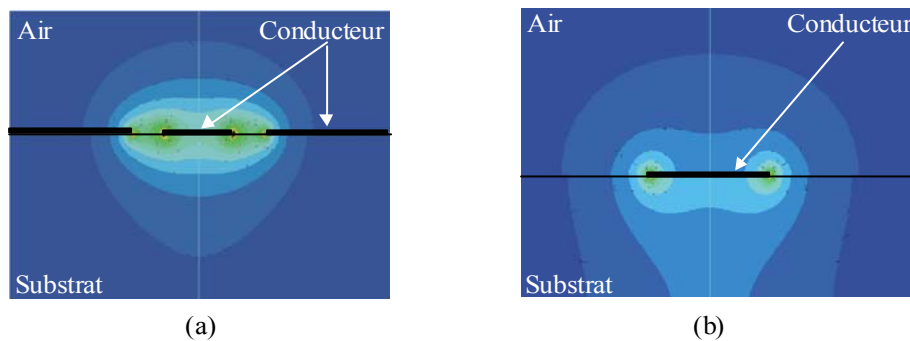


Figure I-33 : Répartition du champ électrique dans un accès distribué de type coplanaire (a) et microruban (b)

- Principe des accès localisés :

Contrairement à un accès distribué, l'accès localisé peut être placé à l'intérieur du maillage [35]-[38],[16]. Le support de cet accès est linéique, il peut être constitué d'une ou plusieurs arrêtes successives qui sont déclarées sur les tétraèdres qui composent le maillage. Ce type d'accès est principalement utilisé pour réaliser la connexion d'un système étudié par la MEF avec un circuit extérieur ; par exemple pour considérer un MMIC dans son environnement, interconnexions, boîtier, etc. L'élément localisé représente la section droite d'une ligne bifilaire parcourue par un courant I_ℓ et possédant une différence de potentiel V_ℓ à ses bornes. Ces quantités électriques sont caractérisées par :

Chapitre I

$$\begin{cases} \mathbf{I}_\ell = (\mathbf{a}_\ell - \mathbf{b}_\ell)\mathbf{I}_{0\ell} \\ \mathbf{V}_\ell = (\mathbf{a}_\ell + \mathbf{b}_\ell)\mathbf{V}_{0\ell} \end{cases}$$

Les courant et tension de référence $\mathbf{I}_{0\ell}$ et $\mathbf{V}_{0\ell}$ vérifient les équations de normalisations :

$$\begin{cases} V_{0\ell} = R_0 I_{0\ell} & \text{avec } R_0 \text{ fixé (généralement : } R_0 = 50 \Omega) \\ \frac{1}{2} V_{0\ell} I_{0\ell} = 1 \end{cases}$$

Dans ce cas, aucune décomposition modale n'est nécessaire. Le courant qui parcourt l'accès localisé permet d'exciter automatiquement le mode quasi-TEM de la ligne de propagation et également tous les modes évanescents compatibles.

Notons que ce type d'accès n'est pas compatible pour exciter les structures en guide d'ondes et que cette approche statique n'a de signification physique aux fréquences microondes, seulement si la longueur de l'accès linéique reste faible devant la longueur d'onde de travail.

Tout au long de ce mémoire nous serons amenés à utiliser, lorsque cela sera nécessaire, le logiciel EMXD. Dans cette partie nous avons uniquement développé les caractéristiques du logiciel que nous utiliserons, mais celui-ci offre également d'autres possibilités dont nous n'aurons pas l'usage :

- La segmentation [36] ou les accès numériques [35] qui permettent l'étude de structures complexes en subdivisant le volume d'étude.
- la paramétrisation en fréquence qui permet de déduire par une approximation de Padé, les résultats de simulation sur une bande de fréquences, en ne réalisant qu'un seul calcul complet par la MEF au centre de la bande [38].
- la simulation thermique [36], la paramétrisation géométrique et bientôt le gradient topologique.

Comme nous avons pu le constater ce type de logiciel basé sur la méthode des éléments finis est tout à fait adapté pour l'étude packaging des modules hyperfréquences.

Chapitre I

I-4 C I

Ce chapitre nous a permis de donner une idée générale au niveau de l'évolution des méthodes de packaging hyperfréquences.

Nous avons également essayé de sensibiliser le lecteur aux contraintes industrielles liées aux développements de nouvelles filières technologiques pour réduire les coûts de productions des modules hyperfréquences.

Dans ce contexte, l'analyse électromagnétique complète des dispositifs passifs dans la conception des systèmes hyperfréquences trouve tout son sens.

Les méthodes d'analyse numériques sont devenues incontournables, elles permettent d'améliorer les performances, de diminuer les temps de conception, de limiter les risques de dysfonctionnement lors des réalisations et elles contribuent ainsi à réduire le coût de revient des systèmes de télécommunications.

Les travaux qui sont présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre de ce sujet, plusieurs sous-ensembles passifs ont été étudiés et permettent de rendre une vision générale sur l'intégration de l'analyse électromagnétique dans la phase de conception.

REFERENCES

Chapitre I

REFERENCES CHAPITRE I

- [1] **D. M. POZAR**
"Microwave engineering"
Addison-Wesley series in electrical and computer engineering
- [2] **P. CHEVALIER**
"Conception et réalisation de transistors à effet de champs de la filière AlInAs/GalnAs sur substrat InP. Application à l'amplification faible bruit en ondes millimétriques"
Thèse de doctorat de l'école polytechnique universitaire de Lille – 1998
<http://www.eudil.fr/eudil/tec35/perso/pascal/these.html>
- [3] **M. CAMIADE**
"Application des microondes dans le domaine automobile"
JNM, VIII^{èmes} journées nationales microondes, session invité, Lille – Mai 2003
- [4] http://www.serialwireless.net/article.php3?id_article=40
- [5] **Z. BOUREDJI**
"Le WiFi : réseau local sans fil "
CERIG/EFPG – mai 2003
<http://cerig.efpg.inpg.fr/note/2003/>
- [6] *"LMDS overview "*
<http://wcai.com/lmds.html>
- [7] **J.L. ISSLER, J.GODET**
"GALILEO: Quelles retombées pour l'Europe"
JNM 2003-Session invité-Lille
- [8] **INTARSIA CORPORATION**
"Market overview"
<http://www.d2m.com/intarsiaweb/pressctr/pressctr.html>
- [9] **K. BEILENHOF, P. QUENTIN, S. TRANCHANT, O. VAUDESCAL, ...**
"Full 26GHz MMIC chipset for telecom applications in SMD-type packages"
IEEE EuMC – Octobre 2002
- [10] **K. BEILENHOF, M.L. JOYEUX-SALIN, D. PONS, H. DAEMBKES**
"Full MMIC chip sets for microwave and MM-wave applications in SMD-Type Packages"
IEEE MTT-S, Workshop WSB - Juin 2002

Chapitre I

- [11] **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 - Décembre 2002
- [12] **J.-R. BOIS, T. LEMOINE**
"Advanced Packaging Solutions for mmw MMIC Carriers"
IEEE MTT-S, Workshop WSB - Juin 2002
- [13] **K. BEILENHOF, B. ADELSECK, M. OPPERMAN, P. QUENTIN, M. CAMIADE, H. DAEMBKES**
"Advanced MMIC design for significant reduction of RF module cost"
IEEE EuMC – Octobre 2001
- [14] **R. R. TUMMALA**
"SOC+SOP: Commercial systems beyond 2007"
CPMT chapter Meeting, Phoenix – Novembre 2007
- [15] **M. OPPERMAN**
"Novel module architectures up to 50GHz-SMT and RF-Boards"
10th Workshop μ TP (Mikrotechnische Produktion), Allemagne – Novembre 2002
<http://www.taconic-add.com/en/pdf/technicalarticles--prokosmos.pdf>
- [16] **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
- [17] **T. GLEDITSH, H. KRISITANSEN, D. AUSEN**
"Guide line packaging" chapitre F
The Nordic electronic packaging guideline multichip module chapter
<http://extra.ivf.se/nagl/>
- [18] **M. OPPERMAN**
"RF radio links and LMDS communication- module technology, status and trends"
Advancing Microelectronics, Vol. 28, n° 6 - Novembre/Décembre 2003
<http://www.imaps.org/>
- [19] **W. PINGANAUD**
"Contribution au développement du détecteur au silicium à micropistes de l'expérience STAR au RHIC"
Thèse de doctorat de l'Université de Nantes, discipline physique – Octobre 2000
http://star.in2p3.fr/STAR_documents/Theses/Pinganaud/T.html

Chapitre I

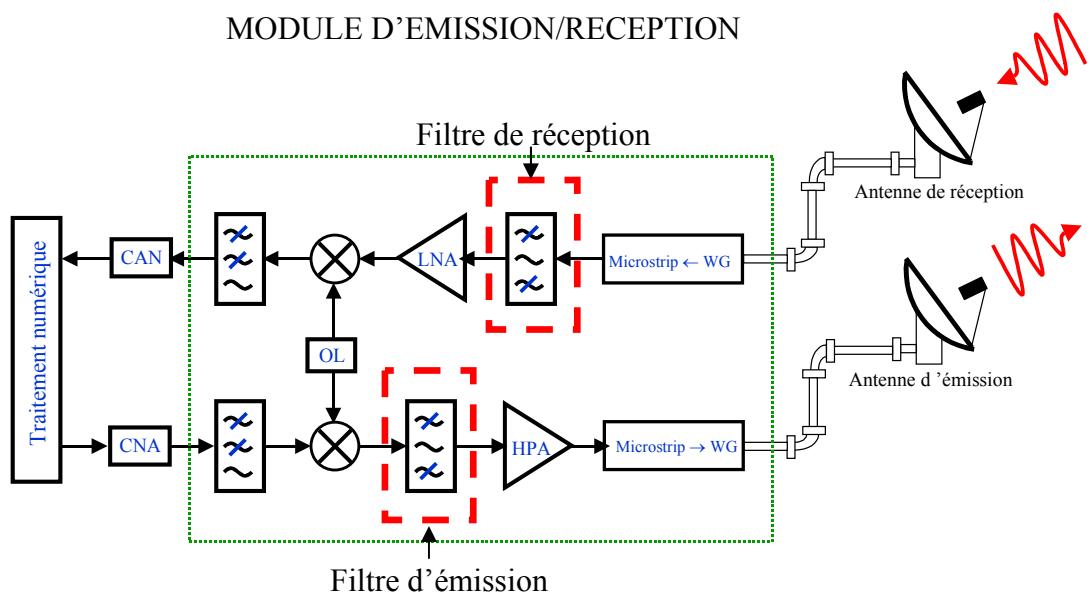
- [20] **W. HEINRICH, A. JENTZSCH, A. KILK, F. J. SCHMÜCHLE**
"Chip-Scale Packaging for MM-Waves using Flip-Chip and Hot-Via concepts"
IEEE MTT-S, Workshop WSB - Juin 2002
- [21] <http://www.ums-gaas.com/>
- [22] <http://www.hittite.com/>
- [23] **E. PICARD, V. MADRANGEAS, D. CROS, P.D. BOIVIN**
"LTCC transition and embedded bandpass filter for LMDS applications"
IEEE EuMC - Octobre 2004
- [24] **M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS, O. VENDIER, J. CAZAUX**
"A surface mountable membrane supported filter"
IEEE Microwave and Wireless components letters, Vol. 13, n°10 – Décembre 2003
- [25] **P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILARGEAT, P. BLONDY, ...**
"Compact quasi planar silicon bandpass filters based on metallic periodic structure for Q and V band applications"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 1458-1462 – Juin 2004
- [26] **T.J. MÜELLER**
"SMD-type 42GHz waveguide filter"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 1089-1092 – Juin 2003
- [27] **T. J. MÜLLER, W. GRABHERR, B. ADELSECK**
"Surface-mountable metalized plastic waveguide filter suitable for high volume production"
IEEE EuMC, pp. 1255-1258 – Octobre 2003
- [28] **M. SIMEONI**
"Conception, réalisation et test de nouvelles topologies de résonateurs et filtres microondes"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°18-2002 - Mai 2002
- [29] **M. OKONIEWSKI, E. OKONIEWSKA, M.A. STUCHLY**
"Three-dimensional subgridding algorithm for FDTD"
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, n°3 - Mars 1997
- [30] **M. AUBOURG**
"Méthodes des éléments finis appliquée à des problèmes de propagation d'onde électromagnétique guidée"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - Juillet 1985

Chapitre I

- [31] **M. AUBOURG**
"Manuel EMXD"
- [32] **S. FARGEOT**
" Etude d'un résonateur diélectrique cylindrique antenne. Application à la caractérisation des matériaux"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges - 1999
- [33] **J.-P. BERENGER**
"An efficient PML for the absorption of evanescent waves in waveguides"
IEEE Microwave and guided wave letters 8.5, pp. 188-190 – Mai 1998
- [34] **B. CHATRY**
" Contribution à l'évaluation d'agression électromagnétique. Methodologie basée sur l'utilisation des éléments finis et des couches PML"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges - 1998
- [35] **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 - Juillet 2002
- [36] **B. THON**
" Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d'encapsulation - Application à la conception de modules optoélectroniques à 40Gbit/s"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - Juin 2003
- [37] **E. LARIQUE**
"Développement d'une approche hybride couplant des simulateurs électromagnétiques et circuit pour la modélisation de composants microondes actifs"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges - 2000
- [38] **E. BYK**
"Méthodes d'analyses couplées pour la modélisation globale de composants et modules millimétriques de forte puissance"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°62-2002 - Décembre 2002
- [39] **B. THON, D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG,...**
"Coupled Padé approximation finite element method applied to microwave device design"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest – Juin 2002

CHAPITRE II

Mise au point d'une procédure d'optimisation électromagnétique, appliquée aux filtres interdits passe-bandes aux fréquences millimétriques



Chapitre II

INTRODUCTION

Au sein d'un système de télécommunication radiofréquence, le module d'émission/réception possède toujours plusieurs fonctions de filtrage. Ces filtres peuvent être de type planaires ou volumiques et présenter des comportements de différentes natures, filtres passe-haut, passe-bas, passe-bande, etc. Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à l'optimisation d'un filtre interdigité passe-bande planaire microruban, réalisé avec un substrat laminé de type RO4003[®].

Pour satisfaire les contraintes imposées par le contexte industriel, en terme de performances électriques, de suppression des réglages et de réduction des dimensions, les filtres interdigités offrent de nombreux avantages. Cette topologie de filtre constitue, l'une des solutions planaires, les plus compactes et elle permet d'obtenir une large gamme de bande passante, allant de 5% à plus de 30% (bande passante relative par rapport à la fréquence centrale). Les filtres interdigités possèdent également un intérêt économique, puisque ils peuvent être directement réalisés sur le substrat d'accueil d'un système de télécommunication.

L'usage de cette solution de filtrage est assez répandu dans le monde industriel, cependant aux hautes fréquences, leurs comportements deviennent difficiles à ajuster et il est alors nécessaire de développer une méthode d'optimisation spécifique, pour pouvoir les régler.

Au cours de ce travail de thèse, nous nous sommes intéressés à ce problème et nous proposons une procédure d'optimisation que nous avons développée. Cette méthode est basée sur l'analyse électromagnétique d'un modèle du filtre, couplée avec un logiciel d'identification, permettant d'extraire l'ensemble des valeurs des couplages inter-résonateurs pour faciliter le réglage [1]. Pour valider cette étude, nous appliquerons cette méthode à l'optimisation d'un filtre interdigité 5 pôles centré autour d'une fréquence proche de 19GHz.

Avant de présenter ces travaux, nous allons dans un premier temps faire une présentation générale des filtres interdigités, puis nous ferons un tour d'horizon de différents types de méthodes d'optimisations, hybrides ou spécifiques au filtrage.

II-1 QUELQUES GENERALITES SUR LES FILTRES INTERDIGITES

II-1-1 Présentation des filtres interdigités

Les filtres interdigités ont été développés au début des années soixante pour satisfaire des contraintes d'encombrements [2]. Avant de commencer notre étude portant sur ce type de filtre, nous allons retracer rapidement l'apparition de cette topologie.

Les premiers filtres passe-bande, développés pour les systèmes de télécommunication, étaient basés sur le principe d'un couplage direct entre les différents résonateurs (Figure II-1). Cette topologie rectiligne conduit cependant à des dimensions trop importantes, directement liées à la longueur d'onde guidée. De nouvelles solutions ont dû être développées pour réduire l'encombrement, telles que les filtres à résonateurs couplés parallèles (Figure II-2). En effet, comme nous pouvons le constater par comparaison entre les Figure II-1 et Figure II-2, l'utilisation de couplages "magnétiques" a permis une réduction des dimensions, d'un facteur proche de deux. De plus, ces couplages magnétiques permettent d'atteindre des niveaux de couplage supérieurs, favorisant ainsi l'apparition de filtres à bandes passantes plus importantes [3].

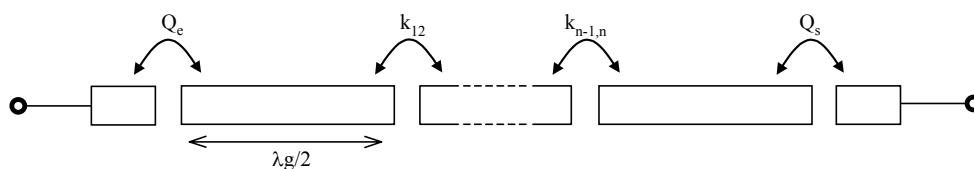


Figure II-1 : Principe des filtres par couplage direct des résonateurs

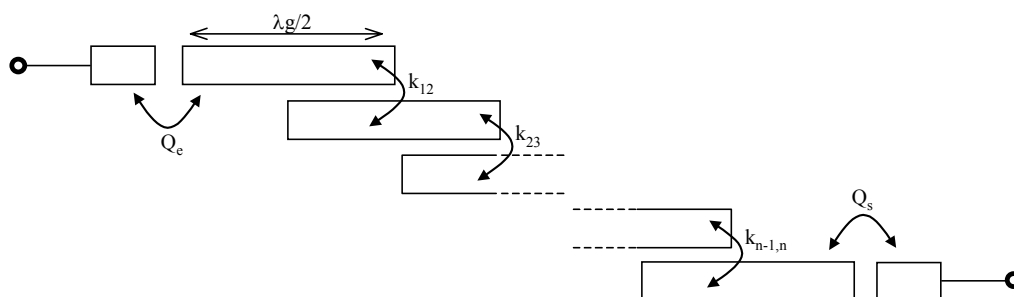


Figure II-2 : Principe des filtres par lignes couplées parallèles

Chapitre II

Les filtres interdigités et les filtres combinés ont ensuite été conçus, sur la base des filtres en lignes couplées parallèles, par le professeur G. Matthaei. Les premiers travaux sur les filtres interdigités ont été publiés en 1962 [2] et l'année suivante sur les filtres combinés [4]. Pour diminuer les dimensions, l'idée fut de s'appuyer sur la symétrie du premier mode de résonance d'un résonateur en $\lambda g/2$, présentant un minimum de courant en son centre, où il est possible de placer un court-circuit sans casser la symétrie du mode. En partant de cette constatation, un résonateur équivalent a été développé. Il mesure une longueur électrique de $\lambda g/4$ et il est constitué d'une extrémité en circuit-ouvert et de l'autre en court-circuit. Ces résonateurs peuvent ensuite être positionnés sous la forme d'un réseau de lignes couplées parallèles, comme nous pouvons le voir sur la Figure II-3.

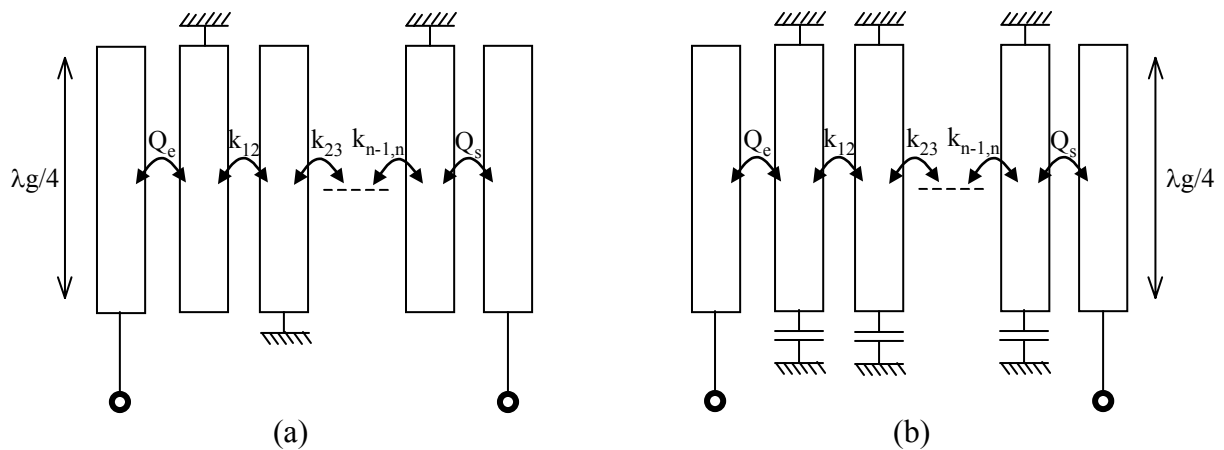


Figure II-3: Principe des filtres interdigités (a) et des filtres combinés (b)

Nous pouvons distinguer sur cette figure que dans le cas des filtres interdigités, l'orientation des résonateurs change alternativement, contrairement aux filtres combinés. Les filtres combinés sont conçus ainsi, pour pouvoir présenter en face de l'extrémité des résonateurs en circuit ouvert, un plan de masse additionnel qui permet de créer un effet capacitif, servant à réduire la longueur des résonateurs.

Ces filtres peuvent être réalisés par diverses technologies. Les premières réalisations étaient conçues en technologie coaxiale ou stripline, mais de nos jours, la technologie planaire microruban est également très utilisée.

Chapitre II

Nous nous intéresserons plus particulièrement dans ce chapitre, au cas des filtres interdigués planaires en technologie microruban.

II-1-2 Introduction aux couplages parasites présents sur les filtres interdigués

L'article publié par G. Matthaei en 1962 [2], bien qu'il soit le premier qui traite le sujet des filtres interdigués, reste toujours une grande référence. Cet article très complet, présente à l'époque les premières réalisations, mais également une étude théorique sur la synthèse des filtres interdigués. Cette synthèse permet de dimensionner analytiquement chaque résonateur, à partir d'un gabarit de filtrage [5]. Les équations étaient encore approximatives, mais une étude plus récente basée sur l'analyse exacte de la structure de ces filtres, a démontrée que cette synthèse était tout de même relativement efficace [6].

Cependant, comme nous le verrons par la suite, au-delà d'une fréquence de 10GHz les filtres interdigués sont sujets à de forts couplages parasites et cette méthode de dimensionnement analytique perd en efficacité. En effet, comme la topologie est très compacte, des couplages électromagnétiques additionnels se forment entre les résonateurs non-adjacents, perturbant le comportement fréquentiel du filtre. Ceci se traduit généralement sur l'allure du coefficient de réflexion, par la présence d'un ou de plusieurs zéros de transmission en bordure de bande passante.

Ce sujet est abordé pour l'une des premières fois en 1969 dans la publication [7]. Il est alors reporté que la prise en compte des différents couplages non-adjacents, permet d'expliquer la présence de zéros de transmissions. Cependant, à l'époque les réalisations étaient plus basses en fréquence et cet article explique alors que les couplages sont encore trop faibles, pour avoir une incidence sur le comportement du filtre dans la bande passante. Au cours des années qui ont suivi, la majorité des publications au sujet des filtres interdigués, traitent de schémas équivalents en éléments localisés et il faudra attendre jusqu'en 1997 pour qu'un modèle prenne en compte l'apparition des couplages parasites et la présence du zéro de transmission en bordure de bande passante [8]. Lors de cette étude, les auteurs ont pu observer que toutes les dimensions du filtre, les gaps, les longueurs et les largeurs des lignes contribuent à la localisation de ce zéro.

Chapitre II

Etant donné que le niveau de ces couplages parasites est d'autant plus important quand la fréquence augmente, nous pouvons conclure que les filtres interdigités à hautes fréquences, sont difficiles à régler par une méthode de conception analytique.

Dans un cadre général, les modèles analytiques des filtres utilisés pour l'optimisation ne sont pas suffisamment précis aux hautes fréquences pour modéliser correctement les comportements fréquentiels [9]. Cependant, l'étude des filtres planaires à l'aide de logiciels d'analyses électromagnétiques adaptés, peut permettre de modéliser précisément ces structures et résoudre ce problème.

L'étude de ces modèles complexes nécessite alors l'usage de ressources informatiques importantes et pour pouvoir intégrer ce type d'analyse dans la boucle de conception par les industriels, il faut alors lui associer une méthode d'optimisation adaptée pour réduire le nombre de calculs.

II-2 L'OPTIMISATION ELECTROMAGNETIQUE DES FILTRES

II-2-1 Avant propos : introduction à la synthèse des filtres

L'optimisation des filtres microondes consiste à régler les dimensions physiques des différents éléments constitutifs afin de satisfaire un gabarit de filtrage objectif donné. Cependant, avant de commencer cette optimisation, il faut au préalable déterminer la composition géométrique du filtre.

Pour concevoir un filtre, il est alors indispensable de procéder à une synthèse analytique pour déterminer le nombre de résonateurs et les différents niveaux de couplages nécessaires à l'obtention de la fonction de filtrage. Cette étape fondamentale est basée sur la théorie du filtrage. Nous ne présenterons pas dans ce mémoire les bases de cette théorie, cependant il existe de nombreux ouvrages qui traitent de ce sujet [10],[11] et des différentes synthèses [12]-[16].

Simplement, la synthèse des filtres microondes est généralement basée sur un schéma équivalent en éléments localisés. Après avoir déterminé le prototype passe-bas du filtre que l'on souhaite synthétiser, la fonction de filtrage passe-bande, passe-haut ou stop-bande est obtenue par une transformation dans le domaine des fréquences. Cette synthèse permet à partir de la théorie des circuits, de déterminer les valeurs des éléments localisés d'un schéma électrique équivalent, en fonction de la fonction de filtrage désirée. Ainsi, l'optimisation des filtres microondes consiste donc simplement à accorder les valeurs physiques des différents éléments constitutifs, aux valeurs des éléments du schéma électrique établis lors de la synthèse, pour obtenir la fonction de filtrage objectif.

II-2-2 Les méthodes d'optimisation électromagnétique hybrides et spécifiques

Avec l'évolution des moyens informatiques, la conception des filtres microondes peut maintenant être réalisée au moyen de logiciels, qui effectuent l'analyse rigoureuse d'un modèle électromagnétique. Comme nous l'avons déjà évoqué, l'étude de ces modèles complexes nécessite l'usage de ressources informatiques importantes. Pour pouvoir répondre aux besoins des industriels, il faut développer des outils permettant d'intégrer l'analyse électromagnétique à l'intérieur d'une boucle

Chapitre II

d'optimisation. L'objectif est de limiter le nombre de simulations et de réduire les temps de conception pour des raisons économiques.

Nous allons distinguer dans notre étude deux familles de méthodes faisant appel à l'analyse électromagnétique. Les méthodes hybrides et les méthodes directes ou spécifiques au filtrage.

Contrairement aux méthodes spécifiques, les méthodes hybrides peuvent également être utilisées à l'optimisation de dispositifs microondes quelconques. Ces méthodes combinent l'usage de deux modèles représentatifs du comportement à optimiser. Le premier modèle est un modèle rigoureux établi par l'analyse électromagnétique globale du dispositif, mais coûteux en temps de calcul. Alors que le second est un modèle simple qui permet d'obtenir un comportement approché, suffisamment explicite pour pouvoir guider rapidement l'optimisation des paramètres du modèle rigoureux. Précisons qu'en fonction de la nature du modèle simplifié, nous pouvons également distinguer plusieurs méthodes d'optimisations hybrides.

A l'inverse, les méthodes d'optimisation directes ou spécifiques sont des méthodes uniquement dédiées à l'optimisation d'une fonction donnée (du filtrage dans notre cas). Ces méthodes sont dites spécifiques, lorsque le critère d'optimisation utilisé est propre à la théorie du filtrage. Nous présenterons par exemple dans ce chapitre, une méthode d'optimisation directe utilisant la matrice de couplage objectif, déterminée par la synthèse pour réaliser l'optimisation.

Nous allons maintenant présenter le principe de fonctionnement de quelques méthodes d'optimisations, faisant l'usage d'un modèle électromagnétique. Toutes ces méthodes ont déjà été utilisées pour l'optimisation de filtres interdigités.

II-2-3 Les méthodes d'optimisation hybride classique

Comme nous l'avons déjà dit, les méthodes hybrides sont des méthodes d'optimisation qui combinent l'usage d'un modèle équivalent simple du dispositif, avec celui d'un modèle électromagnétique rigoureux. Dans le cas des méthodes hybrides dites "classiques", le modèle simplifié est réalisé en décomposant le dispositif en plusieurs sous-ensembles, qui peuvent ensuite être modélisés par des éléments issus de la bibliothèque d'un logiciel de simulation circuit.

Chapitre II

L'ensemble des ces éléments constitue un modèle simplifié qui peut être simulé avec un temps de calcul très court. Nous présentons sur la Figure II-4, un exemple d'application de cette méthode réalisé par A.M. PAVIO [17], présentant le modèle électromagnétique d'un filtre interdigité 5 pôles et le modèle simplifié associé dit "modèle compagnon"

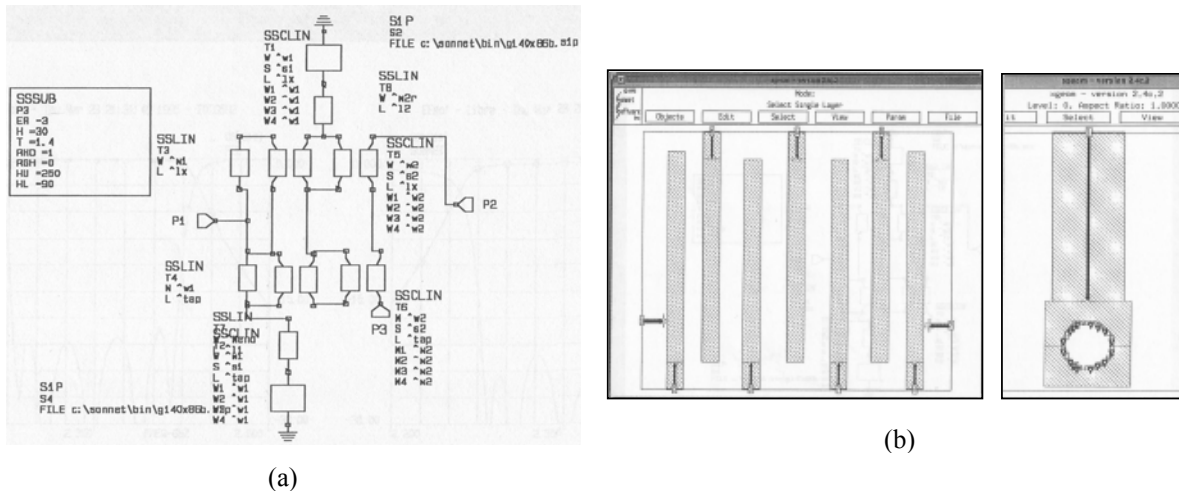


Figure II-4 : Modèle simplifié dit modèle compagnon (a) du filtre interdigité 5 pôles (b) [17]

Dans le cas des méthodes hybrides classiques, l'étude commence par l'optimisation du modèle simplifié pour déterminer la valeur des différents paramètres, qui permettent d'obtenir la réponse objectif :

$$R_{\text{OBJECTIF}} = R_{\text{SIMPLIFIEE}}(X_0)$$

X_0 représente l'ensemble des différents paramètres $\{w_1, w_2, \dots, w_n\}$ utilisé comme point de départ.

Le jeu de paramètres X_0 déterminé sur le modèle simplifié, sert ensuite à décrire le modèle électromagnétique rigoureux. Une fois que l'analyse électromagnétique de ce modèle est terminée, la réponse $R_{\text{RIGOREUSE}}(X_0)$ est comparée avec la réponse objectif. Si la réponse $R_{\text{RIGOREUSE}}(X_0)$ n'est pas satisfaisante, l'ensemble des paramètres "X" sont ajustés sur le modèle simplifié tel que :

$$R_{\text{RIGOREUSE}}(X_0) = R_{\text{SIMPLIFIEE}}(X_0 + \delta X_1) = R_{\text{SIMPLIFIEE}}(X_1)$$

Avec : $X_1 = X_0 + \delta X_1$

Chapitre II

Les variations δX_1 des paramètres du modèle simplifié, servent alors à compenser l'erreur entre les deux modèles. Ils sont donc utilisés pour corriger les dimensions sur le modèle électromagnétique rigoureux, tel que :

$$R_{\text{RIGOUREUSE}}(X_1') = R_{\text{RIGOUREUSE}}(X_0 - \delta X_1)$$

Tant que le jeu de paramètres " X_i " ne permet pas d'obtenir une réponse $R_{\text{RIGOUREUSE}}(X_i')$ satisfaisante, le modèle simplifié doit de nouveau être utilisé pour déterminer un jeu de paramètres " X_{i+1} ", tel que, " $X_{i+1} = X_i + \delta X_{i+1}$ ".

X_i représente l'ensemble des différents paramètres $\{w_1, w_2, \dots, w_n\}$ pour la " i -ème" itération.

Ce procédé d'optimisation est notamment utilisé dans le cas d'un filtre interdigité dans la référence [17], autour d'une fréquence de 2,3GHz. Cependant, cette méthode ne peut être appliquée qu'avec des dispositifs suffisamment simples, pour pouvoir être modélisés par les éléments disponibles dans la bibliothèque d'un logiciel circuit. De plus, elle dépend en grande partie de la validité du modèle simplifié. Or, comme il n'existe pas de modèle analytique suffisamment précis, qui permette de prendre en considération les couplages parasites présents sur les filtres interdigités au-delà d'une fréquence de 10GHz, cette méthode n'est donc plus appropriée à l'optimisation des filtres interdigités aux hautes fréquences.

II-2-4 Méthode d'extraction de paramètres

La méthode "d'extraction des paramètres" est également une méthode hybride combinant l'usage d'un modèle rigoureux défini par une analyse électromagnétique, avec celui d'un modèle simplifié. Dans le cadre de cette méthode, le modèle simplifié qui permet de guider l'optimisation est constitué, à l'aide d'une analyse électromagnétique segmentée du dispositif. Nous présentons sur la Figure II-5, l'exemple d'une analyse segmentée réalisée sur un filtre interdigité.

Chapitre II

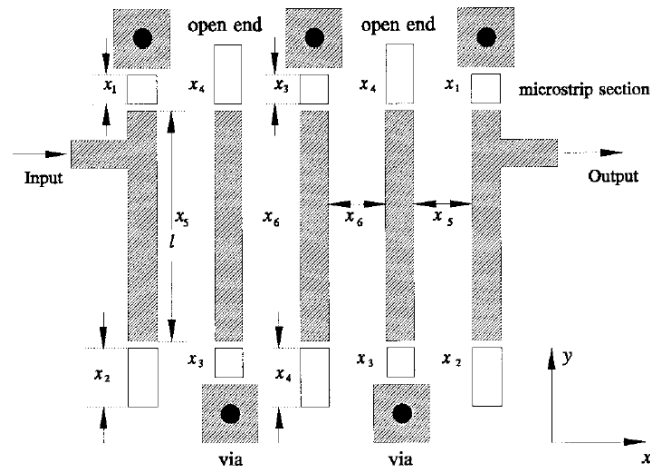


Figure II-5 : Exemple d'analyse électromagnétique segmentée sur un filtre interdigité [18]

Pour établir le modèle simplifié, chacun des éléments (vias, résonateurs, excitations,...) sont étudiés séparément par une analyse électromagnétique. Les paramètres [S] issus de ces analyses, sont ensuite chaînés sur un logiciel circuit, pour obtenir une réponse globale approchée du dispositif. Le modèle simplifié est alors composé par l'analyse segmentée, complété pour l'optimisation par des éléments de la bibliothèque du logiciel circuit, tels que des modèles de ligne microruban.

Les dimensions initiales du filtre sont définies avec le modèle simplifié, par l'optimisation des différents paramètres (x_1, x_2, x_3, x_4). Puis une analyse électromagnétique du modèle rigoureux correspondant, permet d'évaluer la validité du modèle simplifié. Cependant avec l'analyse segmentée, la réponse en fréquence est moins précise, car les couplages indirects entre les différents segments ne sont pas pris en considération. Il faut donc ajouter entre les différents segments des éléments localisés, de telle sorte que le comportement en fréquence du modèle simplifié coïncide avec celui du modèle rigoureux. La première analyse électromagnétique du modèle rigoureux permet en quelque sorte, d'étalonner le comportement du modèle simplifié.

Une fois que le modèle simplifié est correctement calibré, la procédure d'optimisation est ensuite classique. Elle reprend les grandes lignes de la méthode exposée précédemment. L'optimisation du dispositif est réalisée sur le modèle segmenté modifié, sans modifier les valeurs des éléments localisés. Les nouveaux paramètres, déterminés précédemment, sont utilisés sur le modèle rigoureux pour vérifier le comportement fréquentiel du dispositif.

Chapitre II

Si le comportement fréquentiel obtenu est satisfaisant, l'optimisation est terminée. Dans le cas contraire, la procédure d'optimisation reprend au niveau de l'étalonnage du modèle simplifié.

Cette méthode est appliquée dans l'article [18] pour optimiser un filtre planaire en technologie supraconducteur et également dans l'article [19], dans le cas d'un filtre interdigité.

Cependant, ce type de procédure ne s'applique qu'à des dispositifs pour lesquels les couplages indirects entre segments restent suffisamment faibles, de telle sorte que, la différence de comportement entre l'analyse électromagnétique globale et l'analyse électromagnétique segmentée, puisse simplement être modélisée par des éléments localisés.

II-2-5 Méthode à double espace de paramétrisation (Space Mapping)

Il s'agit également d'une méthode hybride qui combine l'usage d'un modèle rigoureux, constitué par l'analyse électromagnétique, avec celui d'un modèle simplifié, mais qui dans ce cas peut prendre plusieurs formes. Celui-ci est composé par un modèle empirique, analytique, ou encore l'un des modèles simplifiés utilisés dans les méthodes qui ont été exposées précédemment.

Nous pouvons alors considérer que ces deux modèles évoluent respectivement dans deux espaces de paramètres distincts. La technique d'optimisation à double espace de paramétrisation consiste alors, à établir un lien mathématique entre les deux espaces du modèle rigoureux et du modèle simplifié. Cette méthode d'optimisation a fait l'objet de nombreuses publications, notamment par J. W. Bandler [18],[20],[21].

Nous allons maintenant exposer le concept de base de cette méthode. Pour commencer, définissons que l'espace d'analyse électromagnétique globale sera dénoté X_{EM} et que l'espace d'optimisation sera dénoté X_{OPTIM} , pour le modèle simplifié. Les modèles sont alors dénommés x_{em} et x_{optim} , dans leurs espaces respectifs X_{EM} et X_{OPTIM} .

Nous pouvons suivre l'évolution des différentes étapes de cette méthode, sur le schéma de principe qui résume toute la procédure, présenté sur la Figure II-6.

Chapitre II

Grphe 1 : L'étude commence par établir un lien mathématique P, entre les deux espaces de paramétrisation:

$$x_{optim} = P(x_{em})$$

tel que, la réponse en fréquence du modèle rigoureux dans l'espace d'optimisation X_{OPTIM} , soit proche de sa réponse dans le domaine X_{EM} :

$$\| R_{OPTIM}(x_{optim}) - R_{EM}(x_{em}) \| \leq \varepsilon$$

Avec " ε ", l'erreur autorisée entre les deux réponses

Grphe 2 : Une fois que le lien mathématique est établi, l'optimisation est réalisée sur les différents paramètres du modèle simplifié dans l'espace X_{OPTIM} . Lorsque la solution optimale est atteinte dans cet espace (la solution optimum dans cet espace est alors appelée x_{optim}^*), une transformée inverse P^{-1} est effectuée sur la fonction de transfert P, pour obtenir un jeu de paramètres correspondant dans l'espace de paramètres X_{EM} .

$$x_{em} = P^{-1}(x_{optim}^*)$$

Ces nouveaux paramètres permettent alors d'obtenir la réponse en fréquence $R_{EM}(x_{em})$.

Grphe 3 : Le lien mathématique P qui a été évalué précédemment n'est valable qu'autour d'une région limitée de l'espace des paramètres. Il faut donc évaluer une nouvelle transformation appelée $P_{(J)}$ à chaque $J^{\text{ème}}$ itération. Les bases de paramètres $B_{em(J)}$ et $B_{optim(J)}$ qui servent à évaluer la nouvelle transformation augmentent donc au cours de l'optimisation et les résultats deviennent de plus en plus précis.

Grphe 4 : La nouvelle transformation $P_{(J)}$, est ensuite utilisée par une transformation inverse des différents paramètres de x_{optim}^* , pour déterminer les nouvelles dimensions $x_{em(J+1)}$ du dispositifs.

$$x_{em(J+1)} = P_{(J)}^{-1}(x_{optim(J)}^*)$$

Chapitre II

La réponse en fréquence $R_{EM}(x_{em(j+1)})$ est ensuite évaluée et cette procédure continue tant que la réponse du modèle dans l'espace X_{EM} ne satisfait pas le gabarit désiré.

La technique dite « space mapping » est résumée sur la Figure II-6.

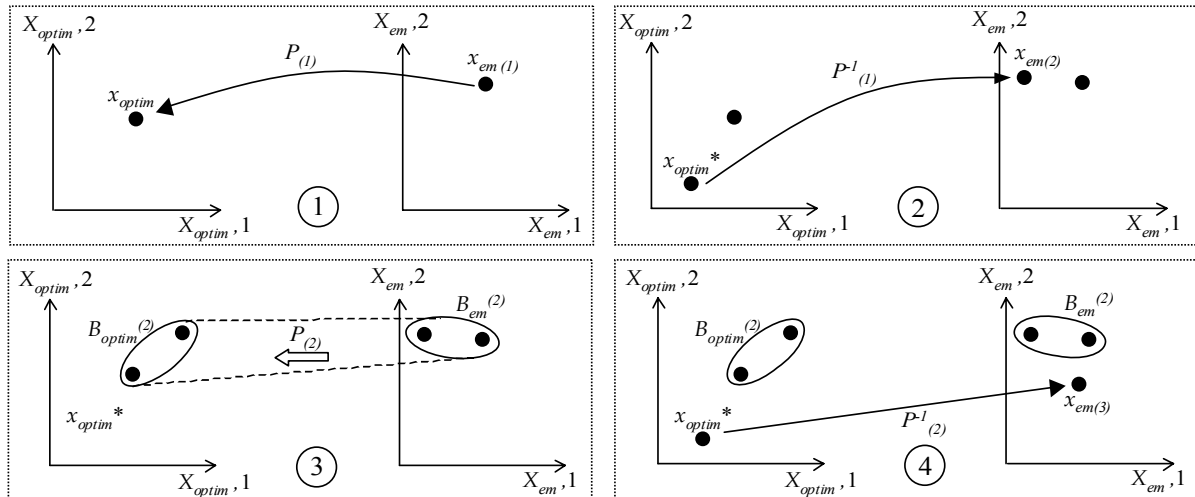


Figure II-6 : Schéma de principe de la méthode par « Space Mapping »

Un exemple de cette procédure appliquée sur un filtre interdité est présenté dans l'article [18]. Nous avons seulement présenté ici, le principe de base de cette méthode, des explications complémentaires sont disponibles dans la thèse de M.H. BAKR [22], notamment sur une évolution de cette méthode, dénommée "Aggressive Space Mapping".

II-2-6 Méthode directe par identification

Nous allons nous intéresser plus particulièrement à cette procédure, car elle constitue l'élément de base de la procédure d'optimisation que nous avons développée pour les filtres interdits. Contrairement aux autres méthodes hybrides que nous venons de présenter, cette méthode est une méthode dite "spécifique" à l'optimisation de filtre. Cette méthode ne nécessite pas l'usage d'un modèle simplifié, l'optimisation est directement réalisée sur la réponse en fréquence de l'analyse électromagnétique du modèle rigoureux, sur un critère propre à la théorie du filtrage.

Chapitre II

La mise au point de cette méthode a fait l'objet d'une convention entre le CNES, l'INRIA et l'IRCOM. Elle a été développée par S. Bila [1] au cours de son doctorat et de nombreux dispositifs de filtrage multipôles planaires ou volumiques, ont été optimisés dans le domaine des ondes centimétriques et millimétriques. Toutes ces études ont notamment donné lieu à diverses publications internationales [23]-[26].

La procédure d'optimisation développée par S. Bila, est basée sur l'identification précise des différents coefficients de la matrice de couplage du filtre, à partir de la réponse en fréquence du filtre issue d'une analyse électromagnétique. Elle débute par la synthèse de la fonction de filtrage qui permet de définir une matrice de couplage objectif. Après chaque analyse électromagnétique, la matrice de couplage du filtre est déduite de la réponse en fréquence, puis elle est comparée avec celle de la matrice objectif. Lorsque les coefficients de la matrice identifiée sont différents des couplages idéaux, il suffit de faire varier sur le filtre, les paramètres physiques permettant de régler ces couplages, jusqu'à tendre vers la matrice de couplage objectif satisfaisant la fonction de filtrage désirée.

Afin d'introduire cette méthode et pour faciliter la lecture de ce document, nous allons dans un premier temps faire quelques rappels théoriques et définir ce que l'on appelle communément la matrice de couplage d'un filtre. Nous présenterons également succinctement, une synthèse qui permettra d'établir une matrice de couplage objectif du filtre à réaliser, nécessaire pour débiter la procédure d'optimisation.

II-2-6.a Définition de la matrice de couplage d'un filtre :

Les premiers travaux portant sur ce sujet, ont été publiés par A.E. ATIA et A.E. WILLIAMS [27]-[29]. La base de ces travaux débute par la définition d'un circuit électrique équivalent général pour les filtres passe-bande à éléments résonants couplés parallèles. En effet, lorsque ces filtres ont une bande passante relative assez faible (typiquement inférieure à 10%), ils peuvent être modélisés sous la forme d'une succession de circuits résonants parallèles couplés entre-eux, comme nous le présentons sur la Figure II-7.

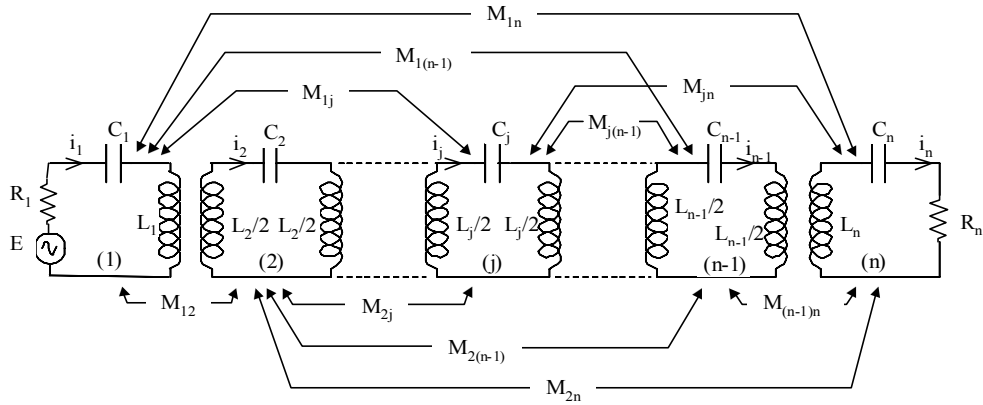


Figure II-7 : Schéma équivalent électrique pour un filtre sans pertes

Sur ce schéma, chaque résonateur est modélisé par un circuit résonant parallèle élémentaire et les couplages entre les différents résonateurs sont modélisés par les effets mutuels notés " M_{ij} ".

Nous verrons par la suite, qu'une synthèse appropriée sur ce circuit, permet de calculer les valeurs des selfs et des capacités qui permettent d'obtenir la fonction de filtrage désirée [30].

En écrivant les équations des mailles de ce circuit équivalent, nous pouvons alors obtenir le système d'équations suivant [11]:

$$\begin{cases} E = \left(R_1 + jL_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega} \right) * i_1 + jM_{12}\omega * i_2 + \dots \\ 0 = jM_{12}\omega * i_1 + \left(jL_2\omega + \frac{1}{jC_2\omega} \right) * i_2 + \dots \\ \dots \\ 0 = jM_{1N}\omega * i_1 + jM_{N2} * i_2 \dots + \left(R_N + jL_N\omega + \frac{1}{jC_N\omega} \right) * i_N \end{cases}$$

Pour simplifier ces équations nous allons faire la supposition que les couples de valeurs L_i , C_i de chaque circuit résonant parallèle, sont choisis de telle sorte que la valeur des selfs reste toujours la même. Ainsi, nous avons : $L = L_1 = L_2 = \dots = L_n$.

Chapitre II

Et, nous allons également poser :

$$r_i = \frac{R_i}{\omega_0 \cdot L.FBW} = \frac{1}{Q_{ext,i}} \cdot \frac{1}{FBW}$$

$$S_i = \frac{1}{\omega_0 \cdot L.FBW} \left(jL_i \omega + \frac{1}{jC_i \omega} \right)$$

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{L.FBW}$$

Le terme FBW représente la bande passante relative du filtre par rapport à sa fréquence centrale, soit $FBW = \Delta\omega/\omega_0$. $\Delta\omega$ représentent la bande passante équiondulation du filtre, ω_0 la pulsation au centre de la bande et les termes $Q_{ext,i}$ représente les coefficients de qualité externes du filtre.

En fonction de ces nouveaux paramètres, le système d'équation peut alors s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} E \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \omega_0 \cdot L.FBW * \begin{bmatrix} r_1 + S_1 & m_{21} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} & \cdots & m_{1n} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} \\ m_{12} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} & S_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ m_{1n} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} & \cdots & \cdots & r_2 + S_n \end{bmatrix} * \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{pmatrix} = [Z] * \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{pmatrix}$$

Nous pouvons ensuite simplifier cette matrice, en faisant l'approximation des filtres à bandes étroites et donc considérer que $\omega/\omega_0 \approx 1$.

Puis en normalisant la matrice impédance, telle que : $[Z] = \omega_0 \cdot L.FBW \cdot [\bar{Z}]$, nous pouvons alors exprimer une matrice impédance normalisée sous la forme :

$$[\bar{Z}] = [R] + j \cdot [M]$$

Chapitre II

$$\text{Avec : } [R] = \begin{pmatrix} r_1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & r_n \end{pmatrix} \quad \text{et : } [M] = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} & \dots & m_{1n} \\ m_{21} & m_{22} & & & \cdot \\ m_{31} & & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ m_{n1} & \cdot & \cdot & \cdot & m_{nn} \end{pmatrix}$$

$$\text{Où : } m_{ij} = \frac{M_{ij}}{L.FBW} \text{ pour } i \neq j \quad \text{et : } m_{ii} = \frac{Si}{j} \text{ pour } i=j$$

Dans ces conditions, la matrice [M] représente la "matrice de couplage normalisée" que nous voulions définir dans ce paragraphe. Elle traduit le niveau des différents couplages et le décalage fréquentiel de chaque circuit résonant parallèle par rapport à la fréquence centrale, au sein du circuit équivalent de la Figure II-7. Si on étudie les différents coefficients de cette matrice, on peut alors s'apercevoir que les coefficients " m_{ij} " traduisent le comportement du couplage entre deux résonateurs et que les coefficients " m_{ii} ", traduisent le décalage fréquentiel du résonateur par rapport à la fréquence centrale du filtre.

La matrice [R] quant à elle, comporte les valeurs des résistances normalisées d'entrée et de sortie du dispositif, autrement dit, elle représente les facteurs de qualité externes aux accès du filtre, puisque $Q_{ext}=1/R$.

Chacun des coefficients de ces deux matrices, sont donc fonctions des dimensions du filtre à concevoir et la méthode d'optimisation "directe par identification" que nous allons décrire, utilise les propriétés de ces matrices pour définir le critère d'optimisation.

Pendant pour pouvoir utiliser ces matrices comme critère pour l'optimisation, il reste à démontrer qu'il est possible de définir une matrice de couplage objectif, à l'aide d'une synthèse appropriée.

II-2-6.b Synthèse de la matrice de couplage :

L'objectif de la synthèse que nous allons décrire est de déterminer les matrices [M] et [R] objectifs, que nous avons définies précédemment, en fonction de la réponse fréquentielle du filtre à

Chapitre II

réaliser. Nous allons simplement exposer les grandes lignes de la synthèse qui est présentée par R.J. Cameron dans l'article [30].

Nous rappelons que les paramètres $[S]$, du prototype passe-bas utilisé pour synthétiser la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande, peuvent s'exprimer sous la forme de polynômes rationnels, tels que :

$$S_{11}(s) = \frac{R(s)}{Q(s)} ; \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot Q(s)}$$

Où " $s = j.w$ " et " n " correspond à l'ordre du filtre. Les polynômes $Q(s)$ et $R(s)$ sont des polynômes d'ordre " n " et l'ordre de $P(s)$ lui, ne doit pas excéder " $n+2$ ". Le terme ε représente l'ondulation dans la bande.

De nombreux ouvrages qui traitent de la théorie du filtrage [5],[10],[11], présentent comment obtenir ces différents polynômes en fonction du gabarit de filtrage, du nombre de résonateurs et du type de la fonction de filtrage (Butterworth, Tchebyscheff, ...). Nous considérons donc que ces fonctions ont été préalablement établies et peuvent maintenant être utilisées dans la méthode de synthèse que nous allons décrire.

En effet, la synthèse qui est présentée dans l'article [30] montre qu'il est possible de déterminer directement les coefficients des matrices $[M]$ et $[R]$, en connaissant les polynômes P , Q et R du filtre à réaliser. L'étude théorique de cet article est menée en déterminant l'équivalence de deux matrices admittances, l'une issue de la fonction de filtrage objectif et l'autre du circuit équivalent électrique à résonateurs couplés parallèles, qui a servi à introduire l'existence de la matrice de couplage, présenté sur la Figure II-7. Pour réaliser la synthèse, il faut donc exprimer ces deux matrices admittances.

Nous rappelons que la matrice de couplage, issue de la Figure II-7, est liée à la matrice impédance normalisée du circuit, telle que : $[\bar{Z}] = [R] + j[M]$. En transformant cette matrice impédance, il est donc possible d'exprimer une première matrice admittance qui dépend directement des coefficients des matrices $[M]$ et $[R]$.

Ensuite, il faut établir une deuxième matrice qui dépend de la fonction de filtrage objectif, celle-ci va être exprimée en fonction des polynômes P, Q et R qui sont supposés connus. Dans ce but, nous

Chapitre II

allons représenter le filtre passe-bas prototype, sur le circuit de la Figure II-8, sous la forme d'un quadripôle et sa matrice admittance associée.

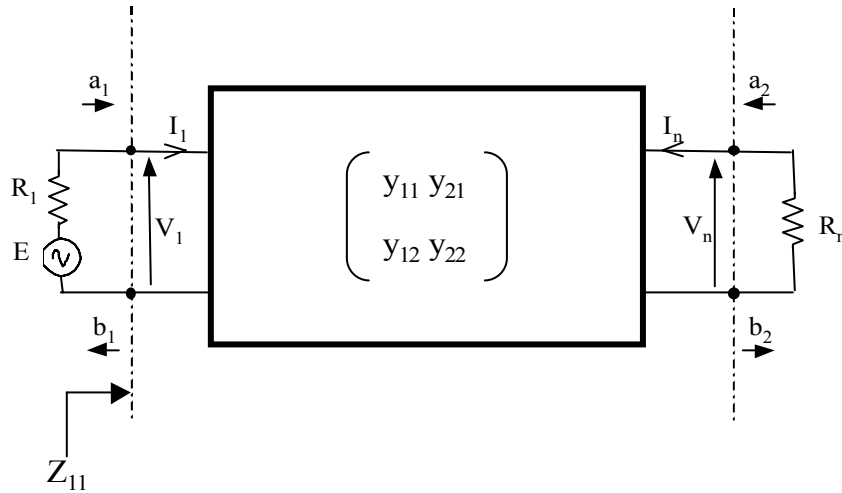


Figure II-8 : Représentation du filtre sous forme de quadripôle et sa matrice admittance

Dans ces conditions, l'impédance d'entrée Z_{11} du quadripôle peut s'exprimer de la façon suivante [30]:

$$Z_{11}(s) = \frac{z_{11} \cdot \left(\frac{1}{y_{22}} + R_n \right)}{z_{22} + R_n} = \frac{z_{11} \cdot \left(\frac{1}{y_{22}} + 1 \right)}{z_{22} + 1}$$

Pour simplifier cette expression, la résistance de sortie R_n a été normalisée par $R_n = 1\Omega$

En supposant que $R_n=1\Omega$, l'impédance d'entrée peut également s'exprimer en fonction du coefficient de réflexion sur le premier accès et donc des polynômes P, Q et R que nous avons définis précédemment :

$$Z_{11}(s) = \frac{1 - S_{11}(s)}{1 + S_{11}(s)} = \frac{Q(s) \pm R(s)}{Q(s) \pm R(s)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}$$

m_1 , m_2 , n_1 et n_2 , sont respectivement, les termes complexes pairs et impairs des polynômes construits à partir des polynômes $Q(s)$ et $R(s)$.

