

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

N° ordre : -2009

THESE

Pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes fréquences et Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Présenté par le 05 octobre 2009

Claude TOUSSAIN

Etude et réalisation de nouveaux concepts d'assemblage et d'encapsulation en
boîtiers plastique très faible coût pour puces MMIC
fonctionnant jusqu'à 100GHz

Thèse dirigée par Pierre-Franck ALLEAUME et Dominique BAILLARGEAT

Jury :

R. QUERE	Professeur Université de Limoges-XLIM	Président
R. STARAJ	Professeur Université de Nice-Sophia Antipolis LEAT	Rapporteur
H. AUBERT	Professeur ENSEEIHT-LAAS	Rapporteur
JF. VILLEMAZET	Ingénieur Thales Alenia Space	Examineur
PF. ALLEAUME	Ingénieur UMS	Examineur
S. VERDEYME	Professeur Université de Limoges-XLIM	Examineur
D. BAILLARGEAT	Professeur Université de Limoges-XLIM	Examineur

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce rapport ont été réalisés en collaboration avec le laboratoire Xlim au sein du service Lignes de Produits de la société United Monolithic Semiconductors. Je tiens à remercier Monsieur Marc CAMIADE qui dirige ce service pour m'avoir accueilli au sein de son équipe.

Je souhaite également adresser mes remerciements à Messieurs Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, et Pierre-Franck ALLEAUME, Ingénieur à UMS, pour l'aide, l'encadrement et les encouragements qu'ils ont pu m'apporter lors des mes travaux de thèse.

Je remercie Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de présider le jury et Messieurs Robert STARAJ, Professeur à l'Université de Nice-LEAT, et Hervé Aubert, Professeur à l'ENSEEIH-T-LAAS pour leur travail en tant que rapporteurs.

J'exprime ma gratitude à Marie-Laure GUILLAT, Secrétaire de l'équipe C2S2, pour l'aide qu'elle m'a apporté et les services qu'elle m'a rendu.

Je remercie Messieurs Jean-François VILLEMAZET, Ingénieur à Thalès Aliena Space, et Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges-Xlim, pour avoir accepté de faire partie de ce jury.

Je ne peux oublier les membres de l'équipe Lignes de Produits pour leur sympathie et leurs conseils et tout particulièrement les anciens et actuels personnes du « bocal », Cyril Gourdon, Julien Lhortolary, Charles Teyssandier et Guillaume Mougnot pour y faire régner une bonne ambiance. Je souhaite bon courage à Guillaume qui sera à ma place dans un an.

Je tiens tout particulièrement à remercier ma femme, Viviane, et ma famille pour le soutien et les encouragements qu'ils m'ont apporté tout au long de ces trois ans.

<i>Table des matières :</i>

Introduction generale.....	3
Chapitre I : Encapsulation bas coût de puces MMIC et montée en fréquence.	9
I Applications des systèmes microondes	11
I.1 Introduction	11
I.2 Les principales applications:	13
I.3 Modules microondes	22
II Packaging	25
II.1 Introduction :	25
II.2 Evolution:	27
III Simulations électromagnétiques.....	35
Conclusion.....	40
Références bibliographiques	41
Chapitre II : Modélisation et optimisation de boîtiers plastiques de type QFN.....	47
Introduction	49
I Les boîtiers de type QFN	51
I.1 Architecture du boîtier	51
I.2 Avantages et inconvénients des boîtiers QFN	54
II Modélisation d'un boîtier plastique de type QFN	58
II.1 Mise en place	58
II.2 Détermination des éléments composant le modèle.....	60
II.3 Comparaison entre le modèle en éléments localisés optimisé et les simulations électromagnétiques.....	66
II.4 Conclusion	67
III Optimisation d'un boîtier plastique.....	68
III.1 Modification de l'architecture du QFN pour augmenter la bande passante.....	68
III.2 Les mesures	72
III.3 Conclusion.....	74
Conclusion.....	75
Chapitre III : Boîtier plastique bas coût avec transition vers guide d'onde rectangulaire	79
Introduction	81
I Etude de faisabilité.....	85
I.1 Simulations électromagnétiques 3D	85
I.2 Mesures :	100
I.3 Analyses	105
I.4 Conclusion	106
II Transition pour boîtier plastique surmoulé.....	107
II.1 Optimisation pour intégration en boîtier :	107

II.2 Fabrication et mesures:	111
III Intégration dans le QFN	114
III.1 Adaptation à l'intégration dans le boîtier plastique :	114
III.2 Mesure des boîtiers plastique	118
Conclusion et perspectives	123
Références bibliographiques	125
Chapitre IV : Transition d'une puce vers son substrat d'accueil à très haute	
fréquence	129
Introduction	131
I Description du procédé Hot-Via	135
II Optimisation de la transition par Hot-Via	138
II.1 Transition avec substrat microruban.....	139
II.2 Transition avec substrat coplanaire	143
III Modélisation et mise en œuvre de la transition par Hot-Via.....	147
III.1 Modélisation à l'aide d'éléments localisés.....	148
III.2 Mesures de puces actives	151
Conclusion.....	155
Références bibliographiques	157
Conclusion générale	161
Annexes.....	165

INTRODUCTION GENERALE

La demande croissante en termes d'équipements sans fil a considérablement augmenté les besoins en dispositifs fonctionnant aux fréquences micro-ondes. Les besoins évoluant, il a été nécessaire de se tourner vers des fréquences de plus en plus élevées qui, bien qu'offrant des possibilités plus importantes, engendrent des contraintes plus fortes lors de la phase de conception, durant laquelle il devient impératif de prendre en considération l'apparition de perturbations dues à la faible taille des composants.

De plus, le coût de fabrication de ces nouveaux composants est une contrainte importante à considérer. En effet, d'abord réservés à une population restreinte, les équipements sans fil ont tendance à se populariser. Or, pour permettre la démocratisation de ces appareils, il faut que leur coût soit limité alors que la complexité de leur conception les rend onéreux. Il est donc important pour les concevoir d'optimiser au maximum la conception afin de créer un système le plus économique possible tout en gardant de bonnes performances électriques.

Le marché ainsi que les techniques de conception évoluant rapidement, un dispositif peut être rapidement dépassé, il faut que sa conception se fasse dans un temps restreint pour qu'il soit en adéquation avec la demande des clients. Pour atteindre ces objectifs, de nombreux outils informatiques se sont développés. En effet, les logiciels de design de circuits comme Agilent ADS ne permettent plus de prendre en compte tous les phénomènes engendrés par l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des appareils. L'évolution du matériel informatique a permis l'apparition de logiciels capables de réaliser des analyses électromagnétiques capables de réaliser l'étude de systèmes complexes à très haute fréquence en un temps relativement limité rendant ce type d'analyse incontournable lors de la conception.

Les analyses électromagnétiques en trois dimensions sont particulièrement adaptées pour la conception de dispositifs passifs complexes tels que les boîtiers à l'intérieur desquels sont intégrés les circuits ainsi que l'interconnexion entre les différents éléments composant un module. Ce type d'analyse a été utilisé lors des travaux de recherche présentés dans la suite de ce manuscrit.

Le rapport sera divisé en quatre chapitres, chacun décrivant la conception d'un des éléments passifs composant un module.

Le premier chapitre présente une étude générale, non exhaustive, des dispositifs micro-ondes sans fil en décrivant les diverses applications utilisant ce type de dispositif et en détaillant leur architecture.

Le packaging étant un aspect de plus en plus important dans le domaine des micro-ondes, nous verrons par la suite son intérêt ainsi que son impact sur la conception d'un système. Sera aussi présentée l'évolution que le packaging a connu au cours du temps afin de répondre aux demandes du marché.

Ce chapitre sera clos par la présentation de l'analyse électromagnétique assistée par ordinateur avec notamment une brève description des principales méthodes couramment utilisées. Le logiciel CST Microwave Studio utilisé lors des travaux présentés par la suite sera brièvement décrit avec ses principales fonctionnalités.

Le second chapitre traitera quant à lui d'un type de boîtiers spécifique, les QFN (Quad Flat No-lead) Nous y introduirons ses principales caractéristiques avec ses avantages et ses limites.