Chapitre II

Puis en identifiant les deux expressions de Z_{11} , il est alors possible de déterminer les termes d'une seconde matrice admittance tels que :

$$y_{22} = \frac{n_1}{m_1} \quad \text{et donc :} \quad y_{21} = \frac{P(s)}{\varepsilon.m_1} \quad \text{lorsque "n" est pair}$$

$$y_{22} = \frac{m_1}{n_1} \quad \text{et donc :} \quad y_{21} = \frac{P(s)}{\varepsilon.n_1} \quad \text{lorsque "n" est impair}$$

Ainsi, les termes de la deuxième matrice admittance, dépendent directement de la fonction de filtrage objectif. Une fois que les polynômes du numérateur et du dénominateur de y_{21} et y_{22} sont connus en fonction des polynômes P, Q et R qui ont été déterminés en fonction du gabarit de filtrage désiré, il est alors possible de réaliser la synthèse de la matrice de couplage.

En effet, comme nous l'avons déjà dit, une première matrice admittance peut être exprimée à partir du schéma équivalent électrique de la Figure II-7, et celle-ci dépend directement des termes de la matrice de couplage qui sont recherchés. Pour déterminer la matrice de couplage objectif, il faut donc identifier les différents coefficients en égalisant les deux matrices admittances. Les termes y_{21} et y_{22} de ces deux matrices sont des polynômes rationnels qui doivent vérifier les mêmes pôles et zéros, au niveau des numérateurs et dénominateurs et pour pouvoir faire l'identification il faut réaliser une décomposition en éléments simples. Toute cette démarche est retranscrite dans l'article [30].

En suivant cette méthode il est donc possible de synthétiser les matrices de couplages [M] et [R] objectifs, en fonction du gabarit de filtrage idéal. La procédure d'optimisation que nous allons maintenant présenter, utilisera ces deux matrices objectifs pour guider l'optimisation.

II-2-6.c Présentation de la procédure d'optimisation par identification directe :

Comme nous l'avons déjà dit, cette procédure d'optimisation est basée sur l'identification de la matrice de couplage, établie sur la réponse fréquentielle issue d'une analyse électromagnétique. Elle peut être décomposée en plusieurs étapes, la première consiste à déterminer la matrice de couplage objectif du filtre à réaliser.

Chapitre II

Etape 1 : "Synthèse du filtre en éléments localisés"

Le but de cette étape est de déterminer une matrice de couplage objectif $[M_{OBJ}]$ qui permette d'obtenir le comportement fréquentiel du filtre que l'utilisateur désire concevoir. Nous venons de montrer qu'il existe des méthodes permettant de synthétiser une matrice de couplage objectif. Dans le cadre de la procédure que nous décrivons, la matrice de couplage objectif est obtenue à l'aide d'un logiciel nommé FILCAV, qui a été développé par le CNES [31]. La matrice est déterminée en fonction des caractéristiques du filtre à réaliser, telles que la fréquence centrale, la bande équiondulation ou la réjection hors bande.

Au terme de cette étape, la matrice de couplage objectif $[M_{OBJ}]$ et les résistances d'entrée/sortie $R_{1 OBJ}$ et $R_{N OBJ}$, sont fixées.

Etape 2 : "Dimensionnement du filtre de départ"

Cette étape consiste à déterminer le point de départ de l'optimisation, en l'occurrence les dimensions initiales du filtre.

En règle général, ces dimensions sont déterminées par une synthèse électromagnétique. Cette synthèse consiste à étudier séparément et à quantifier, à l'aide d'une analyse électromagnétique segmentée, le comportement de chaque paramètre d'optimisation géométrique du dispositif. Elle permet d'établir les variations des couplages en fonction des dimensions du filtre, afin de déterminer les dimensions initiales, en fonction de la matrice de couplage objectif. Cette méthode de synthèse dite par segmentation est décrite dans la thèse de D. BAILLARGEAT [32].

Ainsi, à la fin de cette étape, les dimensions initiales du filtre ont été déterminées et les variations des coefficients de couplage sont modélisées en fonction des paramètres d'optimisation.

Chapitre II

Etape 3 : "Analyse électromagnétique du filtre"

Le modèle électromagnétique du filtre établi avec les dimensions de départ doit être simulé, à l'aide d'une méthode d'analyse électromagnétique globale (2,5D ou 3D), adaptée à la topologie du filtre planaire ou volumique. Le pas de discrétisation du modèle doit alors être suffisamment fin, pour qu'il n'y ait pas de problème de convergence au niveau des résultats de simulation. L'analyse électromagnétique du filtre permet de déterminer les paramètres $[S]$ du filtre dans les accès de la structure.

En règle générale, le comportement en fréquence établi par la première analyse électromagnétique, ne permet pas de satisfaire l'objectif de filtrage et une optimisation du modèle électromagnétique est alors nécessaire. La prochaine étape consiste donc à établir la matrice de couplage réelle du filtre, en utilisant les paramètres $[S]$ obtenus par l'analyse électromagnétique, les coefficients de cette matrice pourront ensuite être comparés avec ceux de la matrice objectif qui a été déterminée dans l'étape 1.

Etape 4 : "Identification de la matrice de couplage"

Pour pouvoir réaliser une optimisation en utilisant comme critère la matrice de couplage, il sera nécessaire de déterminer après chaque simulation électromagnétique la matrice de couplage du filtre correspondant.

Le but de cette étape est d'identifier les matrices $[M]$ et $[R]$ à partir des paramètres $[S]$ qui ont été obtenus lors de l'étape 3.

Cette identification est réalisée à l'aide du logiciel "Hyperion" qui a été développé par l'INRIA [33],[34]. Ce logiciel initialement dédié à l'approximation rationnelle de fonctions, a été étendu à l'identification des matrices de couplages sur la réponse fréquentielle d'un filtre, en partenariat avec le CNES.

En effet, nous avons déjà vu que les paramètres $[S]$ d'un filtre peuvent s'exprimer sous la forme d'un rapport de polynômes notés P , Q et R . En fixant le nombre de pôles du filtre et donc l'ordre des

Chapitre II

polynômes à rechercher, le logiciel Hyperion permet de déterminer par une approximation rationnelle les différents polynômes P, Q et R, à partir des paramètres [S] du filtre qui ont été obtenus par la simulation électromagnétique. En connaissant ces différents polynômes il est ensuite possible, de la même manière que la synthèse qui est présentée dans la partie II-2-5-b, de déterminer la matrice de couplage du filtre qui a été simulé.

Pour obtenir des renseignements complémentaires sur le logiciel Hyperion et la méthode qui est utilisée pour déterminer la matrice de couplage, nous invitons le lecteur à se reporter aux documents suivants [1],[34].

Au terme de cette étape, la matrice de couplage et les résistances d'entrée/sortie du filtre simulé à l'étape 3 sont établies. Nous appellerons cette matrice identifiée $[M_{ID}]$.

Etape 5 : "Boucle d'optimisation"

Nous avons déjà expliqué dans l'étape 1, que la matrice de couplage du filtre est directement liée à ses dimensions. En conséquence, en comparant les coefficients de la matrice $[M_{ID}]$ qui viennent d'être identifiés avec ceux de la matrice $[M_{OBJ}]$, il est alors possible de déduire quels sont les paramètres d'optimisation du filtre qu'il faut corriger, pour tendre vers la fonction de filtrage désirée. Cette correction peut notamment être réalisée à l'aide des fonctions ou des abaques, qui ont dû être établis à l'étape 2.

Précisons que dans le cadre de cette procédure d'optimisation, les coefficients de la matrice de couplage du filtre à identifier, sont supposés indépendants entre eux au premier ordre. Chaque coefficient de la matrice doit dépendre d'un seul paramètre géométrique.

Une fois les corrections de dimensions effectuées, le modèle électromagnétique est de nouveau analysé et la procédure d'optimisation se poursuit jusqu'à ce que le comportement en fréquence soit en accord, avec le gabarit de filtrage fixé.

Chapitre II

Le nombre d'itérations nécessaires pour converger vers la solution, dépend de la complexité du dispositif à analyser, de l'erreur autorisée sur la valeur de chaque coefficient de la matrice de couplage et du point de départ utilisé pour l'optimisation.

Nous présentons sur la Figure II-9, le schéma de principe complet de la procédure d'optimisation que nous venons d'exposer.

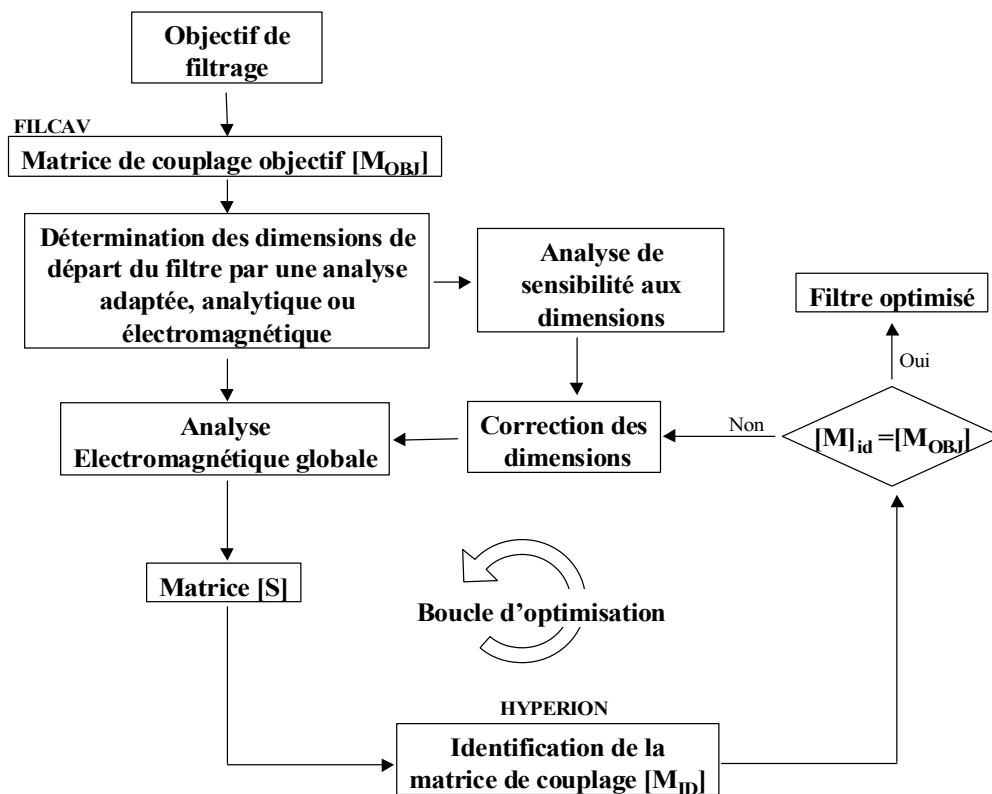


Figure II-9 : Schéma de principe de la méthode d'optimisation directe par identification

Cette méthode d'optimisation a été utilisée avec succès, sur plusieurs topologies de filtre hyperfréquences en technologie planaire ou volumique [23]-[26]. Cependant, cette procédure ne peut s'appliquer dans l'état au cas particuliers des filtres interdigités, puisque aux hautes fréquences ces filtres sont sujets à de forts couplages parasites entre résonateurs non-adjacents et les coefficients de la matrice de couplage ne sont pas indépendants entre eux. Nous avons donc été contraints d'apporter quelques modifications à cette procédure.

II-3 DEVELOPPEMENT D'UNE PROCEDURE D'OPTIMISATION SPECIFIQUE AUX FILTRES INTERDIGITES

La procédure d'optimisation que nous avons développée est issue de la méthode "directe par identification" que nous venons de présenter. Cette procédure particulière s'applique lorsque les filtres sont sujets à de forts couplages parasites entre les résonateurs non-adjacents, ne pouvant être annulés et qui dépendent fortement des dimensions géométriques. Dans ces conditions nous ne pouvons pas définir, par une synthèse en éléments localisés classique, une matrice de couplage objectif physiquement réalisable.

En conséquence, la boucle d'optimisation de la méthode "directe par identification" n'est plus appropriée puisque le critère est basé sur la matrice de couplage objectif. Pour pouvoir appliquer cette méthode d'optimisation dans notre cas d'étude, nous avons donc modifié le critère d'optimisation et dans ce cas particulier, nous optimisons directement sur la réponse en fréquence.

Nous allons maintenant exposer le principe de base de cette procédure, puis nous validerons cette méthode en optimisant un filtre interdigité centré autour de 18.95 GHz, avec une bande passante équiondulante de 3,1GHz.

II-3-1 Principe de la procédure d'optimisation basée sur une méthode directe par identification, appliquée aux filtres interdigités:

Cette procédure d'optimisation est basée sur l'optimisation d'un modèle électromagnétique. Pour décrire cette procédure, nous allons faire l'hypothèse que le filtre que nous voulons optimiser, possède "n" paramètres d'optimisation indépendants notés, $\varpi_1, \varpi_2, \dots, \varpi_n$. Ces paramètres sont dits indépendants si la modification de la dimension d'un paramètre quelconque ϖ_k , n'entraîne aucune variation de dimensions sur les autres paramètres. La procédure d'optimisation que nous allons présenter sera donc valide, si et seulement si, les paramètres d'optimisations choisis par l'utilisateur vérifient cette condition.

Chapitre II

Cette méthode peut être décomposée en plusieurs étapes et elle commence par la recherche du point de départ de l'optimisation.

Etape 1 : "Initialisation de la phase d'optimisation"

Le but de cette étape est de déterminer les dimensions initiales du filtre. Nous noterons alors " X_0 ", l'ensemble des dimensions initiales relatif aux paramètres d'optimisation $\varpi_1, \varpi_2, \dots, \varpi_n$.

$$X_0 = \{ \varpi_{1(0)}, \varpi_{2(0)}, \dots, \varpi_{n(0)} \}$$

Avant de rechercher ces dimensions, nous procédons à la synthèse du filtre à réaliser. Dans le cas des filtres interdigués, nous pouvons directement appliquer la synthèse réalisée par le professeur G.L. Matthaei [5]. Non seulement cette procédure permet de synthétiser la fonction de filtrage, mais également d'obtenir analytiquement un jeu de dimensions initiales.

Cependant, comme les couplages entre les résonateurs non-adjacents ne sont pas considérés, l'initialisation des dimensions sera approximative.

Au terme de cette étape, les dimensions initiales du filtre sont déterminées, elles servent à décrire la topologie du modèle électromagnétique à optimiser.

Etape 2 : "Analyse électromagnétique et identification de la matrice de couplage"

L'analyse électromagnétique globale portée sur le dispositif déterminé précédemment, permet d'obtenir les paramètres [S] du filtre dans les plans d'accès de la simulation. Cette réponse fréquentielle constitue le point de départ de notre optimisation.

Le logiciel Hyperion permet ensuite d'identifier la matrice de couplage, à partir des paramètres [S] simulés. Ces résultats sont obtenus avec le jeu initial de paramètres X_0 et nous noterons les coefficients de cette matrice " $m_{ij}(X_0)$ ".

Etape 3 : "Réalisation d'une analyse de sensibilité autour des dimensions initiales"

Nous avons pu constater au cours de nos travaux sur les filtres interdigités, que dans le domaine des hautes fréquences, tous les coefficients de couplage, y compris les couplages parasites entre les résonateurs non-adjacents, dépendent de plusieurs paramètres physiques. De plus, la valeur des couplages indirects est du même ordre de grandeur que ceux des couplages directs et il est impossible de pouvoir les supprimer.

Afin de procéder à l'optimisation, il est alors nécessaire d'établir pour chacun des coefficients de la matrice de couplage, sa dépendance vis-à-vis de l'ensemble des paramètres physiques d'optimisation du filtre. Pour cela nous réalisons une analyse de sensibilité autour des dimensions initiales du filtre, afin d'établir l'évolution de la réponse en fréquence en fonction des paramètres géométriques. Cette analyse de sensibilité est effectuée sur chacun des paramètres " w_k ", un par un, à l'intérieur d'une plage comprise entre $\pm \Delta w_k$, autour des dimensions initiales.

$$w_{k(0)} - \Delta w_k < w_{k(0)} < w_{k(0)} + \Delta w_k$$

Cette analyse de sensibilité portée autour des différents paramètres " w_k " permet d'établir des abaques représentant les variations des coefficients de la matrice de couplage, en fonction de toutes les dimensions. Nous donnons sur le graphe de la Figure II-10, la représentation de la variation d'un coefficient de couplage en fonction d'un paramètre w_k , autour des dimensions initiales X_0 .

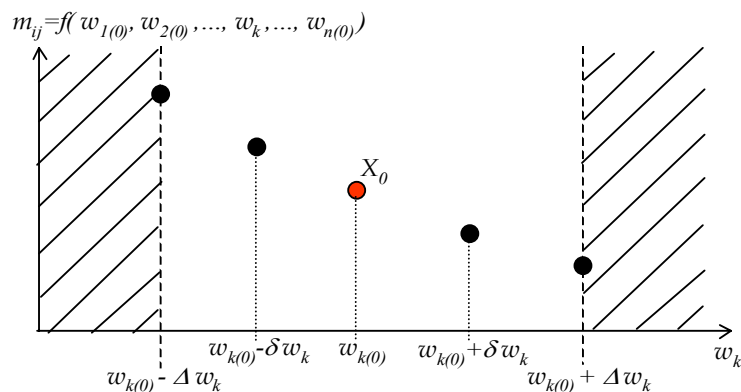


Figure II-10 : Analyse de sensibilité d'un coefficient M_{ij} , en fonction du paramètre w_k , autour du jeu initial de paramètre $X_0 = \{w_1(0), w_2(0), \dots, w_n(0)\}$

Chapitre II

Le nombre d'analyses électromagnétiques réalisées sur chaque paramètre ϖ_k , dépend de l'évolution du coefficient de la matrice de couplage, à l'intérieur de la plage de variation du paramètre. Nous verrons au cours de ce chapitre lorsque nous traiterons un exemple concret, que seulement quelques analyses sont suffisantes puisque les variations de ces coefficients sont quasiment linéaires.

A la suite de cette analyse de sensibilité, nous cherchons à obtenir une matrice de couplage "globale", dont les coefficients seront fonction de tous les paramètres d'optimisation. Nous allons donc exprimer à partir des abaques réalisés au cours de l'analyse de sensibilité, les variations des coefficients de cette matrice de couplage, en fonction des différents paramètres ϖ_k , tel que :

$$m_{ij} = f_{ij}(\varpi_1, \varpi_2, \dots, \varpi_k, \dots, \varpi_n)$$

Etant donné que les différents paramètres géométriques ϖ_k , doivent être indépendants entre eux, nous pouvons alors exprimer chaque coefficient m_{ij} , comme étant une somme de fonctions indépendantes $f_{ij,k}(\varpi_k)$, relatives aux paramètres ϖ_k . On obtient donc la relation suivante :

$$m_{ij} = f_{ij,1}(\varpi_1) + f_{ij,2}(\varpi_2) + \dots + f_{ij,k}(\varpi_k) + \dots + f_{ij,n}(\varpi_n) = \sum_{k=1}^n f_{ij,k}(\varpi_k)$$

L'analyse de sensibilité portée sur chacun des paramètres ϖ_k , peut nous permettre d'exprimer les fonctions $f_{ij,k}(\varpi_k)$, par l'approximation polynomiale des abaques, représentée sur la Figure II-10. Cependant, pour simplifier la recherche de ces fonctions, nous réalisons un changement de repère, permettant d'exprimer les variations du coefficient m_{ij} , autour du jeu initial de paramètres X_0 .

Pour faciliter la compréhension, nous avons représenté sur la Figure II-11, l'évolution d'une fonction $f'_{ij,k}(\delta\varpi_k)$, exprimée dans ce nouveau repère.

Dans ces conditions, les variations du coefficient m_{ij} de la matrice de couplage peuvent s'exprimer sous la forme suivante :

$$m_{ij} = m_{ij}(X_0) + \sum_{k=1}^n f'_{ij,k}(\delta\varpi_k)$$

Chapitre II

Avec : $m_{ij}(X_0)$: représente la valeur du coefficient de couplage m_{ij} qui a été identifié avec le jeu initial de paramètres $X_0 = \{\varpi_{1(0)}, \varpi_{2(0)}, \dots, \varpi_{n(0)}\}$

$f'_{ij,k}(\delta\varpi_k)$: représente l'évolution du coefficient de la matrice de couplage globale, pour une petite variation $\delta\varpi_k$ autour de la valeur $\varpi_{k(0)}$

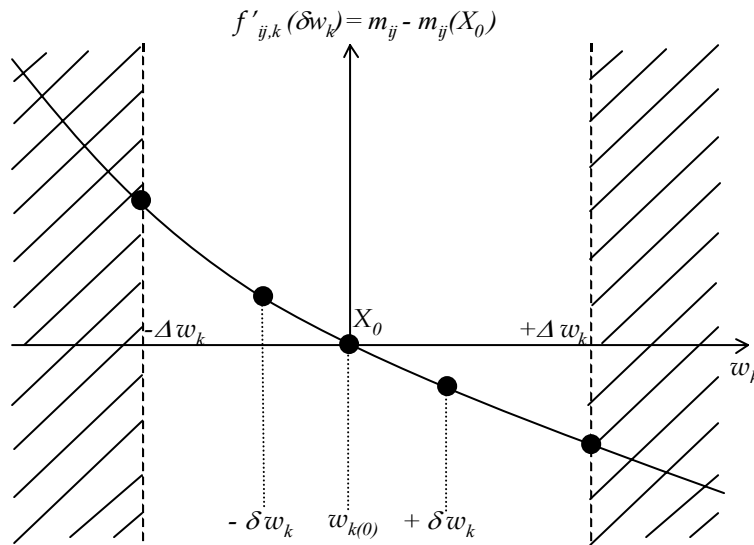


Figure II-11 : Fonction approchée $f'_{ij,k}(\delta\varpi_k)$, exprimant l'évolution du coefficient m_{ij} en fonction du paramètre ϖ_k , autour du jeu initial de paramètres $X_0 = \{\varpi_{1(0)}, \varpi_{2(0)}, \dots, \varpi_{n(0)}\}$

L'approximation polynomiale des fonctions $f'_{ij,k}(\delta\varpi_k)$ permet d'exprimer les variations de chaque coefficient m_{ij} de la matrice de couplage en fonction de tous les paramètres géométriques ϖ_k :

$$m_{ij} = m_{ij}(X_0) + \sum_{k=1}^n f'_{ij,k}(\delta\varpi_k) = f_{ij}(\varpi_1, \varpi_2, \dots, \varpi_k, \dots, \varpi_n)$$

L'ensemble des coefficients " m_{ij} " permet de construire une matrice de couplage, appelée "la matrice de couplage globale" $[M_{Globale}]$. Nous pouvons également lui associer la matrice $[R_{Globale}]$, qui de la même façon retranscrit le comportement du filtre en fonction de ses couplages d'entrée/sortie. Ces deux matrices sont représentées sur la Figure II-12.

Chapitre II

$$[M_{Globale}(X)] = \begin{pmatrix} m_{11} = f(w_1, w_2, \dots, w_n) & m_{12} & m_{13} & \dots & m_{1n} \\ m_{21} & m_{22} & & & \vdots \\ m_{31} & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ m_{n1} & \dots & \dots & \dots & m_{nn} \end{pmatrix}$$

$$[R_{Globale}(X)] = \begin{pmatrix} r_1 = f(w_1, w_2, \dots, w_n) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & r_n \end{pmatrix}$$

Figure II-12 : Matrice de couplage globale M et R, en fonction des paramètres ϖ_k , avec $X = \{\varpi_1, \varpi_2, \dots, \varpi_n\}$

Nous avons vu que la matrice de couplage est définie par la mise en équations des tensions et des courants, présents sur le schéma électrique de la Figure II-7. Il est donc également possible de réaliser l'opération inverse et d'établir à l'aide de la matrice globale $[M_{Globale}]$, le schéma électrique équivalent du filtre à optimiser.

Etape 4 : "Optimisation du modèle équivalent électrique autour du jeu initial de paramètres X_0 "

La matrice de couplage globale $[M_{Globale}(X)]$ établie au terme de l'étape 3 permet de définir le schéma électrique de la Figure II-13. Ce schéma équivalent est fonction de tous les paramètres d'optimisation géométriques. Il modélise le comportement fréquentiel du filtre à optimiser, autour des dimensions initiales $X_0 = \{\varpi_{1(0)}, \varpi_{2(0)}, \dots, \varpi_{n(0)}\}$. Son domaine de validité, dépend des plages de variations qui ont été utilisées, lors de l'analyse de sensibilité.

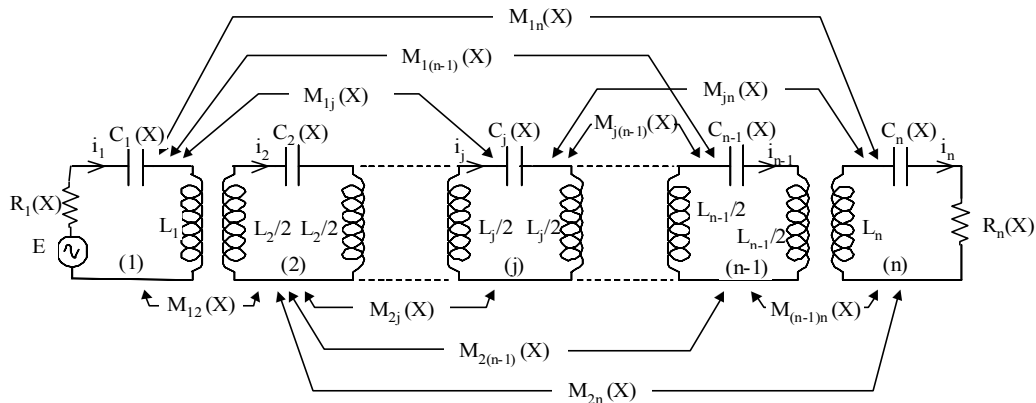


Figure II-13 : Schéma équivalent dépendant des paramètres d'optimisation géométriques

Ce schéma équivalent électrique peut ensuite être analysé à l'aide d'un logiciel de simulation circuit, tel que ADS (Advanced Design System). Il suffit d'utiliser les blocs d'optimisation prédéfinis à l'intérieur du logiciel, pour réaliser l'optimisation du filtre, en appliquant le critère d'optimisation sur le gabarit objectif de filtrage. Cette étape conduit ainsi aux dimensions optimales du filtre et à une nouvelle matrice de couplage que nous noterons $[M_{Optimisée}]$, qui prend en compte l'ensemble des couplages adjacents et non-adjacents parasites. L'ensemble des paramètres géométriques finaux, ainsi obtenu par l'optimisation, est noté :

$$X^{(f)} = \{\varpi_{1(f)}, \varpi_{2(f)}, \dots, \varpi_{n(f)}\}$$

Avec : $\varpi_{1(f)} = \varpi_{1(0)} + \delta\varpi_{1(f)}$; $\varpi_{2(f)} = \varpi_{2(0)} + \delta\varpi_{2(f)}$; $\varpi_{k(f)} = \varpi_{k(0)} + \delta\varpi_{k(f)}$, ...

$\delta\varpi_{k(f)}$: représente les longueurs de correction à apporter au modèle électromagnétique

Etape 5 : "Validation du modèle équivalent électrique par l'analyse électromagnétique"

Pour finaliser cette procédure d'optimisation, nous devons valider par une simulation électromagnétique le modèle équivalent électrique qui a été établi par l'analyse de sensibilité. Les longueurs de correction " $\delta\varpi_{k(f)}$ ", déterminées dans l'étape 4, servent alors à décrire le nouveau modèle électromagnétique.

Chapitre II

La simulation de ce modèle électromagnétique doit permettre d'obtenir directement, la réponse en fréquence qui a été optimisée lors de l'étape précédente. Dans le cas contraire, la procédure d'optimisation reprend au niveau de l'étape 3 en réalisant une nouvelle analyse de sensibilité autour des dimensions optimales qui ont été déterminées lors de l'étape 4, pour affiner la description du circuit équivalent.

Nous présentons sur la Figure II-14, le synoptique complet de la procédure que nous venons de présenter.

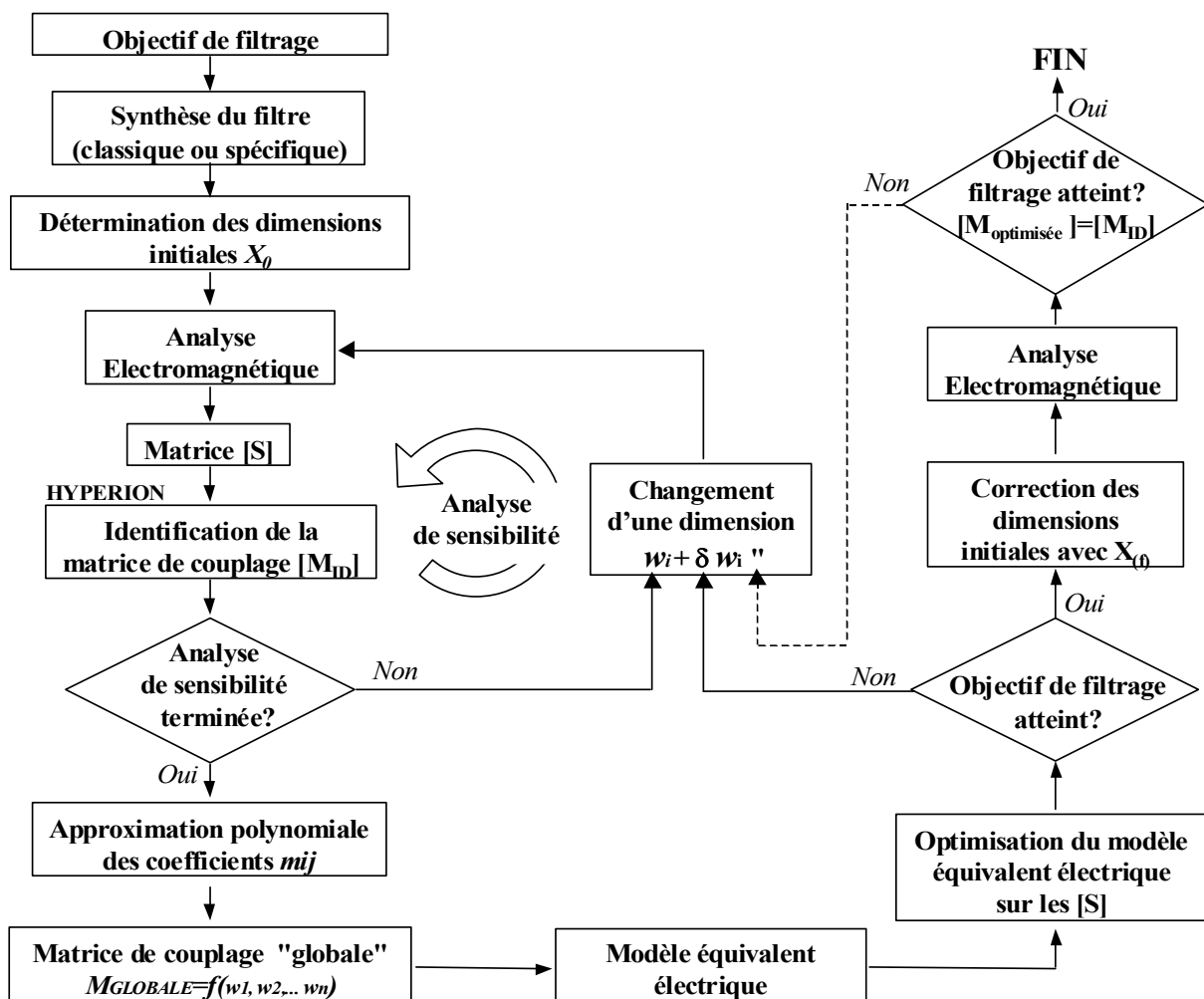


Figure II-14 : Synoptique général de la procédure d'optimisation directe par identification modifiée, appliquée aux filtres interdigités

II-3-2 Application de la procédure d'optimisation directe par identification modifiée, pour l'optimisation d'un filtre interdigité

II-3-2.a Cahier des charges :

Le filtre que nous devons optimiser devra être réalisé en technologie microruban sur un substrat de RO4003® (fabriqué par la société "Rogers corporation"). Les principales caractéristiques constructeurs de ce substrat sont les suivantes :

- Hauteur du substrat : $H = 203 \mu\text{m}$
- Permittivité relative : $\epsilon_r = 3,38 \pm 0.05$ à 10GHz
- Tangente de pertes : $\tan \delta = 3,3 \cdot 10^{-3}$ à 10GHz
- Métallisation : cuivre d'épaisseur $17,5 \mu\text{m}$

Le RO4003 est un matériau laminé qui n'entre pas dans la catégorie des PTFE (Polytetrafluorethylène), c'est-à-dire des matériaux hyperfréquences constitués de Téflon. C'est un matériau faible coût qui possède des propriétés hyperfréquences intéressantes, souvent utilisé comme substrat d'accueil lors de la conception de modules "Multi-chip", ou encore lors de la réalisation de filtres planaires. L'intérêt de ce matériau dans le domaine du filtrage, réside dans le fait que sa constante diélectrique dépend très peu de la température [35], contrairement au matériau à base de Téflon (PTFE). Cette propriété est importante pour les filtres planaires, puisque la fréquence de résonance dépend directement de la longueur d'onde et donc de la permittivité. L'utilisation de ce substrat reste toutefois limitée à la réalisation de dispositifs ne nécessitant pas une importante précision de gravure au niveau des conducteurs (largeur conducteur $> 100 \mu\text{m}$; gap $> 200 \mu\text{m}$).

Le gabarit du filtre que nous devons optimiser, a été fixé par la société "Thales" à l'origine de cette étude, lors de la conception d'un module de télécommunication pour stations de base. Il s'agit d'un filtre large bande ayant une bande passante équiondulation de 3,1GHz, centrée autour d'une

Chapitre II

fréquence de 18,95GHz. L'ondulation dans la bande doit rester inférieure à $\pm 0,1$ dB et la rejection hors-bande doit être supérieure à 20dB au-delà de 22,6GHz.

La fonction de filtrage de type Tchebyscheff satisfaisant ces contraintes, est présentée sur la Figure II-15.

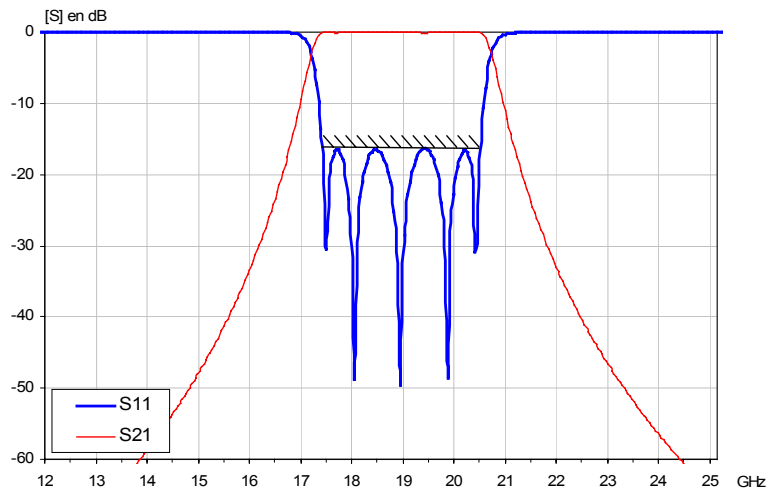


Figure II-15 : Gabarit de filtrage

II-3-2.b Définitions des dimensions initiales :

Nous avons choisi de déterminer les dimensions initiales, en utilisant la synthèse de G.L.Matthaei, spécifique aux filtres interdigités [5]. Cette synthèse nous permet de déterminer le nombre de résonateurs nécessaires et les différents niveaux de couplage qui permettront de satisfaire notre gabarit de filtrage. Par l'intermédiaire d'abaques, cette méthode peut également nous conduire à un premier dimensionnement de notre filtre, mais uniquement sous une topologie "triplaque". Nous verrons par la suite, comment nous adapterons très simplement ces dimensions, afin d'obtenir les nouvelles dimensions d'un filtre équivalent en technologie "microruban".

D'après les instructions de G. L. Matthaei [5], nous avons choisi d'utiliser la synthèse pour les filtres interdigités à "bande passante modérée". Cette synthèse est alors préconisée lors de la conception des filtres ayant une bande passante équiondulation relative inférieure à 30%.

Tout au long de cette procédure, nous devons réaliser l'application numérique d'un grand nombre d'équations. Nous nous contenterons dans ce mémoire, de donner les valeurs finales des

Chapitre II

paramètres obtenues par la résolution de ces équations. Pour obtenir plus de détail sur cette synthèse, nous invitons donc le lecteur à se reporter directement à la référence [5].

Le début de synthèse de G. L. Matthaei est tout à fait classique puisqu'il s'agit d'appliquer une synthèse Tchebyscheff en tenant compte de la bande passante, de l'ondulation, de la réjection, etc. Cette méthode nous permet de définir le nombre de résonateurs nécessaires pour respecter notre gabarit (dans notre cas 5 résonateurs) et elle nous conduit aux valeurs des composants du filtre équivalent électrique passe-bas prototype, présenté sur la Figure II-16.

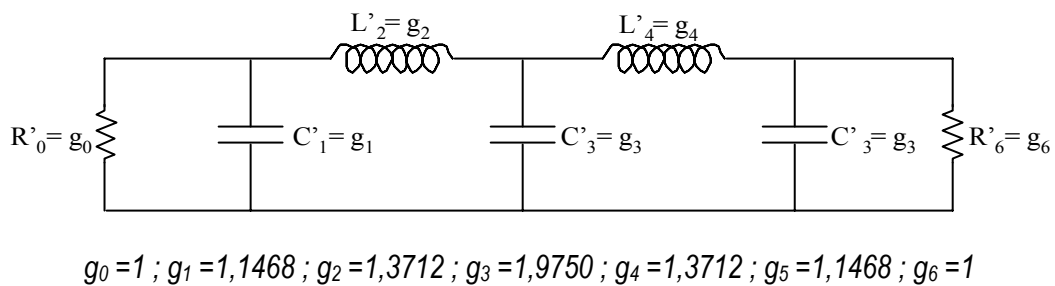


Figure II-16 : Circuit équivalent électrique du prototype passe-bas obtenu par la synthèse

Ce circuit passe-bas prototype est ensuite transformé, afin d'obtenir un circuit équivalent électrique de type passe-bande, compatible avec la topologie d'un filtre interdigité en technologie triplaque [5]. Les différents niveaux de couplages entre les résonateurs sont obtenus en ajustant la valeur des capacités que nous avons représentées sur le dessin de la Figure II-17. Cette figure représente en plan de coupe, deux résonateurs couplés en technologie triplaque.

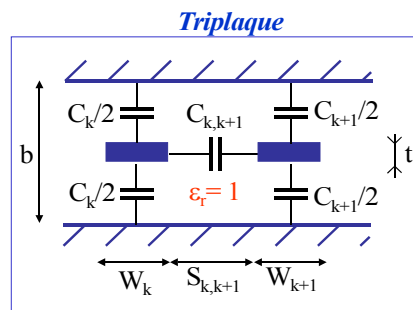


Figure II-17 : Plan de coupe d'un filtre interdigité en technologie triplaque, pour deux résonateurs k et $k+1$

Chapitre II

Les différentes applications numériques de la synthèse permettent d'obtenir les valeurs de ces capacités qui sont normalisées par unité de longueur. Nous obtenons donc, les valeurs de capacité C_k/ε pour chaque résonateur, ainsi que les capacités $C_{k,k+1}/\varepsilon$ entre deux résonateurs adjacents ; où ε représente la constante diélectrique du milieu de propagation.

Une fois que toutes ces capacités ont été déterminées, il faut ensuite reporter ces valeurs sur des abaques normalisés par rapport à la hauteur du substrat, pour obtenir les dimensions W_k et $S_{k,k+1}$, qui permettent d'obtenir physiquement la valeur de ces capacités. Nous présentons sur la Figure II-18, un tableau récapitulatif avec les différentes valeurs de paramètres que nous avons obtenues, en suivant cette synthèse [5].

k	$C_{k,k+1}/\varepsilon$	$S_{k,k+1}/\varepsilon$
0 ou 5	2.034	41 μm
1 ou 4	0.501	278 μm
2 ou 3	0.382	347 μm

k	C_k	W_k
0 ou 6	5.5	890 μm
1 ou 5	2.636	402 μm
2 ou 4	3.773	524 μm
3	3.751	502 μm

Figure II-18 : Tableaux récapitulatifs des valeurs obtenues par la synthèse [5],
avec $\varepsilon_r=1$, $b=417\mu\text{m}$, $t=17\mu\text{m}$

Au terme de cette phase, nous obtenons les principales dimensions (largeur des conducteurs, gap), d'un filtre en technologie triplaque. Cependant, il nous faut maintenant adapter ces dimensions en technologie microruban. Il s'agit de déterminer de nouvelles dimensions de résonateurs, qui permettront d'obtenir les mêmes valeurs de capacités C_k , et $C_{k,k+1}$, comme nous le présentons sur la Figure II-19.

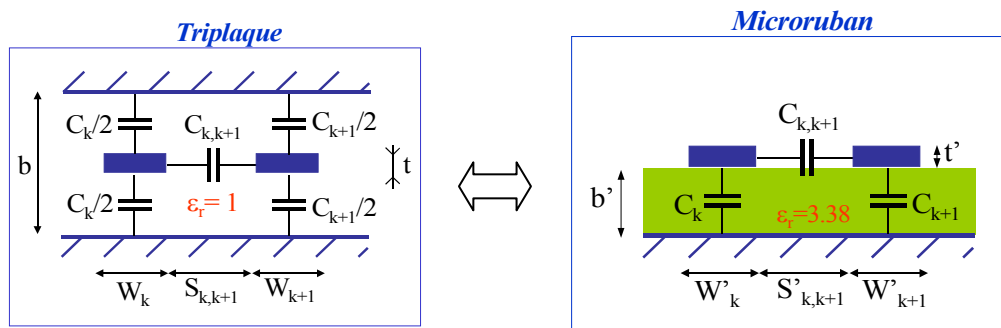


Figure II-19 : Recherche des différentes capacités C_k et $C_{k,k+1}$ équivalentes pour obtenir les dimensions équivalentes d'un filtre interdigité en technologie microruban

Chapitre II

Pour déterminer ces dimensions équivalentes, nous utilisons le logiciel EMXD, présenté dans le premier chapitre. Ce logiciel basé sur la méthode des éléments finis, offre la possibilité d'obtenir par un calcul statique en 2D, la valeur des capacités que nous recherchons. Il nous suffit donc de modéliser nos résonateurs et d'ajuster leurs dimensions, afin de retrouver les valeurs des capacités C_k , et $C_{k,k+1}$ que nous devons obtenir. Nous présentons sur les tableaux de la Figure II-20, les nouvelles dimensions que nous avons déterminées.

k	$C_{k,k+1}/\varepsilon$	$S_{k,k+1}'/\varepsilon$	k	C_k	W_k'
0 ou 5	2.034	83 μm	0 ou 6	5.5	328 μm
1 ou 4	0.501	295 μm	1 ou 5	2.636	109 μm
2 ou 3	0.382	357 μm	2 ou 4	3.773	161 μm
			3	3.751	151 μm

Figure II-20 : Tableau contenant les nouvelles dimensions permettant d'obtenir notre filtre en technologie microruban. Avec $\varepsilon_r'=3,38$, $b'=200\mu\text{m}$, $t'=17\mu\text{m}$

En ce qui concerne les longueurs des résonateurs, la synthèse de G.L. Matthaei, considère une longueur de $\lambda g/4$, par rapport à la fréquence centrale du filtre.

Au terme de cette synthèse, nous connaissons les principales dimensions du filtre interdité en technologie microruban. La topologie complète de ce filtre, que nous allons maintenant étudier, est présentée sur la Figure II-21.

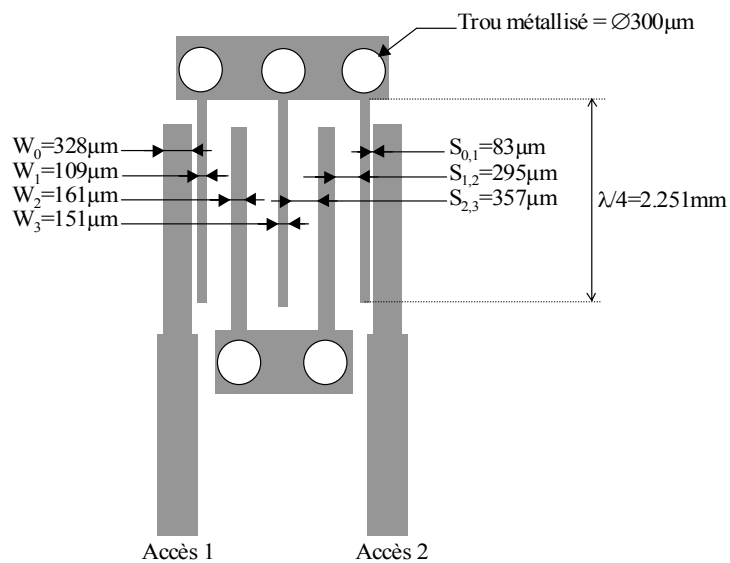


Figure II-21 : Dimensions initiales du filtre interdité en technologie microruban

Chapitre II

II-3-2.c Première analyse électromagnétique du filtre :

Le modèle électromagnétique du filtre que nous présentons sur la Figure II-21, a été simulé avec le logiciel "Momentum". Nous n'avons pas tenu compte, pour cette simulation, des pertes métalliques et diélectriques. Ce premier résultat de simulation est présenté sur la Figure II-22.

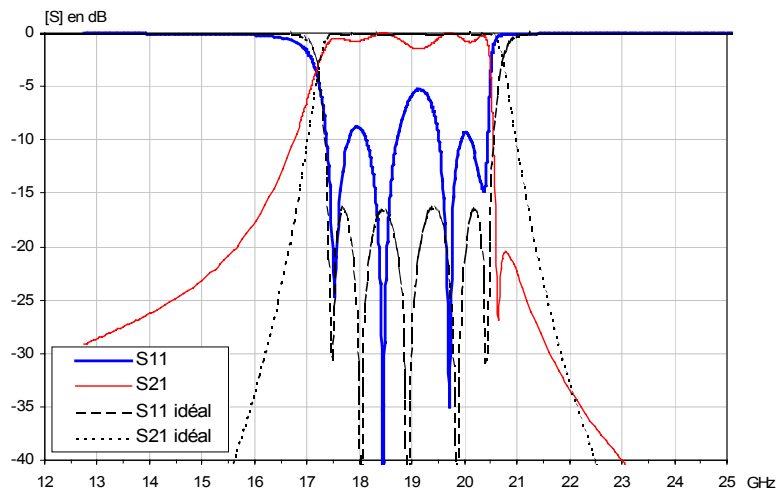


Figure II-22 : Réponse fréquentielle du filtre interdité pour les dimensions initiales

Sur ce graphe, nous pouvons comparer la réponse fréquentielle obtenue pour les dimensions initiales, avec l'objectif de filtrage de la réponse théorique de la synthèse précédente. Nous constatons que cette réponse est suffisante pour l'initialisation de la procédure d'optimisation.

Nous pouvons tout de même noter l'apparition d'un zéro de transmission, qui n'était pas prévu par la synthèse de G.L. Matthaei. L'existence de ce zéro s'explique par la présence des différents couplages parasites importants entre les résonateurs non-adjacents. La réponse en fréquence du filtre simulé n'est donc pas de forme Tchebyscheff et d'après notre expérience ce logiciel d'analyse électromagnétique donne des résultats conformes aux mesures.

En partant de cette réponse en fréquence, nous allons maintenant chercher à identifier les différents coefficients de la matrice de couplage du filtre que nous venons de simuler.

Chapitre II

II-3-2.d Identification de la matrice de couplage :

L'étape d'identification de la matrice de couplage, sera également nécessaire au cours de l'analyse de sensibilité, après chaque simulation.

L'identification de la matrice de couplage est réalisée à l'aide du logiciel Hyperion. Cependant, comme il existe une infinité de matrices solutions qui peuvent exprimer une même réponse fréquentielle, la matrice de couplage est identifiée sous la forme d'une matrice dite en "flèche". Cette matrice présentée sur la Figure II-23, est une matrice symétrique qui ne possède de termes, éventuellement non nuls que sur sa diagonale, ses deux "sur" et "sous-diagonales", sa dernière ligne et sa dernière colonne.

L'intérêt de cette matrice particulière, réside dans le fait qu'elle constitue une solution unique aux systèmes d'équations de l'identification [34]. Nous présentons sur la Figure II-23, la matrice en flèche solution obtenue sur la réponse fréquentielle initiale de notre filtre.

$$[M_{Flèche}(X_0)] = \begin{pmatrix} 0,088 & 0,811 & 0 & 0 & 0,119 \\ 0,811 & 0,019 & 0,502 & 0 & -0,266 \\ 0 & 0,502 & 0,316 & 0,209 & 0,636 \\ 0 & 0 & 0,209 & 0,919 & -0,426 \\ 0,119 & -0,266 & 0,636 & -0,426 & 0,088 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad R_{in}=R_{out}=0,553$$

Figure II-23 : Matrice en flèche identifiée pour la réponse fréquentielle initiale, et ses résistances d'entrée/sortie.

A partir de la matrice flèche (non liée à la topologie du filtre, donc non physique) nous devons ensuite rechercher la matrice de couplage relative à la structure physique du filtre. Cette recherche s'effectue par un changement de base orthogonal sur la matrice en flèche, par une série de rotation.

Nous devons maintenant fixer la forme de la matrice que nous allons rechercher. Nous savons que les filtres interdigités sont soumis à de forts couplages indirects parasites, mais nous ne savons pas encore où ils se situent. C'est pourquoi nous n'allons négliger aucune possibilité, à l'exception du

Chapitre II

couplage entre le premier et le quatrième de nos résonateurs qui nous semble improbable à cause de la topologie.

Nous présentons sur la Figure II-24, le diagramme de couplage de notre filtre interdigité et sur la Figure II-25, la forme de la matrice de couplage correspondante, vers laquelle nous allons tendre.

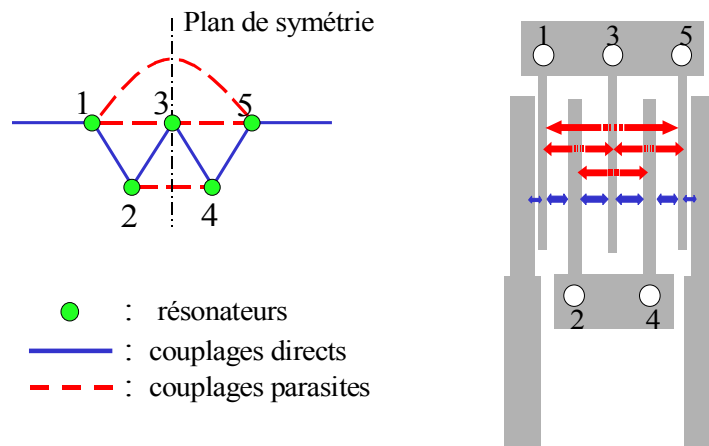


Figure II-24 : Diagramme de couplage du filtre interdigité

$$[M_{\text{couplage_idéale}}] = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & 0 & M_{15} \\ M_{12} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & 0 \\ M_{13} & M_{23} & M_{33} & M_{23} & M_{13} \\ 0 & M_{24} & M_{23} & M_{22} & M_{12} \\ M_{15} & 0 & M_{13} & M_{12} & M_{11} \end{pmatrix}$$

Figure II-25 : Forme de la matrice de couplage imposée par le filtre

La matrice de couplage physique obtenue à la suite de cette phase est présentée sur la Figure II-26. Nous présentons également sur la Figure II-27 pour comparaison, la matrice de couplage idéale de la fonction de filtrage de type Tchebyscheff, définie par la synthèse de G.L. Matthaei.

Chapitre II

$$[M_{\text{départ}}(X_0)] = \begin{pmatrix} 0,088 & 0,665 & 0,464 & 0 & -0,119 \\ 0,665 & 0,289 & -0,422 & -0,316 & 0 \\ 0,464 & -0,422 & 0,675 & -0,422 & 0,464 \\ 0 & -0,316 & -0,422 & 0,289 & 0,665 \\ -0,119 & 0 & 0,464 & 0,665 & 0,088 \end{pmatrix} \quad \text{et : } R_1 = R_6 = 0,566$$

Figure II-26 : Matrice de couplage que nous avons identifiée pour les dimensions initiales et ses résistances d'entrée/sortie. Nous avons entouré sur cette matrice les couplages parasites

$$[M_{\text{idéale}}] = \begin{pmatrix} 0 & 0,797 & 0 & 0 & 0 \\ 0,797 & 0 & 0,607 & 0 & 0 \\ 0 & 0,607 & 0 & 0,607 & 0 \\ 0 & 0 & 0,607 & 0 & 0,797 \\ 0 & 0 & 0 & 0,797 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et : } R_1 = R_6 = 0,872$$

Figure II-27 : Matrice de couplage idéale pour une fonction de filtrage de type Tchebyscheff

Nous pouvons alors constater que la matrice de couplage que nous avons identifiée, est très différente de la matrice de couplage idéale de la fonction Tchebyscheff. Les valeurs des coefficients parasites sont beaucoup trop importantes pour pouvoir être annuler. Nous pouvons en conclure qu'il est indispensable de prendre en considération ces couplages indirects au cours de l'optimisation des filtres interdigués à hautes fréquences.

Nous allons maintenant réaliser une analyse de sensibilité, autour des dimensions initiales de celui-ci, pour pouvoir définir la matrice de couplage globale $[M_{\text{Globale}}]$.

II-3-2.e Analyse de sensibilité aux variations des paramètres d'optimisation :

Avant de commencer l'analyse de sensibilité, nous devons choisir judicieusement les différents paramètres d'optimisation géométriques que nous utiliserons. Nous rappelons que ces paramètres géométriques doivent être indépendants entre-eux. En partant du principe que notre filtre devait rester symétrique, nous avons identifié 6 paramètres d'optimisation, trois longueurs de résonateurs, deux gaps

Chapitre II

inter-résonateurs et enfin l'espace entre les excitations et les résonateurs 1 et 5. Chacun de ces paramètres va nous permettre d'agir sur les coefficients suivants :

- Le gap en entrée et en sortie entre la ligne d'excitation et le résonateur pour faire varier le coefficient de qualité externe, autrement dit les résistances d'entrée/sortie.
- Le gap entre le premier et le deuxième résonateur et donc par symétrie entre le quatrième et le cinquième, pour faire varier les coefficients m_{12} et m_{34} .
- Le gap entre le second résonateur et le troisième et donc par symétrie entre le troisième et le quatrième, pour faire varier les coefficients m_{23} et m_{45} .
- La longueur du premier résonateur et donc par symétrie celle du cinquième, pour les coefficients m_{11} et m_{55} .
- La longueur de second résonateur et par symétrie celle du quatrième, pour les coefficients m_{22} et m_{44} .
- Et enfin la longueur du troisième résonateur, pour m_{33} .

Tous ces paramètres d'optimisation, sont reportés sur la Figure II-28.