Nous verrons par la suite comment ce type de boîtier a été modélisé à l'aide d'éléments localisés pour être utilisé dans un logiciel de simulation de circuits en s'appuyant à la fois sur des mesures et sur des simulations effectuées à l'aide d'un logiciel de simulations électromagnétiques afin de réduire le temps de conception.

Nous décrivons ensuite une évolution de ce type de boîtier que nous avons étudié afin d'améliorer son fonctionnement aux hautes fréquences grâce à une optimisation de sa conception.

Le troisième chapitre retracera l'optimisation d'un concept développé par la société UMS, appelé Hot-Via jusqu'à des fréquences supérieures à 100GHz. Le Hot-Via est une transition sans fil permettant de connecter une puce en Arséniure de Gallium vers le reste du module dans lequel elle est intégrée. Nous verrons comment optimiser ce concept pour qu'il fonctionne jusqu'à 100GHz. Nous étudierons les phénomènes induits par ce type de transition afin de déterminer les paramètres permettant d'obtenir un fonctionnement optimum sur différents types de substrat.

Ce chapitre traitera aussi de la modélisation de la transition Hot-Via vers le substrat d'accueil à l'aide d'un logiciel de simulation de circuits afin d'utiliser ce modèle lors de la conception de puces, et ainsi permettre la réduction des temps de conception.

Le quatrième chapitre s'intéressera à la conception d'un boîtier plastique QFN capable de fonctionner dans la bande E (60-90GHz). Pour atteindre cet objectif, il a été nécessaire d'intégrer à l'intérieur du QFN une transition de ligne de transmission microruban vers guide d'ondes rectangulaires.

Dans un premier temps, nous détaillerons l'étude préliminaire qui a été réalisée afin de valider le concept choisi pour la transition de sortie du boîtier. Cette étape montre, grâce aux simulations et aux mesures, la possibilité de réaliser cet élément sur matériau plastique du type LCP (Polymères à Cristaux Liquides).

La seconde étape décrite dans ce chapitre consiste à intégrer la transition à l'intérieur d'un boîtier de type QFN plastique surmoulé sélectionné pour son coût de fabrication extrêmement bas. Afin de prendre en compte les nouvelles contraintes engendrées par cet assemblage, la transition a été optimisée pour cet environnement spécifique. Après avoir validé expérimentalement la transition, elle a été assemblée dans un QFN avec une puce en Arséniure de Gallium afin de réaliser un démonstrateur validant le concept de boîtier plastique très bas coût en bande E à très haute fréquence.

Enfin ce manuscrit s'achèvera par une conclusion et des perspectives.

Ce travail de thèse a été effectué dans le cadre d'une convention CIFRE entre la société UMS et l'unité mixte de recherche Xlim de Limoges. Le déroulement de ces travaux a eu lieu en grande partie au sein de la société UMS.

CHAPITRE I :
ENCAPSULATION BAS COUT DE
PUCES MMIC ET MONTEE EN
FREQUENCE.

I Applications des systèmes microondes

I.1 Introduction

On désigne par système micro-onde tout système dont la fréquence de fonctionnement est comprise entre 300MHz et 300GHz, c'est-à-dire entre la radio FM et l'infrarouge lointain. La longueur d'onde associée à ces fréquences appartient à la plage de 1m à 1mm. Au-delà de 30GHz on utilise aussi le terme de millimétrique compte tenu du fait que la longueur d'onde pour de telles fréquences est de l'ordre du millimètre [1].