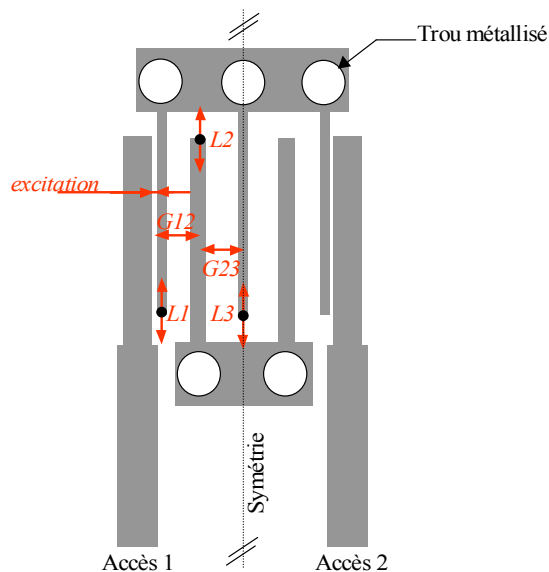


Figure II-28 : Les 6 paramètres choisis pour l'analyse de sensibilité

Chapitre II

L'analyse de sensibilité porte sur chacun de ces paramètres en tenant compte des contraintes technologiques. Pour bien illustrer cette analyse, nous allons traiter en exemple le paramètre "L₁", qui représente la longueur du 1^{er} résonateur. Nous réalisons deux simulations électromagnétiques pour "L₁ + 50μm" et "L₁ - 50μm" et nous identifions pour chacune de ces variations la matrice de couplage. Ainsi, nous disposons de trois matrices pour étudier les variations des coefficients de couplages en fonction du paramètre "L₁". Nous présentons sur la Figure II-29, les deux matrices que nous venons d'identifier et également celles correspondant aux dimensions initiales.

$$\begin{aligned}
 [M(L_{1(0)} + 50\mu m)] &= \begin{pmatrix} -0,155 & 0,636 & 0,443 & 0 & -0,117 \\ 0,636 & 0,295 & -0,429 & -0,308 & 0 \\ 0,443 & -0,429 & 0,657 & -0,429 & 0,443 \\ 0 & -0,308 & -0,429 & 0,295 & 0,636 \\ -0,117 & 0 & 0,443 & 0,636 & -0,155 \end{pmatrix} \text{ et } R_1=R_6=0,549 \\
 [M_{\text{départ}}(X_0)] &= \begin{pmatrix} 0,088 & 0,665 & 0,464 & 0 & -0,119 \\ 0,665 & 0,289 & -0,422 & -0,316 & 0 \\ 0,464 & -0,422 & 0,675 & -0,422 & 0,464 \\ 0 & -0,316 & -0,422 & 0,289 & 0,665 \\ -0,119 & 0 & 0,464 & 0,665 & 0,088 \end{pmatrix} \text{ et } R_1=R_6=0,553 \\
 [M(L_{1(0)} - 50\mu m)] &= \begin{pmatrix} 0,354 & 0,699 & 0,485 & 0 & -0,122 \\ 0,699 & 0,279 & -0,413 & -0,326 & 0 \\ 0,485 & -0,413 & 0,697 & -0,413 & 0,485 \\ 0 & -0,326 & -0,413 & 0,279 & 0,699 \\ -0,122 & 0 & 0,485 & 0,699 & 0,354 \end{pmatrix} \text{ et } R_1=R_6=0,570
 \end{aligned}$$

Les coefficients des matrices ayant un intérêt pour l'optimisation ont été surlignés. Les autres sont simplement identiques par symétrie.

Figure II-29 : Matrices de couplage identifiées autour d'une variation de "L₁"

Nous pouvons distinguer sur ces matrices qu'une variation sur la longueur "L₁" entraîne logiquement, une modification plus prononcée sur les coefficients de couplages M₁₁, M₁₂ et sur le coefficient de qualité externe liée aux résistances R₁ et R₆. Cependant comme nous pouvons le constater, cette variation a également une influence qui n'est pas négligeable sur tous les autres

Chapitre II

coefficients de la matrice. Ceci démontre bien la difficulté de l'optimisation d'un tel filtre sans une méthode appropriée, car les coefficients de couplages ne dépendent pas un à un des paramètres géométriques.

Nous allons maintenant chercher à exprimer la variation des différents coefficients en fonction des dimensions des paramètres géométriques. Nous traiterons en exemple le coefficient M_{11} qui représente la fréquence de résonance du 1^{er} résonateur. Les variations de ce coefficient seront exprimées en coordonnées relatives, par rapport à l'ensemble des paramètres du point de départ :

$$\begin{aligned} X_0 &= \{ L_{1(0)}, L_{2(0)}, L_{3(0)}, \text{gap}_{12(0)}, \text{gap}_{23(0)}, \text{excit}_{(0)} \} \\ &= \{ 2,251\text{mm}, 2,251\text{mm}, 2,251\text{mm}, 295\mu\text{m}, 357\mu\text{m}, 83\mu\text{m} \} \end{aligned}$$

Comme nous pouvons le constater sur la Figure II-30, la variation de ce coefficient est quasiment linéaire et une approximation de celui-ci par une équation du second ordre, est donc largement suffisante.

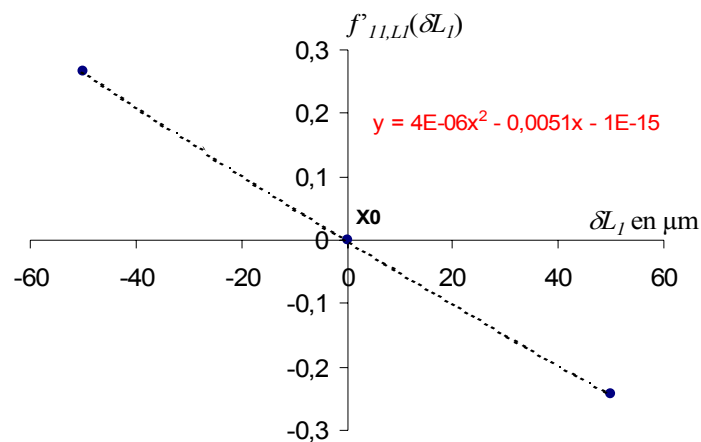


Figure II-30 : Approximation polynomiale du coefficient m_{11} autour du point de départ X_0

Nous obtenons donc une équation qui retranscrit la variation du coefficient M_{11} en fonction de la longueur du résonateur L_1 :

$$m_{11}(X) = m_{11}(X_0) + f'_{11,L1}(\delta L_1) = 0,088 + 0,000004 \times \delta L_1^2 - 0,0051 \times \delta L_1$$

Chapitre II

Cette opération doit être menée sur chacun des paramètres, pour tous les coefficients des matrices qui sont sensibles aux variations. Cette analyse permet d'exprimer chaque coefficient de couplage en fonction de tous les paramètres, comme nous le présentons cette fois-ci sur l'exemple du coefficient m_{11} :

$$m_{11}(X) = m_{11}(X_0) + f'_{11,L1}(\delta L_1) + f'_{11,L2}(\delta L_2) + f'_{11,L3}(\delta L_3) + f'_{11,excit}(\delta excit) + f'_{11,gap12}(\delta gap12) + f'_{11,gap23}(\delta gap23)$$

$$m_{11}(X) = 0,088 + 0,0000044. \delta L_1^2 - 0,005094. \delta L_1 - 0,0000555. \delta excit^2 + 0,000608. \delta excit - 0,0000045. \delta Gap_{12}^2 + 0,0012473. \delta Gap_{12} + 0,0000014. \delta Gap_{23}^2 - 0,000208. \delta Gap_{23}$$

Comme nous pouvons le voir sur cette équation, la contribution des paramètres géométriques L_2 et L_3 a été négligée, car le coefficient m_{11} est peu sensible à ces paramètres.

Par conséquent, lorsque l'analyse de sensibilité est terminée, nous disposons de la matrice de couplage "globale" fonction de tous les paramètres.

$$[M_{Globale}(X)] = \begin{pmatrix} m_{11} = f(L_1, L_2, L_3, gap_{12}, gap_{23}, excit) & m_{21} & m_{31} & \cdots & m_{1n} \\ & m_{12} & & & \vdots \\ & m_{13} & & \ddots & \vdots \\ & \vdots & & & \vdots \\ & m_{1n} & \cdots & \cdots & m_{nn} \end{pmatrix}$$

Figure II-31 : Forme générale de la matrice globale fonction des différents paramètres

II-3-2.f Optimisation du schéma équivalent électrique :

A l'aide de la matrice $[M_{Globale}]$, nous obtenons le schéma électrique équivalent d'un filtre à résonateurs couplés. Nous obtenons ainsi un schéma dont les éléments L, C, transformateurs, etc., dépendent directement des dimensions du filtre. Ce schéma est représenté sur la Figure II-32 et nous pouvons y distinguer les 5 résonateurs, ainsi que les différents couplages directs ou indirects.

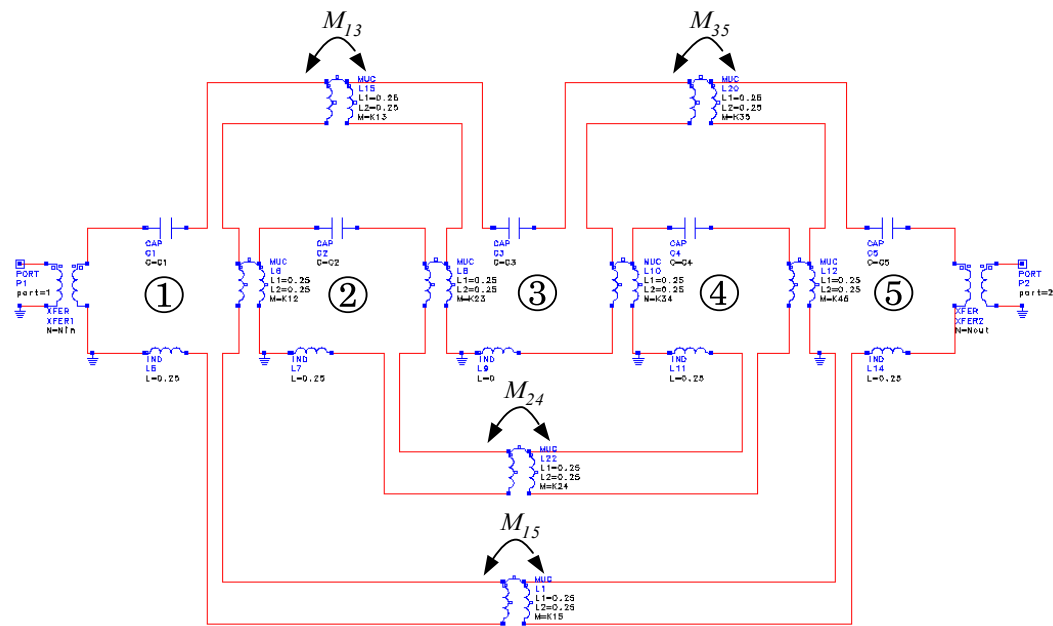


Figure II-32 : Schéma électrique équivalent dépendant des paramètres d'optimisation géométriques, réalisé sous ADS.

En utilisant les blocs d'optimisation du logiciel ADS, nous faisons varier les 6 paramètres d'optimisation géométriques, en cherchant à atteindre le gabarit de filtrage désiré. L'optimisation que nous avons réalisée, a été menée par une méthode gradient. Le critère d'optimisation que nous avons utilisé, consiste à trouver un ensemble de valeurs de paramètres, permettant d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB" dans la bande passante équiondulation. En fixant ce critère d'optimisation, nous avons réussi à obtenir une fonction de filtrage satisfaisant le gabarit de filtrage en début d'étude, notamment au niveau de la réjection hors-bande.

Au terme de cette optimisation, nous obtenons directement les longueurs de corrections à apporter sur le modèle électromagnétique en coordonnées relatives, par rapport à l'ensemble des dimensions initiales X_0 . En réalisant l'application numérique des différents coefficients de la matrice de couplage globale avec ces nouvelles dimensions, nous obtenons une matrice de couplage objectif optimale "[$M_{Optimisée}$]" que nous devons par la suite, vérifier par l'analyse du modèle électromagnétique.

Chapitre II

Les valeurs des corrections à apporter sur notre filtre sont reportées dans le tableau de la Figure II-33. Nous présenterons la matrice $[M_{Optimisée}]$ correspondante à ces dimensions, plus loin dans ce chapitre (Figure II-36).

	Valeur de départ	Correction	Valeur finale
Excitation	83 μm	-42 μm	41 μm
Gap 12	295 μm	-24 μm	271 μm
Gap 23	357 μm	-23 μm	334 μm
L1	2,251 mm	+1 μm	2,252 mm
L2	2,251 mm	+7 μm	2,258 mm
L3	2,251 mm	+22 μm	2,273 mm

Figure II-33 : Set de dimensions obtenues par l'optimisation

La réponse fréquentielle optimale obtenue pour ces valeurs de correction, en utilisant le schéma électrique équivalent sous le logiciel ADS, est présentée sur la Figure II-33.

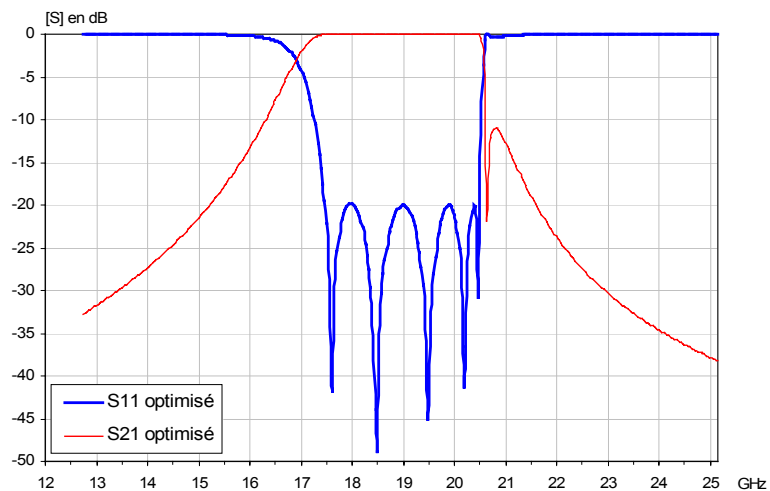


Figure II-34 : Réponse en fréquence obtenue par l'optimisation du circuit équivalent

Notons la présence du zéro de transmission en bord de bande passante, causé par les différents couplages non-adjacents. Celui-ci permet d'obtenir plus facilement le niveau de réjection hors-bande désiré.

Chapitre II

II-3-2.g Validation du modèle par l'analyse électromagnétique :

Les corrections ont été apportées sur le modèle électromagnétique et les résultats de simulations que nous avons obtenues avec ces nouvelles dimensions, permettent d'obtenir une réponse fréquentielle très proche de celle qui était prédite par le modèle électrique.

Le résultat de la simulation électromagnétique, effectuée sans tenir compte des pertes métalliques et diélectriques, sont présentés sur la Figure II-35.

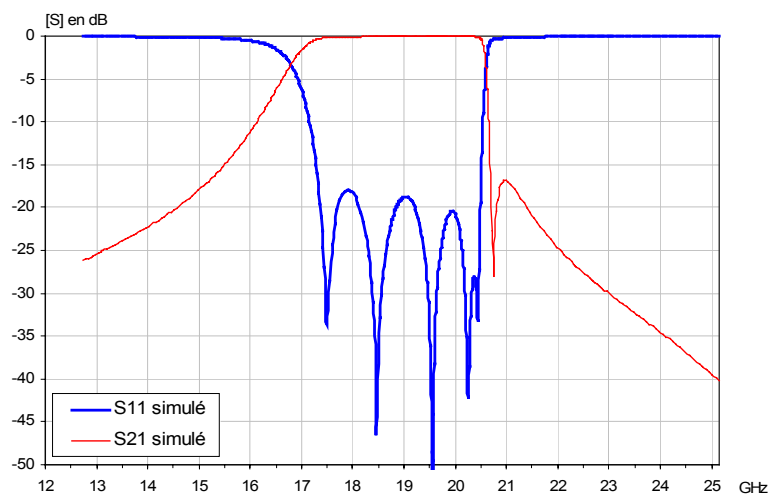


Figure II-35 : Résultat de simulation électromagnétique obtenu avec les corrections

A l'aide du logiciel Hyperion, nous avons ensuite identifié la matrice de couplage finale $[M_{Finale}]$, à partir de cette réponse fréquentielle. En effet, il est intéressant de comparer cette matrice, avec la matrice optimisée $[M_{Optimisée}]$, prédite par l'optimisation du schéma équivalent électrique constitué avec la matrice $[M_{Globale}(X)]$. Cette comparaison va nous permettre de justifier le comportement des deux modèles, l'un par rapport à l'autre. Nous présentons sur la Figure II-36 ces deux matrices.

Chapitre II

$$[M_{Optimisée}] = \begin{pmatrix} -0,069 & 0,742 & 0,494 & 0 & -0,125 \\ 0,742 & 0,171 & -0,434 & -0,393 & 0 \\ 0,494 & -0,434 & 0,715 & -0,434 & 0,494 \\ 0 & -0,393 & -0,434 & 0,171 & 0,742 \\ -0,125 & 0 & 0,494 & 0,742 & -0,069 \end{pmatrix} \text{ et } R_{in}=R_{out}=1,015$$

$$[M_{FINALE}] = \begin{pmatrix} -0,052 & 0,742 & 0,488 & 0 & -0,124 \\ 0,742 & 0,193 & -0,438 & -0,407 & 0 \\ 0,488 & -0,438 & 0,740 & -0,438 & 0,490 \\ 0 & -0,407 & -0,438 & 0,193 & 0,741 \\ -0,124 & 0 & 0,490 & 0,741 & -0,052 \end{pmatrix} \text{ et } R_{in}=R_{out}=1,017$$

Figure II-36 : Présentation de la matrice issue de l'optimisation et de la matrice identifiée avec l'analyse électromagnétique

Nous pouvons alors constater que les coefficients des deux matrices sont relativement proches. L'optimisation des couplages que nous avons réalisée est donc satisfaisante, puisque en seulement une itération nous avons trouvé une solution permettant de respecter le gabarit de filtrage, ce résultat est d'autant plus encourageant que la réponse en fréquence associée à notre point de départ était assez éloignée de l'objectif. En tout, 13 analyses électromagnétiques, réalisées lors de l'analyse de sensibilité, ont été nécessaires pour réaliser l'optimisation du filtre (deux analyses électromagnétiques pour chacun des 6 paramètres d'optimisation pendant l'analyse de sensibilité, complétée par la simulation autour des dimensions initiales).

Pour valider cette méthode de conception, nous avons réalisé le filtre que nous venons d'optimiser, au sein de notre laboratoire.

II-4 REALISATIONS ET MESURES

II-4-1 Première réalisation:

Nous avons rencontré quelques difficultés pour réaliser ce filtre, puisque nous n'avons pas à l'IRCOM, une technologie appropriée pour réaliser des trous métallisés. Précisons que ce sont des paramètres géométriques critiques, puisque la position et la dimension des vias interviennent directement sur la fréquence de résonance des résonateurs et donc sur la réponse du filtre.

La réalisation des trous métallisés a été effectuée, en perçant manuellement avec un foret de 300 μ m de diamètre, dans lesquels nous avons ensuite fait passer un fil métallique, soudé à ces deux extrémités sur les conducteurs. Nous verrons que cette méthode "artisanale", nous a pourtant permis d'obtenir des résultats de mesures convenables. Nous présentons Figure II-37, une photo de notre première réalisation.

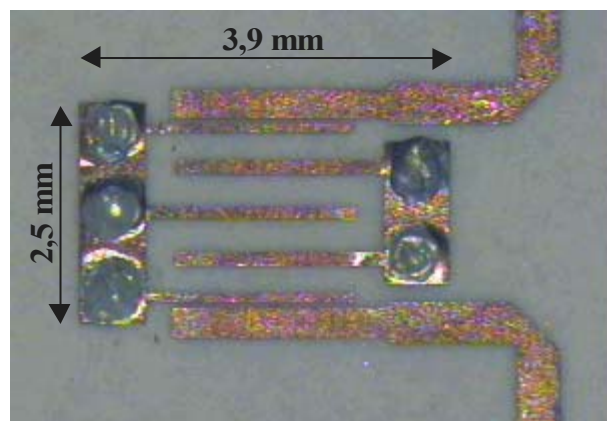


Figure II-37 : Première réalisation du filtre interdigité sur un substrat RO4003[®]

Ce filtre a été mesuré sur un analyseur vectoriel de type HP8510 connecté sur une cellule Willtron. Les résultats que nous avons obtenus sont présentés sur la Figure II-38.

L'allure générale de la réponse fréquentielle est correcte et le niveau des pertes est assez proche de ce que l'on pouvait espérer sur ce type de substrat. Cependant l'adaptation est décevante, puisque le coefficient de réflexion remonte dans la bande jusqu'à un niveau de "-7dB", de plus il existe un décalage important de la fréquence centrale, d'environ 1GHz.

Chapitre II

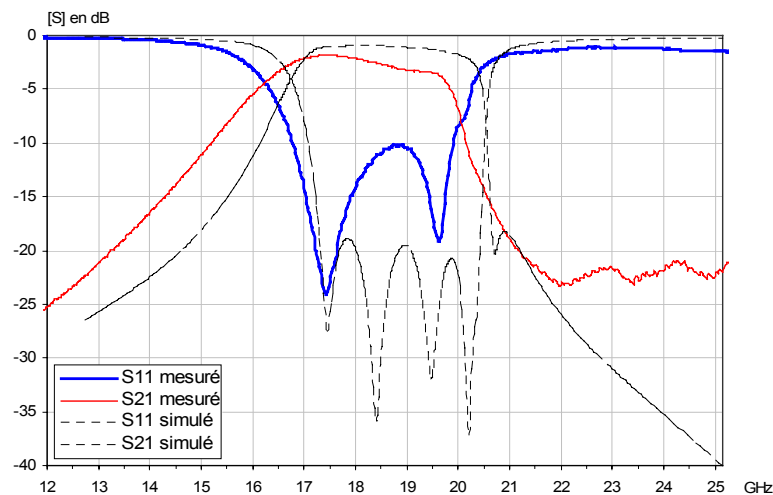


Figure II-38 : Comparaison des résultats obtenus en mesure avec ceux de simulation

Au premier abord, nous avons attribué le décalage en fréquence aux imprécisions de réalisations des trous métallisés. Cependant, au cours d'investigations complémentaires, nous avons constaté que les tolérances sur les réalisations des vias, ne pouvaient expliquer un tel décalage en fréquence. Nous avons alors décidé d'effectuer une caractérisation du substrat.

II-4-2 Caractérisation du substrat RO4003® :

Caractériser le matériau sur lequel nous débutons une étude peut parfois sembler inutile et pourtant cette étape importante est trop souvent négligée. Il est vrai que nous n'avons pas toujours les moyens techniques de réaliser une caractérisation précise et nous faisons peut être trop souvent confiance aux données techniques constructeur. Pourtant, une mauvaise connaissance de la permittivité relative d'un substrat, peut engendrer des écarts importants, entre simulations et mesures, lors de la réalisation d'un filtre par exemple.

Pour caractériser l'échantillon de RO4003® dont nous disposons, nous avons appliqué une méthode de caractérisation par cavité cylindrique métallique résonnante. Cette procédure a été développée à l'IRCOM et a fait l'objet de diverses publications [36],[37].

L'échantillon de substrat que nous devons caractériser sera placé au centre de cette cavité. Une première mesure est réalisée avec la cavité à vide, pour déterminer les fréquences de résonances

Chapitre II

des modes TE_{011} et TE_{013} . Les dimensions précises de la cavité sont alors déduites de ces deux mesures. Une seconde mesure est ensuite réalisée, en plaçant l'échantillon à caractériser au centre de la cavité. Celui-ci perturbe le mode TE_{013} , dont les composantes de champs sont maximales au centre de la cavité, et ceci se traduit par un décalage de la fréquence de résonance de ce mode. En mesurant ce décalage fréquentiel et en connaissant l'épaisseur de l'échantillon, il est possible de déterminer analytiquement, la permittivité et la tangente de pertes du substrat, à la fréquence de résonance du mode. Pour augmenter la précision, le programme qui réalise cette analyse tient également compte des facteurs de qualité et des pertes métalliques de la cavité.

Les caractéristiques que nous avons obtenues, à l'aide de cette procédure, sont présentées dans le tableau de la Figure II-39.

RO 4003	Donnée fabricant	Caractérisation IRCOM
Er	3,38 +/- 0,05 à 10GHz	3,57 à 29 GHz
Epaisseur	203 μm +/- 30 μm	204,5 μm
Métallisation	17,5 μm	17 μm
Tan(d)	2,7.10e-3 à 10 GHz	3,4.10e-3 à 29 GHz

Figure II-39 : Caractérisation du substrat RO4003[®] fabriqué par la société Rogers

L'écart que nous obtenons par rapport aux données constructeur sur la permittivité relative, est significatif.

Bien que, nous ayons obtenu cette valeur de 3,57 pour une fréquence de 29 GHz, nous supposons dans nos simulations que la permittivité conserve cette valeur autour de 19GHz.

En tenant compte de ces nouvelles valeurs, nous avons réalisé une nouvelle retro-simulation et celle-ci semble confirmer les données de notre caractérisation, puisque nous avons obtenu une fréquence centrale et une bande passante équivalentes, équivalentes à celles que nous avons obtenues en mesures.

Nous avons donc réalisé une nouvelle optimisation du filtre, en tenant compte de ces nouvelles caractéristiques du substrat.

II-4-3 Une nouvelle réalisation:

Nous présentons sur la Figure II-40, les nouvelles dimensions du filtre obtenu après l'optimisation. Cette structure a ensuite été réalisée.

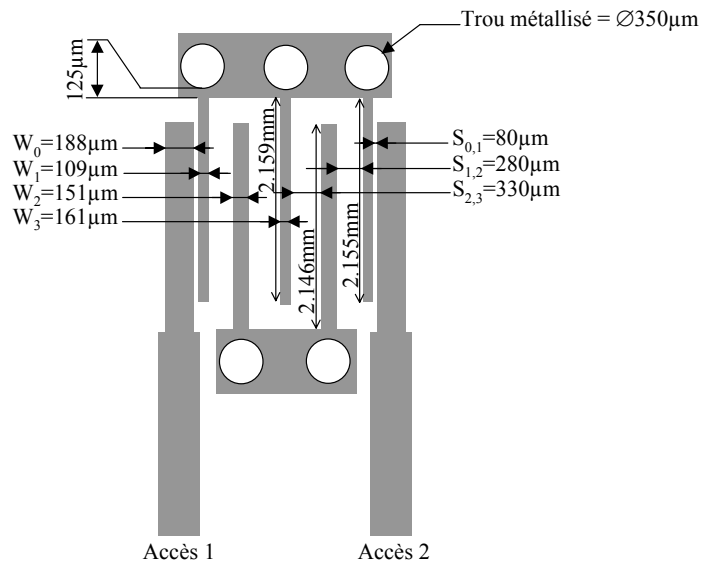


Figure II-40 : Dimensions finales du filtre interdigité

Au cours de cette nouvelle réalisation, nous avons effectué un effort important pour essayer d'améliorer notre procédé de fabrication, afin d'obtenir un circuit respectant au mieux les dimensions qui ont été simulées. Par exemple, pour augmenter la précision au niveau de la réalisation des trous métallisés, nous avons effectué toute l'optimisation électromagnétique du filtre, en utilisant le diamètre moyen que nous avons mesuré sur une série de trous, réalisée avec le foret un 300 μm .

Le filtre qui a ainsi été réalisé est présenté sur la Figure II-41 et ses principales dimensions sont reportées sur la Figure II-40.

Chapitre II

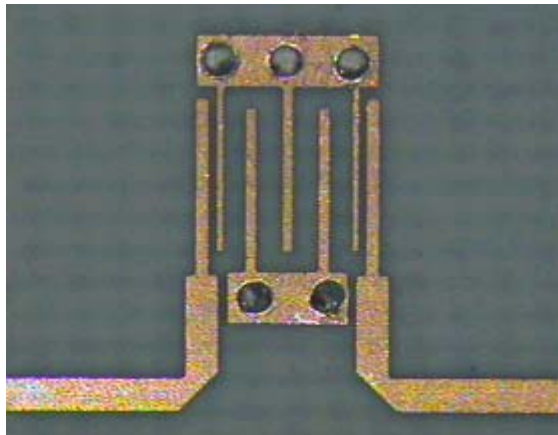


Figure II-41 : Photographie du filtre, prise avant la métallisations des vias

Les résultats de mesures présentés sur la Figure II-42, sont en bon accord avec les résultats de simulations qui prennent en compte les pertes métalliques et diélectriques.

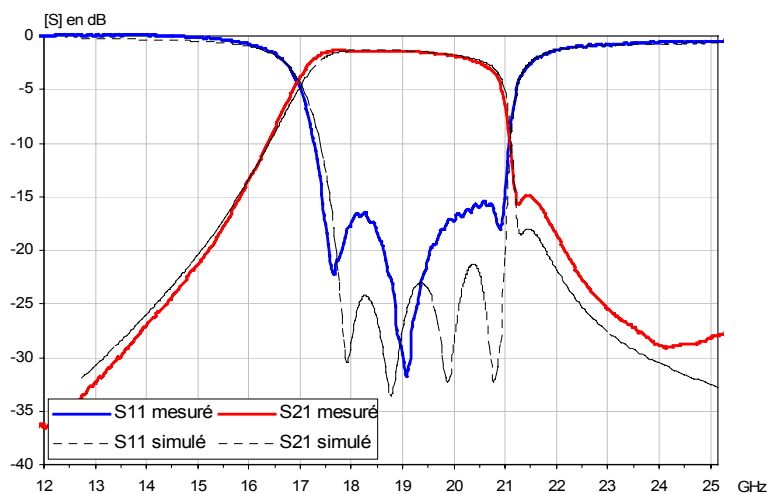


Figure II-42 : Résultats de mesures et simulations avec pertes

Les résultats que nous obtenons en mesures sont tout à fait satisfaisants, le coefficient de réflexion reste inférieur à "-15dB" sur tout la bande passante et le niveau des pertes élevé, lié aux performances du RO4003, est en parfait accord avec les simulations.

Ces résultats nous permettent de valider d'une part la procédure d'optimisation mise au point lors de se travail de thèse et d'autre part la caractérisation réalisée sur le substrat de RO4003®.

II-5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES

La procédure d'optimisation que nous venons de présenter, dédiée aux filtres interdigués, est généralisable à plusieurs types de filtre. Toutefois dans la majorité des cas, elle conduirait à une augmentation du temps de conception, en comparaison avec la procédure générale développée par S. Bila [1]. Par contre cette méthode est utile lorsque le concepteur n'a pas la possibilité d'utiliser un critère d'optimisation basé sur la matrice de couplage. Comme nous l'avons démontré dans ce chapitre, c'est une procédure efficace lorsque les filtres ont de forts couplages parasites indirects, ne pouvant être éliminés, qu'il faut prendre en compte dans l'optimisation. Dans ces conditions particulières cette méthode permet de diminuer le temps de conception puisque sur l'exemple que nous avons présenté, nous trouvons une solution avec seulement 13 analyses électromagnétiques.

De plus, elle permet d'obtenir un modèle équivalent électrique très précis du filtre, autour d'une plage de variations des dimensions. Ce modèle peut également permettre, de comprendre facilement comment évolue la réponse fréquentielle en fonction des paramètres géométriques, ou bien de définir quelles sont les dimensions sensibles du filtre.

Chapitre II

REFERENCES

Chapitre II

REFERENCES CHAPITRE II

- [1] **S. BILA**
"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. Application aux dispositifs microondes"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, mai 1999
- [2] **G.L. MATTHAEI**
"Interdigital band-pass filter"
IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol.10, n°6, pp. 479-491 – Novembre 1962
- [3] **R. LEVY, S.B. COHN**
"A history of microwave filter research, design, and development"
IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol.32, n°9, pp. 1055-1067 – Septembre 1984
- [4] **G.L. MATTHAEI**
"Comb-line band-pass filters of narrow or moderate bandwidth"
Microwave Journal, pp.82-91 – Aout 1963
- [5] **G.L. MATTHAEI, L. YOUNG, E.M.T.JONES**
"Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures"
ARTECH HOUSE, réédition de 1969 - 1980
- [6] **R.J. WENZEL**
"Exact theory of interdigital Band-pass filters and related coupled band-pass structures"
IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol.13, n°5, pp. 559-575 – Septembre 1965
- [7] **C.-L. REN**
"On the Analysis of General Parallel Coupled TEM Structures Including Nonadjacent Couplings."
IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol.17, n° 5, pp. 242-249 – Mai 1969
- [8] **C. ERNST, V. POSTOVALKO**
"Tapped-line interdigital filter equivalent circuits"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 801-804 – Juin 1997
- [9] **D.G. SWANSON, R.J. WENZEL**
"Fast analysis and optimization of combline filters using FEM"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest – Juin 2001

Chapitre II

- [10] **D. M. POZAR**
"Microwave Engineering"
Addison-Wesley series in electrical and computer engineering - 1990
- [11] **J. -S. HONG, M.J. LANCASTER**
"Microstrip filters for RF/Microwave applications"
Wesley series in microwave and optical Engineering - 2001
- [12] **J. SOMBRIN**
"Synthèse, identification des paramètres et simulation des filtres hyperfréquences"
Rapport CNES n° 92 - Mars 1996
- [13] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**
"New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders"
COMSAT Technical Review, Vol.1, n 1 - 1971
- [14] **S. DARLINGTON**
"Synthesis of reactance 4-poles which produce prescribed insertion loss characteristics"
Journal of Math. Phys, Vol. 30 - Septembre 1939
- [15] **J.D. RHODES, R.J. CAMERON**
"General extracted pole synthesis technique with applications to low - loss TE₀₁₁ mode filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.28, n°9, pp.1018-1028 - Septembre 1980
- [16] **J.D. RHODES**
"Theory on electrical filters"
Wiley Interscience, John Wiley & Sons - 1976
- [17] **A.M. PAVIO**
"The electromagnetic analysis and optimization of a broad class of problems using companion models"
Workshop on automated circuit design using electromagnetic simulators, IMS, Orlando, Florida, USA - Mai 1995
- [18] **J.W. BANDLER, R.M. BIERNACKI, S.H.CHEN, Y.F. HUANG**
"Design optimization of interdigital filters using Aggressive Space Mapping and decomposition"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45, n°5, pp.761-769 - Mai 1997

Chapitre II

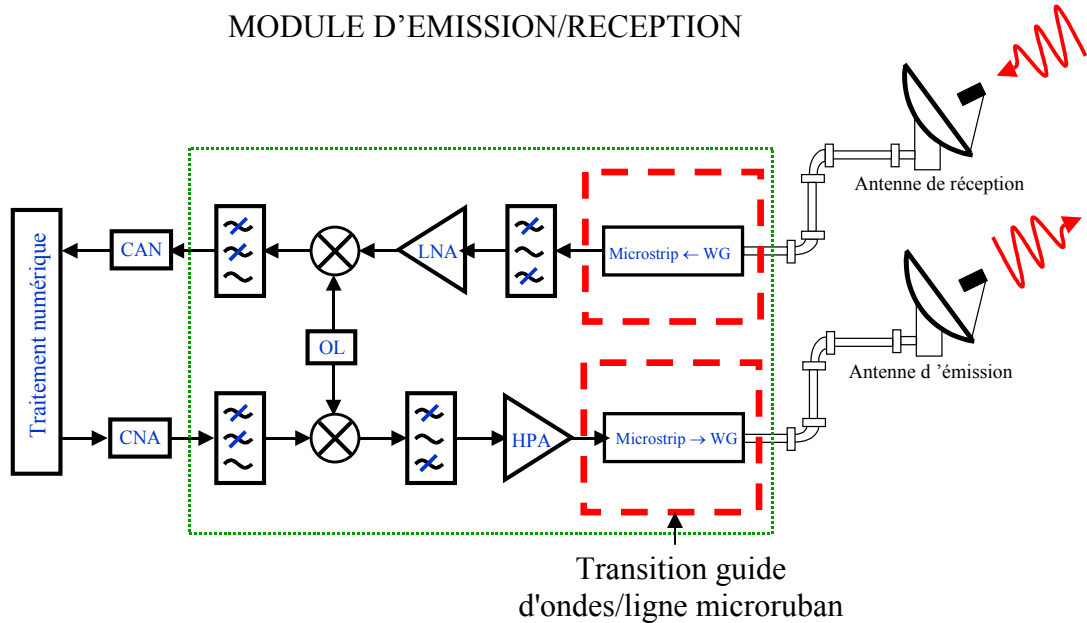
- [19] **S. YE, R.R. MANSOUR**
"An innovative CAD technique for microstrip filter design"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45, n°5, pp 780-786
- Mai 1997
- [20] **J.W. BANDLER, R.M. BIERNACKI, S.H. CHEN, P.A. GROBELNY, ...**
"Space mapping technique for electromagnetic optimization"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.42, n°12, pp.2536-2544 - Décembre 1994
- [21] **J.W. BANDLER, R.M. BIERNACKI, S.H. CHEN, D. OMERAGIC**
"Space mapping optimization of waveguide filters using finite element and mode - matching electromagnetic simulators"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, Vol.2, pp. 635-638 - Décembre 1997
- [22] **M.H. BAKR**
"Advances in space mapping optimization of microwave circuits"
Thèse de "Doctor in philosophy (Electrical Engineering)" de l'Université de McMASTER, Hamilton, Ontario – Février 2000
- [23] **H. BLONDEAUX, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, ...**
"Computer-aided design of 3D microwave filter using quasi-planar high Qu dielectric resonator"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol.10, Issue 6, pp. 333-341 – Novembre 2000
- [24] **S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, ...**
"Direct electromagnetic optimization of microwave filters"
IEEE Microwave Magazine, Vol.2, n°1, pp. 46-51 - Mars 2001
- [25] **D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON**
"Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest – Juin 2002
- [26] **C. SABOUREAU, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON**
"Accurate computer aided design of interdigital filters applying a coupling identification method"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest - Juin 2002
- [27] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**
"Narrow bandpass waveguide filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.20, n°4, pp.258-265
- Avril 1972

Chapitre II

- [28] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**
"New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders"
COMSAT Technical Review, vol.1, n°1, pp.20-43 - 1971
- [29] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS, R.W. NEWCOMB**
"Narrow band multiple coupled cavity synthesis"
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.21, n°5, pp.649-655- Septembre 1974
- [30] **R.J. CAMERON**
"General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, n°4, pp.258-265
- Avril 1999
- [31] **J. BATTUT**
"Filcav – Manuel Utilisateur"
Document CNES - Octobre 1998
- [32] **D. BAILLARGEAT**
"Analyse globale de dispositifs microondes par la méthode des éléments finis. Application aux filtres à résonateurs diélectriques"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - Janvier 1995
- [33] **L. BARATCHART, J. GRIMM, S. LEBLOND, M. OLIVI, F. SEYFERT,...**
"Identification d'un filtre hyperfréquences par approximation dans le domaine complexe"
Rapport INRIA n 219 - mars 1998
- [34] **F. SEYFERT**
"Problèmes extrémaux dans les espaces de Hardy. Application à l'identification de filtres hyperfréquences à cavités couplées"
Thèse de Doctorat de l'Ecole des Mines de Paris - Février 1998
- [35] **T.S. LAVERGHETTA**
"Microwave materials and fabrication techniques"
ARTECH HOUSE - Edition 2000
- [36] **P. GUILLON, Y. GARAUULT**
"Complex permittivity of MIC substrate"
AEU, pp. 102-104 - 1981
- [37] **D.C. THOMPSON, O. TANTOT, H. JALLAGEAS, G. E. PONCHAK,...**
"Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30 to 110GHz"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°4, pp.1343-1352
- Avril 2004

CHAPITRE III

*Développement d'une transition par patch à fente en U
entre une ligne microruban et un guide d'ondes
rectangulaire métallique, aux fréquences millimétriques*



Chapitre III

INTRODUCTION

Les modules d'émission/réception hyperfréquences dont le signal RF au niveau de l'antenne doit transiter par un guide d'ondes, nécessitent généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie microruban et le guide d'ondes. Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamentale du guide TE_{10} sur le mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnétique) de ligne microruban.

Pour illustrer ce sujet nous présentons sur la Figure III-1, l'exemple d'un module de transmission comportant deux transitions microruban/guide d'ondes au niveau des accès d'émission et de réception.

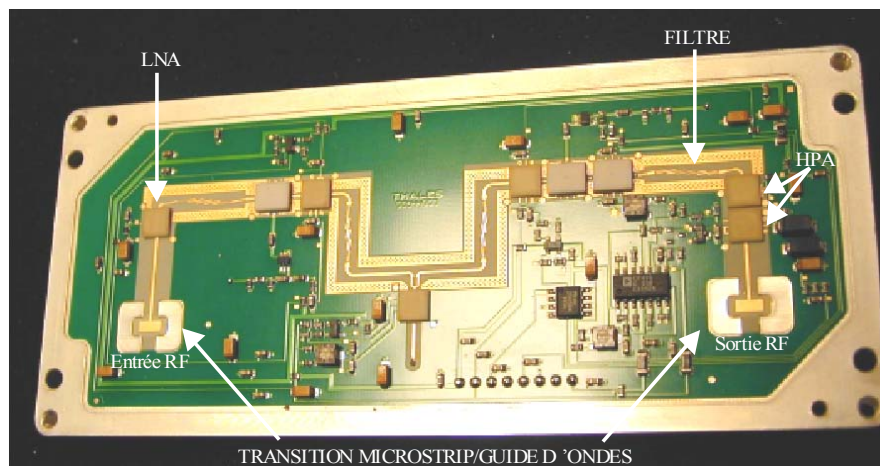


Figure III-1 : Module de transmission à 26GHz pour liaison "point to point" fabriqué par THALES (photo extraite de la publication [1]) muni de transitions microstrip/guide d'ondes

Ces transitions sont généralement réalisées directement sur le substrat d'accueil qui compose le module. Pour respecter les exigences industrielles, une transition microruban/guide d'ondes doit avoir de bonnes performances électriques en terme d'adaptation, être simple de réalisation et facile à intégrer sur le circuit planaire. Ces transitions sont situées dans la chaîne de réception juste avant l'amplificateur faible bruit et comme à ce niveau le signal est relativement faible, elles doivent engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale à la fréquence de travail du système (coefficient de réflexion $< -20\text{dB}$).

Chapitre III

Toute la difficulté est de conserver une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences pour permettre une utilisation générique de la transition, cependant il est assez difficile de concevoir un tel dispositif, puisque l'impédance que le signal perçoit au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne microruban, dont l'impédance caractéristique est généralement à 50Ω . Les dimensions de ces transitions sont donc optimisées pour fonctionner autour d'une fréquence donnée.

Pour réaliser ces transitions il existe plusieurs topologies, différentes en fonction de l'emplacement du guide d'ondes par rapport au circuit planaire. Dans la littérature, nous pouvons distinguer trois grandes familles :

- Les transitions placées dans le sens de propagation du guide [2-4]
- Les transitions utilisant une fente placée sous le conducteur microruban [5-10]
- Les transitions par sonde ou par patch [11-14]

L'étude que nous avons réalisée porte sur l'optimisation et l'amélioration des performances d'une transition par patch. Nous présentons sur la Figure III-2, la topologie générale de ce type de transitions.

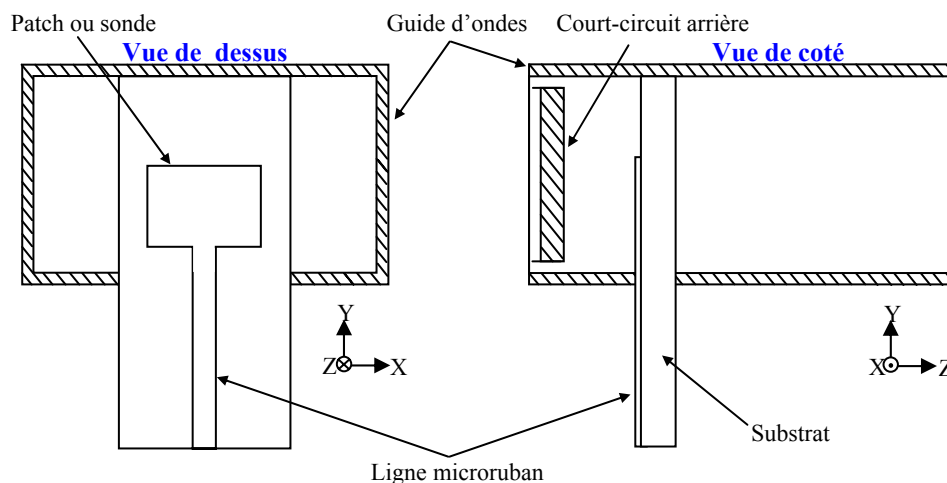


Figure III-2 : Architecture générale d'une transition microruban/guide d'ondes par patch

Chapitre III

Nos travaux portant sur ce sujet ont été réalisés dans le cadre d'un contrat d'études avec la société "THALES". Nous avons ainsi optimisé plusieurs transitions centrées autour de différentes fréquences (22GHz, 28GHz, 30GHz), en gardant une topologie identique à celle de la Figure III-2. Pour chacune de ces transitions l'objectif était d'obtenir une bande passante relative d'environ 10% pour un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB".

Cette même topologie a ensuite dû être transférée autour de 38GHz dans la bande (36GHz-40GHz), soit 10,5% de bande passante relative. Seulement à cette fréquence nous obtenions uniquement un peu moins de 7% de bande et nous avons donc été contraints de rechercher une nouvelle solution technique.

Pour répondre rapidement aux besoins, nous avons dans un premier temps optimisé deux transitions de topologie classique en deux sous-bandes (36GHz-40GHz et 37GHz-40GHz) et il s'est avéré que l'une de ces deux transitions a permis d'obtenir au niveau des mesures, des performances suffisantes pour l'application demandée.

Bien que nous ayons répondu aux contraintes de l'industriel nous nous sommes tout de même intéressés, dans le cadre de ma thèse, à développer une nouvelle topologie permettant d'élargir la bande passante propre à ce type de transition.

Pour introduire ce sujet, nous allons commencer par présenter un aperçu du principe de fonctionnement des transitions microruban/guide d'ondes les plus courantes et enfin nous décrirons les travaux que nous avons réalisés sur diverses transitions.

III-1 LES TRANSITIONS MICROSTRIP/GUIDE D'ONDES

III-1-1 Les transitions placées dans le sens de propagation du guide d'ondes

Ce sont des transitions dont le guide d'ondes et la ligne microruban sont orientés de telle sorte que leurs modes de propagations se propagent selon la même direction.

La forme la plus courante de ce type de transition utilise un guide d'onde corrugué. Nous présentons sur la Figure III-3, le schéma de principe de cette transition.

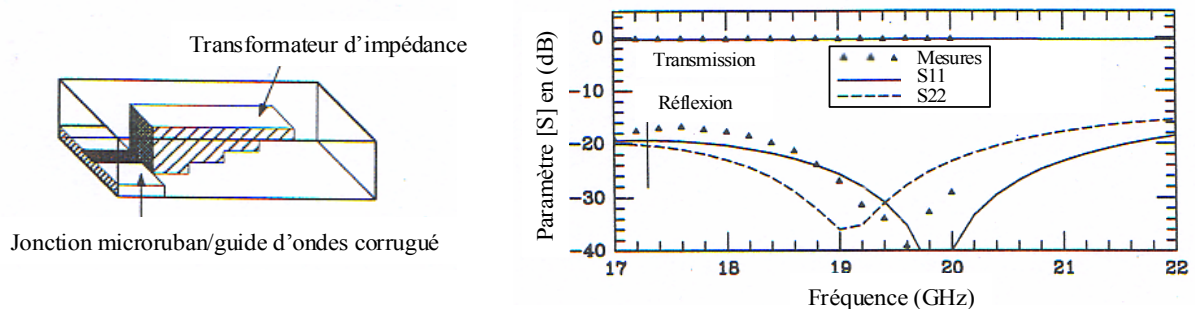


Figure III-3 : Transition microruban/guide d'ondes par guide d'ondes corrugué réalisée par H.W. YAO [2]

Cette transition est constituée d'une discontinuité entre une ligne microruban et un guide d'ondes corrugué qui se transforme ensuite en un guide d'ondes rectangulaire métallique. Avec ce type de structures l'adaptation est réalisée en optimisant le nombre et la longueur des sauts d'impédances.

Les exemples de transitions corruguées dans la littérature sont assez. Leur usage n'est de toute façon pas très adapté au domaine des fréquences millimétriques, puisque qu'elles nécessitent l'utilisation d'outils mécaniques de hautes précisions pour pouvoir réaliser la partie en guide d'ondes corrugué et les tolérances de réalisations seront bien moins intéressantes qu'en microélectronique.

Pour pallier à ces imprécisions, il est alors préférable d'opter pour une solution dont le système d'adaptation est réalisé directement sur le substrat supportant la ligne microruban. Nous pouvons distinguer les transitions dites "fine-line" [3] ou encore une solution innovante basée sur le principe

Chapitre III

d'une antenne "Quasi-Yagi" [4]. Cette dernière présentée sur la Figure III-4, est composée de deux dipôles rayonnants et d'un élément directeur, placés dans le plan \vec{E} du guide d'ondes. Le principal inconvénient de cette topologie, mais également ce qui peut la rendre attrayante vis-à-vis des autres solutions, vient du fait que les deux dipôles rayonnants doivent mesurer chacun environ une demi-onde. Pour pouvoir les intégrer à l'intérieur d'un guide d'ondes, il faut donc que la permittivité relative du substrat qui supporte l'antenne soit assez importante pour minimiser la longueur des dipôles (dans l'exemple de la Figure III-4, il s'agit d'un substrat de duroid de permittivité 10,2). En contrepartie, cette solution est intéressante car la majorité des transitions microruban/guide d'ondes nécessitent l'usage d'un substrat ayant une faible permittivité relative pour ne pas perturber le mode de propagation dans le guide.

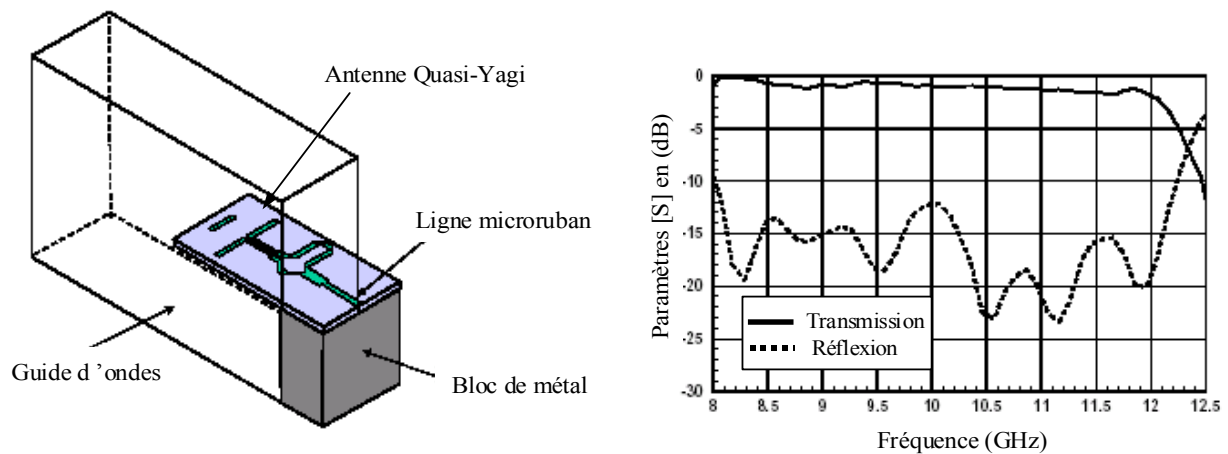


Figure III-4 : Transition microruban/guide d'ondes par antenne Quasi-Yagi, développée par N. Kaneda [4]

Nous présentons également sur la Figure III-4, les résultats de mesures de cette transition. Elle permet d'atteindre une bande passante assez large avec un pourcentage de bande relatif d'environ 16% pour un coefficient de réflexion inférieur à "-15dB" et même 38% à "-12dB".

Les transitions placées dans le sens de propagation du guide permettent d'obtenir des bandes passantes importantes, mais leurs topologies sont plus difficiles à intégrer sur un circuit planaire en comparaison avec les autres solutions que nous allons maintenant présenter.

III-1-2 Les transitions utilisant une fente au niveau du plan de masse, sous le conducteur microruban

Les transitions utilisant une fente située au niveau du plan de masse sous la ligne microruban, sont simples à intégrer sur un circuit planaire. Nous pouvons trouver dans la littérature plusieurs topologies, mais le principe de fonctionnement est souvent le même. Un premier modèle de transition est décrit sur la Figure III-5. Sur cet exemple, la fente gravée au niveau du plan de masse sous la ligne microruban, permet de coupler l'énergie de la ligne avec un élément rayonnant placé à l'intérieur du guide. L'élément rayonnant peut être constitué par une ligne résonnante en $\lambda/2$ [5], ou bien par un patch rectangulaire [6],[7].

Les résultats de mesures obtenus sur l'exemple que nous présentons montrent qu'il est possible d'obtenir avec cette topologie une bande passante relative d'environ 16%, pour un coefficient de réflexion inférieur à "-13dB" et ceci autour d'une fréquence égale à 75GHz.

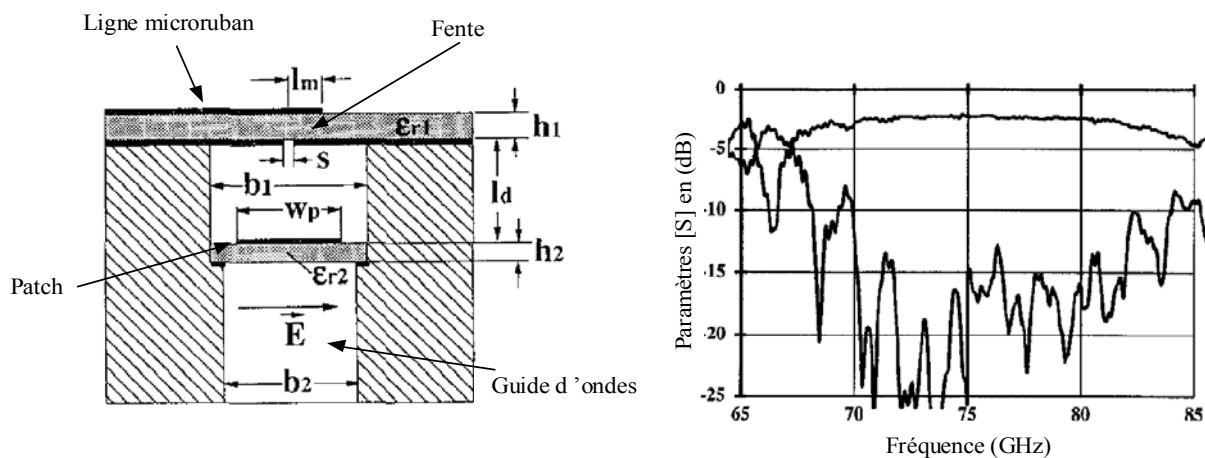


Figure III-5 : Transition microruban/guide d'ondes avec une fente dans le plan de masse développée par W. Grabherr [6]

Ce principe de transition permet de réaliser des modules d'émission/réception hermétiques, puisque le substrat au niveau de la fente isole la partie planaire de celle en guide d'ondes. Cependant, la topologie d'une telle transition est relativement complexe puisqu'elle nécessite l'addition d'un substrat intermédiaire à l'intérieur du guide pour pouvoir supporter l'élément rayonnant.

Chapitre III

L'exemple suivant présenté sur la Figure III-6, concerne également une transition qui utilise une fente au niveau du plan de masse de la ligne microruban. La conception est alors différente puisqu'il n'existe plus d'élément rayonnant situé sur un substrat intermédiaire, placé à l'intérieur du guide. Dans le cas de cette solution, l'élément rayonnant est remplacé par une cavité résonnante métallique qui est excitée par un système de sondes, positionnées à l'extrémité de la ligne microruban. Le couplage avec le guide est ensuite réalisé par l'intermédiaire d'un iris, constitué par la fente dans le plan de masse.

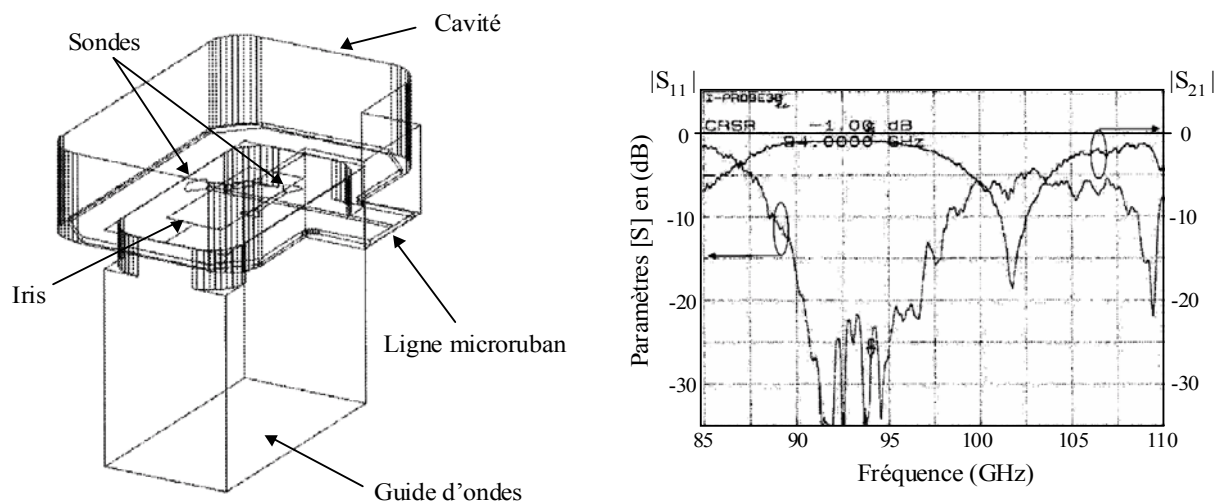


Figure III-6 : Transition microruban/guide d'ondes couplée avec une cavité résonnante développée par F-J. Villegas [10]

Les résultats de mesures de cette transition présentent une bande passante relative d'environ 7,5% pour un coefficient de réflexion inférieur "-15dB" à une fréquence de 94GHz. Précisons que cette transition a également été réalisée autour d'une fréquence de 45GHz, par les mêmes auteurs, avec une bande passante relative équivalente.

Comme nous venons de le voir, les transitions utilisant une fente placée sous le conducteur microruban sont de conception assez complexe. Une solution plus simple à mettre en œuvre consiste à utiliser l'extrémité du conducteur microruban pour jouer le rôle d'une sonde d'excitation.

III-1-3 Les transitions par sonde ou par patch

Ces transitions sont simples de conception et certainement les plus faciles à intégrer sur un circuit planaire. Elles sont composées d'un patch [11] ou d'une sonde [12]-[14] placé au bout de la ligne microruban et inséré dans le plan \vec{E} du guide d'ondes. L'extrémité du conducteur rayonne et forme un champ électromagnétique dont les composantes électriques et magnétiques sont semblables à celles du mode fondamental TE_{10} dans le guide. Précisons que nous utilisons le terme "sonde" lorsque le conducteur placé à l'intérieur du guide garde la même largeur que celle de la ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω et le terme patch lorsque le conducteur d'excitation s'élargit à l'intérieur du guide.

Pour pouvoir adapter l'impédance élevée du guide (environ 450Ω au centre du guide en utilisant la définition tension/puissance [15]), avec l'impédance caractéristique 50Ω de la ligne, ces topologies utilisent un transformateur d'impédance quart d'onde. Dans le cas d'une sonde, il est réalisé à l'extérieur du guide sur la ligne microruban et dans le cas d'un patch, l'adaptation est réalisée en optimisant les dimensions du patch. Nous pouvons distinguer les différences entre ces deux transitions sur les Figure III-7 et Figure III-8.

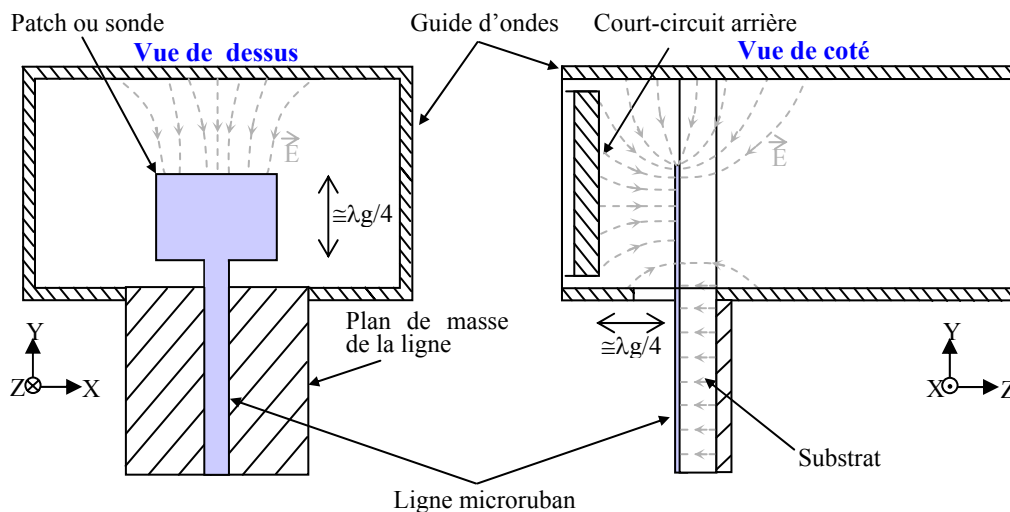


Figure III-7 : Transition microruban/guide d'ondes par patch

Chapitre III

Nous pouvons remarquer sur ces schémas la présence d'un plan de court-circuit arrière placé à une distance d'environ $\lambda_g/4$ par rapport au patch ou à la sonde. Celui-ci permet d'une part de refermer la structure et d'autre part de ramener au niveau du patch des conditions de champs optimales, avec un maximum de champ électrique, favorisant le couplage avec le guide. Lors d'une réalisation, ce paramètre peut éventuellement servir à ajuster l'adaptation, en prévoyant un dispositif mécanique pour faire varier sa distance par rapport au patch.

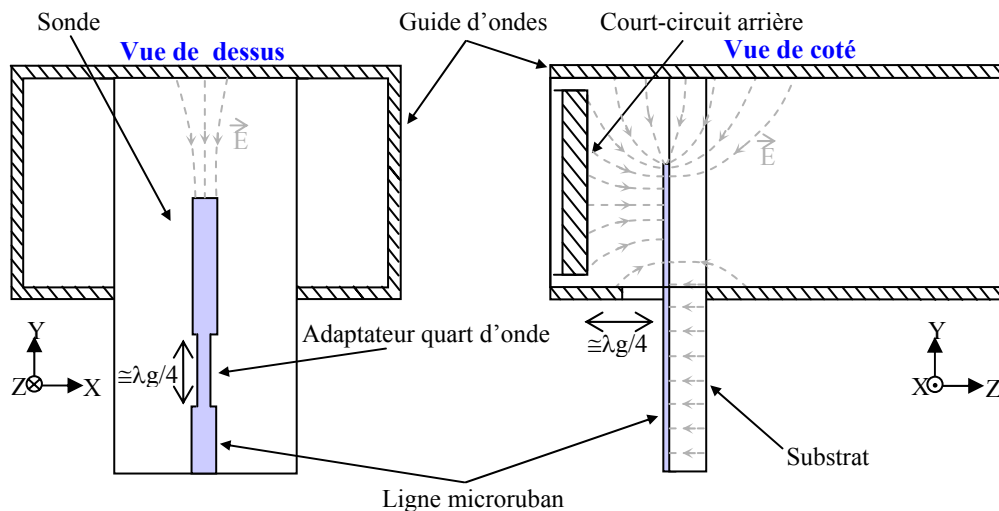


Figure III-8 : Transition microruban/guide d'ondes par sonde

L'utilisation d'un patch à la place d'une sonde, permet d'éviter la présence du transformateur quart d'onde à l'extérieur du guide et permet d'obtenir une topologie plus compacte.

Après avoir présenté de façon non exhaustive diverses conceptions de transitions entre une ligne microruban et un guide d'ondes rectangulaire métallique, nous allons maintenant nous intéresser à l'étude effectuée au cours de mon travail de thèse. Tout d'abord nous présenterons l'optimisation d'une transition classique de conception identique à celle que nous venons de présenter, fonctionnant autour d'une fréquence de 38GHz. Nous verrons que cette transition ne nous permettra pas d'obtenir la bande passante désirée et nous présenterons ensuite la solution que nous avons apportée pour satisfaire le gabarit fixé.

III-2 DEVELOPPEMENT D'UNE TOPOLOGIE DE TRANSITION MICRORUBAN/GUIDE D'ONDES PAR PATCH A FENTE EN U

III-2-1 Optimisation d'une transition par patch classique

II-2-1.a Cahier des charges :

La transition à concevoir doit permettre d'adapter le mode fondamental TE_{10} d'un guide d'ondes métallique rectangulaire standard WR28, sur le mode quasi-TEM d'une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω . Le coefficient de réflexion à satisfaire doit être inférieur à "-20dB" sur une bande passante relative d'environ 10% allant de "36,5GHz" à "40,5GHz". Cette transition est à réaliser sur un substrat de "Duroid RT5880" dont les principales caractéristiques constructeur sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Hauteur du substrat : } H = 127 \mu\text{m} \\ \text{Permittivité relative : } \epsilon_r = 2,2 \pm 0.02 \text{ à } 10\text{GHz} \\ \text{Tangente de pertes : } \tan \delta = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ à } 10\text{GHz} \\ \text{Métallisation : Cuivre d'épaisseur } 8 \mu\text{m} \end{array} \right.$$

La topologie et le type de substrat sont fixés par l'industriel et aucune contrainte n'est imposée sur le niveau global des pertes, nous devons uniquement satisfaire l'adaptation d'impédance sur le niveau du coefficient de réflexion dans la bande passante.

Pour donner un ordre de grandeur des dimensions de la transition à optimiser, les longueurs standard d'une section de guide d'ondes rectangulaire WR28 sont les suivantes ($a=3,56\text{mm}$; $b=7,12\text{mm}$) et la largeur de ligne permettant d'obtenir une impédance caractéristique proche de 50Ω sur le substrat est d'environ $W=390\mu\text{m}$.

Nous pouvons également préciser que la fréquence de coupure du mode fondamental TE_{10} pour un guide d'ondes standard WR28, se situe autour de 21,5GHz. Par conséquent, la bande

Chapitre III

d'utilisation monomode de ce type de guide est comprise entre 21,5 et 43 GHz. La transition que nous devons optimiser se situe donc à la limite d'utilisation de ce modèle de guide.

II-2-1.b Optimisation du modèle électromagnétique de la transition :

La conception de cette transition est effectuée en optimisant un modèle électromagnétique simulé avec le logiciel "EMXD" présenté dans le premier chapitre. Nous rappelons que ce logiciel est basé sur la méthode des éléments finis et que le maillage de la structure est réalisé avec le logiciel "FLUX3D-HYPER". Nous présentons sur la Figure III-9, la représentation spatiale de ce modèle. Précisons que pour exciter cette structure, nous utilisons des accès distribués.

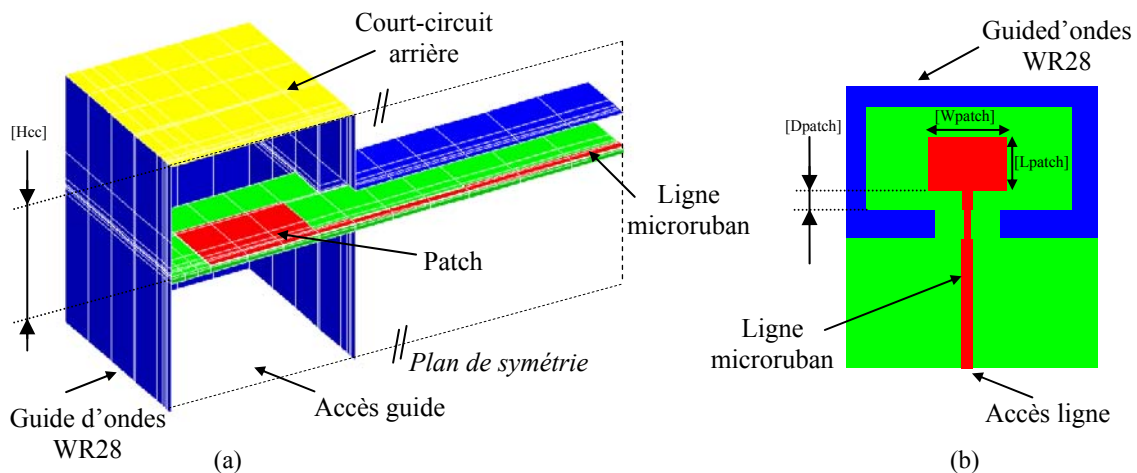


Figure III-9 : Modèle électromagnétique de la transition par patch décrit avec le logiciel FLUX3D-HYPER (a), Description des paramètres d'optimisation (b)

Les principaux paramètres qui nous permettent d'optimiser cette transition sont retranscrits sur la Figure III-9, il s'agit des dimensions longitudinales et latérales du patch, de la hauteur du court-circuit arrière et de la position du patch à l'intérieur du guide. Tous ces paramètres permettent d'adapter l'impédance du guide sur celui de la ligne.

Pour limiter les temps de calculs, l'optimisation de cette transition a été réalisée sans prendre en considération dans nos simulations les pertes métalliques et diélectriques.

Chapitre III

Nous présentons sur la Figure III-10, la réponse en fréquence optimale que nous avons obtenue par nos simulations en considérant la transition dont les principales dimensions sont retranscrites sur la Figure III-11.

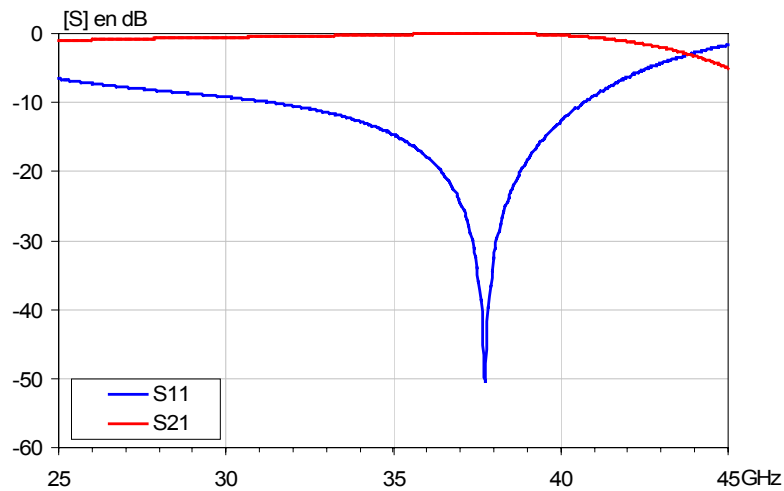


Figure III-10 : Résultat optimum obtenu en simulation

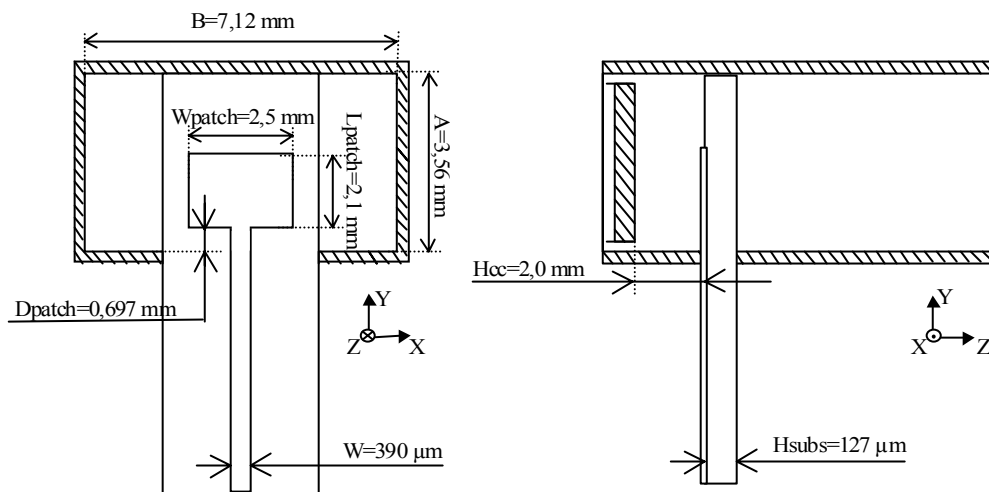


Figure III-11 : Dimensions optimales de la transition

Afin d'établir l'influence de chaque paramètre sur le comportement de la transition, nous avons réalisé une étude de sensibilité en faisant varier un à un les différents paramètres, les autres conservant leur valeur optimale. Nous présentons sur la figure III-12, l'évolution du coefficient de réflexion à l'entrée du dispositif, en fonction de chacun des paramètres.

Chapitre III

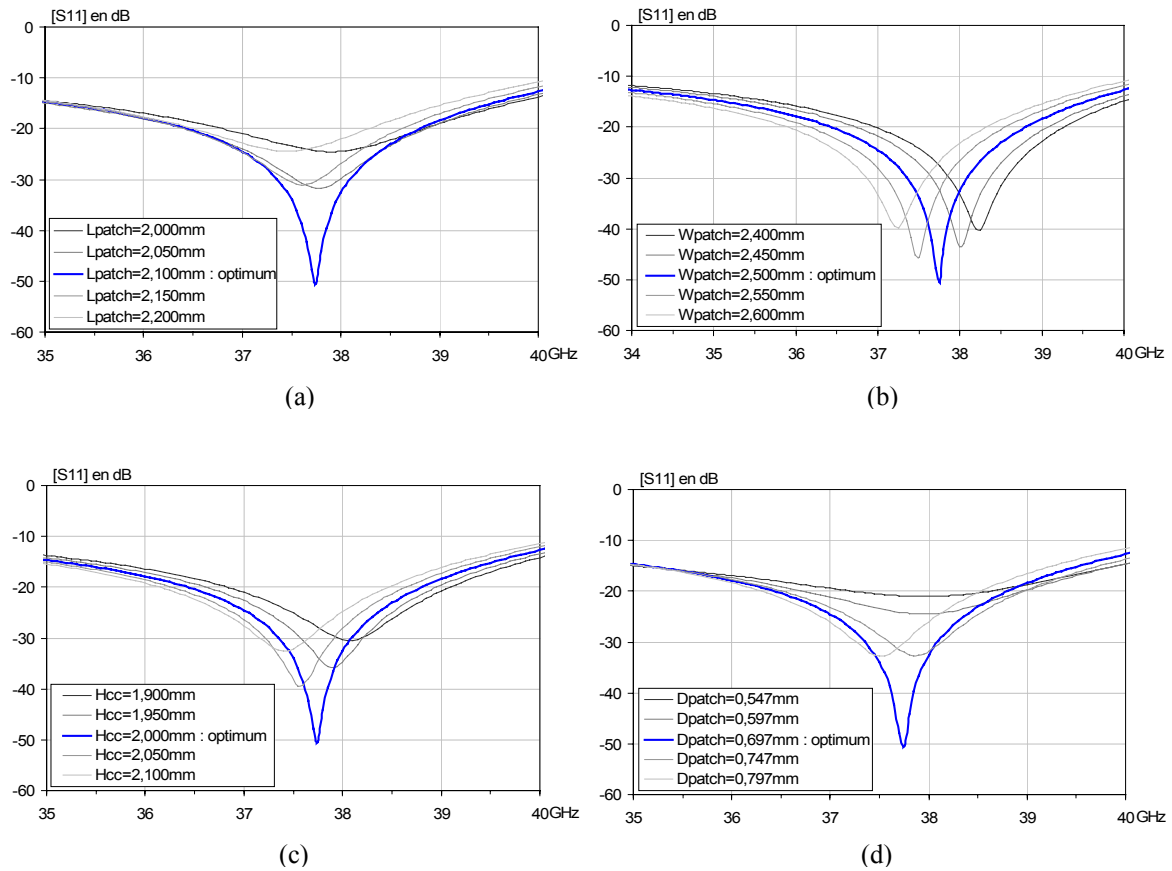


Figure III-12 : (a) Etude de sensibilité sur la longueur du patch
(b) Etude de sensibilité sur la largeur du patch
(c) Etude de sensibilité sur la hauteur du court-circuit arrière
(d) Etude de sensibilité sur la position du patch dans le guide

La plage de variation des paramètres, que nous avons utilisée au cours de cette analyse est relativement faible ($\pm 100\mu\text{m}$), ceci démontre que ce type de transition est assez sensible aux dimensions.

Nous pouvons distinguer sur la Figure III-12 (c), l'évolution de la réponse fréquentielle en fonction de la position du court-circuit arrière. Ce paramètre permet d'ajuster l'adaptation en impédance et de faire varier la fréquence à laquelle la transition est optimale. Nous soulignons plus particulièrement

Chapitre III

ce paramètre, car il peut éventuellement servir à ajuster mécaniquement la réponse fréquentielle de la transition sur une réalisation expérimentale.

Nous présentons sur la Figure III-13, les isovaleurs du champ électrique \vec{E} à la fréquence où le couplage est maximum entre le guide et le patch. Nous pouvons observer sur ce tracé, que le champ électrique est plus important à l'extrémité du patch, et minimum au niveau de la discontinuité avec la ligne microruban. Nous pouvons en conclure que l'optimum de cette transition se situe à une fréquence où la longueur du patch est alors proche de $\lambda_g/4$. Le champ rayonné à l'extrémité du conducteur, placé au centre de la section du guide, permet d'exciter le mode fondamentale du guide.

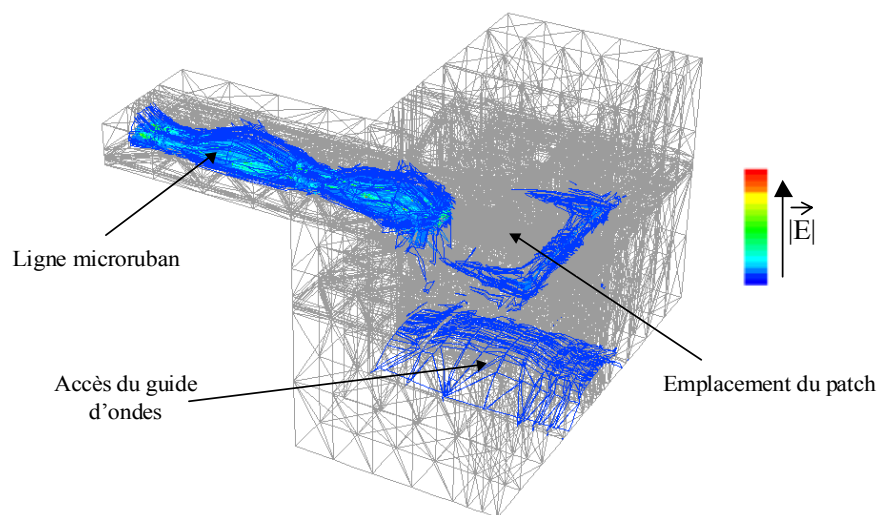


Figure III-13 : Tracé des isovaleurs du champ électrique \vec{E} pour une fréquence de 38GHz

Les dimensions optimales de la transition que nous venons de simuler ne nous permettent pas d'obtenir des performances suffisantes pour respecter le cahier des charges. La réponse fréquentielle de la Figure III-10 présente une bande passante relative d'environ 6,2% pour un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB". Cette bande passante est donc légèrement inférieure à celle imposée de 10,38%.

L'analyse de sensibilité aux dimensions que nous avons présentée sur la Figure III-12, nous permet de conclure que nous n'avons aucun paramètre sur ce système qui puisse nous permettre d'élargir la bande passante. En conclusion, dans l'incapacité de respecter le gabarit, nous avons envisagé de changer la topologie de cette transition.

Chapitre III

Pour répondre aux exigences de l'industriel, nous avons toutefois limité nos recherches à une structure équivalente ne nécessitant pas de changer l'ensemble mécanique de la transition qui a déjà été validée. Il s'agit donc de garder une structure de transition classique par patch ou par sonde.

III-2-2 Développement d'une nouvelle topologie de transition utilisant un patch associé à une fente résonante en forme de "U"

III-2-2.a Choix du patch à fente en U :

Pour pouvoir élargir la bande passante, nous avons cherché à introduire une deuxième résonance, en gardant la topologie globale d'une transition par patch. L'une des principales contraintes dans cette étude est imposée par les dimensions transversales du guide, nous obligeant à trouver une solution suffisamment compacte logeant à l'intérieur du guide.

Nous avons orienté notre recherche bibliographique sur les différents types de patch utilisés, dans le domaine des antennes, pour élargir la bande passante. La solution que nous recherchons doit permettre d'obtenir deux résonances dans la bande passante, pour lesquelles la répartition du champ électromagnétique peut permettre d'exciter le mode fondamental TE_{10} du guide d'ondes.

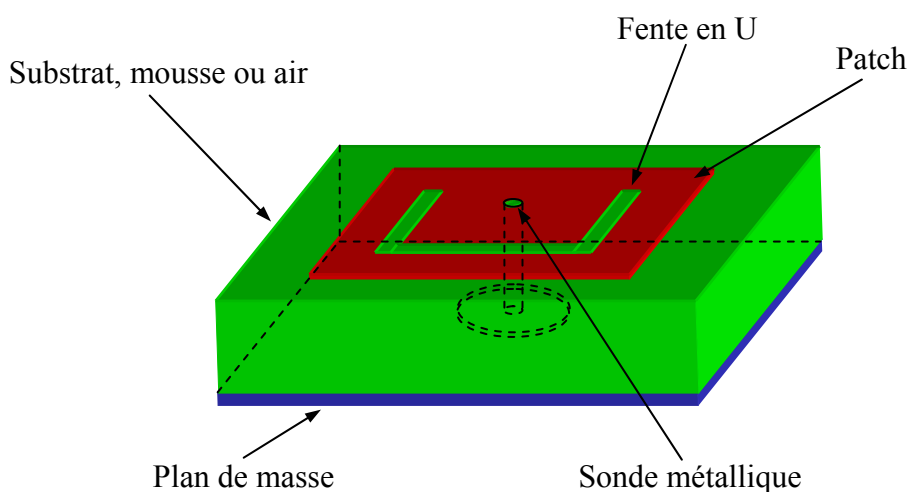


Figure III-14 : Antenne patch à fente en U

Chapitre III

Le patch que nous avons retenu est présenté sur la Figure III-14, il a été introduit dans le domaine des antennes par T. Huynh [16],[17]. Ce patch particulier présente une fente en forme de "U" qui permet de produire une deuxième résonance et ainsi d'obtenir une antenne patch avec des propriétés large bande.

Cependant le phénomène responsable des propriétés large bande de cette antenne était encore mal compris et pour approfondir les recherches, une étude paramétrique sur les dimensions de la fente a ensuite été réalisée au sein de l'IRCOM dans l'équipe CREAPE "Centre de recherche en électromagnétisme sur les antennes à pointage électronique" par C. LAUMOND au cours de son doctorat [18]. Cette étude paramétrique a permis d'identifier que la deuxième résonance présente sur le patch était une résonance de fente en $\lambda_g/2$, dont la fréquence varie en fonction de la longueur de la fente.

Comme il a été montré dans ce travail de thèse, l'une des deux résonances est liée aux dimensions externes du patch, légèrement perturbée par la présence de la fente et la seconde est liée à la longueur de la fente dont les propriétés sont quasiment identiques à celles d'une fente sur un plan de masse infini.

Compte tenu des propriétés intéressantes de ce patch, nous avons retenu cette solution pour élargir la bande passante de la transition microruban/guide d'ondes, d'une part à cause des deux résonances couplées et d'autre part parce que les répartitions des champs électromagnétiques de ces deux résonances, présentées dans le mémoire de C. LAUMOND [18], sont compatibles avec l'excitation du mode fondamental TE_{10} de notre guide.

III-2-2.b Analyse électromagnétique de la transition par patch à fente en U :

La transition que nous avons développée reprend donc quasiment la même topologie que la transition par patch classique, optimisée précédemment, en introduisant simplement une fente en U au centre du patch pour créer la deuxième résonance. Nous présentons sur la Figure III-15, le modèle électromagnétique de la transition, utilisé pour optimiser les dimensions géométriques de la structure.

Chapitre III

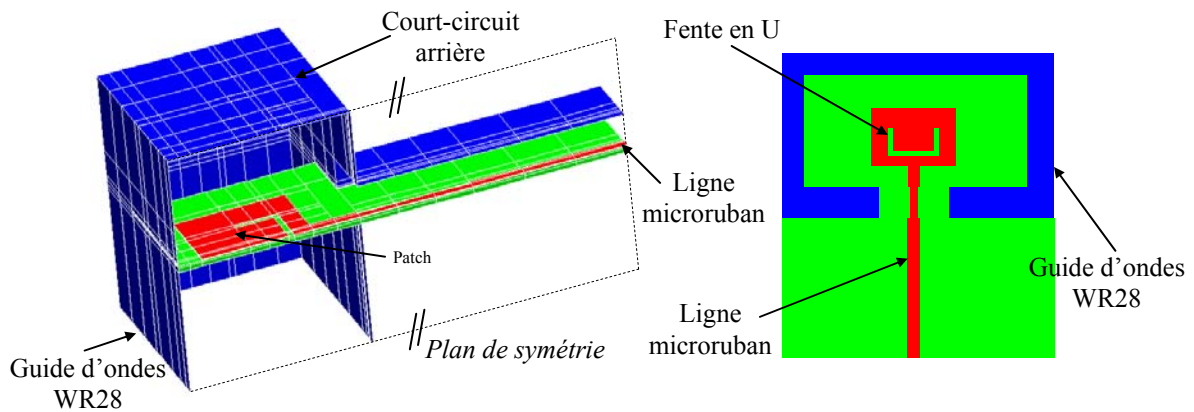


Figure III-15 : Modèle électromagnétique de la transition par patch à fente en "U"

Nous pouvons remarquer sur la Figure III-15, que le système d'excitation du patch à fente en U est différent de celui présenté sur la Figure III-14, où l'excitation était alors réalisée au centre du patch par une sonde coaxiale. Nos simulations démontreront que nous pouvons également exciter la résonance de fente en plaçant une ligne microruban dans le plan du patch.

Nous présentons sur la Figure III-16, les principaux paramètres que nous avons utilisés pour optimiser la réponse fréquentielle de la transition. Il s'agit des dimensions externes du patch, de la hauteur du court-circuit arrière, de la position du patch à l'intérieur du guide mais également de toutes les dimensions présentes au niveau de la fente.

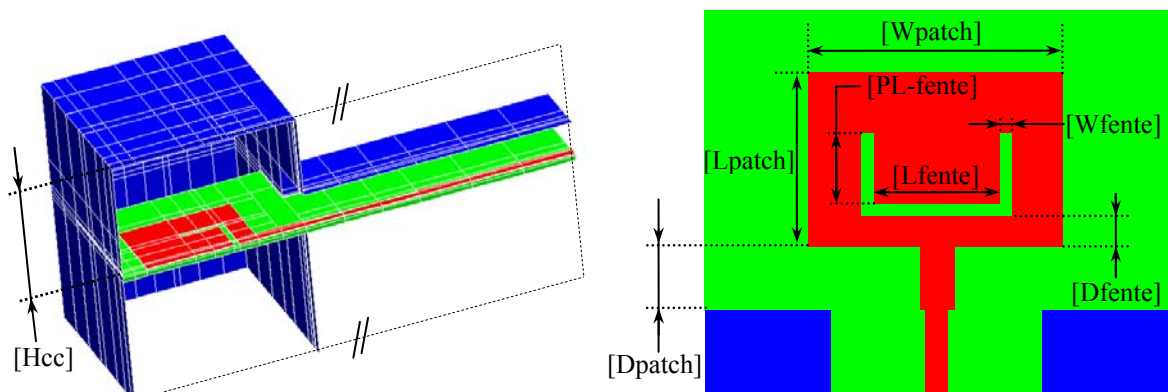


Figure III-16 : Paramètres d'optimisation de la transition par patch à fente en "U"

Chapitre III

Le nombre de paramètres dans le cas de cette transition est doublé par rapport à la solution classique et l'optimisation peut devenir assez complexe. Cependant, nous verrons que cette étape est simplifiée par le fait que les deux résonances restent assez indépendantes l'une de l'autre.

Pour limiter les temps de simulation nous n'avons pas pris en compte dans l'analyse électromagnétique les pertes métalliques et diélectriques.

Nous présentons sur la Figure III-17, la réponse fréquentielle obtenues après optimisation et sur la Figure III-18 les principales dimensions de cette transition.

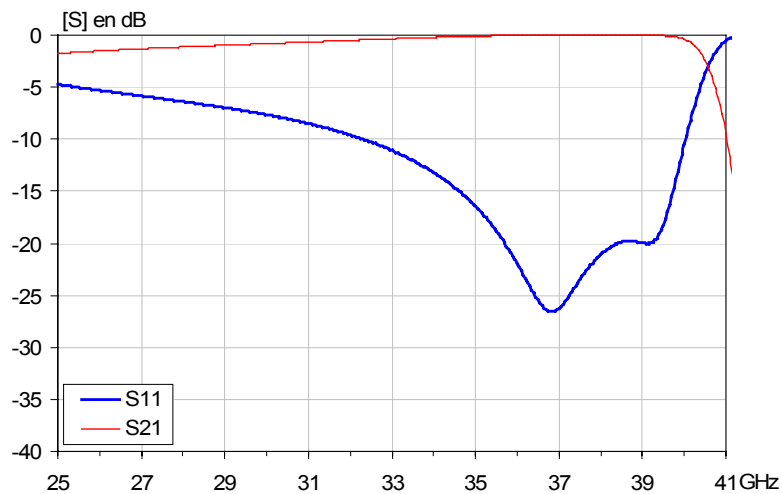


Figure III-17 : Résultats de simulation optimisés de la transition par patch à fente en "U"

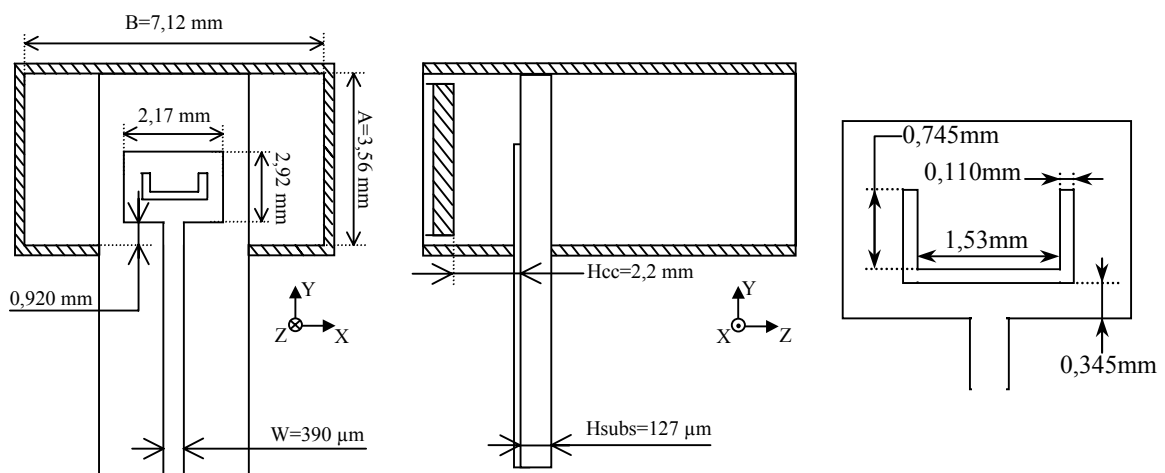


Figure III-18 : Dimensions optimales pour la transition par patch à fente en U

Chapitre III

La transition a été optimisée pour présenter un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB" sur une bande aussi large que possible ($\geq 10\%$) autour de 38GHz. Le premier optimum que nous observons sur le coefficient de réflexion est plus particulièrement lié aux dimensions du patch et le second à celles de la fente. Cette remarque se vérifie sur les tracés des isovaleurs du champ électrique \vec{E} que nous présentons sur la Figure III-19.

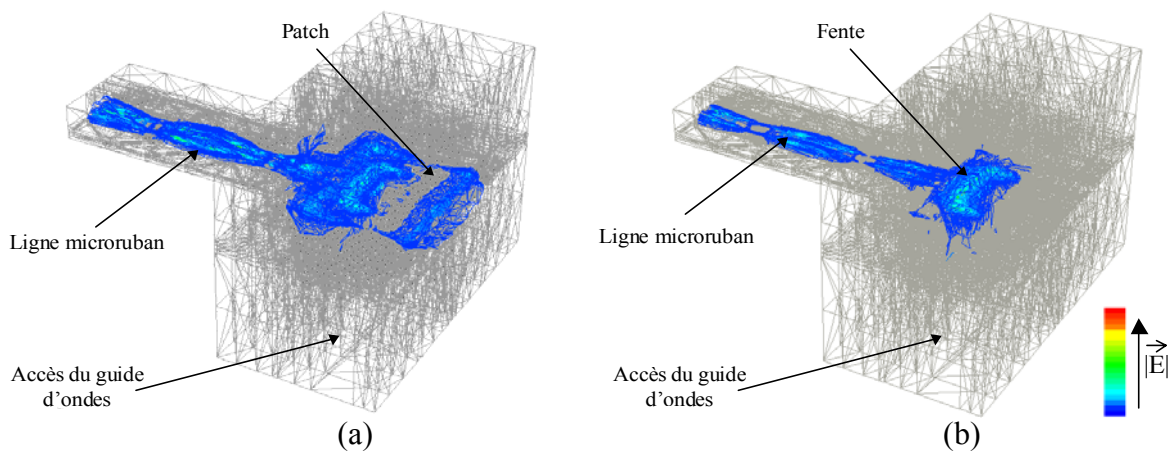


Figure III-19 : Isovaleurs du champ électrique \vec{E} à 36,9GHz (a) et à 39,1GHz (b)

Nous avons constaté pendant les simulations que le mode de patch est faiblement perturbé par la présence de la fente, ces dimensions restent proches de celles que nous avons obtenues sur la transition par patch simple. L'optimisation de cette transition peut donc être effectuée en deux étapes, la première étape consiste à optimiser les dimensions d'une transition à patch classique, puis dans une seconde phase nous venons lui associer une fente en "U" dont la longueur totale sera voisine de $\lambda_g/2$.

Nous présentons sur les Figure III-20, une analyse de sensibilité portée sur les différents paramètres géométriques de ce patch, montrant l'évolution de la réponse fréquentielle autour des dimensions optimales.

Les noms des paramètres que nous utilisons sur les différents tracés sont référencés sur la Figure III-16.

Chapitre III

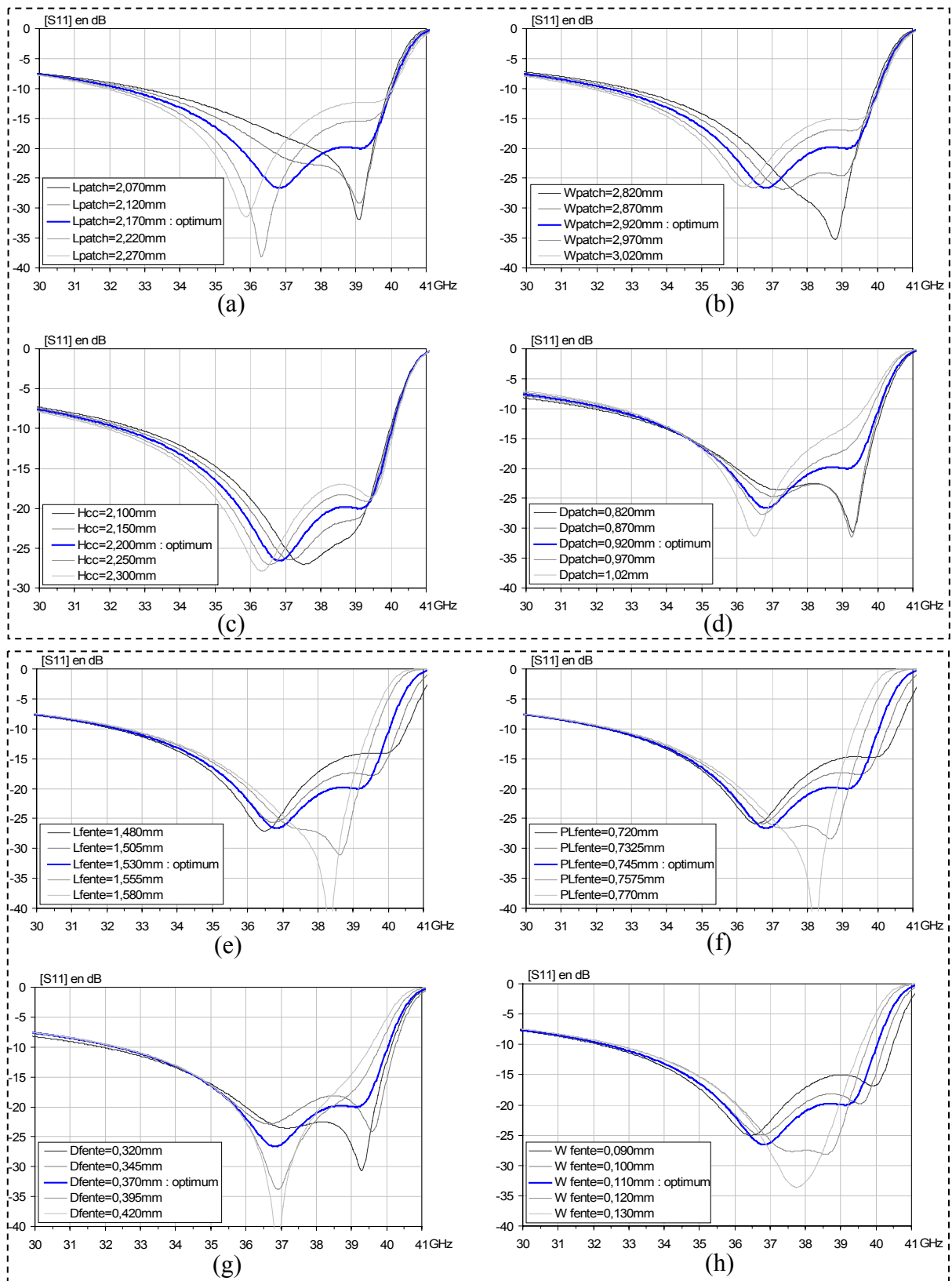


Figure III-20 : Analyse de sensibilité aux dimensions du patch à fente en U, autour des dimensions optimales

Chapitre III

Les graphes (a),(b),(c),(d) de la figure III-18, montrent l'évolution du coefficient de réflexion en fonction des paramètres liés aux dimensions du patch et les graphes (e),(f),(g),(h) en fonction des paramètres liés aux dimensions de la fente.

Nous pouvons constater que cette transition est assez sensible aux dimensions du patch (variation à +/- 100 μ m). Cependant les tolérances de fabrication pour la réalisation sur un substrat de Duroid avec une métallisation de 8 μ m sont assez bonnes (\approx +/- 5 μ m) et l'impact sur la transition devrait être négligeable. Par contre, l'incertitude sur les dimensions est plus critique au niveau de l'assemblage du substrat à l'intérieur du guide et il faudra donc porter une attention particulière à cette étape de la réalisation. Le graphe (d) nous permet notamment d'évaluer la répercussion du positionnement du patch à l'intérieur du guide, sur la réponse fréquentielle.

D'autre part, au niveau du comportement général de la transition, nous pouvons remarquer que la fréquence du premier optimum est plus sensible aux dimensions externes du patch alors que la fréquence du second est plus sensible aux dimensions de la fente. Nous pouvons en conclure que les deux phénomènes de résonance sont relativement indépendants et ceci peut faciliter l'optimisation de la transition.

Pour mettre en évidence le fait que la résonance de la fente soit liée à sa longueur totale en $\lambda g/2$, nous avons modifié les dimensions des paramètres notés "Lfente" et "PL-fente", en gardant une longueur totale constante; la fréquence de résonance ne doit donc pas évoluer.

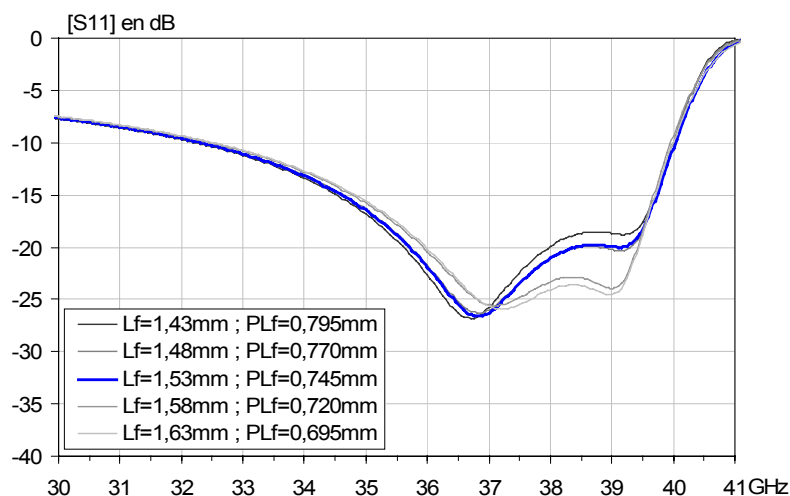


Figure III-21 : Etude portant sur les dimensions de la fente, à longueur totale $\lambda g/2$ constante

Chapitre III

Les résultats portant sur cette analyse sont présentés sur la Figure III-21 et nous pouvons donc remarquer sur ce graphe que le coefficient de réflexion reste quasiment identique.

Nous rappelons que la transition que nous venons de présenter a été optimisée afin d'élargir la bande passante relative par rapport à une transition classique, tout en gardant un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB". Pour évaluer l'amélioration apportée par l'ajout de la fente en U, nous proposons sur la Figure III-22, une comparaison des résultats obtenus avec ceux de la solution classique.

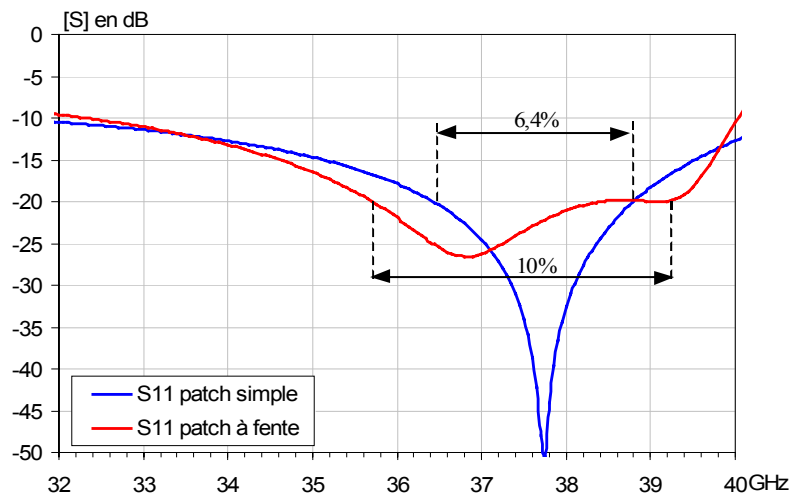


Figure III-22 : Comparaison des coefficients de réflexion de la solution par patch classique avec celui de la nouvelle topologie par patch à fente en U

Nous pouvons alors vérifier sur ce graphe que la transition que nous venons d'optimiser présente une bande passante relative d'environ 10% pour un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB", contre environ 6,4% avec la transition classique. L'amélioration apportée nous permet donc d'obtenir une transition couvrant à peu de chose près l'objectif des 10,5%, fixé au début de cette étude et nous allons maintenant pouvoir envisager la réalisation expérimentale de cette structure.

III-3 REALISATION ET MESURES

III-3-1 Description de la réalisation

Afin de valider nos simulations, nous avons réalisé la transition microruban/guide d'ondes par patch à fente en "U", optimisée dans la partie précédente. En règle générale les transitions microruban/guide d'ondes sont réalisées dans une configuration appelée "Back-to-Back". Cette anglicisme signifie simplement que la structure prend la forme d'une double transition. Cette configuration "Back-to-Back" est principalement utilisée pour faciliter les mesures, en conservant de chaque côté des plans de calibrage, le même type d'accès.

Ainsi les transitions microruban-guide d'ondes sont le plus souvent calibrées dans les accès du guide. Cependant comme nous ne disposons pas dans notre laboratoire d'un "kit de calibrage" pour guide d'ondes métallique rectangulaire en bande "Ka", nous avons dû adapter notre dispositif en fonction de nos moyens de mesures. La solution que nous avons retenue consiste à réaliser une simple transition microruban/guide d'ondes, dont les deux accès comporteront des connecteurs pour permettre de réaliser un calibrage dans des plans d'accès coaxiaux. Cette transition est schématisée sur la figure Figure III-23 et une vue éclatée montrant le principe d'assemblage des différents éléments constitutifs est présentée en Annexe 1.

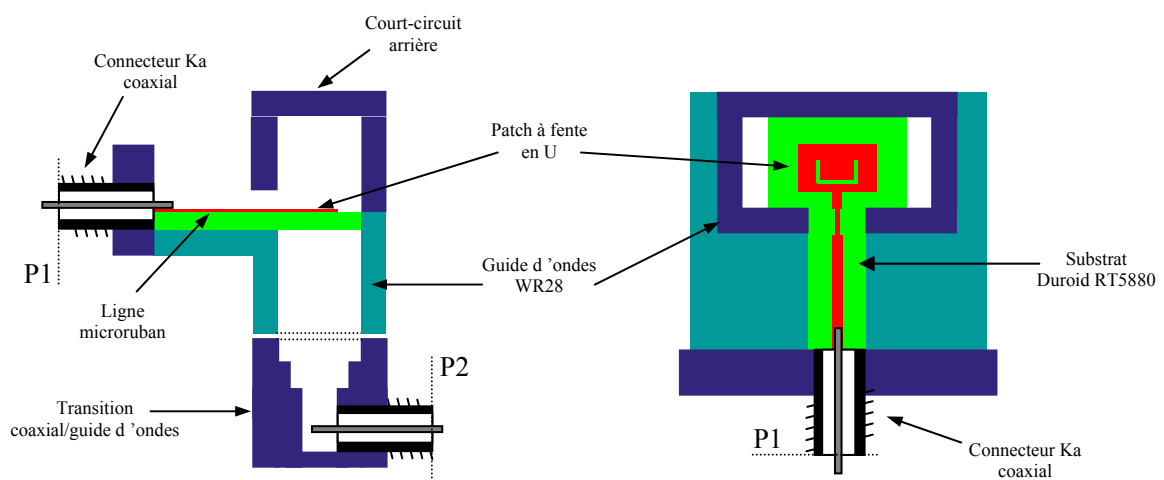


Figure III-23 : Schéma descriptif de la transition que nous avons réalisée

Chapitre III

Nous présentons sur la Figure III-24 des images de la réalisation, où nous pouvons distinguer le patch à fente en U positionné à l'intérieur du guide.

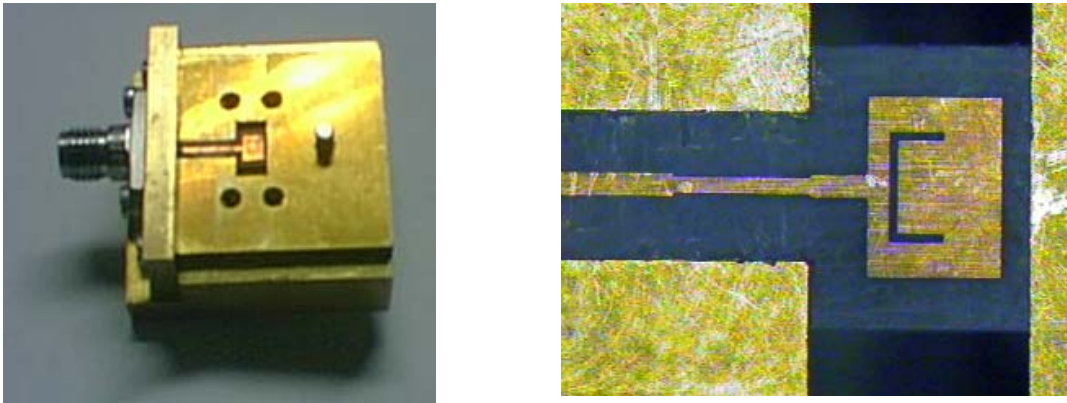


Figure III-24 : Photographies de notre réalisation avec le patch à fente en U

En réalisant la transition dans cette configuration, nous étions conscients que les mesures des paramètres de transmission seront pénalisées par la définition de nos plans d'accès. En effet, comme nous pouvons le constater sur la Figure III-23, le premier plan de mesure est situé avant le connecteur Ka du côté de la ligne microruban et le second après la transition coaxiales/guide d'ondes. Ces deux connexions engendreront donc des pertes supplémentaires sur nos mesures.

Cependant, en effectuant les mesures sur une simple transition, les mesures en réflexion sont plus précises puisqu'elles ne sont pas perturbées par les différentes réflexions de l'onde stationnaire qui s'installe entre les deux transitions dans une configuration "Back-to-Back". Nous pouvons ajouter que ces différentes réflexions parasites qui dépendent du niveau de désadaptation des transitions, ne nous permettraient pas d'observer distinctement la présence des deux résonances du patch, contrairement à la solution que nous avons retenue.

III-3-2 Mesures de la transition par patch à fente en U

Les mesures de la transition par patch en U ont été réalisées dans deux configurations. Dans un premier temps nous utiliserons la structure que nous avons présentée sur la Figure III-23, qui prend

Chapitre III

en compte un connecteur Ka et une transition coaxiale/guide d'ondes. Cette mesure nous permettra d'obtenir le coefficient de réflexion de notre transition et d'évaluer approximativement les pertes en transmission. Puis dans un second temps, nous utiliserons une seconde configuration de test pour obtenir une mesure du coefficient de réflexion plus précise, en connectant la transition sur une charge adaptée.

Les premières mesures réalisées dans les conditions décrites sur de la Figure III-23 sont présentées sur la Figure III-25. Pour faciliter la lecture de ces résultats nous avons également représenté sur la Figure III-26, le coefficient de transmission avec une échelle plus significative.

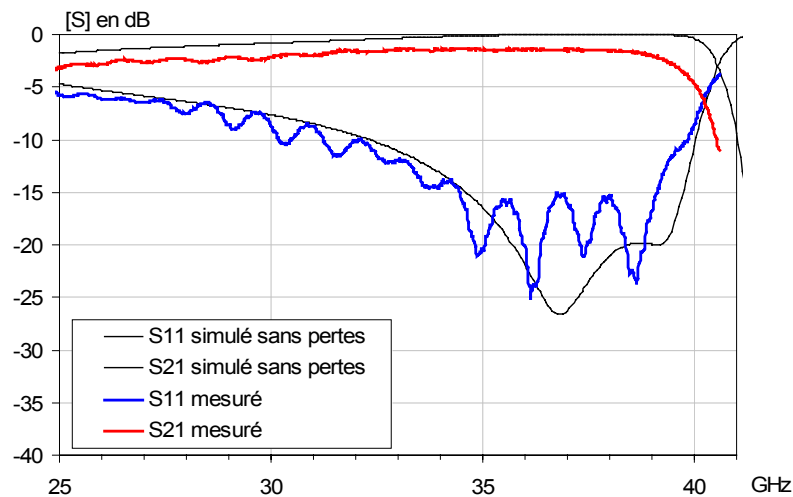


Figure III-25 : Comparaison des résultats de mesures et de simulation

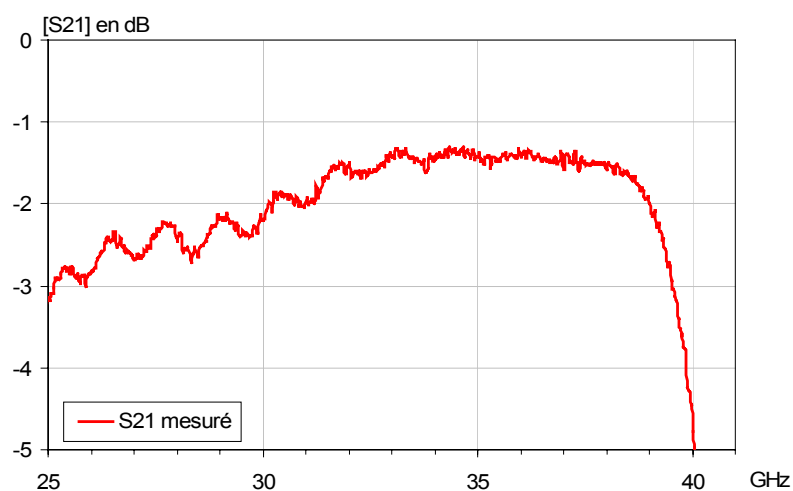


Figure III-26 : Résultat de mesures obtenu en transmission

Chapitre III

Nous pouvons déjà constater que l'allure générale de la réponse fréquentielle est en accord avec nos simulations. Il existe tout de même une ondulation parasite et nous ne distinguons donc pas les deux résonances du patch sur le coefficient de réflexion.