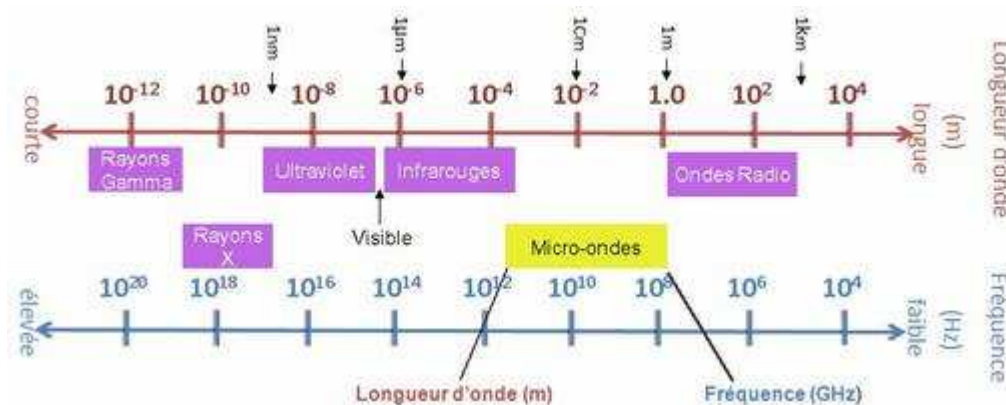


Figure 1 : bande micro-onde

La principale caractéristique des signaux micro-ondes est d'avoir une fréquence élevée et donc une faible longueur d'onde. Un circuit est composé d'éléments distribués, or, aux fréquences micro-ondes les dimensions de ces éléments deviennent proches de la longueur d'onde du signal. Les règles de propagation applicables à de plus basses fréquences ne sont donc plus capables de décrire correctement le fonctionnement du circuit. Pour résoudre ce problème il sera donc nécessaire d'étudier le circuit à l'aide de méthode faisant appel aux équations de Maxwell qui décrivent les phénomènes électromagnétiques.

La conception de circuits aux fréquences micro-ondes [2] est donc plus complexe qu'aux fréquences plus basses. Pourtant, des appareils à ces fréquences sont développés pour

des applications courantes. En effet, travailler à des fréquences plus élevées présente plusieurs intérêts.

Le premier avantage est que lorsqu'on travaille à une fréquence plus élevée, le débit d'information est plus important pour une largeur de bande équivalente en pourcentage, la bande en gigahertz étant plus importante.

La résolution d'un radar dépend du rapport entre la longueur d'ondes du signal réfléchi et les dimensions de la cible. L'augmentation de la fréquence du signal permet donc de détecter des éléments plus petits.

Les liaisons vers les satellites se font grâce à des signaux micro-ondes car leur longueur d'onde plus faible empêche qu'ils soient réfléchis sur l'ionosphère contrairement aux signaux à plus basse fréquence.

Enfin, le gain d'une antenne est proportionnel aux dimensions électriques de celle-ci. Or, en augmentant la fréquence, on augmente aussi les dimensions électriques de l'antenne améliorant d'autant son gain.

Comme nous l'avons remarqué précédemment, plus la fréquence de fonctionnement d'un système est élevée plus sa conception est complexe. L'augmentation de la fréquence apporte de nouvelles possibilités mais les gains ne sont pas proportionnels aux contraintes qui s'ajoutent notamment dans la bande de fréquences millimétriques. Pourtant, la saturation des bandes de fréquences les plus basses et la demande toujours croissante de nouvelles fonctionnalités poussent les concepteurs à augmenter la fréquence de fonctionnement des circuits et des modules.

Une autre limitation à la montée en fréquences est due à la propagation du signal dans l'atmosphère [3-7]. En effet, comme nous pouvons le voir sur la Figure 2, plus la fréquence du signal est élevée et plus l'atténuation du signal est importante. L'atmosphère est composée de diverses molécules à l'état gazeux dont les dimensions sont d'un ordre de grandeur proche de la longueur d'onde d'un signal électromagnétique à très haute fréquence. Ces molécules absorbent une partie du signal. Les gaz responsables de la plus grande partie de l'absorption sont le dioxygène et la vapeur d'eau.

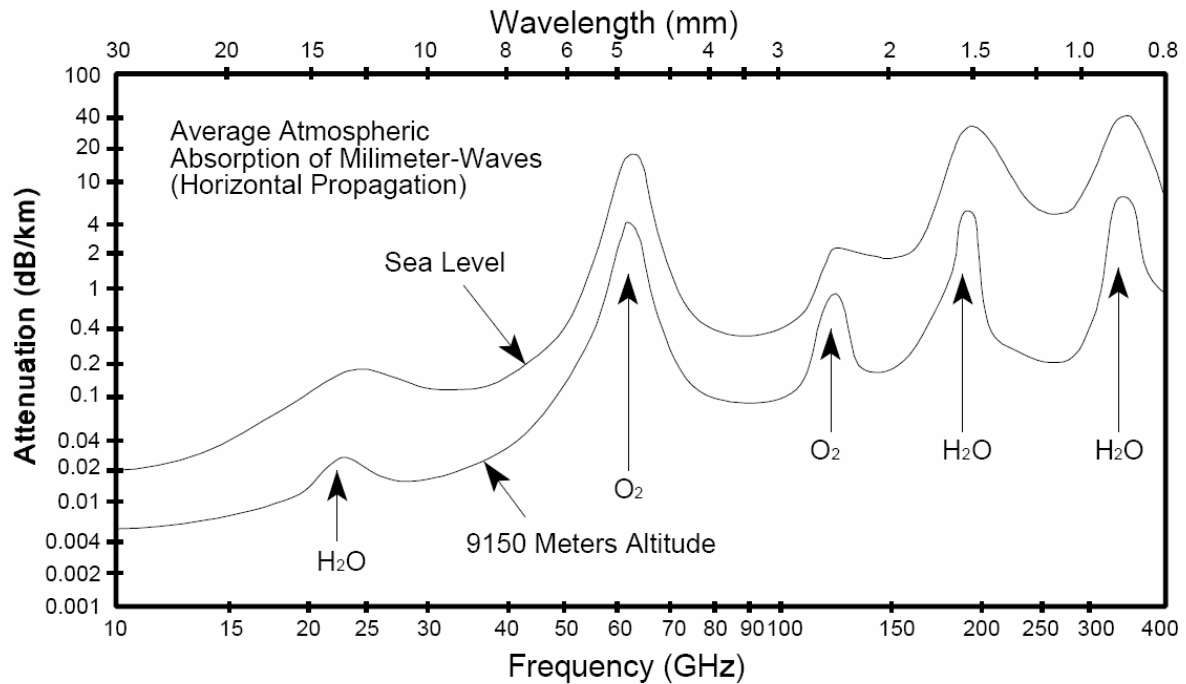


Figure 2: Absorption par l'air d'un signal en fonction de la fréquence

Actuellement, une bande de fréquences est visée par plusieurs applications comme les radars automobiles, les télécommunications ou la sécurité. Cette bande de fréquences est la bande E (60-90GHz) et plus particulièrement les fréquences comprises entre 71GHz et 86GHz. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 2, le niveau d'absorption des signaux électromagnétiques n'est pas totalement proportionnel à la fréquence, il existe des pics à certaines fréquences. Or, dans le cas de la bande E, l'absorption est quasi constante et sans pics, cette bande est donc favorable à la propagation des signaux. De plus, l'organisation FCC (Federal Communications Commission) a alloué pour les télécommunications deux canaux de 5GHz chacun (71-76GHz et 81-86GHz). Cette largeur de spectres représente l'équivalent de cinquante fois la totalité du spectre alloué à la téléphonie mobile.

I.2 Les principales applications:

L'utilisation des microondes couvre plusieurs domaines d'applications. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 3, deux secteurs sont très demandeurs en équipements hyperfréquences, ce sont le secteur automobile et les télécommunications à haut débit. Les secteurs historiques grâce auxquels se sont développées les applications microondes sont le spatial et le militaire mais ils représentent des volumes de production bien moins importants que les précédents.

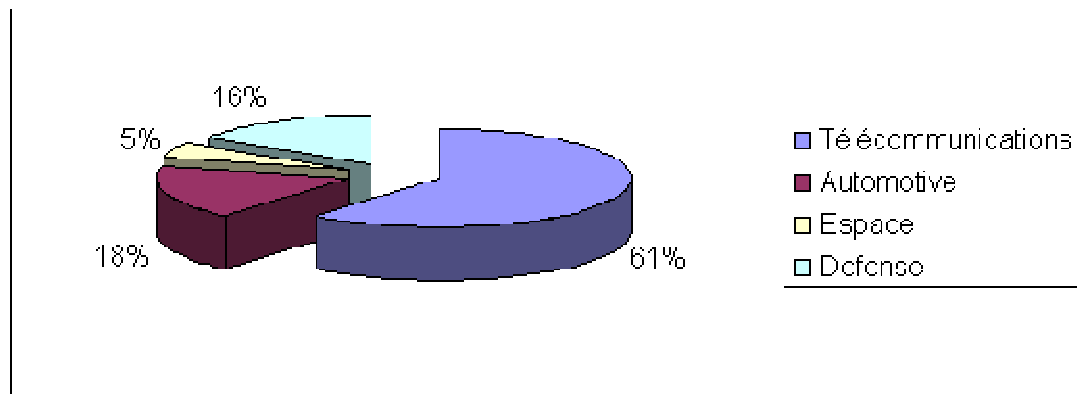


Figure 3 : Parts du marché des microondes à UMS

Les applications du domaine automobile [8]