Au niveau de la transmission nous ne pouvons pas donner une valeur précise des pertes ramenées par la transition par patch puisque cette mesure prend en compte les deux connecteurs coaxiaux. L'évaluation de ces pertes est d'autant plus difficile que les données constructeurs sur les performances électriques des deux connecteurs, sont assez vagues. Nous estimons cependant, qu'autour d'une fréquence de 38GHz, les pertes du connecteur Ka sont d'environ "0,4dB", celles de la transition coaxiale/guide d'ondes de type R281A d'environ "0,3dB" et que les pertes métalliques et diélectriques d'une ligne microruban adaptée de "6 mm" de longueur sur un substrat du Duroid RT5880 ont été estimées à "0,15dB" (d'après le logiciel "Linecalc" de la société Agilent). En retranchant toutes ces valeurs du niveau de transmission obtenu en mesure, nous pouvons en déduire une valeur approchée des pertes de la transition, soit "0,45dB" en milieu de bande, valeur satisfaisante à cette fréquence.

Afin d'obtenir des résultats plus précis au niveau du coefficient de réflexion, nous avons donc effectué une seconde mesure de cette transition en utilisant une nouvelle configuration. En effet comme nous avons pu le remarquer sur la Figure III-25, les mesures sont perturbées par les différentes recombinaisons de phases successives, causées par la légère désadaptation dans les plans des connecteurs coaxiaux, se traduisant sur les paramètres [S] par une ondulation. Ainsi pour pouvoir observer les deux résonances de patch sur le coefficient de réflexion, nous avons placé une charge adaptée sur l'accès du guide d'ondes, comme nous le présentons sur la Figure III-27.

Dans cette nouvelle configuration la charge adaptée absorbe parfaitement l'onde transmise au niveau du guide dans le plan P_2 et permet d'éliminer l'ondulation créée par les différentes réflexions successives, observée sur la première manipulation.

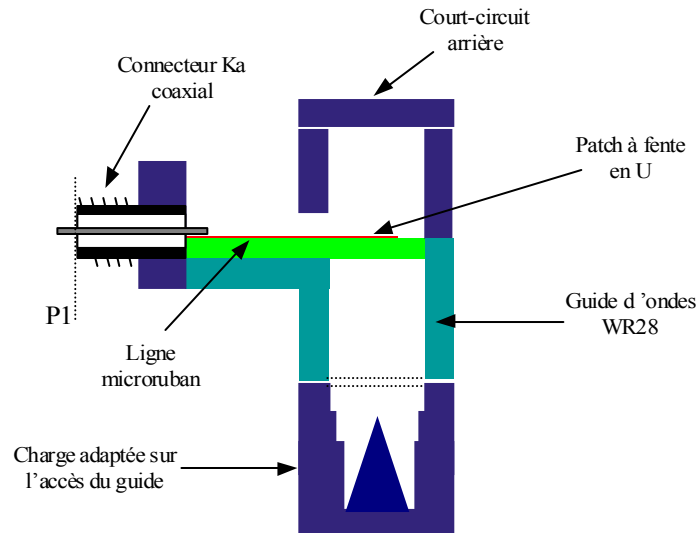


Figure III-27 : Configuration utilisée pour mesurer le coefficient de réflexion

Nous présentons sur la Figure III-28, le coefficient de réflexion en entrée (plan P₁) obtenu expérimentalement.

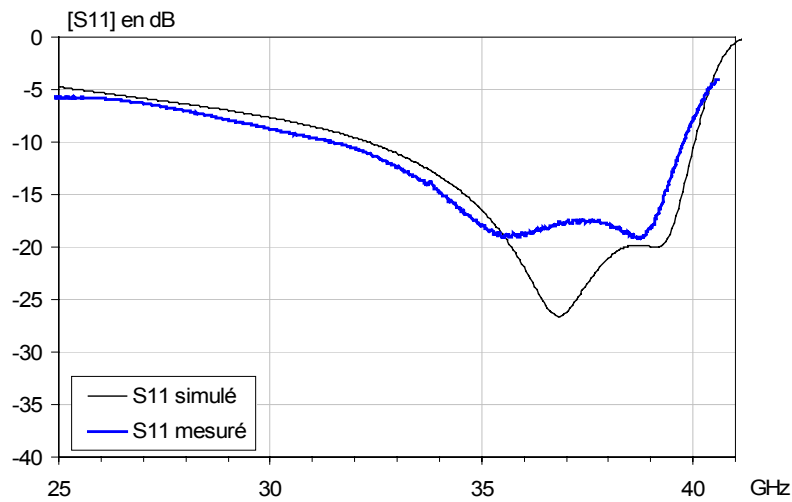


Figure III-28: Coefficient de réflexion obtenu en mesures sur la transition par patch à fente en U, avec l'accès du guide connecté sur une charge 50Ω

Dans ces conditions de mesures, nous observons parfaitement les deux optimums, le premier lié aux dimensions du patch et le second lié aux dimensions de la fente en U. Ce résultat est en accord

Chapitre III

avec les simulations et permet de valider l'étude électromagnétique que nous avons présentée précédemment, dans la partie III-2-2 de ce chapitre.

L'optimisation de la transition avait été réalisée autour de 38GHz, afin d'obtenir une bande passante relative d'environ 10,5% pour un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB". En mesure nous obtenons autour de 37GHz, une bande passante relative de 11,38% pour un coefficient de réflexion inférieur à "-17,5dB". En conséquence, les performances de cette transition, en ce qui concerne le niveau d'adaptation et la bande passante, sont proches de l'objectif fixé au début de cette étude, seul un léger décalage en fréquence existe. Celui-ci peut s'expliquer par le fait qu'au moment de la réalisation nous avons volontairement augmenté, d'environ 200 μ m, l'épaisseur de la pièce qui permet d'imposer la hauteur du court-circuit arrière ; ceci pour pouvoir éventuellement réajuster la hauteur de celui-ci. Si l'on se réfère à l'analyse de sensibilité que nous avons présentée sur la Figure III-20, nous pouvons observer que l'augmentation de cette hauteur a pour effet d'élargir la bande passante vers les basses fréquences et donc de diminuer la fréquence centrale, en affectant légèrement le niveau d'adaptation. Cette théorie est confortée par nos mesures puisque nous obtenons le même phénomène.

En conclusion, les résultats de mesures sont légèrement différents de ceux qui ont été simulés puisque les dimensions de la transition réalisée ne sont pas exactement celles qui avaient été optimisées. Cependant nous avons préféré conserver ces résultats, obtenus sans aucun réglages et qui sont déjà très satisfaisants, sans risquer de modifier l'épaisseur de la pièce et de dégrader la réponse en fréquences de notre transition.

III-4 CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Dans ce chapitre nous avons montré la possibilité d'augmenter la bande passante d'une transition par patch entre une ligne microruban et un guide d'ondes, en lui associant une fente en forme de "U". L'amélioration portée à cette transition en respectant la topologie initiale, permet de conserver la simplicité de conception et la facilité d'intégration dans un module de transmission. Cette solution originale permet d'obtenir, en comparaison avec une solution par patch classique, une augmentation significative de la bande passante relative d'environ 56%, pour un coefficient de réflexion inférieur à "-20dB".

Les performances en terme d'adaptation et de largeur de bande de cette transition sont difficiles à évaluer par rapport à l'état de l'art, puisque contrairement à notre étude les transitions microruban/guide d'ondes sont généralement réalisées dans une configuration de type "Back-to-Back" et le coefficient de réflexion est alors perturbé par un phénomène d'onde stationnaire relatif à la longueur de ligne présente entre les deux transitions. Cependant nous pouvons tout de même constater, d'après les exemples présentés dans la première partie de ce sujet, que la transition que nous avons développée permet d'obtenir une largeur de bande passante qui est du même ordre de grandeur que les solutions décrites dans la littérature. Bien entendu, il existe des topologies de transitions qui permettent d'obtenir des largeurs de bande plus importantes, mais elles sont souvent beaucoup plus complexes de conception et nous rappelons que dans le contexte de notre étude nous devons conserver une structure générale équivalente à celle d'une transition par patch classique.

Les travaux que nous venons de présenter ont donné lieu à un article qui a été publié aux JNM 2003 "Journées nationales microondes" [19]. Sinon, une étude complémentaire pourrait également être intéressante, en ajoutant une seconde fente en U au niveau du patch, qui permettrait d'obtenir un troisième optimum sur la réponse fréquentielle de la transition. Précisons que cette évolution de la topologie de patch a déjà été testée avec succès dans le domaine des antennes [17].

Chapitre III

REFERENCES

Chapitre III

REFERENCES CHAPITRE III

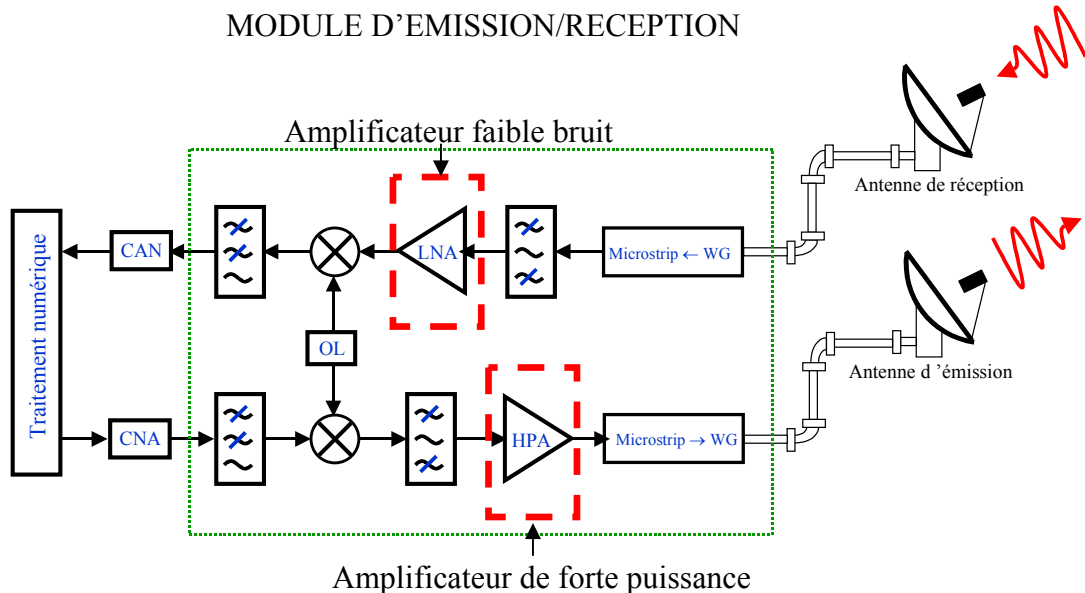
- [1] **K. BEILENHOF, P. QUENTIN, S. TRANCHANT, O. VAUDESCAL, ...**
"Full 26GHz MMIC chipset for telecom applications in SMD-type packages"
IEEE EuMC – octobre 2002
- [2] **H.-W. YAO, A. ABDELMONEM, J.-F LIANG, K.A. ZAKI**
"A full wave analysis of microstrip-to-waveguide transitions"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 213-216 – Juin 1994
- [3] **J.H.C VAN HEUVEN**
"*A new integrated waveguide microstrip transition*"
IEEE MTT transactions, vol. 24, n°3, pp. 144 – Mars 1976
- [4] **N. KANEDA, Y. QIAN, T. ITOH**
"*A Broadband Microstrip-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna*"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol. 4, pp. 1431-1434 – Juin 1999
- [5] **L. HYVÖNEN, A. HUJANEN**
"*A compact MMIC-compatible microstrip to waveguide transition*"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol. 2, pp. 875-878 – Juin 1996
- [6] **W. GRABHERR, B. HUDER, W. MENZEL**
"*Microstrip to Waveguide Transition Compatible with MM-Wave Integrated Circuits*"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.42, pp. 1842-1843 -
1994
- [7] **W. GRABHERR, W. MENZEL**
"*Active low noise transition from rectangular waveguide to microstrip line*"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 1403-1406 – Juin 1995
- [8] **H. IIZUKA, T. WATANABE, K. SATO, K. NISHIKAWA**
"*Millimeter-wave microstrip line to waveguide transition fabricated on a single layer dielectric substrate*"
R&D Review of Toyota CRDL Vol. 37 N°2 - 2002
- [9] **C. BUOLI, V. M. GADALETA, T. TURILLO, A. ZINGIRIAN**
"*A broad band microstrip to waveguide transition for FR4 multilayer PCBs up to 50GHz*"
IEEE EuMC – Octobre 2002

Chapitre III

- [10] **F.J. VILLEGAS, D.I. STONES, H.A. HUNG**
"A novel waveguide-to-microstrip transition for millimeter-wave module applications"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, pp. 48 55 – Janvier 1999
- [11] **J. MACHAC, W. MENZEL**
"On the design of waveguide-to-microstrip and waveguide-to-coplanar line transitions."
IEEE EuMC, pp. 615-616 - 1993
- [12] **Y.-C. SHIH, T.-N. TON, L.Q. BUI**
"Waveguide-to-Microstrip Transitions for Millimeter-Wave Applications."
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol.1, pp. 473-475, 1998
- [13] **Y.-C. LEONG, S. WEINREB**
"Full band waveguide-to-microstrip probe transitions."
IEEE EuMC - octobre 1999
- [14] **S. LLORENTE-ROMANO, B.P. DORTA NARANJO, ...**
"Design, implementation and measurement of Ka-band Waveguide-to-Microstrip transition"
IEEE EuMC - octobre 2001
- [15] **J.-S. IZADIAN, S.M. IZADIAN**
"Microwave transition design"
Artech House, Norwood, MA, USA - 1988
- [16] **T. HUYNH, K. -F. LEE**
"Single layer single patch wideband microstrip antenna"
Electronics Letters, vol. 31, n° 16 – Aout 1995
- [17] **Y. X. GUO, K. M. LUK**
"Double U slot rectangular patch antenna"
Electronics Letters, vol. 34, n° 19 - September 1998
- [18] **C. LAUMOND**
"Conception de réseaux d'antennes imprimées large bande à fort gain, applications à des systèmes de communication haut débit"
Thèse de l'Université de Limoges, n° 26-2000 - Juin 2000
- [19] **C. SABOUREAU, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME**
"Transition microstrip/guide d'ondes aux fréquences millimétriques par patch à fente en U"
JNM, VIII^{èmes} journées nationales microondes, Lille – Mai 2003

CHAPITRE IV

Développement d'un boîtier organique, destiné à contenir un amplificateur de forte puissance aux fréquences millimétriques, pouvant être monté en surface sur le substrat d'accueil d'un module d'émission/réception



Chapitre IV

INTRODUCTION

Pour pouvoir réduire les coûts de production des modules hyperfréquences, nous avons vu dans le premier chapitre que les industriels effectuent en ce moment même un effort important au niveau du packaging des composants.

Afin de résoudre cette problématique, la conception des modules se développe donc vers l'usage de composants CMS qui peuvent être assemblés automatiquement sur un substrat d'accueil faible coût. Cependant, pour que cette solution soit réalisable, il est indispensable de concevoir tout un ensemble de nouveaux composants "packagés", tel que des amplificateurs, des mélangeurs ou des filtres, compatibles avec un report en surface.

La conception de tels dispositifs est difficile aux fréquences millimétriques lorsque les dimensions des systèmes deviennent proches de la longueur d'onde car des modes de résonances parasites risquent alors d'apparaître. Ces problèmes sont d'autant plus critiques dans le cas d'amplificateurs de fortes puissances où le niveau de l'isolation électromagnétique entre l'entrée et la sortie radiofréquences doit être importante, il faut donc développer des boîtiers spécifiques.

Dans ce cadre, nous présentons dans ce chapitre IV les travaux que nous avons menés en collaboration avec les sociétés UMS et THALES, afin de développer un boîtier organique bas coût qui permette le montage en surface d'amplificateurs de puissances, à des fréquences proches de 45GHz.

IV-1 DESCRIPTION GENERALE DE L'ETUDE

IV-1-1 Description du boîtier

L'étude que nous devons mener consiste à développer le packaging d'un amplificateur de forte puissance, destiné à être assemblé sur le substrat d'accueil d'un module d'émission/réception. L'objectif est de développer un boîtier bas coût générique pouvant être utilisé indépendamment avec différents types d'amplificateurs, dans une gamme de fréquences allant d'un signal continu jusqu' à 45GHz. La structure générale de ce boîtier, présentée sur la Figure IV-1, a été définie par les sociétés THALES et UMS.

Ce boîtier doit permettre d'obtenir de bonnes performances électriques en termes d'adaptation d'impédance et d'isolation entre les entrées et les sorties radiofréquences, tout en conservant des dimensions globales raisonnables pour être facilement intégrable. Pour respecter les contraintes économiques imposées par les industriels, les matériaux qui seront utilisées pour sa réalisation sont des matériaux de types organiques faibles coûts. Nous présentons sur la Figure IV-1, le schéma descriptif du boîtier sur lequel nous allons travailler.

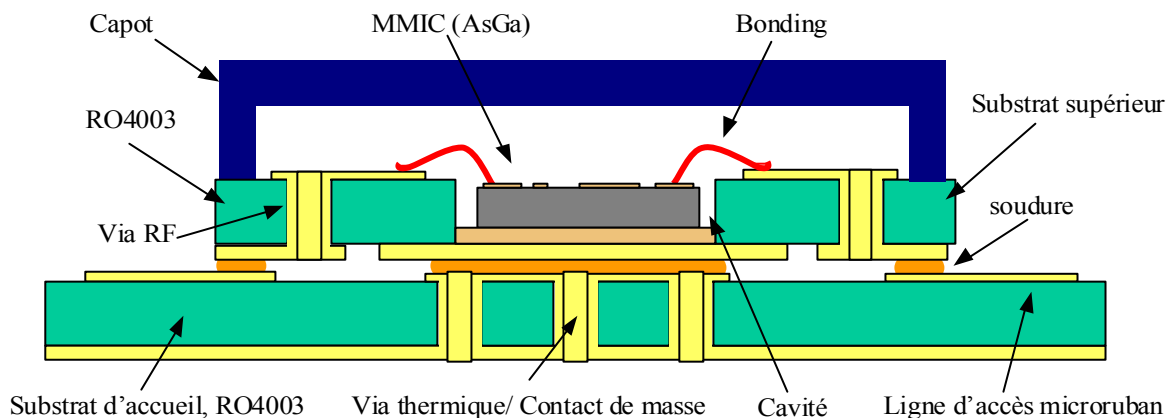


Figure IV-1 : Description générale du boîtier

Chapitre IV

Ce boîtier est composé d'un substrat de RO4003 reporté et assemblé par soudure sur un support composé également de RO4003. Les lignes de transmissions du substrat d'accueil sont en technologie microruban.

Comme nous pouvons le distinguer sur la Figure IV-1, le boîtier renferme un amplificateur qui est placé à l'intérieur d'une cavité creusée dans le substrat supérieur. Le MMIC est alors posé sur une semelle métallique, connectée au plan de masse du substrat d'accueil par l'intermédiaire de trous métallisés. Cette liaison permet non seulement de ramener la masse sous la puce d'AsGa, mais également d'assurer le transfert de chaleur qui est dégagée par l'amplificateur vers l'extérieur du module.

Le signal radiofréquence qui transite sur les lignes microrubans est acheminé à l'intérieur du boîtier par l'intermédiaire d'un trou métallisé (Via RF). L'interconnexion de la puce est ensuite réalisée sur les lignes de transmission par l'intermédiaire de bondings (connexions filaires).

On peut également distinguer sur la Figure IV-1, le capot du boîtier qui assure la protection de la puce et l'herméticité du dispositif. Précisons qu'au début de cette étude, la nature de celui-ci n'était pas encore fixée et le choix pouvait s'orienter vers un matériau de type métallique, plastique, céramique ou organique.

IV-1-2 Objectif de l'étude

Nous venons de présenter l'allure générale du dispositif que nous allons étudier. L'objectif de nos travaux consiste à développer un boîtier large bande qui devra plus particulièrement être optimisé dans la bande de fréquences 30-40GHz et si possible 30-45GHz.

La structure générale du boîtier est imposée par l'industriel et notre travail consiste plus particulièrement à optimiser la topologie de la transition radiofréquences permettant d'acheminer le signal à l'intérieur du boîtier jusqu'au MMIC. Nous étudierons également la présence d'éventuels phénomènes parasites au sein de la structure.

Chapitre IV

Précisons que l'optimisation de la transition radiofréquence devra prendre en compte la compensation de la self série parasite induite par le bonding et l'objectif est d'obtenir en entrée du boîtier un coefficient de réflexion inférieur à un niveau de "-10dB" dans la bande de fréquences 30-45GHz.

Nos travaux vont pouvoir se décomposer en plusieurs sous parties :

- Optimisation de la transition par via qui permet d'acheminer le signal radiofréquence à l'intérieur du boîtier.
- Optimisation d'une adaptation pour compenser l'effet selfique parasite du bonding.
- Etude complète de la transition RF prenant en compte la compensation du bonding.
- Etude de la transition dans l'environnement du boîtier pour déterminer les éventuels phénomènes parasites.

Cette conception segmentée nous permettra d'appréhender plus facilement le comportement de la transition et d'en distinguer rapidement les limitations.

IV-2 CONCEPTION DU BOITIER

IV-2-1 Quelques règles de conception au niveau des tolérances de fabrication

Nous verrons au cours de la conception de ce dispositif que nous avons été confrontés à certaines limites technologiques, influant directement sur le niveau global des performances électriques du boîtier. Ainsi avant de présenter l'optimisation de la transition, nous allons commencer par énumérer les quelques règles technologiques que nous avons dues suivre.

Comme nous l'avons déjà dit, l'objectif de notre étude consiste en la conception d'un dispositif faible coût. Cet impératif économique a conduit au choix de l'usage d'un substrat de type RO4003, dont le prix est beaucoup moins important que celui d'une céramique tel que l'alumine. Cependant, les tolérances de réalisation au niveau des conducteurs sur ce matériau sont assez faibles et limiteront fortement les performances de la transition RF.

Nous présentons sur le tableau de la Figure IV-2, les principales données constructeur de ce substrat, ainsi que les tolérances de fabrication imposées dans le cadre de ce projet, compatibles avec l'utilisation de ligne d'assemblage automatique pour une réalisation en grande série.

Diélectrique	<i>Permittivité</i>	3,38 (+/- 0,05) à 10GHz
	<i>Tangente delta</i>	2,7.10e-3 à 10GHz
	<i>Epaisseur substrat</i>	203µm (+/- 30µm)
Métallisation	<i>Métal</i>	Cu
	<i>Résistivité</i>	1,8µOhm.Cm
	<i>Métallisation supérieure / inférieure</i>	17µm / 60µm
	<i>Largeur conducteur minimum</i>	100µm tolérance (+/- 20µm)
	<i>Gap minimum</i>	200µm tolérance (+/- 30µm)

Figure IV-2 : Principales caractéristiques imposées par l'usage d'un substrat de RO4003®

Chapitre IV

Les paramètres technologiques concernant la réalisation des trous métallisés, sont également essentiels. Les données fournies concernent les dimensions minimales du diamètre interne des vias, de l'entraxe et de la couronne. Ces dimensions sont représentées sur la Figure IV-3.

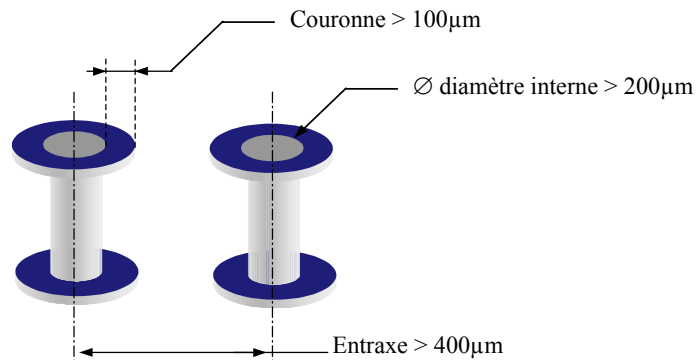


Figure IV-3 : Paramètres technologiques concernant la réalisation des trous métallisés

Nous pouvons préciser que toutes ces données nous ont été fournies au cours de l'année 2001 et les tolérances de fabrication sur ce substrat ont pu légèrement évoluer.

Nous allons maintenant présenter les diverses étapes de la conception de la transition, en commençant par l'optimisation de la transition par via qui conduit le signal à l'intérieur du boîtier.

IV-2-2 Optimisation de la transition par via RF

La transition que nous devons concevoir permet l'interconnexion entre deux lignes microrubans, situées sur deux niveaux de substrat différents. Cette liaison est réalisée par l'intermédiaire d'un via qui sert à acheminer le signal radiofréquence du substrat d'accueil, vers l'intérieur du boîtier. Notons que cette transition constitue un point critique de la conception du boîtier puisque comme nous le verrons les performances larges bandes de l'adaptation d'impédance que nous atteindrons, dépendront principalement des résultats de cette transition.

Chapitre IV

La conception de cette transition est réalisée à l'aide du logiciel d'analyse électromagnétique EMXD. Pour limiter les temps de calculs et l'espace mémoire nécessaire pour les simulations, les différentes études électromagnétiques présentées ne prendront pas en compte les pertes métalliques et diélectriques dans les structures.

La topologie de la transition à optimiser est présentée sur la Figure IV-4.

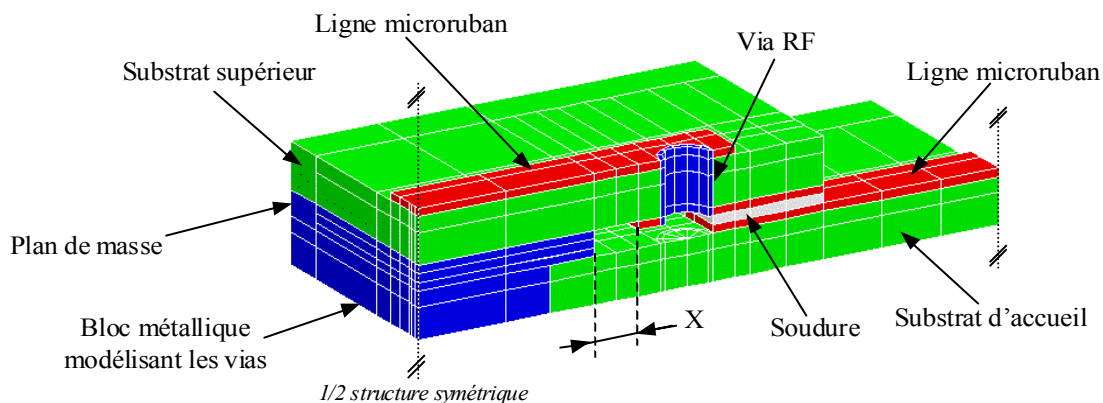


Figure IV-4 : Description de la transition par via

Nous pouvons distinguer les deux accès microrubans et le via RF qui permet l'interconnexion entre les deux niveaux de substrat. La face arrière du substrat supérieur est connectée sur le substrat d'accueil au niveau des lignes d'accès et du plan de masse, par l'intermédiaire d'une soudure. D'après les renseignements fournis par la société UMS, l'épaisseur de cette soudure devrait être voisine de $50\mu\text{m}$ lors de la fabrication. Sur cette structure les lignes de transmission microruban ont une largeur de $440\mu\text{m}$ afin d'obtenir une impédance caractéristique proche de 50Ω . Cette valeur a été déterminée à l'aide du logiciel "Linecalc" d'Agilent.

Nous pouvons remarquer sur la Figure IV-4, que l'ensemble des trous métallisés qui permettent de ramener la masse sous le substrat supérieur, a été modélisé par un bloc métallique. En effet, l'espacement entre ces vias (entre les deux diamètres extérieurs) doit être inférieur à une distance de $\lambda g/4$ par rapport à la plus haute fréquence d'utilisation du dispositif. Ceci permet d'empêcher le champ électromagnétique de pénétrer sous le substrat supérieur et d'éviter la propagation de modes parasites

Chapitre IV

[1]. Lorsque cette règle est respectée, on peut alors considérer que le champ perçoit l'ensemble des vias comme une condition de mur électrique et pour simplifier le maillage nous pouvons alors les modéliser par un bloc métallique.

L'optimisation de la transition a été réalisée au niveau des largeurs de lignes, des dimensions des vias et plus particulièrement sur le paramètre géométrique que nous avons noté "X" sur le schéma de la Figure IV-4. Celui-ci correspond à la distance entre l'extrémité de la ligne microruban et le plan de masse. Pour comprendre simplement le comportement de cette transition en fonction de la fréquence, nous pouvons considérer que le via RF induit un effet de self série. Pour limiter l'effet de cette self sur la réponse fréquentielle il est possible de présenter une capacité en parallèle sur la masse, en rapprochant l'extrémité du conducteur microruban au niveau du substrat d'accueil vers le plan de masse situé en face de celui-ci. Nous avons donc optimisé la distance que nous avons notée X et nous présentons sur la Figure IV-5, l'évolution de la réponse fréquentielle en fonction de ce paramètre.

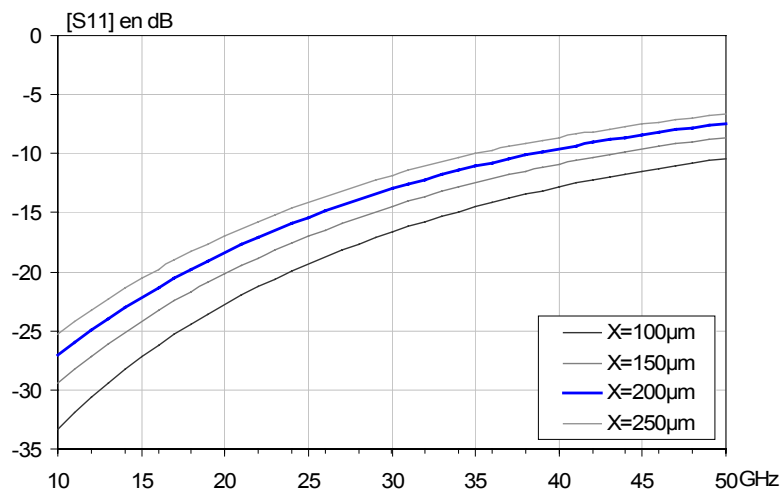


Figure IV-5 : Coefficient de réflexion présenté au niveau de la transition par via en fonction du paramètre X

Nous pouvons alors constater que lorsque que l'on augmente la valeur de la capacité parallèle, en diminuant la distance entre l'extrémité de la ligne microruban et le plan de masse, le coefficient de réflexion de la transition s'améliore. Cependant, pour respecter les contraintes de fabrication sur ce

Chapitre IV

substrat nous ne pouvons pas descendre en dessous d'une distance $X=200\mu\text{m}$ et la transition n'est donc pas optimale.

En conséquence, la topologie de la transition par via que nous obtenons offre des performances électriques moins intéressantes que celles que nous espérions. Nous avons également testé différents types de structures, telle qu'une solution pseudo-coplanaire mais les performances électriques sont restées équivalentes, encore une fois à cause des limites technologiques imposées par l'usage d'un substrat de RO4003. Nous avons donc choisi, en accord avec nos partenaires industriels de garder une topologie de transition qui soit simple de conception, en l'occurrence, celle que nous venons de présenter.

Après l'optimisation de cette transition, nous nous sommes ensuite intéressés à la compensation de l'effet selfique parasite des bondings.

IV-2-3 Etude de la compensation des bondings

IV-2-3.a Description des bondings:

A l'intérieur du boîtier, l'interconnexion des lignes de polarisation et des accès radiofréquences sur l'amplificateur est réalisée par un câblage filaire. Ces bondings seront constitués par des fils d'or d'un diamètre égal à $25\mu\text{m}$. Cependant, l'usage de ces fils induit un effet de self série parasite qui limite l'adaptation en impédance aux hautes fréquences. La valeur de cette self dépend à la fois de la forme et de la longueur du fil et d'après l'expérience de la société UMS, elle sera dans notre cas proche de "0,8nH/mm". Etant donné que la longueur des bondings devrait être en réalisation d'environ $300\mu\text{m}$, nous pouvons en conclure que la self parasite aura une valeur proche de 0,24nH.

Cette valeur est assez importante autour d'une fréquence de 40GHz. Pour limiter son influence, deux bondings seront placés en parallèle lors de la réalisation des connexions filaires, comme nous le présentons sur la Figure IV-6.

Chapitre IV

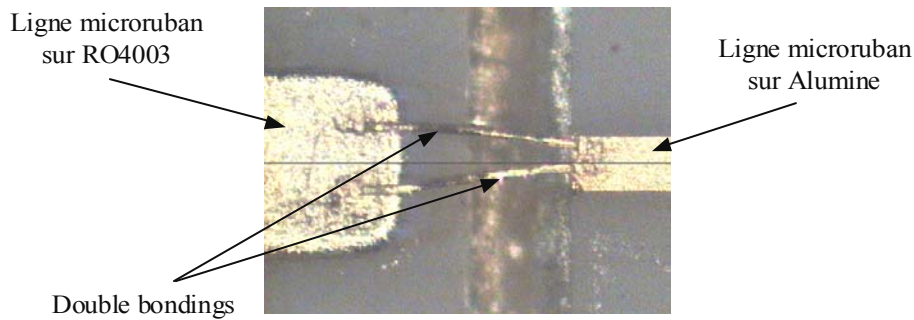


Figure IV-6 : Deux bondings seront placés en parallèles pour limiter la self série parasite

L'ajout d'une deuxième self en parallèle doit théoriquement permettre d'obtenir une self équivalente diminuée de moitié. Cependant cette règle simpliste ne prend pas en considération l'effet mutuel qui s'installe entre les deux fils et d'après les données de la société UMS, la valeur de la self initiale n'est diminuée que d'un facteur proche de "2/3". Nous pouvons donc en conclure que la self série parasite que nous devons compenser a une valeur d'environ 0,16nH.

Or comme les bondings ont un diamètre assez faible par rapport aux dimensions de la structure, leur modélisation électromagnétique tend à augmenter considérablement la taille des maillages. C'est pourquoi dans un premier temps, nous avons décidé en accord avec les partenaires industriels, de concevoir la compensation des bondings en les considérant simplement comme des éléments localisés. Ainsi pour obtenir le résultat global du système, les paramètres [S] issus de l'analyse électromagnétique de la structure de compensation seront chaînés, en utilisant un logiciel circuit tel que ADS, avec une self série de 0,16nH.

IV-2-3.b Optimisation du système de compensation des bondings:

Etant donné que l'utilisation de systèmes de compensation en technologie distribuée permet simplement l'adaptation d'impédance autour d'une fréquence donnée, nous ne pourrons pas compenser la self sur une large bande de fréquence. L'objectif de cette étude consiste donc à déterminer une topologie de compensation qui permettra d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur "-10dB" sur la bande de fréquences 30-40GHz.

Chapitre IV

Au cours de nos travaux nous avons étudié trois topologies, une adaptation simple stub, une adaptation double stubs et une adaptation par tronçon de ligne. L'adaptation simple stub ne permettant pas une compensation sur la bande de fréquence souhaitée, nous présenterons uniquement les résultats obtenus pour les deux autres topologies, décrites sur les Figure IV-7 et Figure IV-8.

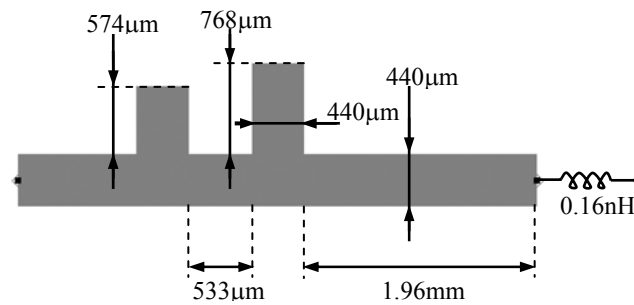


Figure IV-7 : Topologie de l'adaptation double stubs

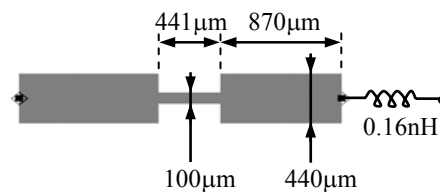


Figure IV-8 : Topologie de l'adaptation par tronçon de ligne

Dans un premier temps, l'optimisation de ces deux structures a été réalisée à l'aide des modèles de lignes contenus dans la bibliothèque du logiciel circuit ADS. Les dimensions optimales de ces deux structures ont ensuite été validées par une analyse électromagnétique en 2D, réalisée avec le logiciel Momentum. Nous présentons sur les graphes de la Figure IV-9, les résultats obtenus pour ces deux types de simulation qui tiennent compte du chaînage avec une self de 0,16nH modélisant la présence des bondings.

Les dimensions optimales de ces deux structures sont retranscrites sur les Figure IV-7 et Figure IV-8. Pour rendre compte de la taille relative entre ces deux topologies, nous avons gardé une échelle identique sur ces deux figures.

Chapitre IV

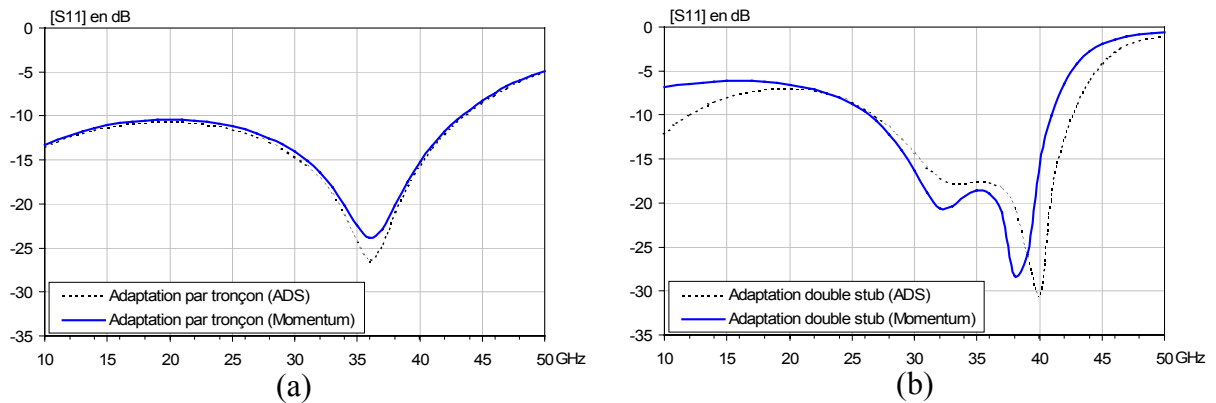


Figure IV-9 : Résultat de simulation de l'adaptation double stub (a), par tronçon de ligne (b)

Nous pouvons déjà constater que les résultats de simulations issus de l'analyse électromagnétique sont dans les deux cas très proches de ceux prédits par les modèles analytiques sous ADS.

Pour ces deux solutions, l'adaptation en impédance est convenable dans la bande 30-40GHz, notons tout de même un léger avantage pour l'adaptation double stubs.

Etant donné que la valeur de self, égale à 0,16nH, est approximative puisqu'elle dépend directement de la longueur du bonding lors de la réalisation, nous avons étudié la sensibilité des deux structures de compensation pour des valeurs de selfs comprises entre 0,12nH et 0,24nH. Les résultats de cette analyse de sensibilité sont présentés sur la Figure IV-10.

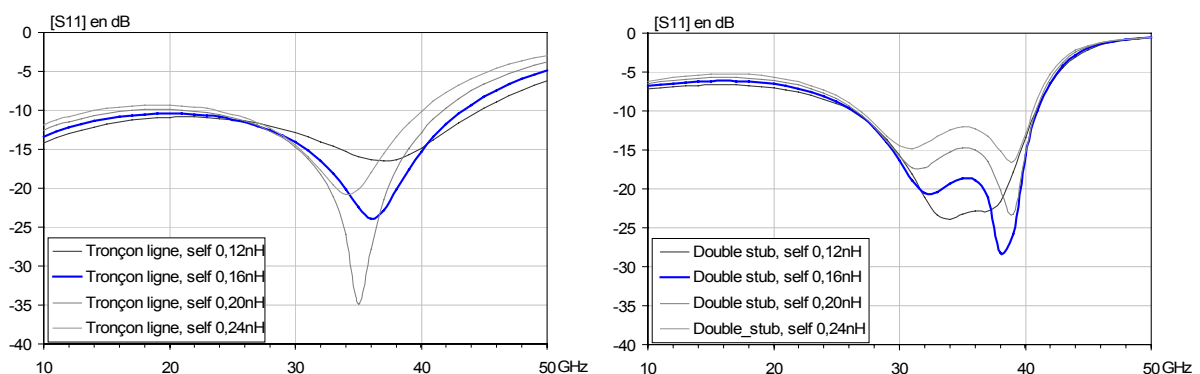


Figure IV-10 : Analyse de sensibilité sur la valeur de la self série parasite (ces résultats considère une self chaînée avec les réponses EM en 2D réalisées avec Momentum)

Chapitre IV

Dans les deux cas les résultats sont satisfaisants puisque le coefficient de réflexion reste inférieur à "-10dB" dans la bande de fréquence 30-40GHz. Nous pouvons tout de même remarquer que l'adaptation double stubs est un peu moins sensible aux variations de la self mais en contrepartie elle nécessite une surface plus importante pour sa réalisation.

Avant de faire un choix définitif sur l'une de ces deux topologies, nous allons maintenant étudier la transition RF complète, composée de la transition par via et du système de compensation.

IV-2-4 Etude complète de la transition RF, prenant en compte la compensation des bondings

IV-2-4.a Optimisation de la longueur de ligne située entre les deux éléments de la transition radiofréquence:

L'objectif de cette étape est d'optimiser une longueur de ligne qui sera située entre les deux éléments de la transition que nous venons d'optimiser. Cette longueur va permettre d'obtenir des conditions de phases optimales entre la transition par via et le système de compensation des bondings. Pour clarifier l'emplacement de cette ligne vis-à-vis du boîtier et de la transition, nous présentons sur la Figure IV-11 un schéma simplifié du dispositif.

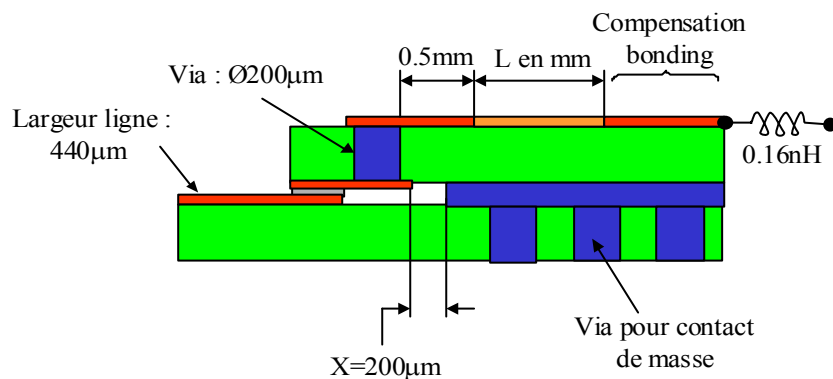


Figure IV-11 : Schématisation de la transition au niveau de l'accès RF du boîtier

Chapitre IV

L'optimisation de cette longueur de ligne a été effectuée sous le logiciel ADS, en chaînant les réponses électromagnétiques respectives de la transition par via et du système de compensation, et en plaçant entre les deux le modèles analytique d'une ligne microruban adaptée sur un substrat de RO4003. Pour illustrer cette étude nous présentons sur la Figure IV-12, le principe de ce chaînage.

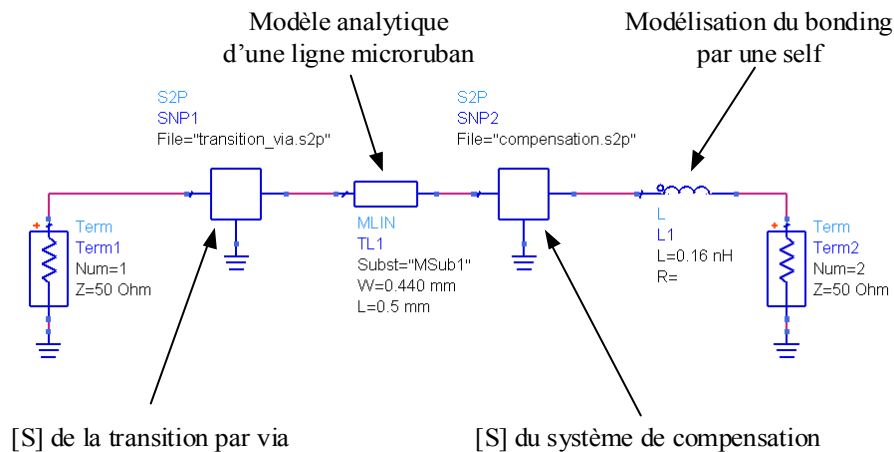


Figure IV-12 : Schéma de principe du chaînage utilisé pour l'optimisation de la longueur L

La longueur de ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω notée " L ", a été optimisée et les résultats de cette étude sont présentés sur la Figure IV-13, en fonction du dispositif d'adaptation.

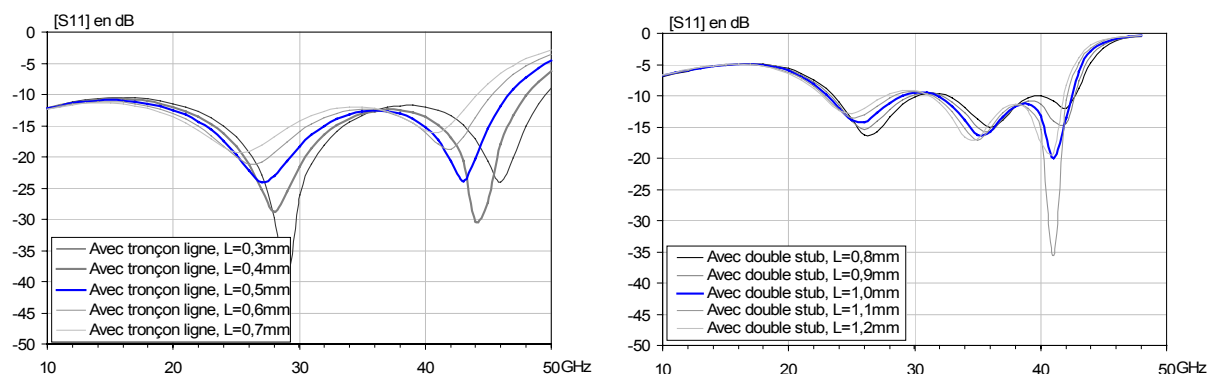


Figure IV-13 : Optimisation de la longueur de ligne L

Chapitre IV

Nous pouvons constater que la réponse fréquentielle est maintenant plus intéressante dans le cas d'une compensation par tronçon de ligne. En effet, lorsque la longueur "L" est égale à 0,5mm le coefficient de réflexion reste inférieur à "-10dB" entre 10GHz et 45GHz, contrairement au cas de l'adaptation double stubs. Ces résultats nous permettent alors de faire un choix définitif au niveau du système de compensation. Le choix d'une adaptation par tronçon de ligne est également conforté par le fait que les dimensions optimales de cette solution nécessitent moins de surface qu'une compensation double stub.

IV-2-4.b Validation de la transition RF par une analyse électromagnétique complète en 3D:

Pour valider l'optimisation de la transition RF réalisée par une analyse segmentée, nous avons effectué une étude électromagnétique complète de celle-ci avec le logiciel EMXD. Nous présentons donc sur la Figure IV-14, le modèle électromagnétique de cette structure réalisé avec le logiciel FLUX3D-HYPER.

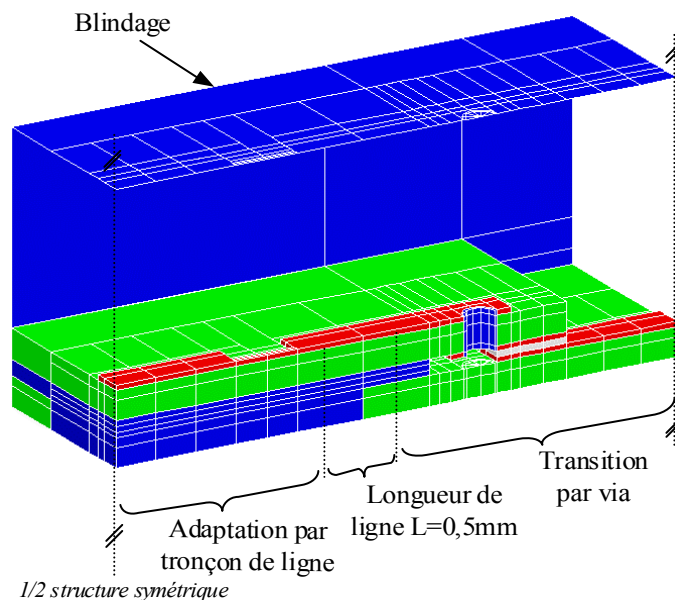


Figure IV-14 : Modèle électromagnétique de la transition complète

Nous profitons de cette structure pour rappeler que lors d'une analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis, le domaine d'étude doit obligatoirement être clos. Très souvent ce sont des

Chapitre IV

conditions de mur électrique parfait qui limite ce volume et nous avons donc volontairement fait apparaître sur la Figure IV-14, les parois du blindage métallique utilisées dans le cas de cette transition. Les dimensions de ce blindage sont choisies de façon à avoir une influence limitée sur la réponse de la transition et également pour ne pas engendrer de modes parasites dans la bande fréquentielle de l'analyse.

Les résultats de simulations obtenus à l'aide de ce maillage sont présentés sur la Figure IV-15.

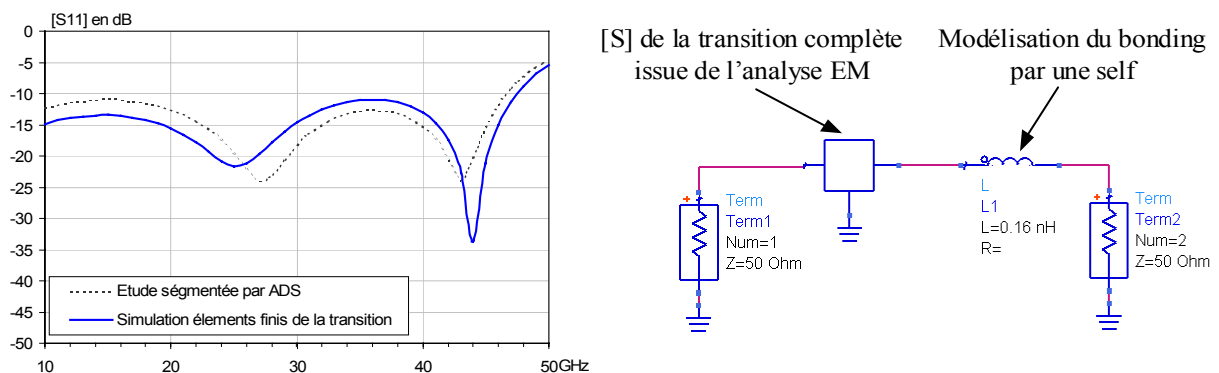


Figure IV-15 : Analyse électromagnétique de la transition complète chaînée sur une self de 0,16nH qui modélise la présence des bondings

La réponse fréquentielle obtenue par l'analyse électromagnétique complète de la transition est proche de celle optimisée par l'étude segmentée. Ce résultat permet de valider la méthodologie de conception que nous avons utilisée.

L'adaptation en impédance est convenable dans la bande d'étude 30-45GHz, puisque le coefficient de réflexion reste inférieur à "-10dB". Nous pouvons considérer que l'optimisation de la transition radiofréquence du boîtier est maintenant terminée, toutefois, nous devons tout de même vérifier les performances de cette transition dans son environnement extérieur, en considérant maintenant l'ensemble du boîtier.

IV-2-5 Etudes électromagnétiques complémentaires portant sur l'ensemble du dispositif

Dans cette partie nous allons vérifier que les caractéristiques de la transition que nous venons d'optimiser restent convenables lorsque l'on prend en compte l'environnement du boîtier. Nous allons également vérifier la présence d'éventuels modes parasites au sein de la structure.

Avant de présenter l'étude électromagnétique complète, nous rappelons que l'objectif de nos travaux est de concevoir un boîtier devant contenir un amplificateur de puissance. Pour valider cette étude, nous serons amenés à réaliser deux types de structure.

Le premier type de structure sera destiné à évaluer les performances de la transition que nous venons d'optimiser et sera donc entièrement passive. Dans ce cas l'amplificateur de puissance sera remplacé à l'intérieur du boîtier, par une simple ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω réalisée sur un substrat d'alumine.

Le deuxième type de structure comportera un amplificateur de puissance et permettra d'évaluer le comportement global du boîtier.

Les simulations électromagnétiques complémentaires que nous allons maintenant présenter, ont été réalisées dans le but de finaliser et de vérifier la topologie des différentes structures de test qui seront par la suite fabriquées. Les dimensions du boîtier simulées, sont donc choisies pour pouvoir accueillir la taille des amplificateurs utilisés, lors de la réalisation.

Cependant, avant d'envisager l'analyse électromagnétique complète du boîtier, nous allons présenter l'étude de la transition RF pour les deux types de configurations.

IV-2-5.a Etude de la transition RF en configuration back-to-back:

La première structure passive que nous allons réaliser sera en configuration "Back-to-Back". Ce dispositif est donc composée d'une double transition, permettant d'obtenir deux accès de types identiques pour faciliter le calibrage et les mesures. Nous présentons sur la Figure IV-16, la description de cette structure.

Chapitre IV

Nous pouvons distinguer sur cette figure la transition RF complète que nous venons d'optimiser, connectée par un "double bonding" sur la ligne microruban du substrat d'alumine.

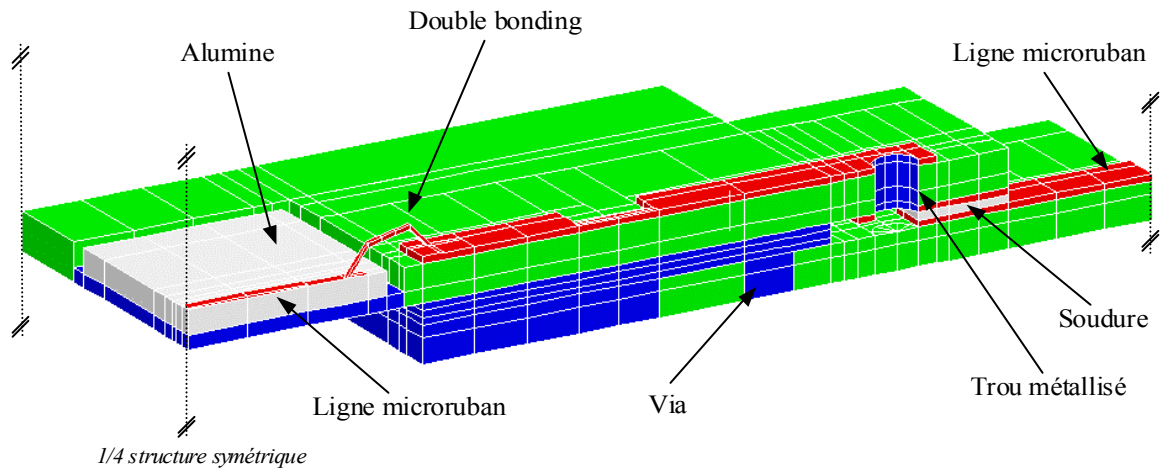


Figure IV-16 : Modèle électromagnétique de la transition en configuration "back-to-back"

La réponse fréquentielle obtenue par l'analyse électromagnétique de ce dispositif, est présentée sur la Figure IV-17.