Les radars automobiles

Le concept de radar (Radio Detection And Ranging) [9] a été défini par Nikola Tesla en 1900. Il émit l'idée qu'il était possible de détecter la présence d'objets à l'aide d'ondes électromagnétiques. Ce principe fut mis en application en 1904 par Christian Hülsmeyer avec son TELEMOBILOSCOPE. Mais la véritable mise en pratique de cette application se situe entre 1930 et 1940 au moment où les recherches se sont développées simultanément dans de nombreux pays [10].

Un radar est un appareil dont la fonction première est de détecter les objets à distance. Il est constitué pour cela d'un émetteur/récepteur qui émet un signal et détecte le signal réfléchi, d'une antenne pour transmettre ce signal et d'une partie qui permet de traiter les données ainsi collectées (Figure 4).

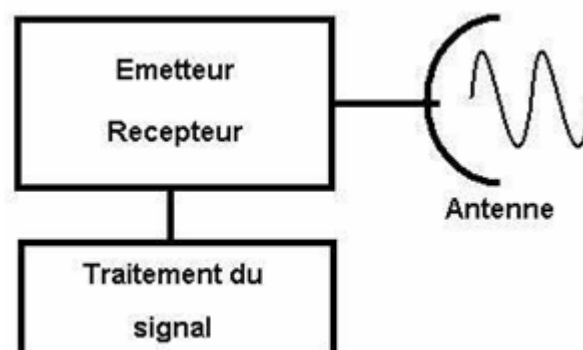


Figure 4 : Représentation simplifiée du radar

Les transports terrestres sont d'une importance vitale dans notre société pour la qualité de la vie et dans le domaine économique. Les transports représentent à eux seuls 15% du Produit Intérieur Brut de la France. La demande croissante et la nécessité de réduire l'impact sur l'environnement implique une évolution des moyens de transport. Les radars automobiles font partie des améliorations envisagées. Ils ont pour but à la fois de renforcer la sécurité mais aussi le confort de l'automobiliste.

La sécurité au sein des transports routiers est un des axes principaux du gouvernement. A ce titre, les radars anticollisions ont une importance toute particulière. Comme beaucoup de dispositifs de sécurité en automobile, ils sont dérivés de technologies déjà existant dans l'aéronautique. Mais les situations rencontrées sont en général plus complexes avec la nécessité de gérer des véhicules se dépassant, les différentes voies de circulation, etc...

La première solution envisagée a été le sonar, cette technologie étant bien connue, mais sa portée très limitée et sa sensibilité ont obligé les industriels à se tourner vers d'autres solutions. Les technologies basées sur les systèmes optiques pourraient être intéressantes mais leur difficulté d'utilisation par faible visibilité limite leur usage. L'utilisation de radars hyperfréquences s'avère donc être la plus intéressante malgré la nécessité d'obtenir une bande de fréquences spécifiques afin d'éviter les brouillages. Actuellement, les bandes allouées sont autour de 24GHz et entre 76GHz et 81GHz.

Il existe deux types de radars, ceux à courte portée placés tout autour de l'automobile permettant la détection d'obstacles proches et périphériques à quelques mètres du véhicule et les radars anticollisions à longue portée située à l'avant du véhicule permettant de localiser des cibles lointaines (quelques centaines de mètres), Figure 5, [11], [12]. Ils sont basés sur une technologie MMIC Arséniure de Gallium et plus récemment sur technologie Silicium Germanium mieux adaptée d'un point de vue économique à des applications de très fort volume.

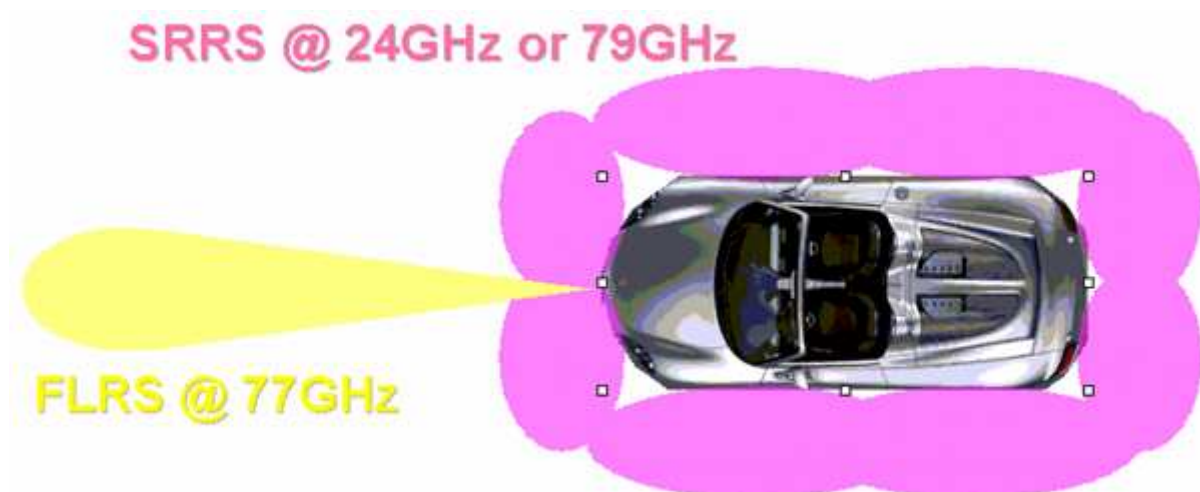


Figure 5 : Positionnement des radars sur le véhicule

Le radar longue portée ou FLRS (Forward Looking Radar System) a une bande de fonctionnement comprise entre 76GHz et 77GHz. Sa portée est environ de 150m et l'angle de détection est de $\pm 5^\circ$. Actuellement, la version commerciale limitée à la détection d'objets mobiles équipe des berlines haut de gamme comme les Volkswagen Passat et Phaeton et les Mercedes Classe S ainsi que les camions Volvo et Man.

Le radar courte portée ou SRRS (Short Range Radar System) est composé de plusieurs radars situés tout autour du véhicule. Leur portée est comprise entre 10cm et 10m. Leur fréquence de fonctionnement est actuellement située autour de 24GHz mais cette bande sera remplacée d'ici 2013 par la bande 76-81GHz, depuis le 8 juillet 2004 la CEPT (Conférence Européenne des Postes et des Télécommunications) ayant déterminé que la bande de fréquences qui se prêtait le mieux à un développement des systèmes radar était celle des 76-81 GHz [13]. Comme le montre la Figure 2 qui représente l'atténuation atmosphérique, la bande choisie est un bon compromis entre la fréquence de fonctionnement du radar et l'atténuation due aux éléments atmosphériques, limiteurs de la propagation.

Au total, huit radars seront placés autour du véhicule (deux sur les cotés, deux devant et deux derrière) et utiliseront différentes modulations pour différencier les applications suivantes :

- Le déclenchement des airbags avant impact
- L'aide aux changements de file (évite les angles morts des rétroviseurs)
- L'aide au stationnement

Le positionnement par satellite

Initialement développé pour le domaine militaire via le GPS (Global Positioning System) pour l'armée des USA, cette application s'est depuis exportée vers le domaine public. Bien qu'utilisé dans divers secteurs tels que la navigation, le cyclisme ou les randonnées pédestres, sa principale utilisation reste le guidage des automobiles.

Afin de pouvoir déterminer sa position, il est nécessaire d'avoir un récepteur capable de recevoir les signaux envoyés par une constellation de satellites. Ces derniers envoient régulièrement des informations sur leur position permettant au récepteur de calculer sa position.