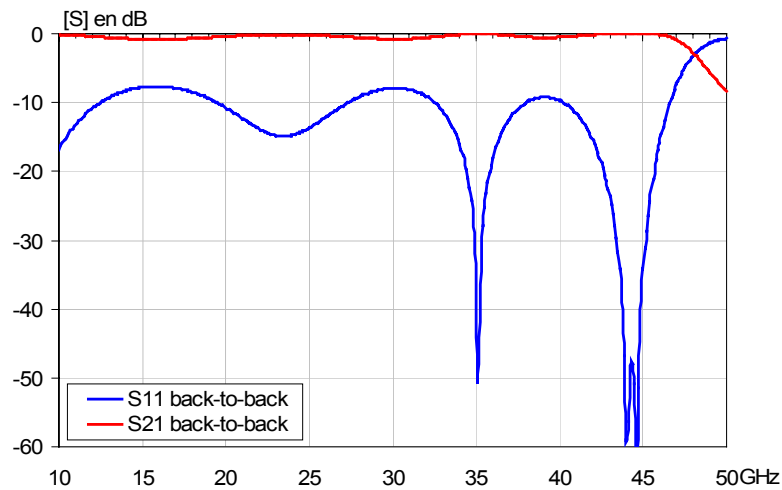


Figure IV-17 : Réponse fréquentielle obtenue sur la transition en configuration back-to-back

Nous pouvons constater sur cette réponse qu'il existe des remontées importantes sur le coefficient de réflexion, notamment à basses fréquences, mais celles-ci sont directement liées à la

Chapitre IV

configuration "back-to-back". En effet les différentes désadaptations, au niveau de la transition par via ou des bondings, agissent sur la propagation de l'onde et une partie du signal radiofréquence est alors réfléchi sur ces discontinuités. Un phénomène d'onde stationnaire se forme alors entre les deux transitions et en fonction de la longueur de la ligne microruban sur alumine, les conditions de phases sont différentes et les recombinaisons du signal peuvent être constructives ou destructives. Il en résulte une ondulation des coefficients de transmission et réflexion, qui dépend du niveau d'adaptation des transitions. Nous rappelons tout de même que le niveau d'adaptation qui reflète véritablement le comportement de notre transition vis-à-vis d'un amplificateur, est présenté sur la Figure IV-15 et nous allons maintenant évaluer celle-ci dans le cas d'un montage avec une puce active.

IV-2-5.b Comportement de la transition RF avec la réponse d'un amplificateur :

Pour pouvoir étudier plus précisément le comportement de la transition en fonction de la réponse d'un amplificateur, nous allons maintenant réaliser une modélisation "Hybride" du dispositif. Cette méthode d'analyse globale, qui permet de déterminer la réponse fréquentielle d'un composant actif (MMIC) en prenant en compte les parties passives et l'influence électromagnétique de son environnement extérieur, a été mise au point à l'IRCOM et a donné lieu à un certain nombre de thèses [2]-[5].

Dans le cadre de notre étude l'environnement passif du composant est analysé par la méthode des éléments finis. L'amplificateur est alors considéré comme un élément localisé, modélisé au niveau de l'analyse électromagnétique par un bloc de diélectrique (AsGa) aux dimensions de la puce. Pour pouvoir connecter la réponse active du MMIC sur le modèle électromagnétique, deux accès localisés sont placés au centre de la structure au niveau des accès d'entrée et de sortie de la puce, comme nous l'avons représenté sur la Figure IV-18.

L'analyse électromagnétique de ce dispositif nous permet d'obtenir une matrice de dispersion que nous allons noter $[S_{EM}]$. Pour obtenir la réponse globale du dispositif, il faut ensuite chaîner avec cette matrice la réponse active du composant, qui peut soit être définie par une matrice de type $[S]$, $[Y]$, $[Z]$ ou encore par un modèle en éléments localisés linéaire ou non-linéaire.

Chapitre IV

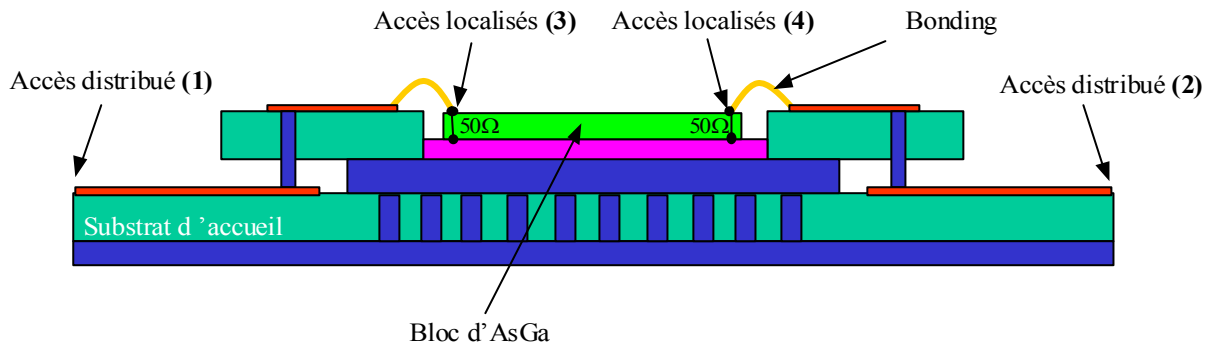


Figure IV-18 : Positionnement des accès localisés pour le chaînage d'un amplificateur

Cette analyse hybride va nous permettre d'évaluer l'impact du niveau d'adaptation de la transition RF sur le comportement d'un amplificateur.

Pour réaliser l'analyse électromagnétique de ce dispositif, nous avons utilisé le modèle de la transition décrit sur la Figure IV-17 en modifiant quelques paramètres descriptifs pour obtenir la structure de la Figure IV-18. Les paramètres $[S_{EM}]$ issus de cette analyse ont ensuite été chaînés sur le logiciel ADS, avec la réponse fréquentielle sous forme de paramètres $[S]$ d'un amplificateur large bande CHA3093 [6]. Il s'agit de l'un des deux types d'amplificateurs qui seront utilisés lors des réalisations et dont les principales caractéristiques techniques sont disponibles en Annexe 2.

Nous présentons sur la Figure IV-19, la comparaison entre la réponse idéale de l'amplificateur seul avec celle de l'analyse électromagnétique globale qui prend en compte le chaînage des parties actives et passives du dispositif.

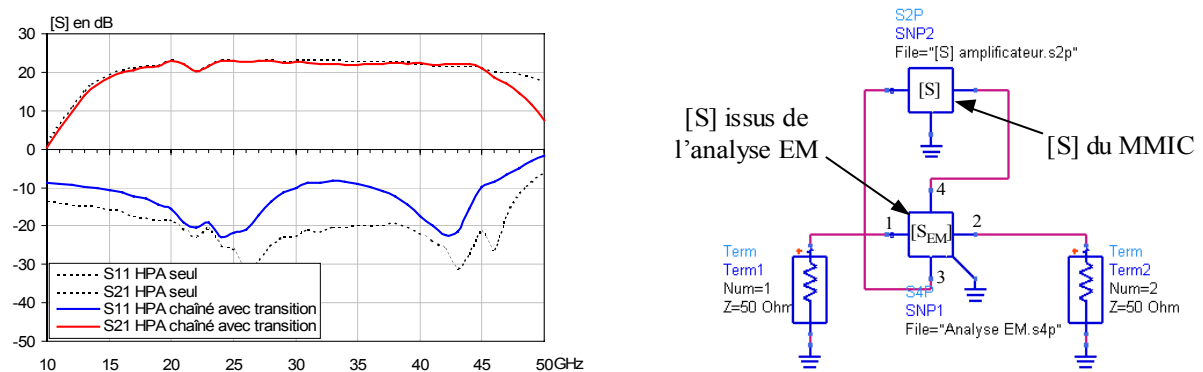


Figure IV-19 : Analyse EM globale de la transition avec un amplificateur

Chapitre IV

Cette analyse nous permet de constater que même si le niveau d'adaptation de notre transition n'est pas excellent ($S_{11} \approx -10\text{dB}$), elle permet tout de même d'obtenir des résultats encourageants, puisque le gain en transmission (S_{21}) est alors quasiment identique à celui de la réponse idéale jusqu'à 45GHz. Au-delà de cette fréquence la désadaptation est trop importante et le gain chute rapidement ; cependant, nous rappelons que l'objectif défini au début de l'étude, était d'obtenir un bon fonctionnement dans la bande 30-45GHz.

L'analyse électromagnétique que nous venons de réaliser peut également servir à étudier le niveau d'isolation entre l'entrée et la sortie du dispositif de la Figure IV-18. Il suffit simplement de placer une charge adaptée sur les accès 3 et 4 des paramètres $[S_{EM}]$ et d'observer le niveau de transmission entre les accès 1 et 2. En effet, si les deux accès localisés sont connectés sur une charge à 50Ω , seul un couplage parasite pourrait expliquer le passage d'énergie entre les accès 1 et 2. L'étude de ce phénomène est essentiel pour un amplificateur car si l'isolation est mauvaise, des oscillations ou même des instabilités peuvent apparaître sur la réponse fréquentielle.

Nous présentons donc sur la Figure IV-20, le coefficient de transmission entre l'entrée et la sortie de la transition RF qui reflète l'isolation. Ce résultat est satisfaisant, puisque le niveau de transmission reste inférieur à "-45dB" sur toute la bande, nous pouvons en conclure que le rayonnement des bondings doit être négligeable.

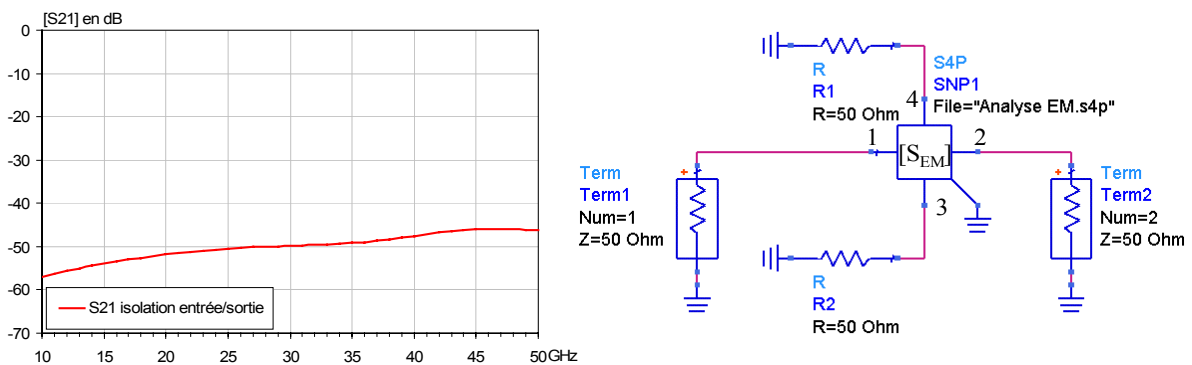


Figure IV-20 : Etude de l'isolation entrée/sortie de la transition RF

Chapitre IV

Pour finaliser l'étude nous devons maintenant considérer la transition RF que nous venons d'optimiser, dans son environnement extérieur complet en tenant compte d'un boîtier d'encapsulation.

IV-2-5.c Analyse électromagnétique du boîtier:

Bien que la nature exacte du capot qui servira à protéger la structure ne soit pas encore totalement défini (métallique, plastique, céramique, organique), nous avons voulu simuler un dispositif complet pour étudier la présence d'éventuels modes parasites.

D'un point de vue compatibilité électromagnétique, le choix d'un capot métallique semble préférable car il permettrait d'une part de protéger l'ensemble du dispositif et d'autre part d'empêcher un éventuel rayonnement de l'amplificateur vers les dispositifs mitoyens.

Pour nos simulations nous avons donc choisi de faire l'analyse du boîtier en utilisant un capot métallique. Il s'agit du cas le plus critique, puisque dans ces conditions le boîtier forme une cavité résonnante métallique. Nous devons donc étudier si les dimensions de celles-ci, sont telles qu'il y ait des modes parasites dans la bande fréquentielle de notre analyse.

La structure que nous avons analysée est représentée sur la Figure IV-21. Nous pouvons alors constater que l'ensemble de ce dispositif est maintenant assez complexe et nous avons été obligé d'effectuer quelques simplifications.

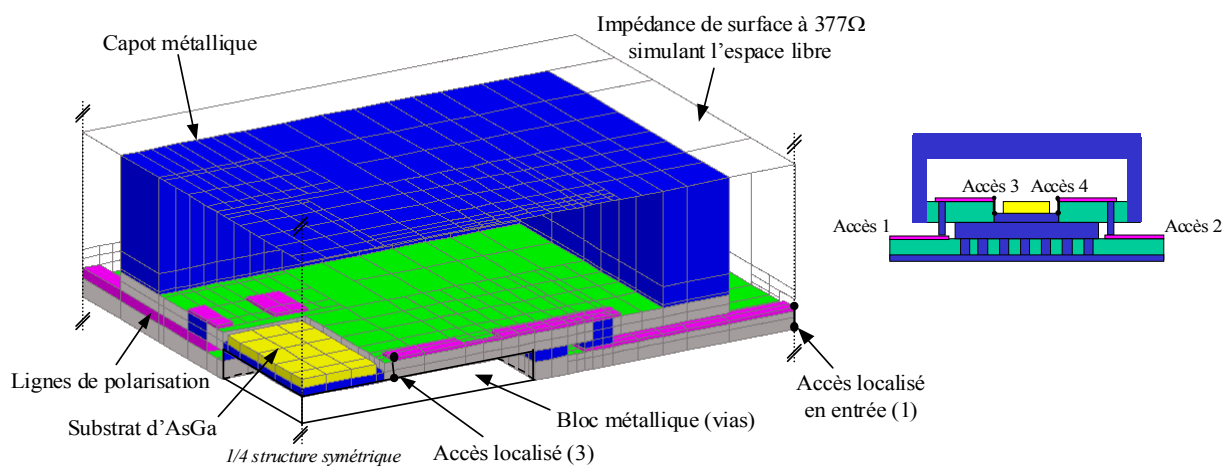


Figure IV-21 : Analyse électromagnétique du boîtier muni d'un capot métallique

Chapitre IV

Ainsi pour limiter la taille du maillage, nous n'avons pas tenu compte de la présence des bondings qui comme nous avons pu le voir dans le paragraphe IV-2-5-b, ont une influence limitée sur l'isolation entrée/sortie. Nous avons également considéré que le nombre de vias utilisés pour ramener la masse sous le substrat supérieur, était suffisant (distance inter-vias inférieure à $\lambda_g/4$ par rapport à la plus haute fréquence) pour que le champ électromagnétique ne puisse pénétrer sous le boîtier et nous avons modélisé leur présence par un bloc métallique.

Bien que ce ne soit pas visible sur la Figure IV-21, précisons que le capot métallique est connecté à la masse par l'intermédiaire d'une série de vias qui font tout le tour du substrat supérieur.

Comme nous l'avons déjà précisé, pour pouvoir effectuer une analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis, le volume d'étude doit être clos. Dans le cas de cette structure, le capot métallique nous permet de limiter une partie de l'espace d'analyse, mais nous avons également ajouté une impédance de surface pour simuler de façon approchée des conditions d'espace libre.

Pour modéliser la présence d'un MMIC dans le boîtier, nous avons considéré un bloc d'AsGa et nous pouvons également distinguer la présence des lignes de polarisations.

Les accès localisés dans la structure ont été positionnés pour pouvoir étudier le niveau d'isolation entrée/sortie dans les mêmes conditions que ceux de la Figure IV-20. Il n'existe donc pas de liaison directe entre les accès 1 et 2 du boîtier et la transmission d'énergie entre ces deux accès ne pourra alors s'expliquer, que par un phénomène de couplage électromagnétique.

Nous présentons sur la Figure IV-22, le coefficient de transmission entre l'entrée et la sortie du dispositif qui permet d'évaluer l'isolation. Les emplacements des différents accès de la matrice $[S_{EM}]$ de la structure sont décrits sur la Figure IV-21.

Chapitre IV

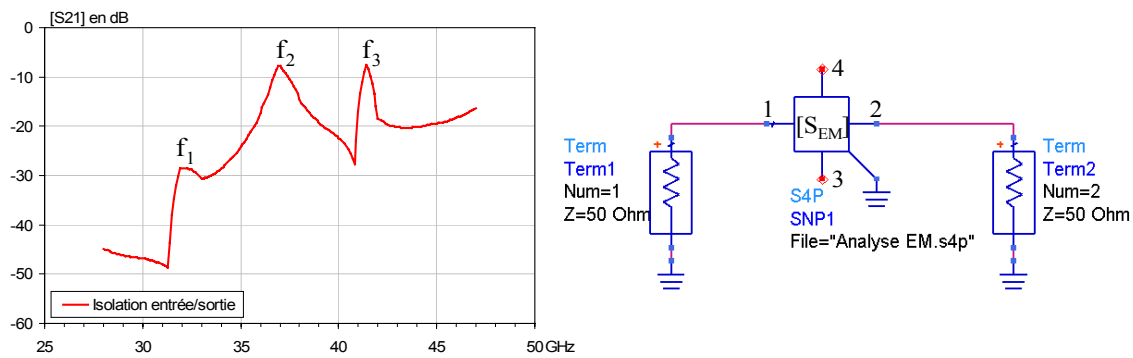


Figure IV-22 : Étude de l'isolation entrée/sortie du boîtier complet

La réponse fréquentielle de la Figure IV-22, présente trois pics parasites dans la bande d'analyse de notre dispositif. Le tracé des isovaleurs du champ électrique à l'intérieur de cette structure, nous a permis d'identifier clairement que le second pic, situé à une fréquence de $f_2=37$ GHz, correspond à un mode de cavité métallique de type TE_{210} , qui se forme à l'intérieur du boîtier. Nous pouvons visualiser ce mode sur la Figure IV-23.

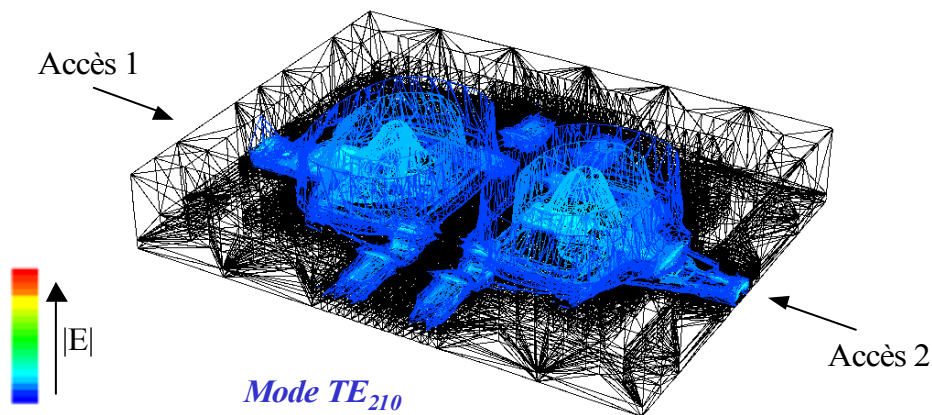


Figure IV-23 : Tracé des isovaleurs du champ électrique à $f_2=37$ GHz

En ce qui concerne les deux autres pics, la distribution spatiale du champ électromagnétique n'est pas aussi claire et il est plus délicat d'identifier les modes. Cependant il doit s'agir des modes TE_{110} et TE_{120} , puisque en réalisant l'application numérique des équations fournies en Annexe 5, qui permet de déterminer approximativement les fréquences de résonances d'une cavité métallique comportant un substrat de diélectrique [2], nous obtenons les résultats suivants :

Chapitre IV

- Pour le mode TE₁₁₀: 29,05GHz
- Pour le mode TE₂₁₀: 40,62GHz
- Pour le mode TE₁₂₀: 50,69GHz

La réponse fréquentielle présentée sur la Figure IV-22 est donc quasiment en accord avec ces valeurs, à l'exception du mode TE₁₂₀ qui devrait être légèrement plus haut en fréquences. Cet écart s'explique par le fait que les équations analytiques ne prennent pas en compte les lignes de polarisations et le substrat d'AsGa.

L'étude que nous venons de présenter dans ce paragraphe, nous permet de conclure que l'utilisation d'un capot métallique n'est pas envisageable, puisque l'isolation entre l'entrée et la sortie du dispositif ne serait pas suffisante et provoquerait des oscillations et l'instabilité de l'amplificateur. Pour éliminer ces modes, il suffit de supprimer la cavité métallique en choisissant pour le capot du boîtier, un matériau de type plastic ou diélectrique.

Ce choix s'est finalement orienté vers un matériau diélectrique de type FR4, ayant une permittivité relative proche de 4,7. Cependant, pour respecter le planning du projet, les boîtiers ont dû être réalisés et nous n'avons pas eu suffisamment de temps pour effectuer des simulations complémentaires.

IV-3 REALISATIONS ET MESURES

Les parties réalisations et mesures ont été effectuées par les sociétés THALES et UMS. Plusieurs types de structures ont alors été fabriquées dans le but d'évaluer d'une part les performances de la transition RF que nous venons d'optimiser et d'autre part le boîtier complet comportant un amplificateur.

Nous pouvons distinguer trois structures :

- Réalisation d'un boîtier comportant la transition RF en configuration "Back-to-Back", composé d'une ligne adaptée sur un substrat d'alumine.
- Réalisation d'un boîtier comportant un amplificateur faible bruit fabriqué par la société UMS (CHA2069) [6] (Annexe 3), dont la bande d'amplification est comprise entre 18 et 31GHz.
- Réalisation d'un boîtier comportant un amplificateur de puissance fabriqué par la société UMS (CHA3093) [7] (Annexe 2), dont la bande d'amplification est comprise entre 20 et 40GHz.

Nous allons maintenant présenter les résultats expérimentaux qui ont été obtenus sur chacune de ces structures.

IV-3-1 Structure de test comportant une ligne adaptée

La structure qui a été réalisée est présentée sur la Figure IV-24. Nous pouvons y distinguer une partie du substrat d'accueil, muni d'accès coplanaires pour les mesures et le substrat reporté qui supporte une ligne adaptée sur un substrat d'alumine.

Notons que sur cette photographie le capot de FR4 n'est pas visible, mais celui-ci était bien présent lors des mesures.

Chapitre IV

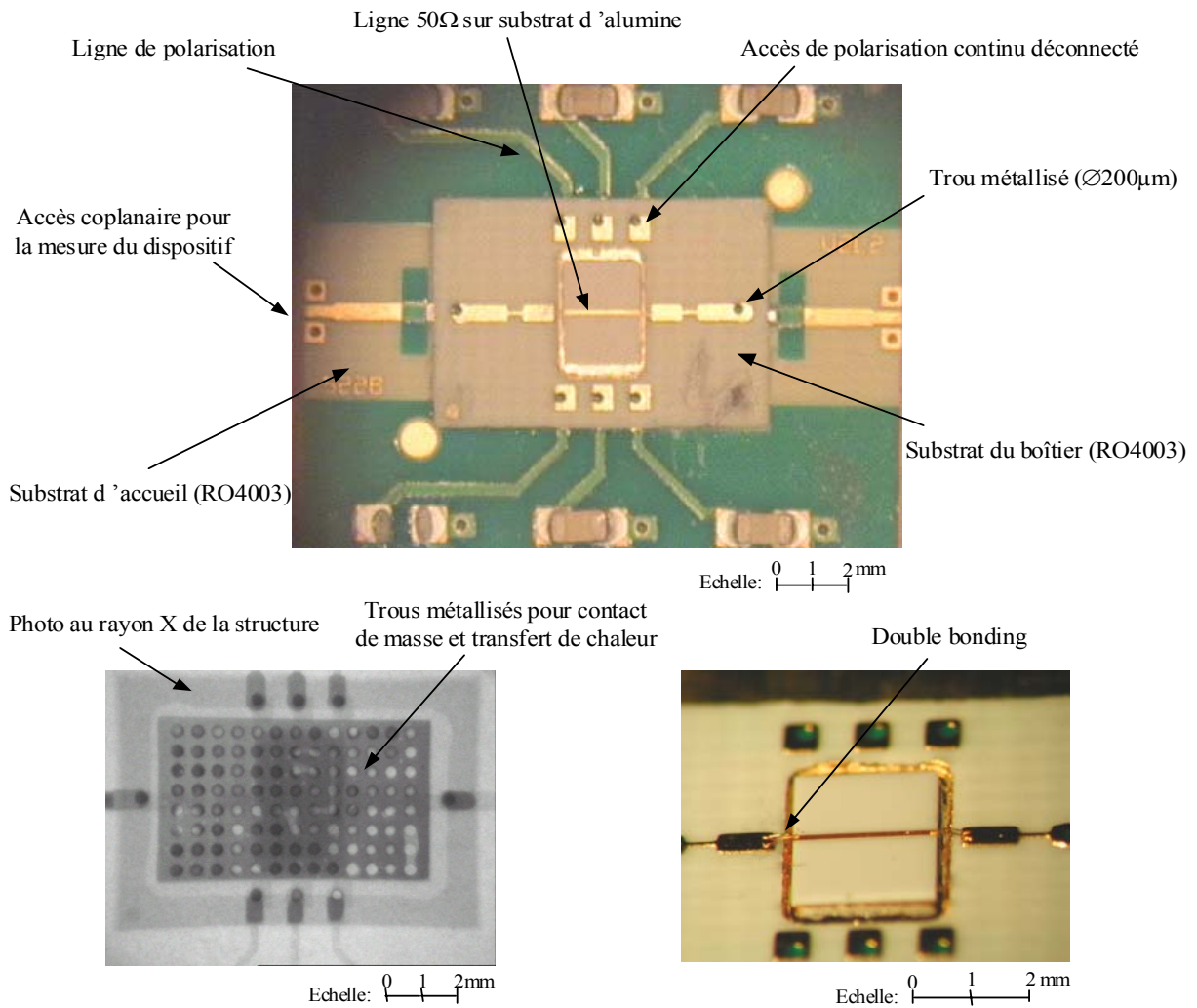


Figure IV-24 : Boîtier test comportant une ligne adaptée

La photographie au rayon X, permet de visualiser l'ensemble des trous métallisés qui ont été utilisés pour assurer au niveau du boîtier, un bon contact de masse et un bon transfert de chaleur.

Les résultats de mesures obtenus sur cette structure sont présentés sur la Figure IV-25.

Chapitre IV

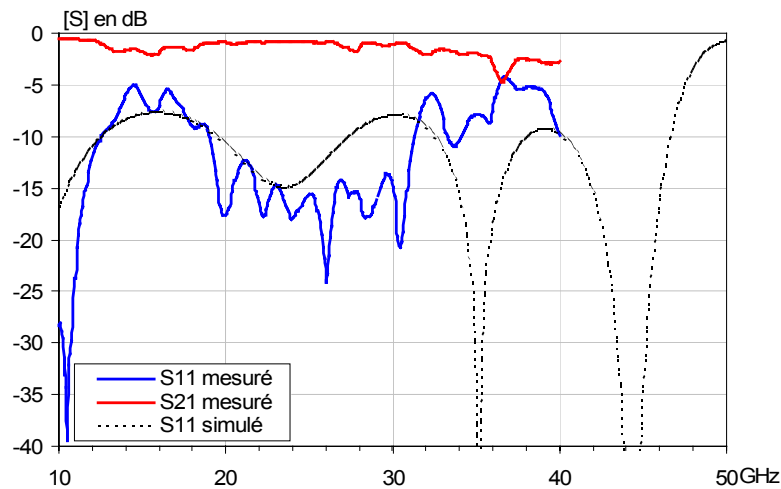


Figure IV-25 : Résultats de mesures du boîtier muni d'une ligne adaptée

Aux basses fréquences, les mesures expérimentales sont assez proches de la théorie. L'adaptation en impédance est notamment correcte dans la bande 20-30GHz, mais décevante dans la bande 30-40GHz. L'écart entre les simulations électromagnétiques et les mesures, au-delà de 30GHz, s'explique par la présence de phénomènes de couplages parasites sur lesquels nous aurons l'occasion de revenir au cours de ce chapitre dans la partie IV-4.

Nous pouvons également observer sur cette réponse un phénomène d'ondulation qui sera d'ailleurs présent sur toutes les autres mesures. Ces ondulations ne peuvent être provoquées par un problème au niveau du boîtier car la périodicité de celles-ci ne correspond pas, d'après la longueur d'onde guidée, à une désadaptation au niveau de la transition RF. Cette périodicité est effectivement beaucoup trop petite et elle doit être liée à une désadaptation située en amont du boîtier. Nous pensons qu'il doit s'agir d'un phénomène d'onde stationnaire qui s'installe entre les plans d'accès de mesures induit, soit par une désadaptation au niveau de la transition coplanaire/microruban que l'on distingue sur la Figure IV-24, soit directement lié à un problème au niveau du calibrage. Nous devons donc faire abstraction de ces oscillations sur la mesure de la Figure IV-25

Maintenant nous allons présenter les résultats obtenus sur des dispositifs complets, composé d'un amplificateur.

IV-3-2 Structures de test comportant un amplificateur

IV-3-2.a Mesure du boîtier composé d'un amplificateur faible bruit de type CHA2069 (18-31GHz):

Nous présentons sur la Figure IV-26, les résultats de mesures qui ont été obtenus avec l'amplificateur faible bruit CHA2069. Cette mesure considère la puce placée à l'intérieur du boîtier et l'ensemble du dispositif est reporté sur le substrat d'accueil.

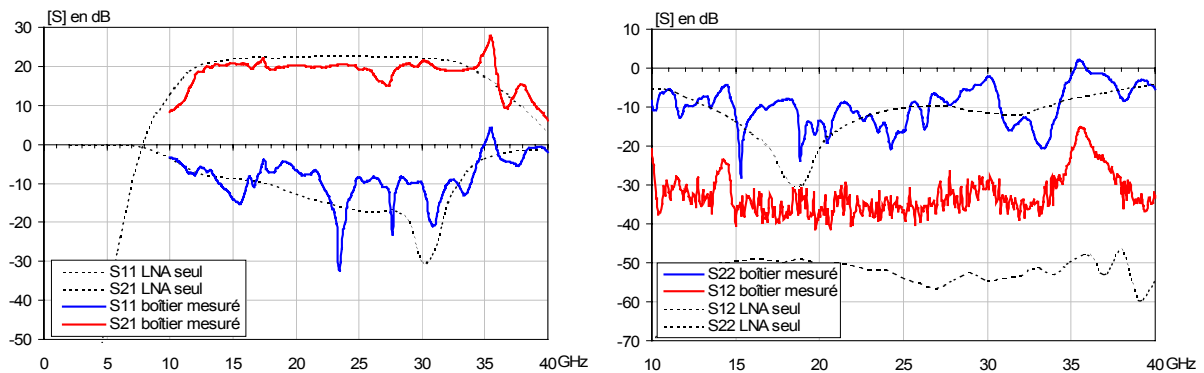


Figure IV-26 : Résultats de mesures du boîtier avec un amplificateur faible bruit CHA2069

Les résultats de mesures de ce boîtier sont très décevants, puisque l'amplificateur présente des oscillations importantes dans la bande et une instabilité autour de 35GHz.

Pour le moment nous n'avancerons aucune explication, nous allons d'abord présenter les résultats de mesures du boîtier comportant un amplificateur CHA3093.

IV-3-2.b Mesure du boîtier composé d'un amplificateur de puissance de type CHA3093 (20-40GHz):

Nous présentons sur la Figure IV-27 les résultats de mesures obtenus avec un amplificateur de puissance CHA3093.

Chapitre IV

Les résultats de ce boîtier sont également très décevants, puisque dans ce cas nous obtenons des oscillations des coefficients de réflexion et de transmission, et deux instabilités présentes autour de 27GHz et 38GHz.

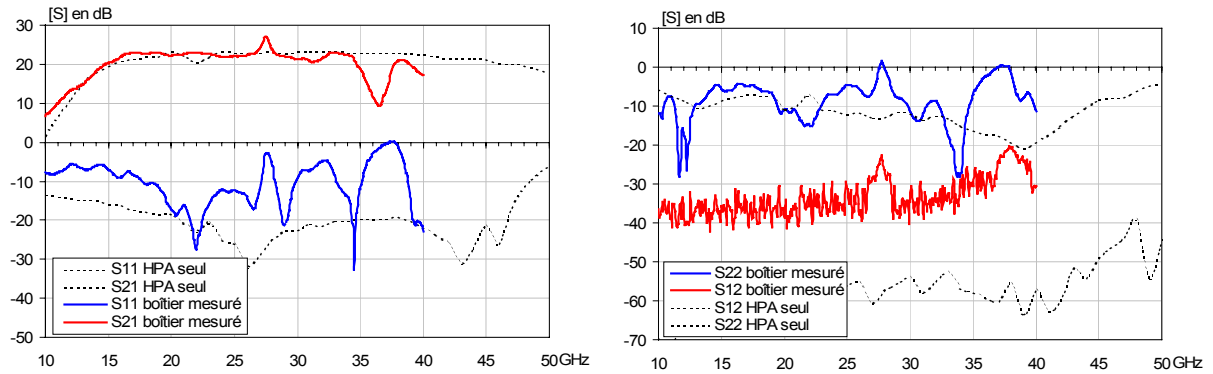


Figure IV-27 : Résultats de mesures du boîtier avec un amplificateur de puissance CHA3093

Au cours de cette série de mesures, il a été observé en manipulation que les instabilités peuvent être fortement atténuées lorsqu'un matériau absorbant était positionné au dessus du boîtier. Cette constatation nous permet d'envisager la présence de modes parasites au sein du boîtier, qui provoquent certainement l'instabilité des amplificateurs.

Cependant, l'étude expérimentale ne nous permet pas de définir la nature exacte des phénomènes et nous allons maintenant rechercher la cause de ces parasites à l'aide d'une analyse électromagnétique.

IV-4 ANALYSE DES PHENOMENES PARASITES

L'objectif des rétro-simulations que nous allons présenter, est de déterminer la cause des phénomènes parasites observés sur les réponses expérimentales des amplificateurs. Pour mettre en évidence ces problèmes, nous devons commencer par essayer de retrouver en simulation des résultats équivalents aux mesures. Nous allons donc réaliser une analyse globale de la structure, qui couple les résultats de l'analyse électromagnétique avec ceux de la puce active.

IV-4-1 Analyse électromagnétique complète du boîtier

IV-4-1.a Analyse globale du boîtier avec un amplificateur:

Dans l'hypothèse où ces phénomènes seraient liés à un couplage parasite, nous devons réaliser une analyse électromagnétique complète et détaillée pour pouvoir les mettre en évidence. Cependant, dans la gamme de fréquences de notre étude, les dimensions de la structure sont relativement importantes par rapport à la longueur d'onde guidée et l'analyse électromagnétique de ce dispositif nécessite l'usage de couches PML (Couche parfaitement adaptée), pour pouvoir modéliser des conditions d'espace libre. Le calcul des champs électromagnétiques à l'intérieur de ces couches constituées de milieux à permittivité complexe, nécessite de grosses ressources informatiques. En conséquence, nous avons dû faire quelques simplifications pour définir le modèle électromagnétique du boîtier, notamment au niveau des lignes de polarisation du substrat d'accueil et également en simplifiant la topologie de la transition RF.

Nous présentons sur la Figure IV-28, le modèle électromagnétique que nous avons réalisé pour faire l'analyse globale du boîtier.

Chapitre IV

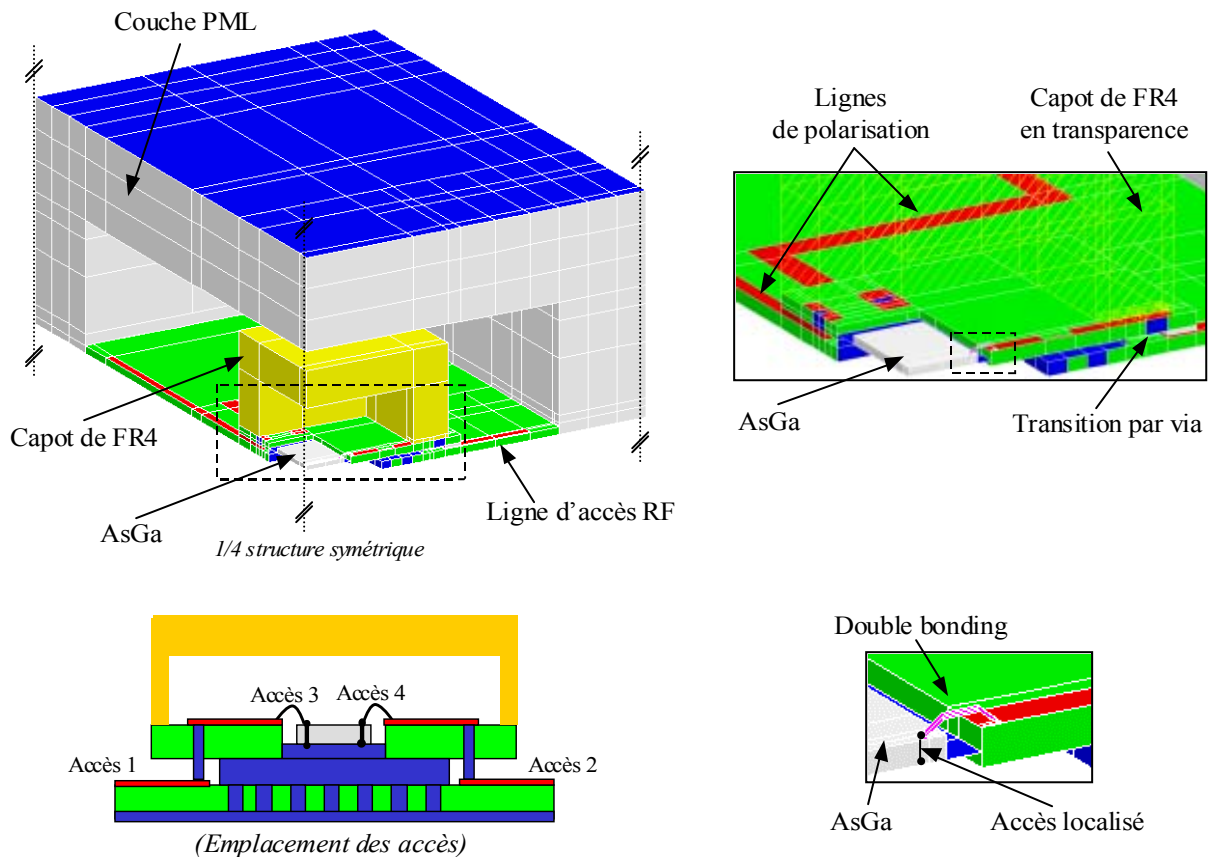


Figure IV-28 : Modélisation complète du boîtier et de son environnement extérieur

Pour chaîner la réponse d'un amplificateur sur la réponse fréquentielle de ce modèle, nous avons placé au centre de cette structure des accès localisés, situés juste après les double bondings.

A l'aide du logiciel ADS, nous avons couplé les paramètres de dispersion $[S_{EM}]$ de l'analyse électromagnétique avec ceux des amplificateurs utilisés au cours de la série de mesures. Nous présentons sur la Figure IV-29, le résultat de l'analyse globale prenant en compte un amplificateur de type CHA3093.

L'emplacement des différents accès localisés utilisés pour le chaînage de la Figure IV-29, sont reportés sur le modèle électromagnétique de la Figure IV-28.

Chapitre IV

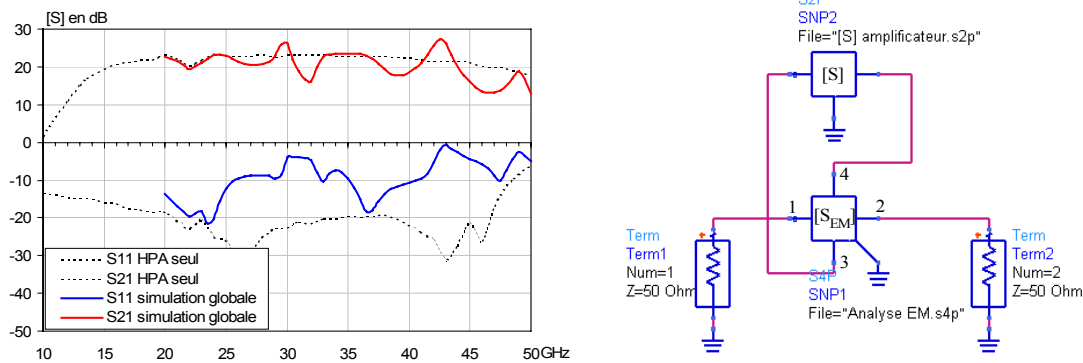


Figure IV-29 : Analyse EM complète du boîtier couplée avec la réponse fréquentielle d'un amplificateur de type CHA3093

Nous retrouvons en simulation des d'oscillations parasites et l'instabilité de l'amplificateur. Compte tenu des diverses approximations que nous avons dues effectuer en modélisant la structure, les fréquences de ces instabilités ne sont peut être pas tout à fait identiques à celles obtenues en mesures, mais l'allure générale de la réponse fréquentielle reste comparable.

L'analyse globale nous permet donc de bien modéliser l'apparition des phénomènes parasites et nous allons maintenant utiliser l'outil électromagnétique pour déterminer la cause des oscillations en réalisant une étude d'isolation entre l'entrée et la sortie du dispositif.

IV-4-1.b Etude de l'isolation entrée/sortie et identification des phénomènes :

Pour évaluer le niveau des couplages parasites mais également pour les identifier, nous allons maintenant étudier l'isolation entre l'entrée et la sortie du montage à l'aide de la matrice $[S_{EM}]$ définie au cours de l'analyse électromagnétique précédente. Sous le logiciel ADS, nous avons déconnecté les paramètres $[S]$ de l'amplificateur et placé des impédances 50Ω sur les accès 3 et 4 de la matrice $[S_{EM}]$, modélisant ainsi la charge d'un MMIC. Dans ces conditions, il n'existe plus de connexion directe entre les accès 1 et 2 et seule l'énergie des modes parasites est transmise entre ces deux accès.

Chapitre IV

Nous présentons sur la Figure IV-30, la réponse de cette analyse et le circuit associé utilisé sous le logiciel ADS pour obtenir ce résultat. L'emplacement des différents accès est reporté sur la Figure IV-28.

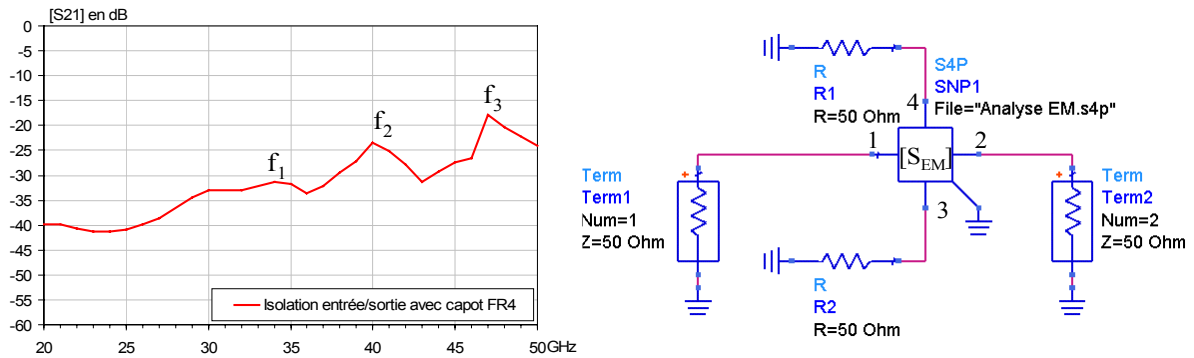


Figure IV-30 : Etude de l'isolation entrée/sortie en fonction de la présence du capot de FR4

Dans la bande fréquentielle de notre analyse, nous observons que le couplage entrée/sortie augmente de façon constante avec la fréquence. Ce niveau reste assez faible mais comme nous avons pu le constater celui-ci semble suffisant pour provoquer des instabilités sur la réponse des amplificateurs. Pour assurer un fonctionnement correct nous devrions avoir une isolation supérieure à "-40dB".

Sur la Figure IV-30, nous distinguons trois maximums sur le coefficient de transmission. Afin de déterminer la nature des phénomènes parasites au sein de la structure, nous avons donc tracé sur la Figure IV-31, les isovaleurs du champ électrique à ces trois fréquences.

Chapitre IV

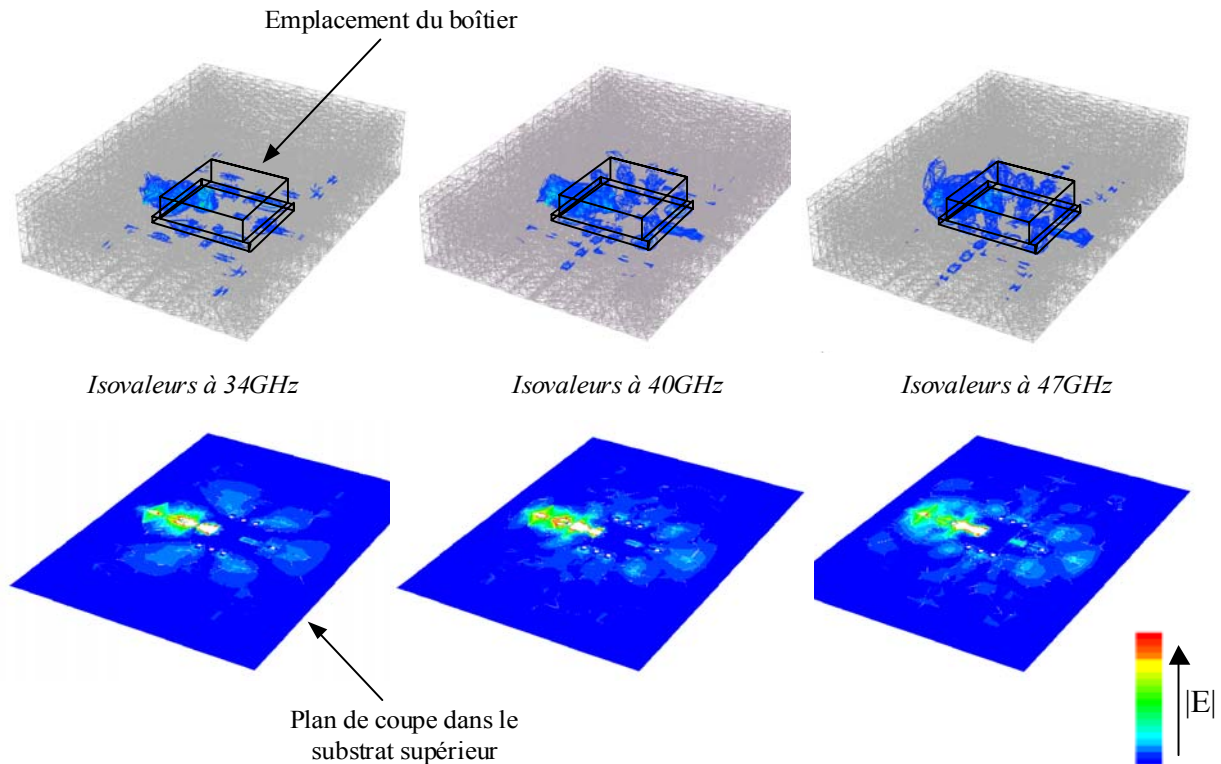


Figure IV-31 : Tracés du champs électriques aux fréquences critiques

Nous pouvons alors constater que le champ électromagnétique se positionne un peu partout à l'intérieur de la structure, il est à la fois présent au niveau du boîtier et sur les lignes de polarisation. Celui-ci est relativement important au niveau du capot de FR4 et il semble se situer plus précisément autour du substrat supérieur et dans les parois du boîtier, plutôt que dans la cavité d'air formée par le capot. Nous pouvons remarquer que le nombre des maximums de champs, au sein de cette paroi évolue en fonction de la fréquence.

D'après nos constatations, nous pensons que le couplage parasite est lié à un phénomène de rayonnement à l'extrémité de la ligne microruban située juste avant la transition par via. Comme nous pouvons le remarquer le champ est effectivement particulièrement important à l'entrée du boîtier. Ce champ rayonné doit ensuite être plus ou moins bien guidé sur les bords du plan de masse, les lignes de polarisations et les parois du boîtier et fini par se coupler sur la sortie du dispositif. Pour bien observer ce phénomène, nous avons retracé sur la Figure IV-32, le champ électrique à la fréquence de 47GHz.

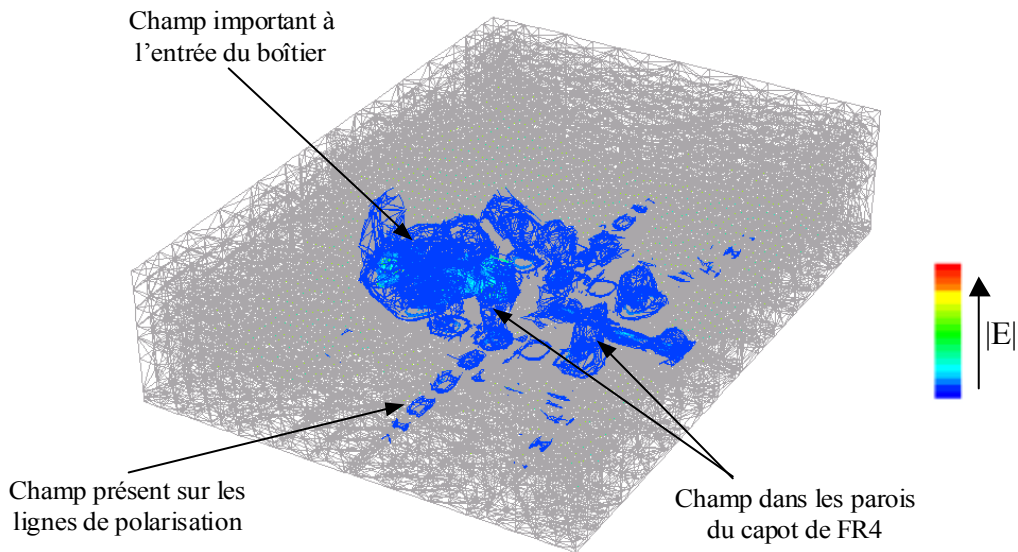


Figure IV-32 : Champ électromagnétique à 47GHz

Etant donné que le capot de FR4 semble tenir un rôle important dans ces phénomènes, nous avons réalisé une étude complémentaire afin d'évaluer l'impact de celui-ci sur le niveau des couplages. Nous avons alors effectué une nouvelle simulation de la structure complète, sans tenir compte du capot du boîtier. Nous présentons sur la Figure IV-33, l'évolution de l'isolation entrée/sortie en fonction de la présence du boîtier sur le substrat supérieur.

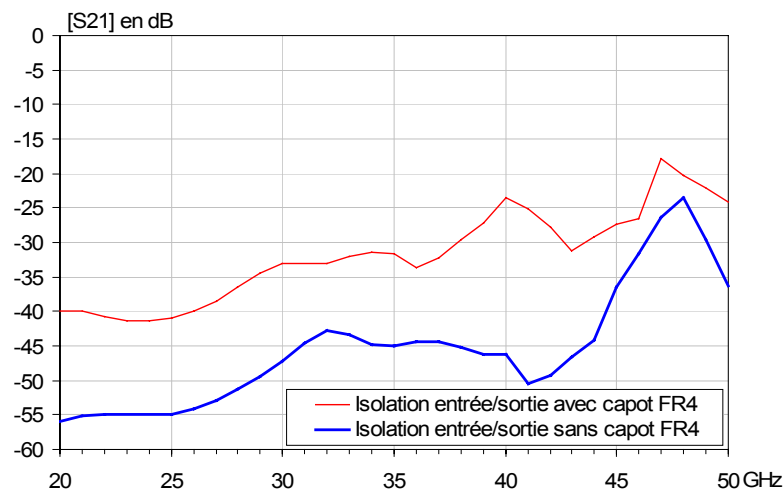


Figure IV-33 : Impact du capot de FR4 sur le niveau d'isolation

Chapitre IV

Nous constatons que le couplage est plus important lorsque le capot est positionné sur le substrat reporté. Cependant, l'allure générale du coefficient de transmission qui reflète l'isolation reste quasiment la même et nous pouvons donc en conclure que le capot de FR4 amplifie plus le phénomène plus qu'il n'en est la cause.

Les modes parasites se forment donc, soit au niveau du substrat d'accueil, soit dans le substrat supérieur reporté. Pour compléter l'étude de ces phénomènes, nous allons maintenant nous intéresser uniquement au substrat d'accueil, composé des lignes de polarisations et d'un report de masse.

IV-4-2 Etude du substrat d'accueil

IV-4-2.a Etude expérimentale du substrat d'accueil sans le boîtier:

Pour évaluer l'influence des lignes de polarisations et du plan de masse, composé d'un ensemble de trous métallisés (ground array), une mesure complémentaire a été réalisée par nos partenaires industriels avec uniquement le substrat d'accueil sans boîtier reporté. Nous présentons sur la Figure IV-34, la structure mesurée.

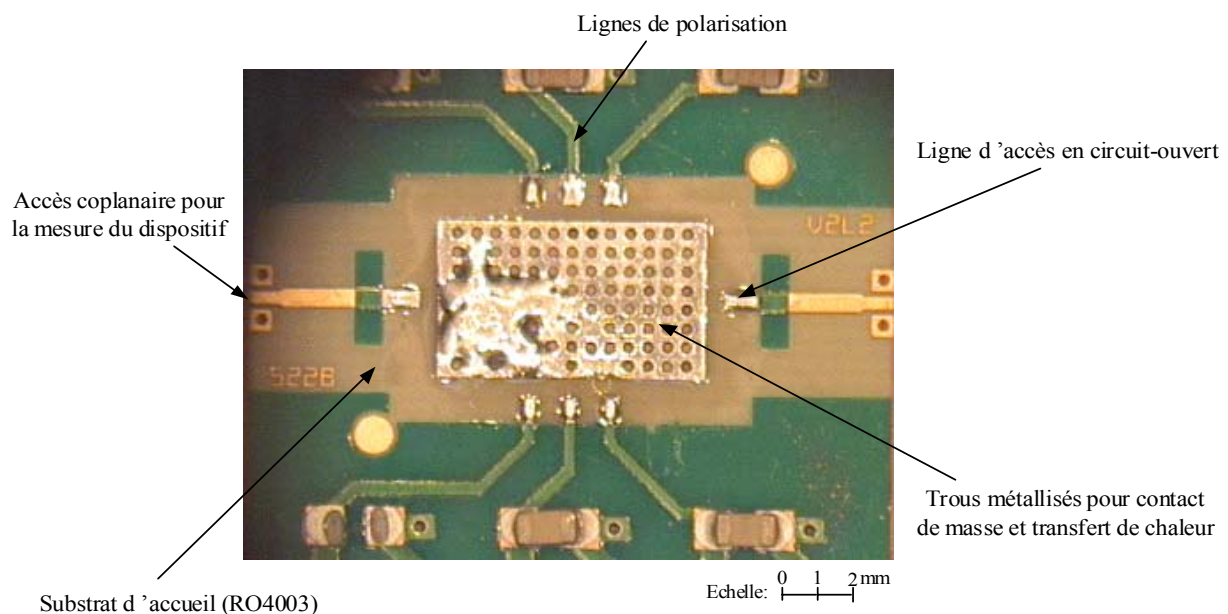


Figure IV-34 : Photographie du substrat d'accueil nu (RO4003)

Chapitre IV

Cette étude doit permettre d'évaluer le niveau d'isolation entre l'entrée et la sortie, lorsque le dispositif d'amplification n'est pas reporté.

Les mesures réalisées dans les plans d'accès coplanaires de cette structure, sont présentées sur la Figure IV-35.

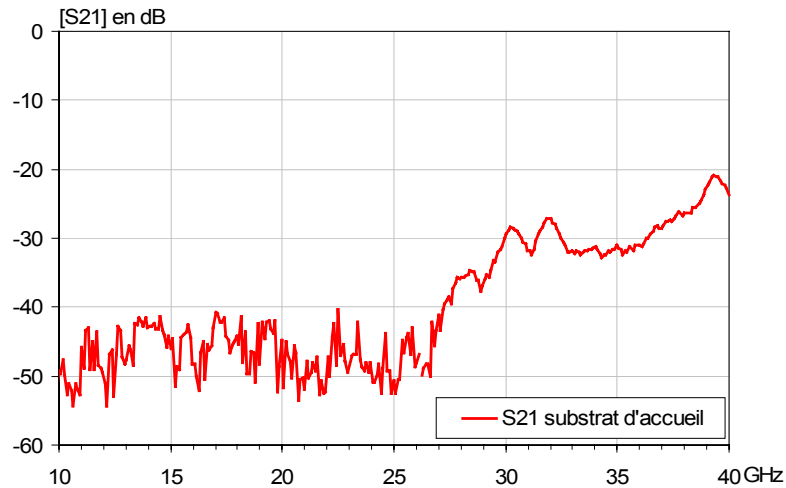


Figure IV-35 : Mesures réalisées sur le substrat d'accueil nu

Cette mesure nous permet de constater qu'il existe un phénomène de couplage parasite sur le substrat d'accueil. Ces modes apparaissent au-delà d'une fréquence de 25GHz et le couplage atteint "-20dB" autour d'une fréquence de 40GHz. Le couplage doit probablement se faire par les lignes de polarisations ou par le plan de masse.

Notons que les conditions de mesures du substrat d'accueil sont différentes de celles considérées lorsque le boîtier est reporté, puisque les lignes d'accès RF sont alors chargées. En conséquence, le niveau de couplage de cette mesure ne peut être entièrement représentatif et il est certainement moindre lorsque le module est complet.

Ces mesures servent à prouver que le boîtier n'était pas seul en cause et pour identifier les modes parasites présents sur cette structure, nous allons maintenant réaliser une analyse électromagnétique du substrat d'accueil.

IV-4-2.b Analyse électromagnétique du substrat d'accueil:

Les mesures précédentes ont permis de mettre en évidence l'existence d'un couplage parasite, cependant ces mesures ne permettent pas d'expliquer précisément le phénomène et dans ces conditions, l'analyse électromagnétique prend alors tout son intérêt.

Les dimensions générales de la structure que nous devons étudier sont encore une fois plus importantes que la longueur d'onde guidée des modes. Cette simulation nécessite donc l'usage de couches PML et nous serons contraint d'effectuer quelques simplifications pour limiter la taille du maillage. Ces simplifications sont notamment portées sur la topologie des lignes de polarisations, comme nous pouvons le constater sur la Figure IV-36.

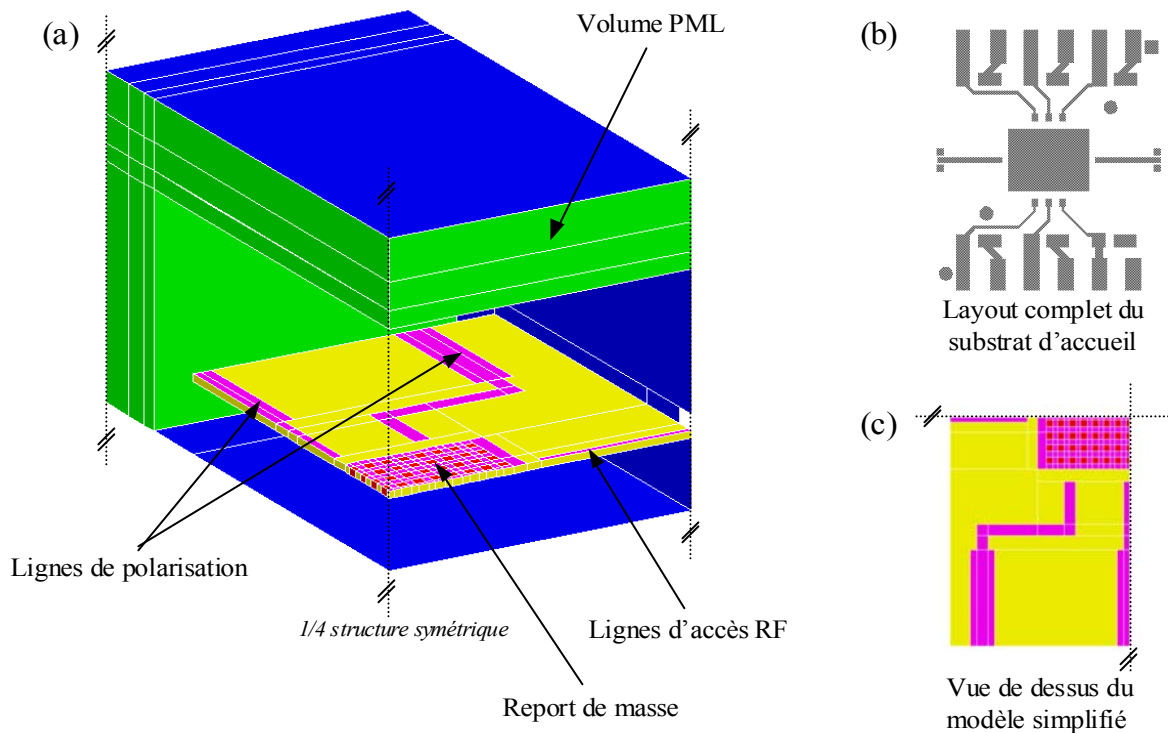


Figure IV-36 : Modélisation simplifiée du substrat d'accueil

La simplification portée au niveau des lignes de polarisations décrites Figure IV-36 (b), nous permet d'obtenir un maillage symétrique Figure IV-36 (a) et (c), dont le comportement fréquentiel peut alors simplement être modélisé par un quart de la structure, nous permettant de diminuer

Chapitre IV

considérablement le volume à analyser. Précisons que malgré toutes ces simplifications, le maillage reste encore très conséquent et pour donner un ordre d'idée, l'analyse électromagnétique de ce modèle nécessite environ 30 minutes par point de fréquence sur un super-calculateur au centre de ressource informatique IDRIS à Paris.

Nous présentons sur la Figure IV-37, les résultats que nous avons obtenus par l'analyse électromagnétique du modèle que nous venons de présenter.

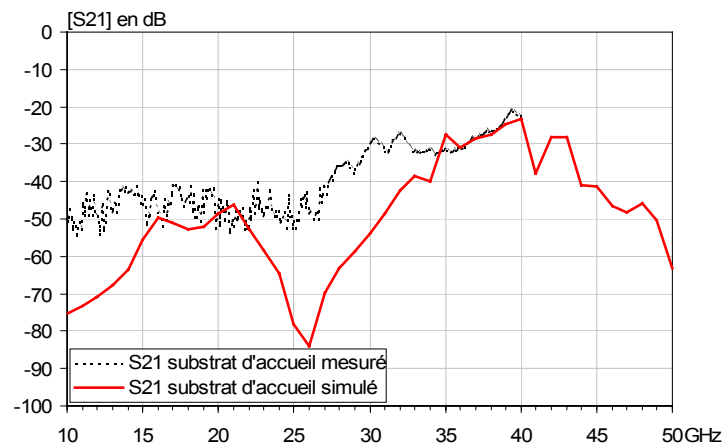


Figure IV-37 : Comparaison entre simulations et mesures faites sur le substrat d'accueil

Les résultats de simulation sont quelques peu différents des mesures, notamment à basse fréquence. Cet écart s'explique par le fait que le modèle électromagnétique considéré est simplifié et nos résultats sont donc approximatifs. Nous pouvons également considérer à la vue des résultats, que la réponse du système est noyée dans le bruit de mesures en dessous d'un niveau de "-50dB". Cependant au-delà de 30GHz, nous observons bien un phénomène de couplage parasite avec des niveaux identiques. Notre modèle est donc suffisamment précis pour pouvoir déterminer quel est le phénomène responsable de cette mauvaise isolation.

Afin d'identifier la nature des couplages électromagnétiques nous traçons sur la Figure IV-38, les isovalues du champ électrique à la fréquence de 40GHz, lorsque le couplage est maximal.

Chapitre IV

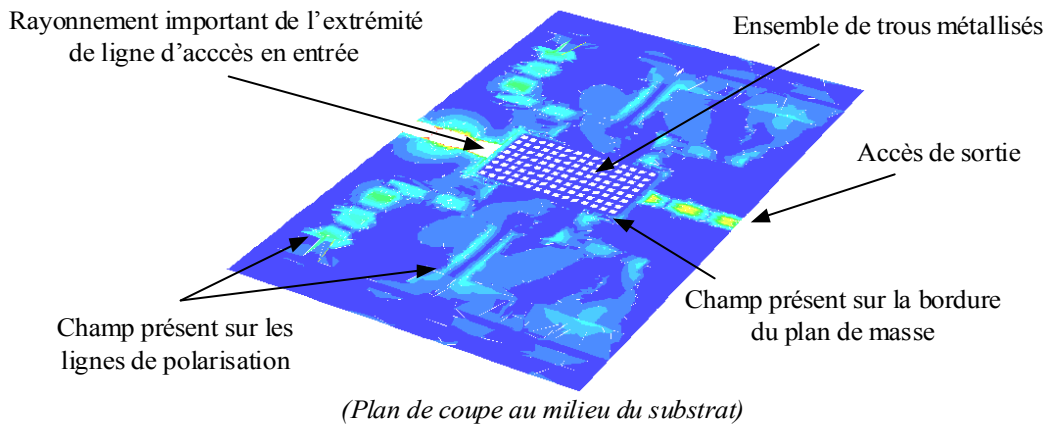


Figure IV-38 : Isovaleurs du champ électrique à la fréquence de 40GHz

Nous pouvons alors constater que le champ électromagnétique est présent dans toute la structure, il est rayonné à l'extrémité de la ligne d'accès RF et se couple par le plan de masse et les lignes de polarisations. Cependant nous ne pouvons toujours pas conclure quant à l'origine exacte de ces phénomènes et nous avons donc effectué des simulations complémentaires pour essayer d'isoler la contribution de chacune des composantes de la structure.

Pour commencer, nous avons réalisé une première simulation sans tenir compte des lignes de polarisations (notées lignes DC) mais uniquement du plan de masse, puis une seconde sans le plan de masse mais avec les lignes de polarisations et enfin une dernière simulation avec uniquement les deux lignes d'accès radiofréquences. Les résultats de ces simulations sont présentés sur la Figure IV-39.

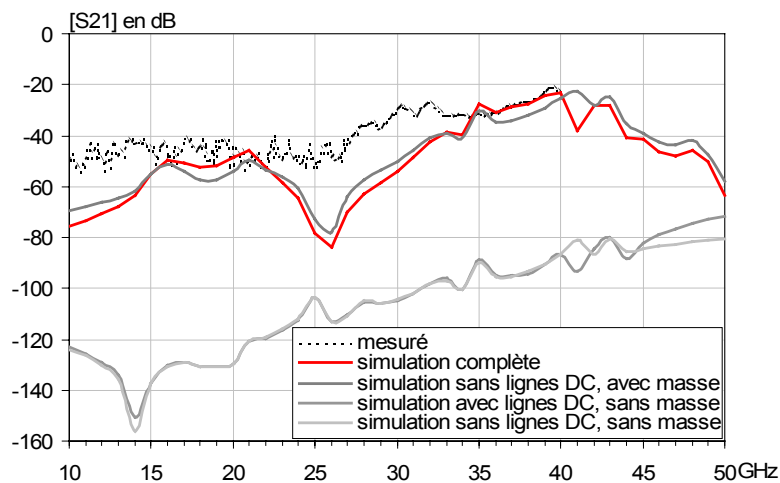


Figure IV-39 : Etude électromagnétique du substrat d'accueil

Chapitre IV

Cette étude électromagnétique segmentée, nous permet de constater que les lignes de polarisations n'ont quasiment aucune influence sur le couplage entre l'entrée et la sortie du dispositif. De plus, le résultat de simulation qui prend uniquement en compte le plan de masse est très proche de celui réalisé sur la structure complète et nous pouvons donc en conclure que le couplage parasite est certainement provoqué par le plan de masse.

En accord avec nos partenaires industriels, nous pensons qu'il s'agit d'un phénomène de propagation sur les bords externes du plan de masse [1]. Nous avons pu constater au cours de nos simulations que l'optimum du couplage varie en fonction de la longueur du plan de masse et celui-ci est maximum lorsque cette longueur est un multiple de $\lambda_g/2$.

Cependant, nous insistons encore une fois sur le fait que les lignes d'accès radiofréquences sont dans le cas de cette étude en circuit ouvert et les niveaux de couplages sont donc dans ces conditions supérieurs à ceux d'une structure complète chargée par un boîtier. Le couplage par l'intermédiaire du plan de masse ne peut pas être seul en cause, il faut tenir compte de l'ensemble des contributions pour obtenir un niveau de couplage suffisant qui explique l'instabilité des amplificateurs.

IV-4-2.c Conclusion de l'analyse des phénomènes parasites

Par une analyse globale du boîtier, qui couple les paramètres [S] d'un MMIC avec la réponse électromagnétique du dispositif, nous avons pu démontrer qu'un phénomène de couplage parasite entrée/sortie était responsable des oscillations et des instabilités observées sur les mesures des amplificateurs.

Au terme des différentes analyses électromagnétiques réalisées, nous en concluons que le couplage parasite est lié à un phénomène de rayonnement à l'extrémité de la ligne microruban qui est située en face du plan de masse, juste avant la transition par via RF. Le champ électromagnétique se propage ensuite à la fois sur les bords externes du plan de masse, dans le substrat supérieur reporté et dans les parois du capot de FR4. L'ensemble de ces contributions permet d'expliquer le niveau de couplage important qui provoque les oscillations et les instabilités des amplificateurs.

Malgré l'identification des phénomènes parasites nous n'avons pas réussi, sans modification majeure de la topologie de ce boîtier, à trouver une solution efficace pour limiter la valeur de ces

Chapitre IV

couplages. Nous avons notamment essayé de travailler sur la forme du plan de masse et d'ajouter des vias au sein de la structure pour casser la symétrie des modes, mais le niveau de couplage est resté encore trop important aux hautes fréquences.

Il semble que la meilleure solution serait donc de redéfinir un nouveau boîtier dont les accès radiofréquences pourraient être blindés. La technologie LTCC offrirait notamment de grandes possibilités, tout en gardant un prix de revient acceptable. L'usage d'un substrat d'accueil de type coplanaire ou microruban blindé devrait également permettre de résoudre les problèmes liés au plan de masse et limiter les couplages entrée/sortie [8].

IV-5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la conception d'un boîtier faible coût comportant un amplificateur, destiné à être reporté en technologie CMS sur le substrat d'accueil d'un module de télécommunication. L'objectif était de contribuer à la conception d'un boîtier générique pouvant être utilisé avec une large gamme d'amplificateurs fonctionnant aux bandes de fréquences millimétriques.

Une grande partie de nos travaux a été liée à la conception d'une transition servant à acheminer le signal radiofréquence à l'intérieur du boîtier, jusqu'au niveau de la puce MMIC. Les performances générales de cette transition ont été particulièrement limitées, par l'usage d'un substrat faible coût et aux tolérances de fabrication d'un procédé industriel.

Cette étude a alors donné lieu à la réalisation d'un boîtier dont les résultats de mesures étaient assez décevants, notamment à cause de l'instabilité des amplificateurs. Une étude complémentaire nous a alors permis d'identifier l'apparition de modes parasites, au niveau du boîtier et de son plan de masse, responsable d'un phénomène de couplage entre l'entrée et la sortie des amplificateurs.

Une étude électromagnétique complète et détaillée de l'ensemble du dispositif, prenant en considération tout le boîtier et le substrat d'accueil, aurait sans doute permis d'identifier ces phénomènes avant la réalisation. Cependant une partie de la topologie de ce système nous a été imposée et il n'a pas été jugé utile de procéder à une analyse globale du système avant la réalisation expérimentale.

Comme nous l'avons montré dans ce chapitre, l'analyse électromagnétique est maintenant un outil essentiel aux développements de dispositifs microondes, compte tenu de l'évolution des codes de calculs et des moyens informatiques, elle peut être utilisée dès la phase de conception. Enfin, elle permet également, lorsque qu'un problème intervient, d'expliquer clairement les phénomènes parasites; elle est donc complémentaire aux mesures.

REFERENCES

Chapitre IV

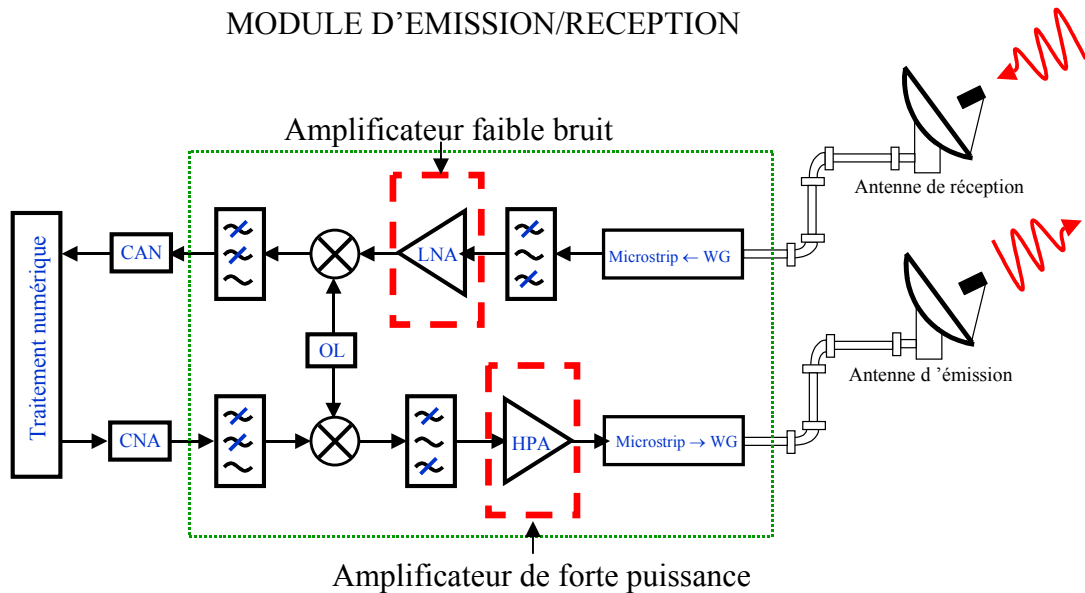
REFERENCES CHAPITRE IV

- [1] **T. TISCHLER, M. RUDOLPH, A. KILK, W. HEINRICH**
"Via arrays for grounding in multilayer packaging frequency limits and design rules"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 1147-1150 – Juin 2003
- [2] **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
- [3] **E. LARIQUE**
"Développement d'une approche hybride couplant des simulateurs électromagnétique et circuit pour la modélisation de composants microondes actifs"
Thèse de Doctorat, Université de Limoges - Mars 2000
- [4] **E. BYK**
"Méthodes d'analyses couplées pour la modélisation globale de composants et modules millimétriques de forte puissance"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°62-2002 - Décembre 2002
- [5] **B. THON**
"Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d'encapsulation - Application à la conception de modules optoélectroniques à 40Gbit/s"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - Juin 2003
- [6] Donnée technique de l'amplificateur CHA3093 disponible à l'adresse internet suivante: <http://www.ums-gaas.com/>
- [7] Donnée technique de l'amplificateur CHA2069 disponible à l'adresse internet suivante: <http://www.ums-gaas.com/>
- [8] **A. BESSEMOULIN, M. PARISOT, P. QUENTIN, C. SABOUREAU, ...**
"A 1-Watt Ku-band power amplifier MMIC using cost effective organic SMD package"
IEEE EuMC – Octobre 2004

Chapitre IV

CHAPITRE V

*Evaluation du concept d'interconnexion Hot-Via.
Développement d'une transition Hot-Via microruban-
microruban aux fréquences millimétriques, conçue pour le
report de MMIC sur un substrat d'accueil faible coût.*



Chapitre V

INTRODUCTION

Pendant un certain nombre d'années, les bandes de fréquences millimétriques étaient réservées à un usage militaire. Avec l'augmentation des besoins, en termes de débits des systèmes de télécommunication, une partie de ces bandes sont devenues civiles. Nous pouvons notamment distinguer les bandes de fréquences autour de 40GHz, destinées aux systèmes de distributions de données larges bandes et également autour de 77GHz pour les radars automobiles. Tous ces systèmes de télécommunication à usage public, représentent dans un futur proche un volume de marché important pour les industriels.

Pour pouvoir garantir des niveaux de prix attractifs, il faut rechercher de nouvelles solutions techniques, notamment dans le domaine du packaging des composants radiofréquences. Ainsi comme nous l'avons déjà évoqué, les fabricants de systèmes veulent à présent s'orienter vers des dispositifs réalisés à l'aide de composants de type CMS, qui peuvent être montés en surface d'un substrat d'accueil faible coût.

En règle générale les composants MMIC sont alors connectés sur le reste du dispositif par des connexions filaires de type bonding. Cependant comme nous avons pu le constater au cours du chapitre IV, ce type d'interconnexion limite le niveau des performances électriques à hautes fréquences car il provoque un effet de self série parasite. Ainsi pour pouvoir concevoir des systèmes radiofréquences autour de fréquences telles que 77GHz, il est indispensable de développer de nouvelles solutions dépourvues de bondings.

L'une des techniques les plus attrayantes que nous avons déjà eu l'occasion d'introduire dans le premier chapitre, se nomme le "Flip-Chip". Cette technique consiste à reporter la puce sur son substrat d'accueil avec la face active en regard du substrat d'accueil. Dans cette position les liaisons RF et DC sont directement réalisées à l'aide de billes de soudure appelées "bumps". L'usage de bumps à la place des bondings permet de diminuer considérablement l'effet selfique parasite et ce type d'assemblage permet d'atteindre des performances intéressantes jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100GHz [1]-[6].

Cependant il existe certaines contraintes relatives à l'utilisation de cette technique, elle est effectivement plus adaptée à l'usage de ligne de transmission de type coplanaire, alors que la grande

Chapitre V

majorité des puces et des substrats d'accueil sont conçus en technologie microruban. De plus, une fois reportée la face active de la puce n'est plus visible et il n'y a donc plus la possibilité d'effectuer une inspection visuelle pour détecter un éventuel problème survenu lors de l'assemblage. Ceci peut poser quelques problèmes aux industriels vis-à-vis des normes qualités.

Une alternative au système d'assemblage Flip-Chip est actuellement en cours de développement, notamment par la société UMS qui a déposé un brevet sur un nouveau concept d'assemblage que l'on appelle le "Hot-Via" [7]. Cette solution technique se présente sous diverses variantes que l'on peut retrouver dans la littérature sous les dénominations "Hot-Via" [8]-[10], DBIT (Direct backside interconnexion technique) [11] ou encore RF-Through [12]. Elle consiste à reporter la puce sur son substrat d'accueil par la mise en contact de la face arrière. Les interconnexions RF et DC se font alors sous la puce à l'aide de bumps et le signal est ensuite acheminé vers la face avant par l'intermédiaire de vias, c'est pourquoi ce type de transition porte le nom de "Hot-Via". Précisons que ces vias sont réalisés par une attaque humide durant la phase de fabrication des puces. Ce concept d'assemblage offre de nombreux avantages par rapport au procédé Flip-Chip car il peut être réalisé en technologie coplanaire ou microruban et permet l'inspection de la puce après le report.

Nous présentons sur la Figure V-1, le schéma descriptif d'une transition Hot-Via.

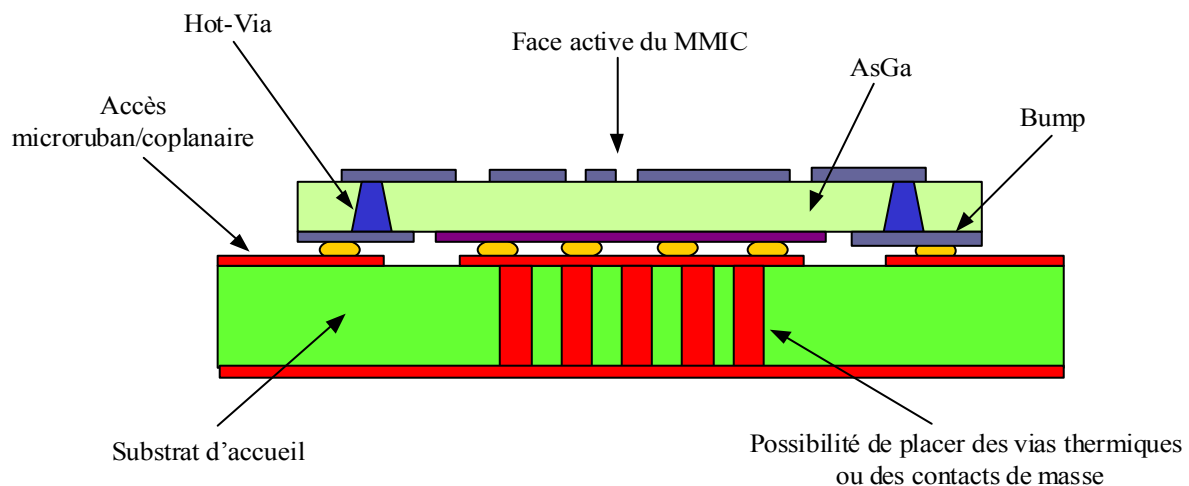


Figure V-1 : Schéma descriptif d'un assemblage Hot-Via

Chapitre V

Malgré les possibilités offertes par ce procédé d'assemblage, il existe encore très peu d'exemples de fabrication dans la littérature internationale et il n'existe aucun exemple au-delà d'une fréquence de 40GHz. Ainsi, au cours de ce dernier chapitre nous devons évaluer avec la société UMS, les possibilités d'utilisations du procédé Hot-Via à hautes fréquences, l'objectif étant les bandes des radars automobiles autour de 77GHz.

Le but de cette étude est de concevoir une nouvelle transition microruban/microruban permettant le montage en surface d'une puce d'Asga sur un substrat d'accueil faible coût de type RO4003. Le but est d'atteindre une bonne adaptation d'impédance sur une très large bande de fréquence allant du continu jusqu'à 80GHz pour obtenir une solution générique.

Avant de présenter nos travaux portant sur l'étude de cette transition, nous allons commencer par présenter les premiers résultats qui ont été obtenus par la société UMS.

V-1 PREMIERS RESULTATS SUR LE PROCEDE HOT-VIA

V-1-1 Présentation de l'étude

Afin d'évaluer le potentiel de la technologie Hot-Via au-delà de 10GHz une première étude a été réalisée au sein de la société UMS, notamment par A. BESSEMOULIN. Une transition a alors été développée pour permettre l'interconnexion d'une puce d'AsGa en technologie microruban reportée sur un substrat d'accueil en technologie coplanaire. Pour illustrer cette étude, nous proposons sur la Figure V-2 une représentation en 3 dimensions de ce procédé d'assemblage.

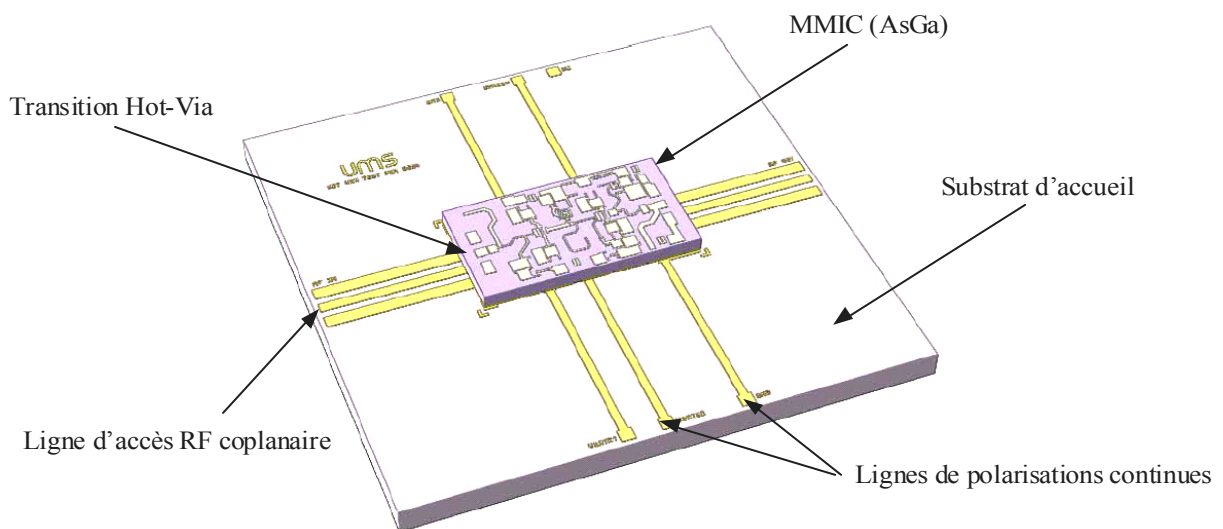


Figure V-2 : Exemple d'une puce MMIC connectée par un procédé Hot-Via sur les lignes coplanaires d'un substrat d'accueil

L'optimisation de cette transition a été réalisée dans le but d'obtenir une bonne adaptation en impédance tout en réduisant au maximum la surface nécessaire à sa réalisation et ainsi limiter le coût important du substrat d'AsGa.

Chapitre V

Plusieurs types de réalisations ont alors été effectués pour évaluer d'une part les performances électriques de la transition sur une structure passive de type back-to-back et d'autre part le report d'un amplificateur qui a été modifié avec des accès de type Hot-Via. Ces premières structures, uniquement destinées à valider ce type de procédé, ont alors été réalisées sur un substrat d'accueil en AsGa. Le choix de ce matériau a été fait pour faciliter l'étape critique du report des puces, notamment au niveau de l'accrochage des bumps.

V-1-2 Réalisation d'une transition coplanaire/microruban

Nous présentons sur la Figure V-3, la réalisation de la transition Hot-Via d'une structure de type back-to-Back. Nous pouvons distinguer sur la partie supérieure de la puce une ligne de transmission microruban adaptée à 50Ω et sur la partie inférieure une ligne microruban court-circuitée en son centre par un via.

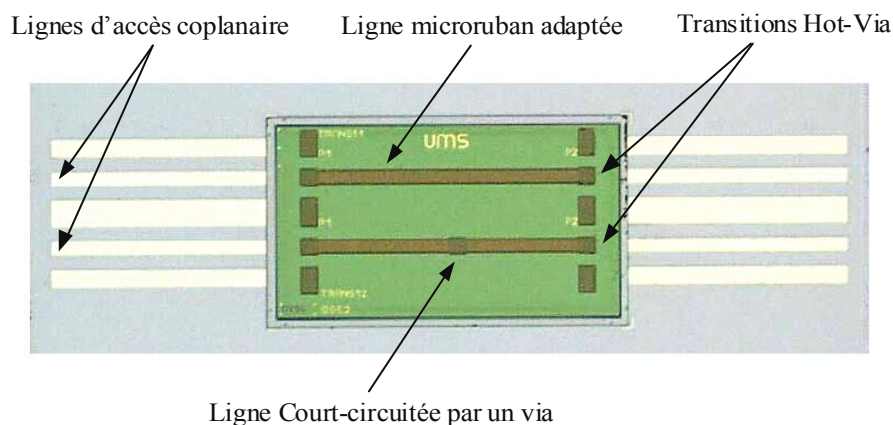


Figure V-3 : Réalisation d'une double transition constituée d'une ligne microruban adaptée à 50Ω et d'une ligne court-circuitée

Les résultats de mesures obtenus avec cette structure sont présentés sur la Figure V-4 sur une large bande de fréquences. Nous constatons que l'adaptation est relativement bonne jusqu'à 30GHz avant l'apparition d'une remontée importante du coefficient de réflexion dans la bande.

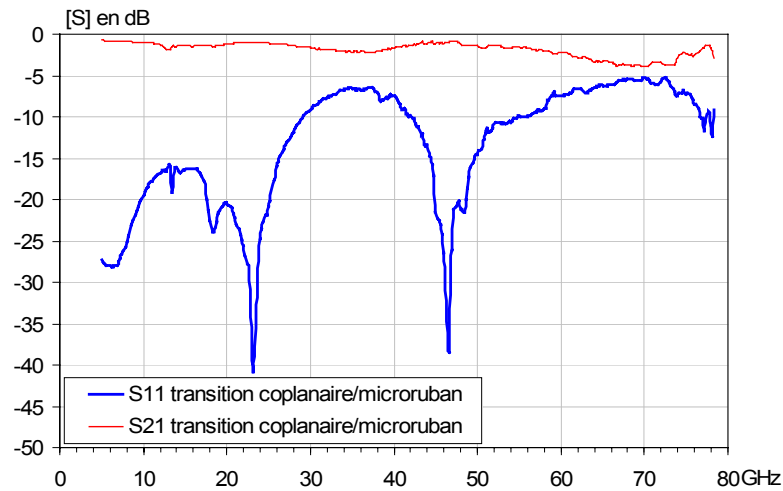


Figure V-4 : Résultats de mesures obtenus sur une structure de type Back-to-Back

Nous rappelons que ces mesures sont relatives à une double transition (Back-to-Back) et il existe donc des phénomènes cycliques d'optimums et de minimums directement liés à cette topologie et à la longueur de la ligne adaptée.

V-1-3 Usage de la transition Hot-Via avec un amplificateur faible bruit

Pour démontrer que le concept Hot-Via n'est pas uniquement applicable sur une structure passive mais également sur un MMIC de type CSP, la face arrière d'un amplificateur standard de la société UMS a été modifiée pour la rendre compatible avec un assemblage de type Hot-Via. Pour pouvoir protéger la face active de cette puce, une couche supplémentaire de BCB a été déposée sur toute sa surface. La puce CHA2093 [13] qui a été utilisée est un amplificateur faible bruit large bande qui permet d'obtenir un gain de 15dB sur la bande de fréquence 20-30GHz.

Le dispositif ainsi réalisé correspond au schéma descriptif que nous avons présenté sur la Figure V-2. Nous présentons sur la Figure V-5, la réponse fréquentielle obtenue.

Les résultats présentés démontrent le potentiel du procédé Hot-Via, puisque le gain obtenu est d'environ 15dB sur toute la bande de fréquences et les paramètres [S] de ce dispositif sont quasiment identiques à ceux de la puce seule.

Chapitre V

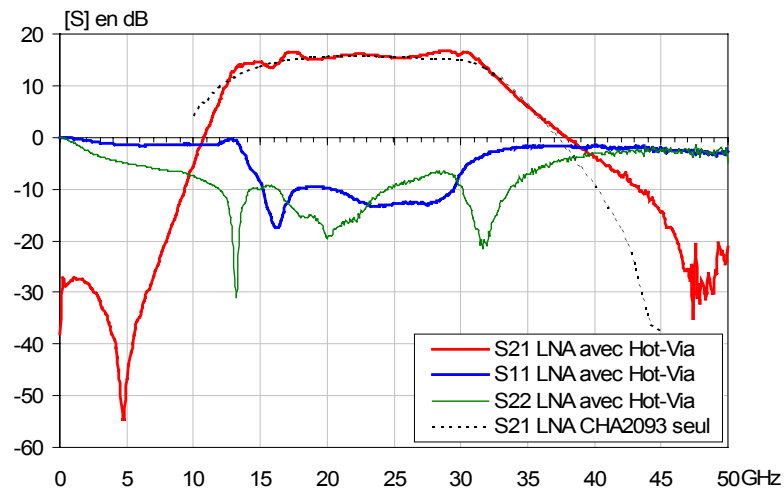


Figure V-5 : Mesure du gain et du coefficient de réflexion en entrée et en sortie d'un amplificateur faible bruit assemblé sur un substrat d'accueil avec le concept Hot-Via

Tous les résultats que nous venons de présenter ont fait l'objet d'un article international dans lequel il est possible d'obtenir plus de détails [8].

A la suite de cette étude la société UMS nous a alors demandé d'étudier la conception d'une nouvelle transition basée sur le même concept, celle-ci devant permettre l'interconnexion d'un substrat d'accueil faible coût de type RO4003 avec une puce d'AsGa.

V-2 DEVELOPPEMENT ET OPTIMISATION D'UNE TRANSITION HOT-VIA EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN A 80GHz

V-2-1 Description de la nouvelle transition

L'objectif de cette étude est donc de développer une transition entre une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω , située sur un substrat d'accueil organique de type RO4003 et une ligne de transmission microruban également d'impédance caractéristique 50Ω , située sur un substrat d'AsGa (MMIC).

Une structure préliminaire de type Back-to-Back, avec uniquement une ligne adaptée, va d'abord être optimisée pour évaluer les possibilités de cette transition. Nous rappelons que l'objectif est de développer une solution faible coût utilisant une topologie qui soit compatible avec l'utilisation de lignes d'assemblage automatique de composants CMS et cette transition doit permettre de couvrir une bande de fréquence allant du continu jusqu'à 80GHz sans aucune compensation. La difficulté de l'obtention d'une solution aussi large bande est donc accentuée par le fait que cette transition doit prendre en considération le faible niveau de résolution des lignes sur le substrat de RO4003.

Pour résoudre ce problème, nous avons alors utilisé la précision importante de réalisation qui peut être obtenu sur la puce d'AsGa et donc de travailler plus particulièrement sur la topologie de la face arrière de celle-ci. Fort de notre expérience acquise au cours du chapitre IV où nous avons développé une transition par via entre deux niveaux de substrat, nous savons que l'un des paramètres importants de ce type de transition est constitué par la distance entre l'extrémité de la ligne microruban inférieure, avec le plan de masse. Cette longueur portait le nom "X" sur la Figure IV- 4 du chapitre IV. En effet, cette distance permet notamment d'optimiser la valeur d'une capacité parallèle qui sert pour compenser l'effet de self série induit par le via afin d'obtenir des caractéristiques électriques large bande.

Ainsi comme nous pouvons le constater sur la Figure V-6, nous avons développé une nouvelle topologie de transition en tenant compte de l'ensemble des contraintes technologiques. Ainsi la face

Chapitre V

arrière de la puce ne présente pas les mêmes dimensions que l’empreinte sur laquelle elle doit être reportée au niveau du RO4003. Cette configuration d’assemblage nous permet de garder toute la précision de réalisation sur le plan de masse du substrat d’AsGa et de limiter l’influence sur le comportement de la transition du report de masse présent sur le substrat de RO4003.

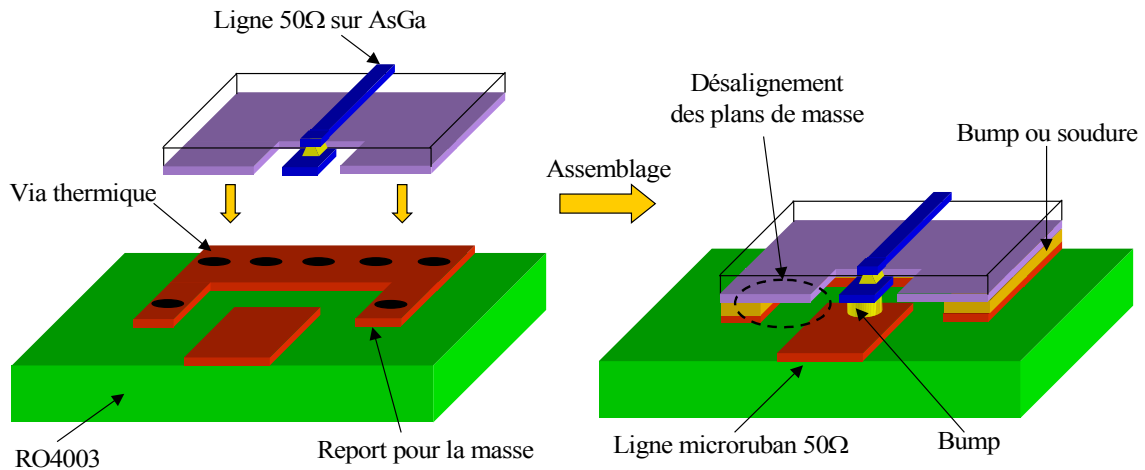


Figure V-6 : Topologie de la nouvelle transition et principe d’assemblage

Nous pouvons distinguer sur la Figure V-6, le décalage des plans de masse qui existe après l’assemblage.

L’étape suivante consiste donc à décrire le modèle électromagnétique de cette transition pour en effectuer l’optimisation. Cependant nous avons rencontré quelques problèmes au niveau de l’analyse électromagnétique de ce dispositif et nous allons maintenant présenter la solution que nous avons adaptée.

V-2-2 Analyse électromagnétique couplée à une méthode TRL

L’étude électromagnétique de la structure introduite précédemment, est réalisée à l’aide du logiciel EMXD.

Chapitre V

La simulation de la transition Hot-Via sur une bande de fréquences allant de 0 à 80GHz est assez complexe, les dimensions du système sont plus importantes que les longueurs d'ondes guidées et l'analyse électromagnétique nécessite donc l'utilisation de couches PML. Avec le logiciel EMXD que nous utilisons, nous sommes alors contraint d'exciter les lignes d'accès radiofréquences par des accès localisés qui sont placés à l'intérieur de la structure.

Au cours de nos simulations nous avons alors constaté que ces accès introduisaient un effet de self numérique parasite qui perturbe le résultat de l'analyse aux hautes fréquences. Pour supprimer l'influence des accès localisés sur le comportement de la transition, nous avons choisi de réaliser un calibrage TRL (Thru-Line-Reflect) et d'exprimer la réponse fréquentielle dans un nouveau plan de référence. Nous présentons sur la Figure V-7, les différentes structures nécessaires pour effectuer un calibrage TRL sur notre transition.

L'objectif de cette méthode est de déduire, par la résolution d'un système d'équations, les paramètres [S] des parties A et B et ensuite de les extraire de la simulation complète, pour déterminer la nouvelle réponse fréquentielle du dispositif dans les plans de référence P_1 et P_2 .

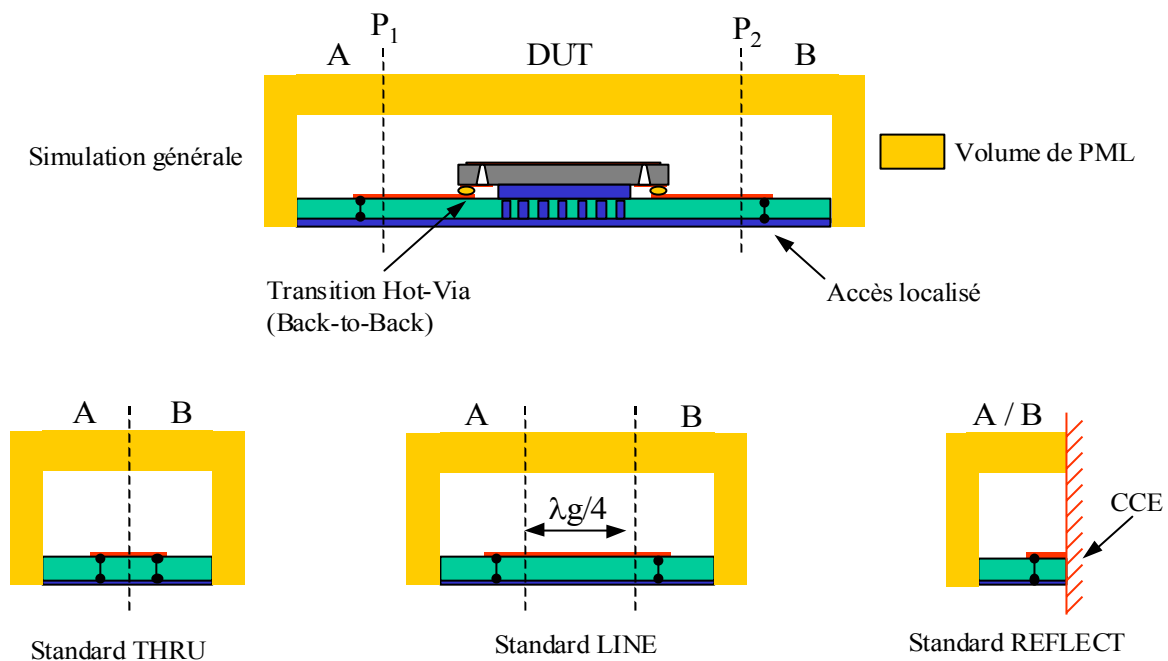


Figure V-7 : Structures nécessaires pour appliquer un calibrage TRL sur notre dispositif

Chapitre V

Pour obtenir suffisamment de paramètres et éliminer les diverses inconnues du système d'équations il est nécessaire d'effectuer 3 simulations complémentaires :

- Le "THRU" : Connexion directe des deux parties A et B que l'on veut extraire
- Le "LINE" : Connexion entre les parties A et B, d'une ligne de longueur $\lambda g/4$
- Le "REFLECT" : Les parties A et B sont terminées par un court-circuit ou un circuit-ouvert.
Le choix se fait en fonction de la facilité d'adapter cet élément sur le système à étudier

La longueur de ligne en $\lambda g/4$ est généralement choisie par rapport à la fréquence centrale de la bande passante, mais il faut tout de même savoir que de cette longueur dépend le domaine de validité de la procédure [14].

Nous avons donc réalisé un programme sous le logiciel Matlab qui permet de résoudre le système d'équations [15]. Ce programme a été validé sur un exemple traité par des simulations circuits. Cet exemple est présenté en Annexe 6.

V-2-3 Optimisation géométrique et évaluation de la transition

L'analyse électromagnétique de la transition a été réalisée en suivant la procédure de calibrage TRL que nous venons de présenter.

Pour comprendre l'apport de cette technique sur nos simulations, nous présenterons à la fin de cette partie une comparaison entre la réponse fréquentielle issue d'une analyse électromagnétique simple et celle d'une analyse couplée avec une méthode TRL.

Nous présentons sur la Figure V-8 le modèle électromagnétique de la transition Hot-Via que nous avons optimisé. Nous allons dans un premier temps étudier une transition passive composée d'une structure de type Back-to-Back composée d'une ligne microruban 50Ω sur AsGa et de deux transitions Hot-Via.

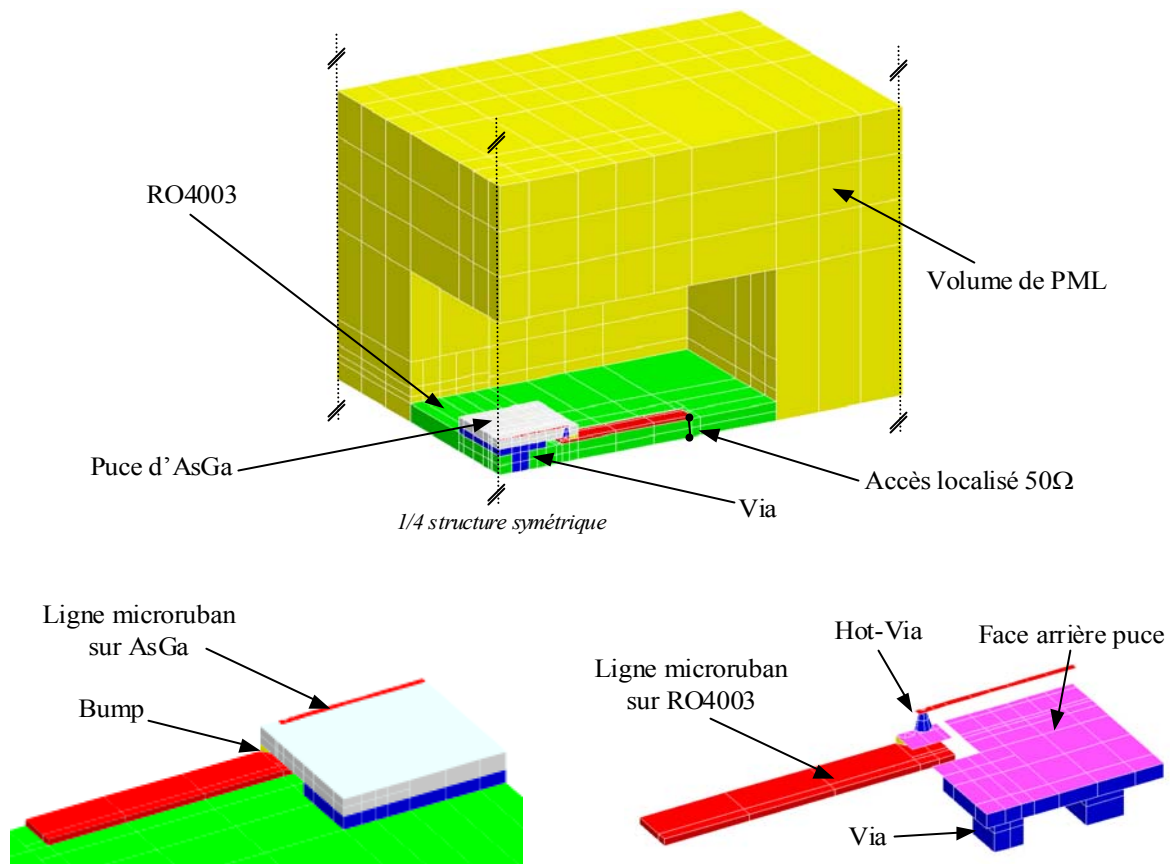


Figure V-8 : Modèle électromagnétique de la transition

L'optimisation des dimensions a porté essentiellement sur la face arrière de la puce d'AsGa afin d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à "-15dB" jusqu'à 80GHz. Nous présentons sur la Figure V-9, une analyse de sensibilité aux dimensions de la réponse fréquentielle en fonction des principaux paramètres. Toutes les dimensions optimisées conservent des ordres de grandeurs technologiquement réalisables.

Etant donné que nous ne connaissons pas encore la méthode de fabrication qui sera employée pour la réalisation des bumps, nous avons considéré en simulation une forme cylindrique dont le diamètre final après thermo-compression est de 100 μ m. Nous avons ensuite fait varier la hauteur de ce cylindre pour connaître l'impact de ce paramètre sur la réponse fréquentielle.

Précisons que pour limiter les temps de calculs, les différentes analyses électromagnétiques ont été réalisées sans prendre en considération les pertes métalliques et diélectriques.

Chapitre V

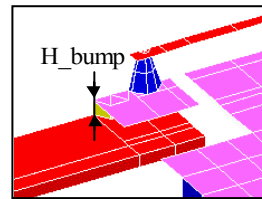
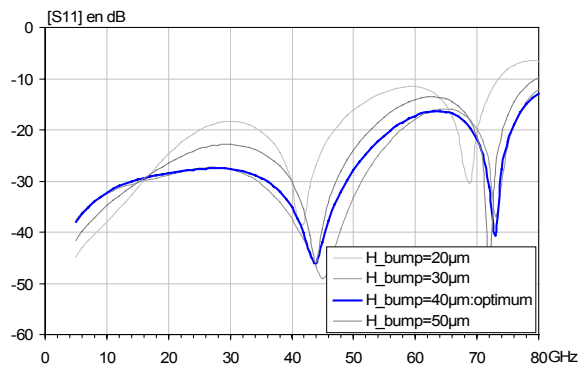
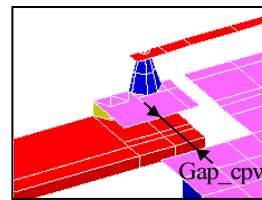
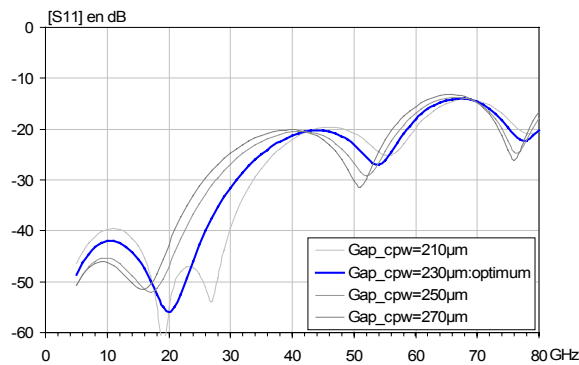
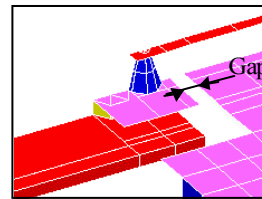
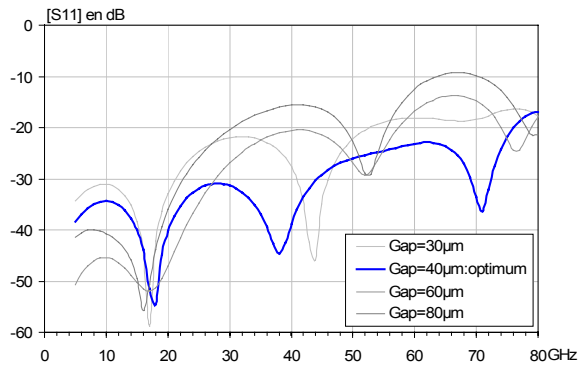


Figure V-9 : Analyse de sensibilité aux dimensions de la transition

Nous pouvons constater que cette transition est très sensible aux dimensions du gap situé entre l'extrémité de la ligne et le plan de masse de la face arrière et c'est justement ce paramètre qui va nous permettre d'obtenir une bonne adaptation. Autrement nous pouvons noter qu'il existe un optimum sur la hauteur du bump pour une valeur proche de 40 μm . Bien entendu nous ne pouvons pas optimiser sur cette grandeur mais il semble tout de même intéressant de connaître la sensibilité de la transition à ce paramètre.

Chapitre V

Suite à l'analyse de sensibilité, nous avons pu extraire les différentes valeurs géométriques optimales et finalement obtenir la réponse fréquentielle que nous présentons sur la Figure V-10.

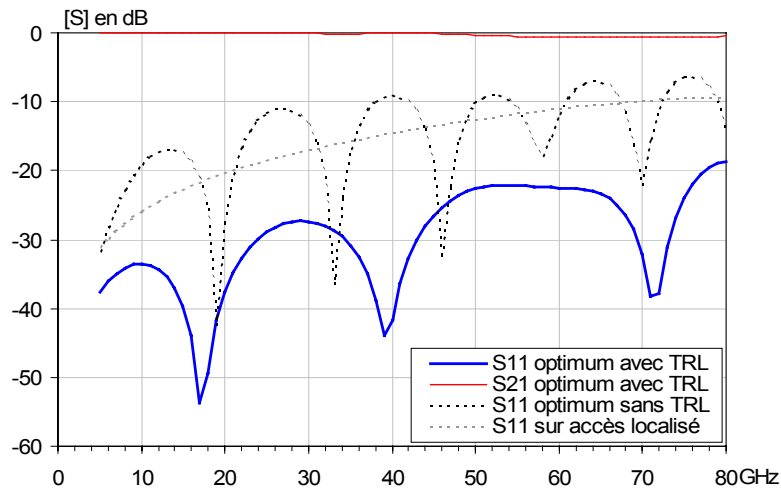


Figure V-10 : Résultat optimal de la transition Hot-Via microruban/microruban. Pour comparaison ce résultat est également présenté lorsque les accès localisés n'ont pas été extraits de la simulation avec la procédure de TRL

Non seulement la topologie de la transition est très simple mais elle permet également d'obtenir d'excellentes performances électriques. En effet, le coefficient de réflexion reste inférieur à "-18dB" sur toute la bande jusqu'à 80GHz, sans circuit de compensation. Les principales dimensions de cette transition sont présentées sur la Figure V-11.

Pour visualiser l'intérêt d'un calibrage TRL sur nos simulations électromagnétiques, nous avons également représenté sur la Figure V-10 la réponse fréquentielle obtenue avant de réaliser la procédure de calibrage, ainsi que le coefficient de réflexion au niveau de l'accès localisé extrait sur cette réponse. Nous pouvons constater la désadaptation importante introduite par ce type d'accès qui croît en fonction de la fréquence tel l'effet d'une self série. Sans l'usage d'un calibrage TRL, la réponse fréquentielle est considérablement perturbée et notons que le coefficient de réflexion suit l'allure générale de la désadaptation sur l'accès localisé.

Chapitre V

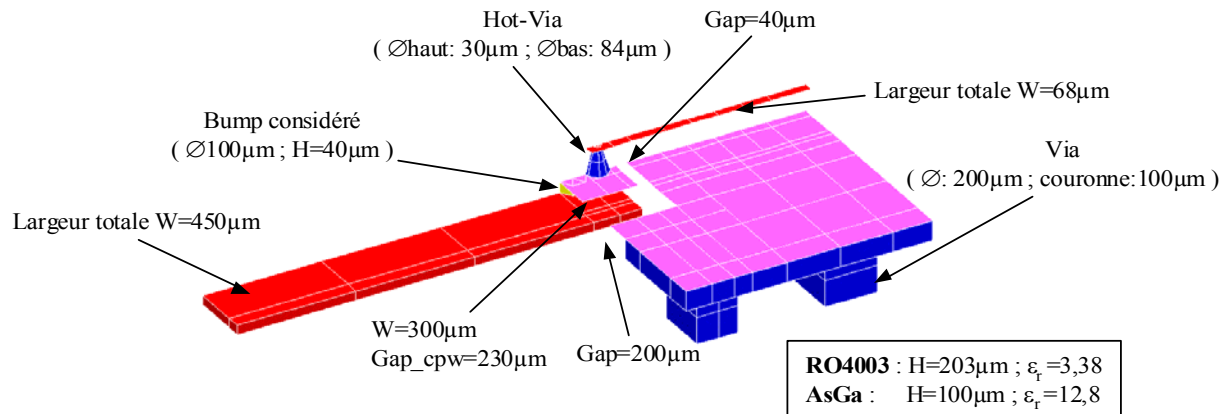


Figure V-11 : Dimensions optimales de la transition

V-2-4 Etude de l'isolation entré/sortie

La transition optimisée est destinée à être utilisée avec un amplificateur et dans ces conditions l'adaptation en impédance n'est pas le seul critère important. Comme nous avons pu le constater au cours du chapitre IV, le niveau d'isolation entre l'entrée et la sortie radiofréquences de l'amplificateur est également un paramètre critique, sous peine d'obtenir des oscillations ou des instabilités.

Pour évaluer ce niveau d'isolation, nous avons supprimé juste après la transition une partie de la longueur de ligne microruban sur Asga. A cet endroit la ligne est maintenant en circuit ouvert, comme nous pouvons le distinguer sur la Figure V-12.

Seul un phénomène de couplage parasite peut expliquer la transmission d'un signal de l'entrée vers la sortie de la structure. Les résultats obtenus dans ces conditions de simulations sont présentés sur la Figure V-13.

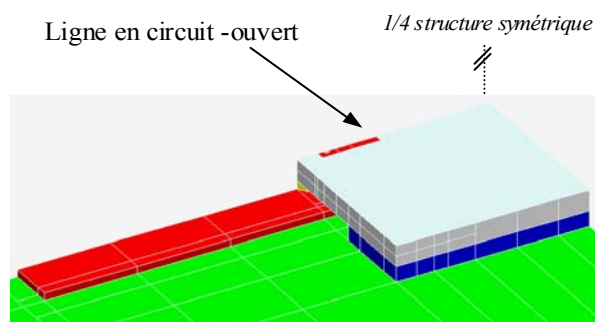


Figure V-12 : Etude de l'isolation entrée/sortie

Chapitre V

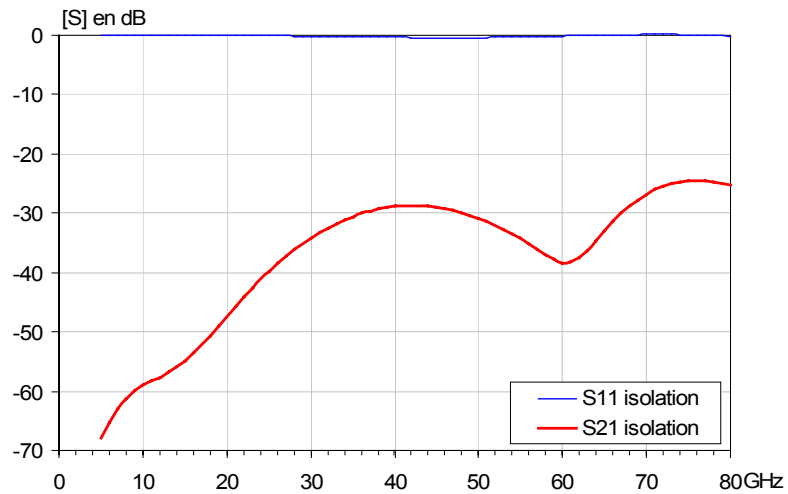


Figure V-13 : Coefficient de transmission entrée/sortie qui représente l'isolation

Le niveau d'isolation n'est pas très satisfaisant puisque le coefficient de transmission peut atteindre "-25dB". En fonction du gain de l'amplificateur, l'objectif serait d'obtenir un niveau de transmission inférieur à "-40dB" sur toute la bande pour assurer un fonctionnement convenable de cette transition.

Le couplage parasite que nous obtenons est une nouvelle fois lié au report de masse sur le substrat d'accueil. Celui-ci est constitué d'un ensemble de trous métallisés, qui permettent de connecter la masse sous la puce d'AsGa. Ce phénomène parasite est récurrent lorsque l'on utilise une telle structure en technologie microruban. Il serait intéressant d'envisager une étude plus approfondie à ce sujet mais par manque de temps nous n'avons pas pu approfondir cette problématique.

V-3 REALISATION

L'étude précédente constitue une évaluation prospective de la technologie Hot-Via et pour l'instant il ne s'agit encore que d'un sujet de recherche qui trouvera certainement des applications à long terme. A la vue des résultats encourageants la société UMS a accepté de valider notre étude par deux réalisations, une première structure entièrement passive de type back-to-Back avec une ligne microruban adaptée et une seconde structure avec un amplificateur faible bruit.

Il existe tout de même certaines contraintes technologiques et de conception, ainsi nous seront amenés à apporter quelques modifications sur la topologie optimale de la transition.

Les bumps seront réalisés par un procédé de type "Stud-bump" [16] qui permet un positionnement à " $\pm 20\mu\text{m}$ ". Après thermo-compression le bump aura une forme cylindrique avec un diamètre d'environ $70\mu\text{m}$ et une hauteur de l'ordre de $20\mu\text{m}$, ces nouvelles données vont maintenant pouvoir être prises en considération au cours de nos simulations.

V-3-1 Réalisation d'une structure Back-to-Back

Le dispositif qui va être réalisé sera quasiment équivalent à celui que nous avons optimisé dans la partie précédente de ce chapitre, à quelques détails près.

Cette structure nécessite une puce d'AsGa munie d'une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω . Celle-ci va pouvoir être réalisée par la société UMS en Allemagne, sur un masque multi-projet. Cependant la surface disponible est assez faible et nous pourrions simplement faire réaliser une unique puce dont les dimensions sont fixées par les chemins de découpes à ($1,380\text{mm} \times 2,180\text{mm}$).

Nous devons maintenant réaliser une nouvelle optimisation en prenant en considération les nouvelles tailles de bumps et les dimensions fixées pour la puce. Nous devons notamment limiter la largeur de notre transition pour qu'elle puisse s'adapter convenablement à ces dimensions.

Chapitre V

En diminuant la largeur du conducteur sur la face arrière de la puce, située au niveau du Hot-Via, nous avons réussi à limiter la surface nécessaire à la réalisation de la transition, tout en gardant une adaptation d'impédance satisfaisante jusqu'à 80GHz. La réponse en fréquence optimale que nous avons obtenue est présentée sur la Figure V-14.

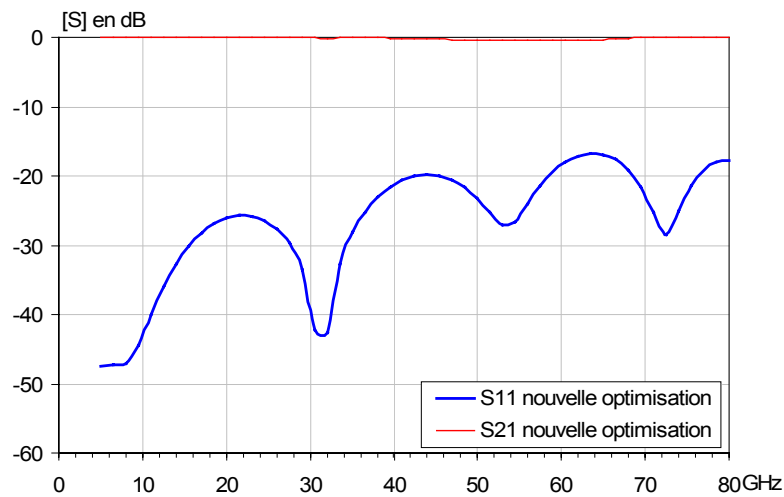


Figure V-14 : Réponse en fréquence optimale d'une double transition destinée à la réalisation, constituée d'une ligne adaptée sur AsGa,

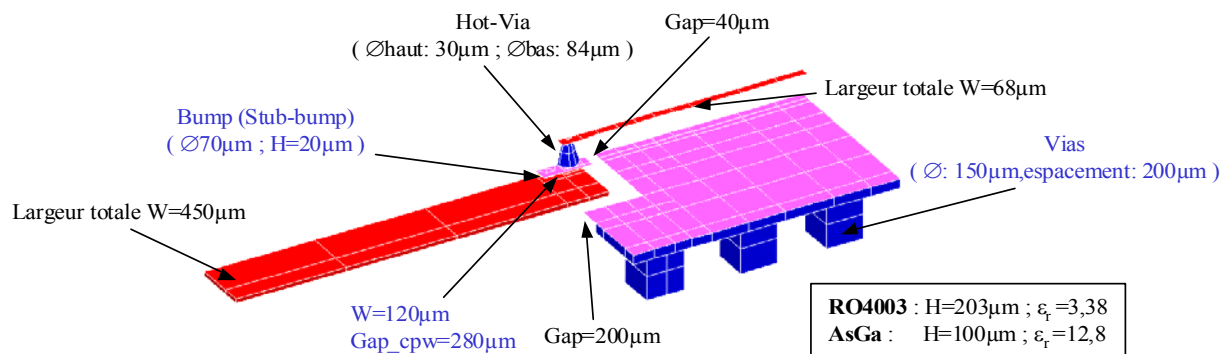


Figure V-15 : Dimensions optimales de la transition expérimentale

Les principales dimensions de cette structure sont présentées sur la Figure V-15 et les côtes détaillées qui seront utilisées pour la fabrication sont disponibles en Annexe 7.

Chapitre V

En remarque, nous pouvons préciser que la longueur de ligne adaptée est maintenant légèrement supérieure à celles que nous avons utilisées au cours de l'étude d'évaluation, ceci vient du fait que les dimensions de la puces d'AsGa sont fixées par celle du masque multi-projet,.

V-3-2 Modification du design de la transition pour s'adapter sur la face arrière d'un amplificateur

En vue d'une réalisation expérimentale à cours termes, nous n'avons pas la possibilité de faire modifier la face arrière d'un MMIC. Ainsi pour valider notre étude avec un amplificateur, nous avons dû changer la topologie de notre transition pour qu'elle puisse s'adapter aux dimensions des puces qui ont été fabriquées pour les premières réalisations (présentées dans la partie V-1).

La topologie de la face arrière de la puce est donc imposée et nous pourrions uniquement travailler sur celle du substrat d'accueil. Nous rappelons que les puces que nous allons utiliser étaient conçues pour être reportées sur un substrat d'AsGa muni de lignes coplanaires et les dimensions au niveau de l'accès radiofréquence sont alors beaucoup moins larges que la ligne microruban du substrat d'accueil sur lequel nous devons les connecter. En effet sur la face arrière de la puce l'accès mesure $120\mu\text{m}$ de largeur, le gap autour de ce pad est seulement de $40\mu\text{m}$ et la ligne microruban sur laquelle ce dispositif doit se connecter lui mesure $450\mu\text{m}$ de large. Pour résoudre ce problème nous avons donc ajouter un taper sur la ligne microruban du RO4003, adapté à la largeur de l'accès comme nous pouvons le voir sur la Figure V-16.

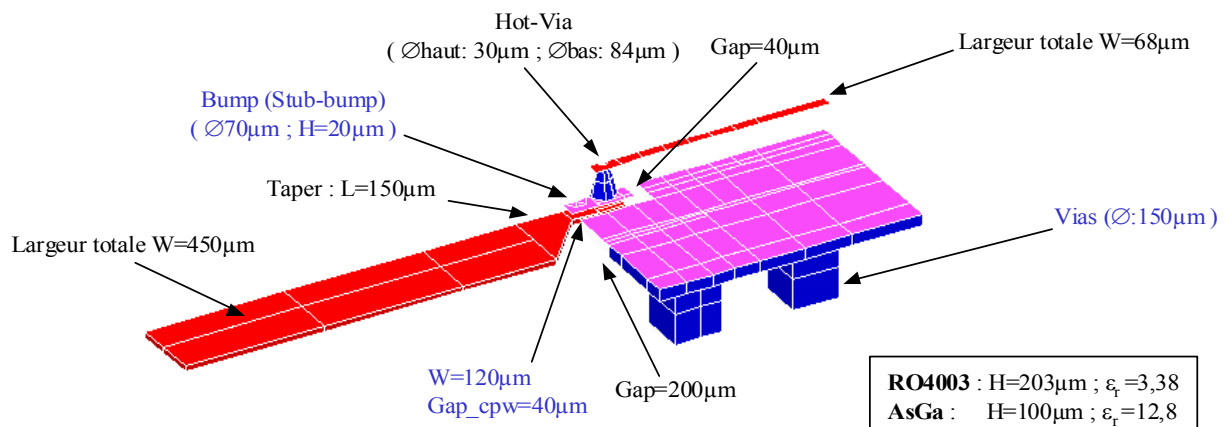


Figure V-16 : Transition modifiée pour s'adapter sur la face arrière d'un amplificateur

Chapitre V

La topologie générale de la transition étant déjà fixée, l'optimisation de l'adaptation en impédance a seulement pu être réalisée en faisant varier la longueur du taper et nous avons fixé une longueur de $150\mu\text{m}$. Bien entendu la topologie n'est pas optimale et les performances électriques de ce dispositif sont moins efficaces à hautes fréquences que celles présentées sur la Figure V-14. Les paramètres [S] de cette structure sont présentés sur la Figure V-17.

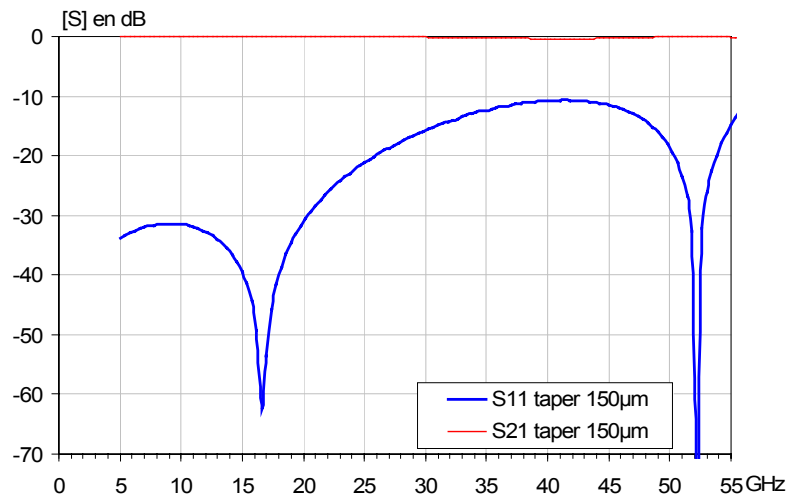


Figure V-17 : Réponse fréquentielle de la transition modifiée

L'amplificateur que nous allons utiliser est un amplificateur faible bruit de type CHA2093 [13] qui a été modifié pour accueillir des accès Hot-Via. Cet amplificateur a un gain d'environ 15dB sur la bande de fréquence 20-30GHz, les principales caractéristiques de cette puce sont présentées en Annexe 4. Les résultats de la transition que nous venons de présenter sont donc satisfaisant dans la bande d'amplification de cette puce, puisque le coefficient de réflexion y est inférieur à "-15dB".

Pour avoir une idée du résultat que nous devrions obtenir en manipulation, nous avons ajouté sur notre modèle électromagnétique des accès localisés pour pouvoir chaîner la réponse fréquentielle idéale de l'amplificateur avec celle de la transition. La réponse de cette analyse globale est présentée sur le graphe de la Figure V-18.

Chapitre V

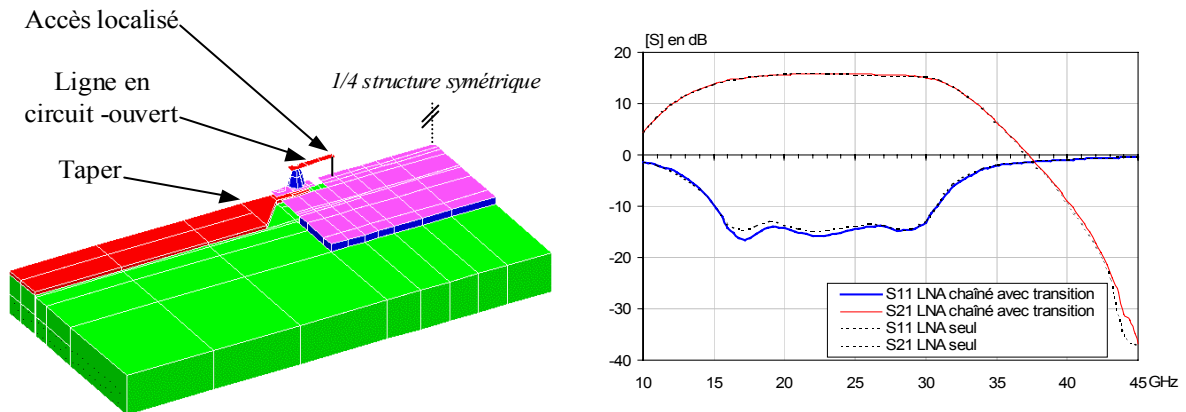


Figure V-18 : Chaînage de l'amplificateur avec le modèle électromagnétique de la transition

D'après les simulations, la transition n'a quasiment aucune influence sur la réponse de l'amplificateur et il n'y a pas d'oscillations parasites. Nous obtenons donc des performances satisfaisantes et cette structure va pouvoir être réalisée. Les principales dimensions sont présentées sur la Figure V-16 et les côtes détaillées du substrat d'accueil sont disponibles en Annexe 8.

En remarque nous pouvons ajouter que la bande de fréquences de l'amplificateur est assez basse, en comparaison avec les limites en fréquences de la transition Hot-Via optimale qui semble garder de bonnes performances jusqu'à 80GHz. Cependant cette réalisation nous permettra dans un premier temps de valider le concept de cette transition en technologie microruban avec une puce active.

V-3-3 Mesures

Les deux structures que nous venons de présenter sont encore en cours de réalisation. Les masques ont été envoyés courant Mars 2004 et l'assemblage final des structures est programmé en Juillet 2004. Nous pouvons espérer que les mesures seront disponibles lors de la présentation orale de mes travaux de thèse.

V-4 CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Au cours de ce chapitre nous avons évalué une nouvelle topologie de transition Hot-Via microruban/microruban permettant le report en surface d'un MMIC sur un substrat d'accueil faible coût. De part les nombreux avantages offerts par ce type de solution, ceci pourrait devenir à l'avenir une alternative au procédé d'assemblage Flip-Chip.

En effet le concept Hot-Via est aussi bien adapté aux technologies coplanaires ou microrubans et il offre la possibilité de réaliser une inspection visuelle du composant une fois assemblé, puisque contrairement au procédé Flip-Chip, la puce est montée sur le substrat d'accueil avec la face arrière en regard de celui-ci. D'un point de vue qualité, cette inspection visuelle est très importante car elle permettrait d'écartier une partie des modules défectueux.

De plus, nous avons pu constater au cours de nos simulations que les performances électriques de ces structures sont tout à fait intéressantes et cela même à de très hautes fréquences. Dans l'état actuel de nos connaissances, il semble que ce concept pourrait simplement être limité par les problèmes d'isolations entrée/sortie et une investigation complémentaire à ce sujet devra à l'avenir être réalisée.

Nous espérons que les résultats des mesures seront à la hauteur de nos espérances et précisons également que l'étude que nous venons de présentée va faire l'objet d'une présentation orale aux EUMC en octobre 2004 [17].

Tous les travaux que nous avons effectués en collaboration avec la société UMS, constituent encore une étude prospective d'une nouvelle technologie de composants qui ne devrait voir le jour que dans plusieurs années. En effet ce concept soulève également de nouveaux problèmes qui devront être résolus. Pour répondre aux normes qualités, tous les MMICs doivent impérativement être testés avant d'être envoyés chez un client et les puces munies d'accès Hot-Via devront vraisemblablement être testées en posant les pointes au niveau de la face arrière. La validité de ce test reste à démontrer et des études complémentaires devront être effectuées.

Du point de vue de l'analyse électromagnétique, nous avons également pu nous rendre compte au cours de ce chapitre des difficultés engendrées par une étude très large bande jusqu'à 80GHz. Ces

Chapitre V

travaux nous ont d'ailleurs permis de mettre en évidence un phénomène numérique parasite propre à notre logiciel de simulation induit par les accès localisés. Nous avons alors proposé et développé la mise en place d'une méthode de calibrage TRL associée, afin d'obtenir des résultats de simulation non perturbés. Ce sujet a donc permis d'évaluer notre méthodologie d'aide à la conception et offre ainsi certaines perspectives d'études sur les simulations électromagnétiques à très hautes fréquences.

Chapitre V

REFERENCES

Chapitre V

REFERENCES CHAPITRE V

- [1] **W. HEINRICH, A. JENTZSCH, A. KILK, F. J. SCHMÜCKLE**
"Chip-Scale Packaging for MM-Waves using Flip-Chip and Hot-Via concepts"
IEEE MTT-S, Workshop WSB - Juin 2002
- [2] **A. JENTZSCH, W. HEINRICH**
"Optimization of Flip-Chip interconnects for millimeter-wave frequencies"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest - Juin 1999
- [3] **A. TESSMANN, W. HAYDL, T. KERSSENBRÖCK**
"Suppression of parasitic substrate modes in Flip-chip packaged coplanar W-Band amplifiers MMICs"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest - Juin 2001
- [4] **C.-L. WANG, R.-B. WU**
"A locally matching technique for broadband Flip-Chip transition design"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 1397-1400 - Juin 2002
- [5] **J. HEYEN, J. SCHROEDER, A. F. JACOB**
"Low-cost Flip-Chip alternatives for millimeter wave applications"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 2205-2208 - Juin 2002
- [6] **K. ONODERA, T. ISHII, S. AOYAMA, S. SUGITANI, M. TOKUMITSU**
"Novel Flip-Chip bonding technology for W-Band interconnections using alternate lead-free solder bumps"
IEEE Microwave and Wireless components letters, Vol. 12, n° 10, Octobre 2002
- [7] **P. QUENTIN**
"Procédé d'interconnexion entre un circuit intégré et un support, et circuit intégré adapté à ce procédé "
Thomson-CSF, french patent n° 2 665 574, U.S. patent n° 5 158 911 – Juillet 1990
- [8] **A. BESSEMOULIN, C. GAESSLER, P. MARSCHALL, P. QUENTIN**
"A chip-scale package amplifier MMIC using broadband Hot-Via transitions"
IEEE EuMC, pp. 289-292 – Octobre 2003
- [9] **F.J. SCHMÜCKLE, A. JENTZSCH, W. HEINRICH, J. BUTZ, M. SPINLER**
"LTCC as MCM substrates: Design of strip-line structures and Flip-Chip interconnects"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest - Juin 2001

- [10] **F.J. SCMÜCKLE, A. JENTZCH. C. GÄSSLER, P. MARSCHALL**
"40GHz Hot-Via Flip-Chip interconnects"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 1167-1170 - Juin 2003
- [11] **T. KAZIOR, H.N. ATKINS**
"DBIT-Direct Backside Interconnect Technology: A manufacturable bond-wire free interconnect technology for microwave and millimetre wave MMICs"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, Vol. 2, pp. 723-726 - Juin 1997
- [12] **W. HEINRICH**
"Multi-Chip modules for millimeter waves- The Flip-Chip approach"
IEEE MTT/AP German Newsletter, Vol. 5, n° 1 - Mars 2001
- [13] Donnée technique de l'amplificateur CHA2093 disponible à l'adresse internet suivante: <http://www.ums-gass.com/>
- [14] **D. WILLIAMS**
"De-embedding and unterminating microwave fixtures with non-linear least squares"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n°6
pp. 787-791 - Juin 1990
- [15] **P.J. MATTHEWS, J.J.SONG**
"RF Impedance measurement calibration"
<http://www.aps.anl.gov/techpub/lnotes/l223/l223.html> - Février 1993
- [16] *"Gold stud bump in Flip-Chip applications"*
<http://www.bonders.com/resources/whitepapers/PalomarGoldStudBumpArticle.pdf>
- [17] **C. SABOUREAU, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, A. BESSEMOULIN, J.-R. BOIS, P. QUENTIN**
"A microstrip-to-microstrip Hot-Via transition up-to 80GHz designed for direct PCB mounting of MMICs "
IEEE EuMC - Octobre 2004

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Conclusion générale

Ces travaux de thèse ont été consacrés à la conception de plusieurs dispositifs passifs, sous-ensembles de modules d'émission/réception. Ces différentes études permettent de mettre en évidence l'apport significatif présenté par l'application d'outils électromagnétiques adaptés à la conception de dispositifs microondes.

Le "**premier chapitre**" décrit globalement le contexte industriel dans lequel s'inscrit nos travaux. Il permet d'introduire l'importance croissante du domaine packaging, dans la conception de système de télécommunications radiofréquences et l'utilité des méthodes d'analyses électromagnétiques pour l'étude de ces dispositifs de plus en plus complexes. Nous présentons également l'évolution et les tendances actuelles, au niveau des architectures technologiques, permettant de limiter les coûts de productions. L'objectif est la réalisation de modules composés de fonctions et de sous-fonctions en technologie CMS, pouvant s'assembler à l'image d'un puzzle (concept Box-of-bricks).

Le "**deuxième chapitre**" est consacré au développement d'une procédure d'optimisation spécifique aux filtres interdigités. Pour introduire ces travaux nous présentons un aperçu de quelques méthodes d'optimisation, notamment la méthode "directe par identification" de laquelle notre procédure est directement issue. Nous avons appliqué cette méthode à l'optimisation d'un filtre interdigité 5 pôles ayant une bande passante équiondulation de 3,1GHz, centrée autour de 18,95GHz. Les résultats que nous obtenons sont intéressants puisqu'en seulement une seule itération (13 analyses électromagnétiques) nous satisfaisons le gabarit de filtrage désiré. Cette étude est validée par la réalisation d'un filtre qui présente une réponse fréquentielle identique à celle qui était prédite par l'analyse électromagnétique réalisée par un logiciel commercial.

En perspective à ces travaux, nous pourrions envisager l'usage de cette méthode à des fréquences supérieures.

Dans le "**troisième chapitre**" nous nous sommes intéressés au développement d'une nouvelle topologie de transition par patch à fente en U, entre une ligne microruban et un guide d'ondes rectangulaire métallique. L'ajout de cette fente, au centre du patch, permet d'obtenir une seconde résonance et d'augmenter la bande passante. Les travaux portant sur cette transition, ont été réalisés en se souciant de garder une topologie de transition simple de conception, au plus proche d'une transition par patch classique. Cette étude est validée par la réalisation d'une structure centrée autour

Conclusion générale

de 38GHz, présentant une bande passante relative de 11,38% pour un coefficient de réflexion inférieur à "-17,5dB".

Pour améliorer les performances de cette transition nous pouvons envisager l'ajout d'une seconde fente sur le patch, afin d'obtenir une troisième résonance et ainsi augmenter la largeur de la bande passante. Il serait également intéressant de transposer cette topologie à des fréquences plus élevées, mais également d'envisager l'utilisation d'un substrat plus faible coût, tel que le RO4003.

Le "quatrième chapitre" présente les travaux que nous avons réalisés en collaboration avec les sociétés THALES et UMS. Ce chapitre est dédié au développement d'un boîtier organique contenant un amplificateur large bande, fonctionnant à des fréquences proches de 45GHz, conçu pour être reporté sur le substrat d'accueil d'un module de télécommunications. Nos travaux ont porté sur l'optimisation d'une transition RF permettant d'acheminer le signal à l'intérieur du boîtier jusqu'à la puce. Nous avons eu l'occasion, au cours de l'optimisation, d'apprécier les limites en fréquences liées à l'utilisation d'interconnexions par bondings qui induisent un effet de self série parasite. Une première analyse électromagnétique simplifiée du boîtier, avant la réalisation, n'a pas permis de détecter la présence de phénomènes parasites, observés par la suite sur les mesures.

Pour résoudre ce problème, une analyse électromagnétique globale du dispositif, a permis de mettre en évidence les phénomènes de couplages électromagnétiques qui provoquent les oscillations et les instabilités des amplificateurs, constatés par les mesures.

Malgré l'identification des phénomènes, nous n'avons pas pu améliorer suffisamment le niveau d'isolation entrée/sortie du boîtier.

Nous pensons qu'il est préférable d'envisager dans ce cas une nouvelle topologie, utilisant la technologie LTCC (par exemple) pour blinder les lignes de transmission RF et ainsi limiter les rayonnements parasites. Il serait également possible de limiter les niveaux de couplages parasites en diminuant au maximum les dimensions du boîtier, puisque ces phénomènes sont directement liés, aux rapports entre la longueur d'onde et les dimensions du boîtier. La mise au point d'une topologie de compensation pour les bondings, plus compacte, va dans ce sens.

Conclusion générale

Pour finir, le "**cinquième chapitre**" traite d'une nouvelle procédure d'assemblage par Hot-Via des composants MMIC sur un substrat d'accueil. Cette méthode est une alternative intéressante au procédé Flip-Chip puisque dans ce cas la puce est assemblée, avec la face arrière en regard du substrat porteur. Les performances électriques obtenues en simulations sont très prometteuses et laissent espérer que cette technologie peut être applicable à des fréquences de l'ordre de 100GHz.

Deux réalisations sont actuellement en cours de fabrication, une transition en configuration Back-to-Back et l'utilisation de cette technologie avec un amplificateur. Nous espérons bien entendu que les mesures seront à la hauteur de nos simulations, pour valider notre étude.

Au cours de ce travail de thèse, nous avons mis en évidence l'importance prise par les phénomènes électromagnétiques dans le fonctionnement des modules radiofréquences. La prise en compte de ces phénomènes dès la phase de conception semble maintenant indispensable. Pour répondre à ce besoin, le développement d'outils de simulation performants, de méthodologies hybrides couplant les lois de l'électromagnétisme, de la théorie des circuits, de la thermique, etc., et l'augmentation des puissances de calculs le permettent aujourd'hui.

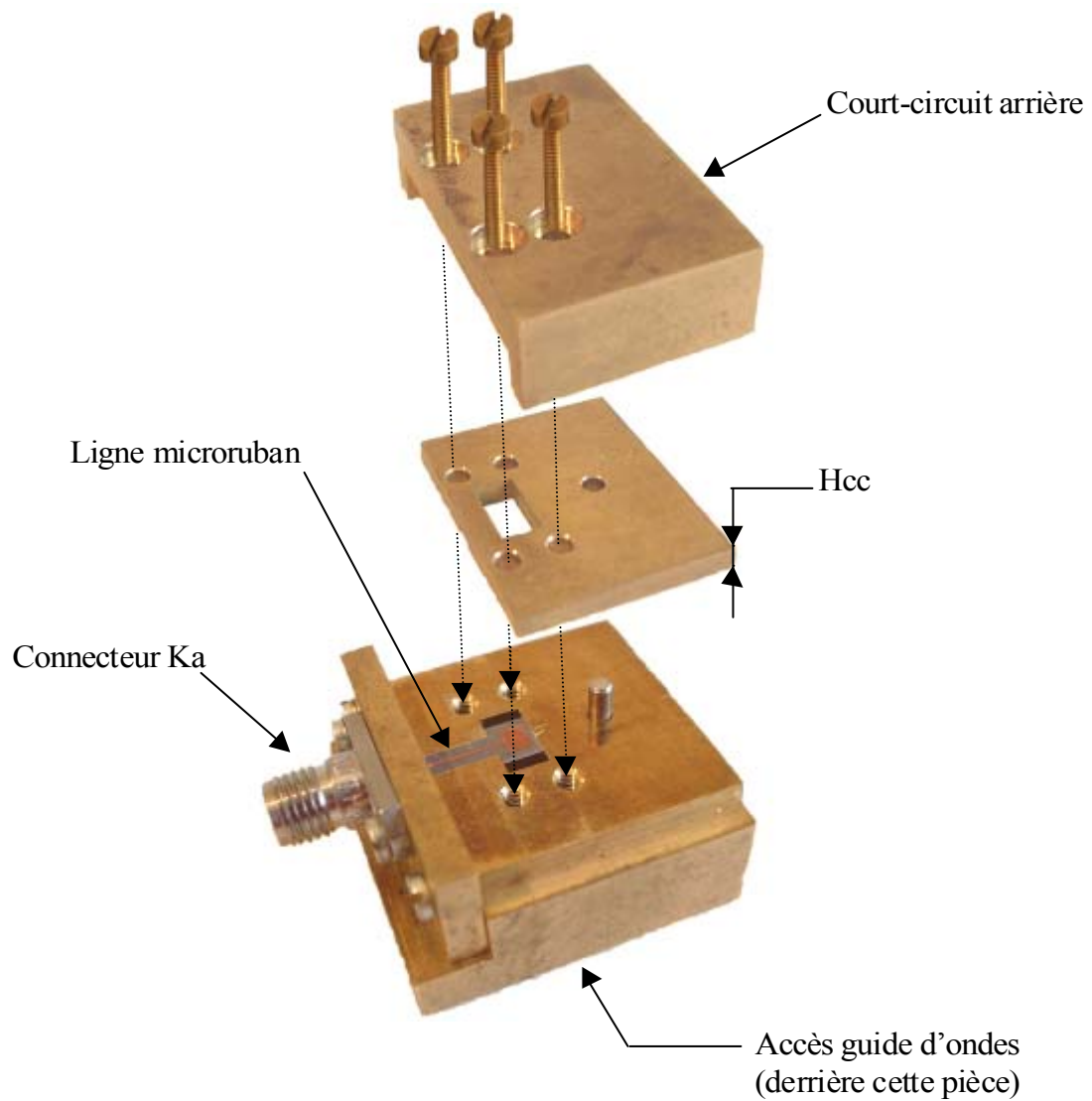
Conclusion générale

ANNEXES

Annexes

ANNEXE 1

Principe d'assemblage de la transition :



ANNEXE 2

**united
monolithic
semiconductors**



CHA3093c

20-40GHz Medium Power Amplifier

GaAs Monolithic Microwave IC

Description

The CHA3093c is a high gain broadband four-stage monolithic medium power amplifier. It is designed for a wide range of applications, from military to commercial communication systems. The backside of the chip is both RF and DC grounded. This helps simplify the assembly process.

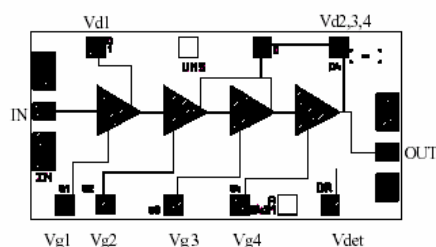
A B.I.T. (Build In Test) monitors a DC voltage that is representative of the microwave output power.

The circuit is manufactured with a PM-HEMT process, 0.15 μ m gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography.

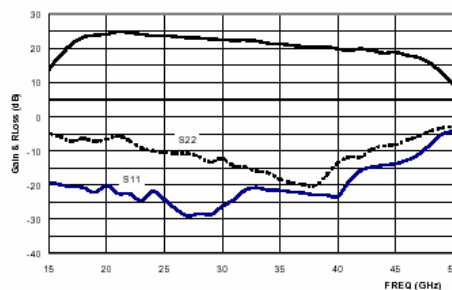
It is available in chip form.

Main Features

- Broadband performances : 20-40GHz
- 20dBm output power.
- 22dB gain
- Very good broadband input matching
- On chip output power level DC detector
- Low DC power consumption, 330mA @ 3.5V
- Chip size : 0.83 X 1.72 X 0.10 mm



Typical on wafer measurements :



Input Rloss : solid line & output Rloss : dash line.

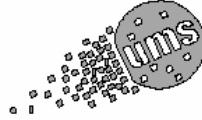
Main Characteristics

Tamb. = 25°C

	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range	20		40	GHz
G	Small signal gain	18	20		dB
P03	Output power at 3dB gain compression	20	22		dBm
Id	Bias current		330	400	mA

ANNEXE 3

**united
monolithic
semiconductors**



CHA2069

18-31GHz Low Noise Amplifier

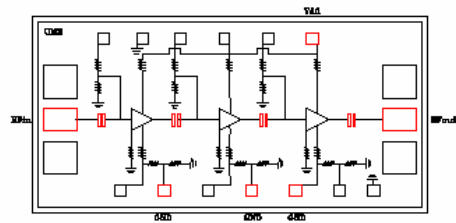
GaAs Monolithic Microwave IC

Description

The circuit is a three-stage self biased wide band monolithic low noise amplifier.

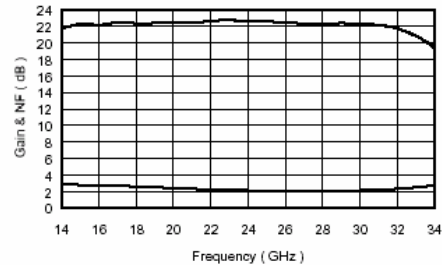
The circuit is manufactured with a standard HEMT process : 0.25 μ m gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography.

It is supplied in chip form.



Main Features

- Broad band performance 18-31GHz
- 2.5dB noise figure
- 22dB gain, ± 1 dB gain flatness
- Low DC power consumption, 55mA
- 20dBm 3rd order intercept point
- Chip size : 2,170 x 1,270x 0.1mm



On wafer typical measurements.

Main Characteristics

Tamb = +25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
NF	Noise figure, 18-31GHz		2.5	3.5	dB
G	Gain	18	22		dB
Δ G	Gain flatness		± 1	± 1.5	dB

ANNEXE 4

**united
monolithic
semiconductors**



CHA2093

20-30GHz Low Noise Amplifier

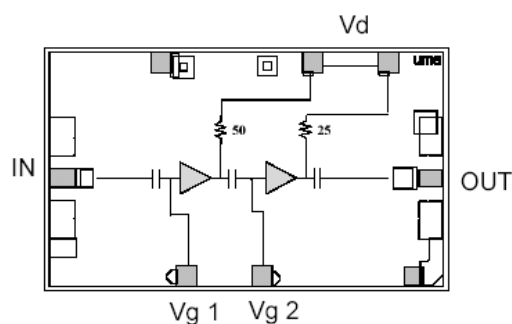
GaAs Monolithic Microwave IC

Description

The CHA2093 is a two-stage wide band monolithic low noise amplifier.

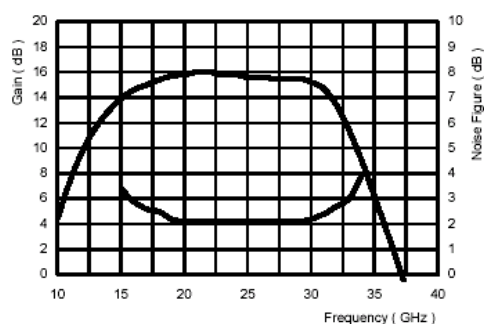
The circuit is manufactured with a standard HEMT process : 0.25 μ m gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography.

It is supplied in chip form.



Main Features

- Broad band performance 20-30GHz
- 2.2dB noise figure, 20-30GHz
- 15dB gain, ± 0.5 dB gain flatness
- Low DC power consumption, 50mA
- 20dBm 3rd order intercept point
- Chip size : 1.67 x 1.03 x 0.1mm



On wafer typical measurements.

Main Characteristics

Tamb = +25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
NF	Noise figure, 20-30GHz		2.2	3.0	dB
G	Gain	13	15		dB
ΔG	Gain flatness		± 0.5	± 1.0	dB

ANNEXE 5

Calcul analytique des fréquences de résonances d'une cavité d'air rectangulaire métallique munie d'un substrat :

Nous présentons sur la Figure 1, la représentation simplifiée d'un boîtier métallique renfermant un substrat, dans notre cas du RO4003.

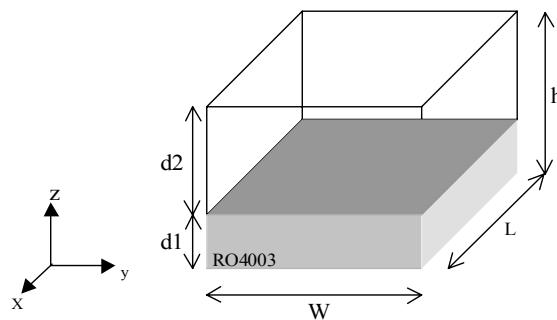


Figure 1 : Cavité métallique rectangulaire munie d'un substrat

Pour une telle cavité (considérée blindée), la fréquence de résonance des modes $TE_{n,m,0}$ et $TM_{n,m,0}$ est donnée par la relation [IV-2]:

$$f_{0m,n,0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eq}}} \cdot \sqrt{\left(\frac{n\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{\ell}\right)^2}$$

avec : $\epsilon_{eq} = \frac{h}{\frac{d_1}{\epsilon_{r1}} + \frac{d_2}{\epsilon_{r2}}}$, permittivité équivalente de la cavité

$h = d_1 + d_2$, hauteur de la cavité

d_1, d_2 : épaisseurs respectives du substrat et de l'air, $d_1 = 203\mu\text{m}$ et $d_2 = 1,297\text{mm}$

$\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$: permittivités relatives, respectivement du substrat RO4003 et de l'air, $\epsilon_{r1}=3,38$ et $\epsilon_{r2}=1$

w, ℓ : largeur et longueur de la cavité (donc de la puce), $w = 5,95\text{mm}$ et $\ell = 8,7\text{mm}$

n, m : variations azimutales suivant les deux directions

Annexes

Dans ces conditions nous trouvons les fréquences de résonances suivantes :

- Pour le mode TE₁₁₀: 29,05GHz
- Pour le mode TE₂₁₀: 40,62GHz
- Pour le mode TE₁₂₀: 50,69GHz

ANNEXE 6

Exemple traité pour valider le programme de TRL développé sous le logiciel Matlab :

L'exemple que nous avons réalisé avec la bibliothèque circuit disponible sur le logiciel ADS est présenté sur la Figure 1. L'objectif de cette procédure est de déterminer les paramètres [S] du dispositif de test (D.U.T.) dans les plans de références P₁ et P₂.

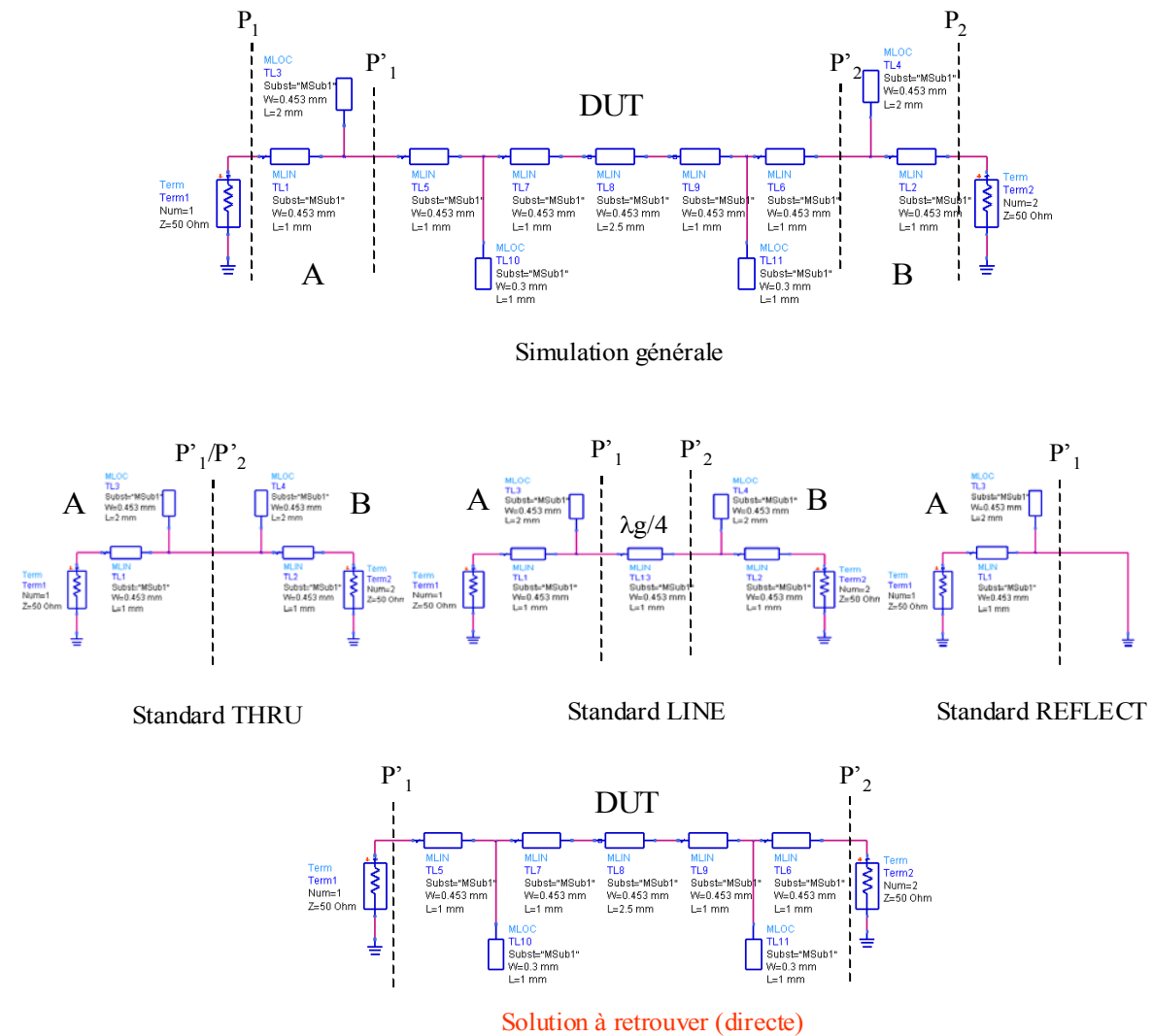


Figure 1 : Exemple utilisé pour valider notre programme de TRL

Annexes

Cet exemple a été choisi de façon à obtenir un comportement général "très chahuté" sur la bande d'analyse. Nous présentons sur la Figure 2, la réponse fréquentielle obtenue avec l'ensemble de la structure puis la comparaison entre la solution idéale et celle que nous avons obtenue à l'aide de notre programme.

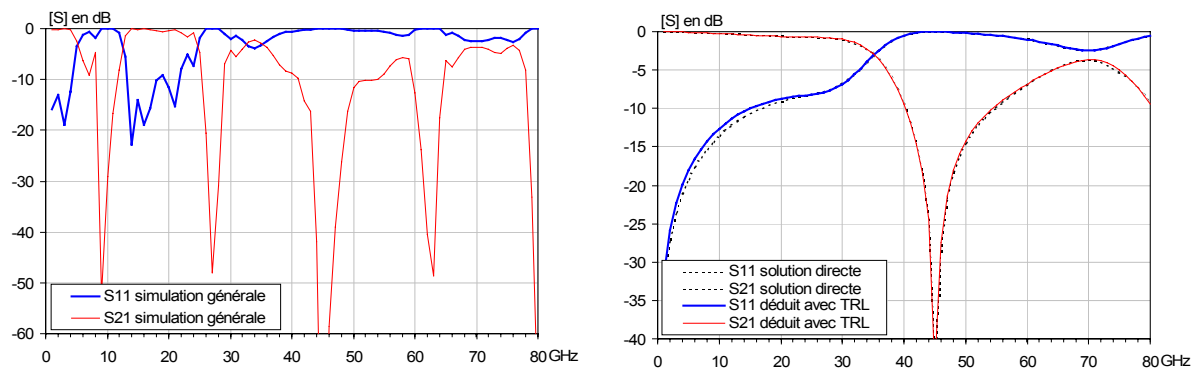


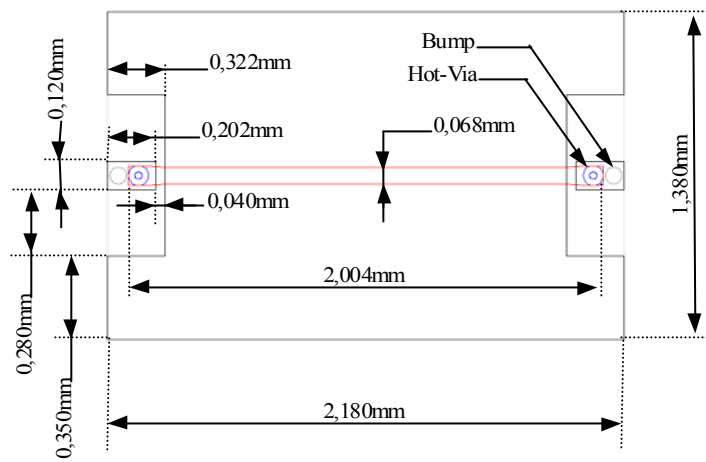
Figure 2 : Le graphe de gauche représente la réponse fréquentielle de la structure générale (dans les plans P_1 et P_2) et celui de droite la comparaison de la solution obtenue par TRL avec la solution objectif (dans les plans P'_1 et P'_2)

Nous pouvons alors constater que les résultats que nous obtenons sont quasiment identiques à ceux de la solution directe. Cet exemple nous permet donc de valider notre programme de TRL.

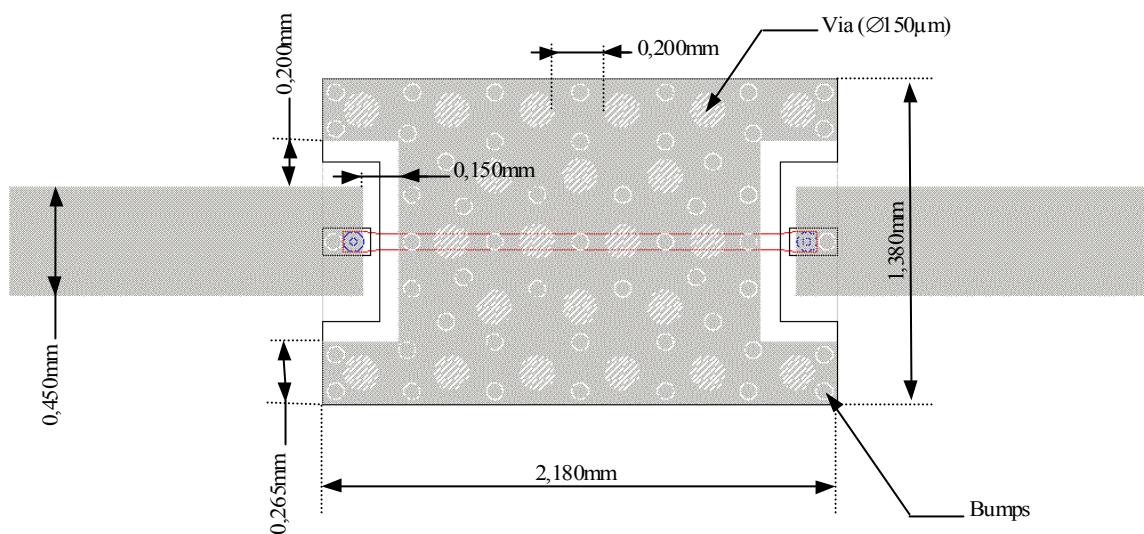
ANNEXE 7

Dimensions de la transition Hot-Via Microruban/Microruban en configuration Back-to-Back :

Dimensions de la puce sur AsGA :



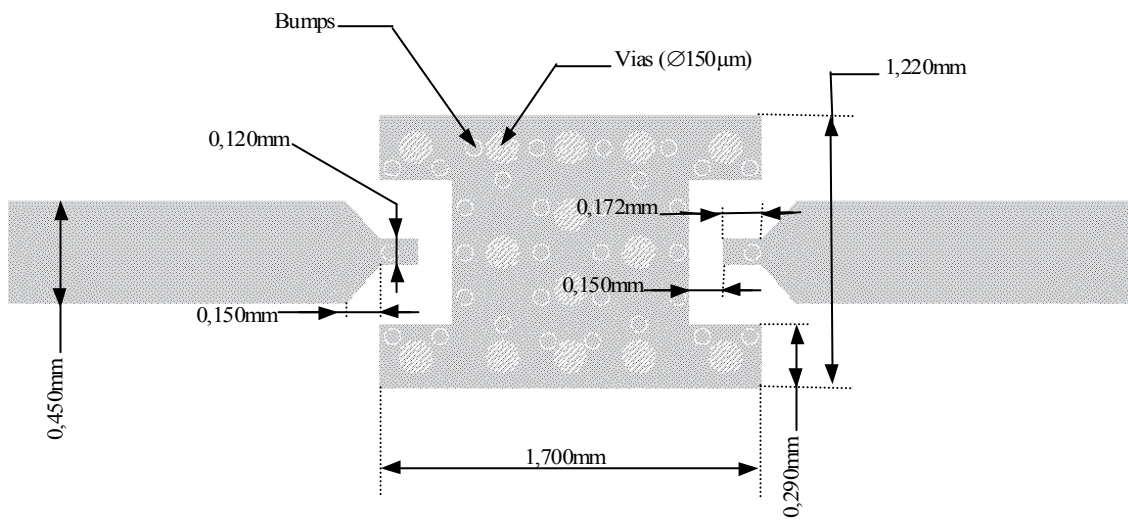
Dimensions de la puce d'AsGA reportée sur le substrat d'accueil de RO4003:



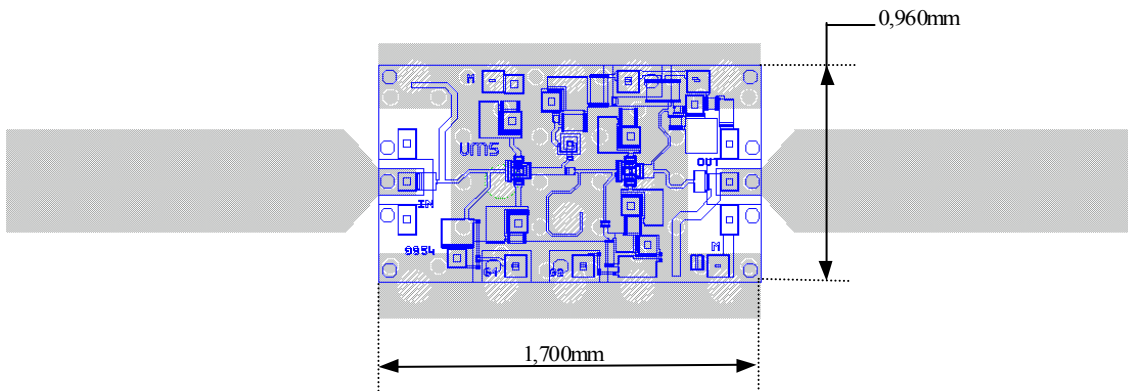
ANNEXE 8

Dimensions de la transition modifiée pour l'assemblage avec l'amplificateur faible bruit, issu des premières séries de mesures :

Dimensions sur le substrat d'accueil RO4003 (sans ligne de polarisation) :



Assemblage de la puce sur le substrat d'accueil :



BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

Bibliographie personnelle

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

Publications dans les congrès internationaux :

C. SABOUREAU, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON
"Accurate computer aided design of interdigital filters applying a coupling identification method"
IEEE MTT-S, Microwave symposium digest - Juin 2002

C. SABOUREAU, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, A. BESSEMOULIN, J.-R. BOIS, P. QUENTIN
"A microstrip-to-microstrip Hot-Via transition up-to 80GHz designed for direct PCB mounting of MMICs "
IEEE EuMC - Octobre 2004

Publication dans un congrès national :

C. SABOUREAU, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME
"Transition microstrip/guide d'ondes aux fréquences millimétriques par patch à fente en U"
JNM, VIII^{èmes} journées nationales microondes, Lille – Mai 2003

Participations à des publications internationales :

A. BESSEMOULIN, M. PARISOT, P. QUENTIN, C. SABOUREAU, M. VAN HEIJNINGEN, J. PRIDAY
"A 1-Watt Ku-band power amplifier MMIC using cost effective organic SMD package"
IEEE EuMC – Octobre 2004

S. KHALFALLAH, A. DUPAS, B. MARTIN, D. HERRATI, S.FABRE, N. TSCHERPNER, P. PELOSO, I. GUILLEMOT, J. LE BRIS, M. RENAUD, L. GILBERT, D. PENNINCKX, C. SABOUREAU, D. BAILLARGEAT, C. MOUSSAN, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, J.-M. DUMAS
"Optical packet switching with lossless 16-channel InP Monolithically integrated wavelengh selector module "
Electronics Letters, Vol.38, n°19, pp. 1124-1125 – 2002