Le signal envoyé par le satellite, dont la porteuse est à 1.575GHz pour l'application civile du GPS contient les éphémérides du satellite ainsi que d'autres informations de navigation. Connaissant la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique entre le satellite et le récepteur ainsi que l'instant d'émission du signal, qui est encodée, il est possible au récepteur de calculer la distance à laquelle il se situe par rapport au satellite. Cette distance peut ne pas être exacte à cause des erreurs de synchronisation des horloges et de la traversée de l'atmosphère. Connaissant la position des satellites, les décalages d'horloge et les distances calculées, il est possible au récepteur de calculer sa position s'il a quatre satellites en vue. Il est possible de calculer la position avec seulement trois satellites à condition que l'altitude soit connue. Avec plus de quatre satellites, plus leur nombre est important et plus la précision du calcul sera bonne.

Il existe deux services de positionnement par satellite. Le premier à avoir vu le jour est le GPS américain (Global Positioning System). Ce programme a débuté dans les années soixante sous l'influence de l'armée [14]. Les premiers satellites ont été mis en orbite à partir de 1978. Une fois mis en place ce système est composé de 24 satellites orbitant à 20200km et émettant des signaux sur des porteuses à 1575MHz et 1227MHz. C'est suite à un incident durant lequel un avion de ligne a été abattu par l'armée soviétique qu'il a été décidé d'offrir ce service au domaine civil [15]. Dans un premier temps, les données civiles étaient brouillées afin d'en diminuer la précision à une centaine de mètres mais ce brouillage a été supprimé en 2000 sous la pression de Bill Clinton. Grâce à la levée de cette restriction le guidage par satellite a pu se démocratiser.

L'Europe a un programme de localisation concurrent du GPS, Galileo [16]. Ce programme a été motivé par un souhait de l'Europe de s'affranchir de sa dépendance au système américain. De plus, ce programme vise à combler les lacunes du GPS. En effet, sa précision reste pour le domaine civil de l'ordre de la vingtaine de mètres et dans certains pays ce système n'est pas accessible pour des raisons politiques. La constellation est composée de trente satellites. Ce service étant développé pour le domaine civil, il comprendra plusieurs prestations.

Il y aura un service gratuit correspondant à l'usage actuel du GPS qui aura deux bandes de fréquences 1164–1 214 MHz et 1563–1 591 MHz. Un récepteur utilisant ces deux bandes pourra avoir une précision de 4m.

Pour assurer le financement de Galileo, il y aura un service commercial. Aux deux bandes de fréquences du service gratuit, une troisième bande sera ajoutée de 1,26 à 1,3GHz. Cette adjonction permettra d'atteindre une précision de l'ordre de 1m grâce aux satellites et 10cm avec l'aide de relais terrestres.

Des services supplémentaires seront disponibles afin de proposer des prestations aux utilisateurs ayant besoin d'une très grande précision et effectuant des missions de secours.

Le télépéage



Figure 6: Télépéage (portique d'autoroute et boîtier)

Tout d'abord réservé à un marché de niche, cette application a tendance à se déployer. Il existe en Europe deux types de badges de télépéage. Les premiers sont basés sur la localisation satellitaire et associé ou non au GSM. Grâce à une cartographie numérique embarquée, il est possible de déterminer si le véhicule est sur une portion de route à péage. Les montants dus sont stockés et transmis par communications via GPRS vers un système central qui assurera la facturation

Le second type de badge est une solution embarquée qui utilise uniquement la technologie microonde. Grâce au badge et à des antennes de réception située sur les péages des autoroutes, le véhicule est «marqué » en entrée et sortie du réseau payant. Le système central calcule la somme due qui sera facturée automatiquement. Cette solution intègre actuellement des puces en Arséniure de Gallium mais ce matériau va être remplacé progressivement par le Silicium Germanium moins coûteux.

Ce système présente un double avantage. En effet, en plus d'améliorer le confort de l'utilisateur en diminuant le temps d'attente au niveau des péages il permettrait, si il était massivement utilisé par les usagers de diminuer les émissions de dioxyde de carbone de l'ordre de 1,35 millions de tonnes par an grâce à la suppression des arrêts intempestifs générés par les péages par grande affluence.

Les applications Télécoms

Dans le domaine des télécommunications les microondes sont utilisées pour des applications variées allant de la téléphonie mobile aux connexions à internet en passant par le transfert de données à très haut débit.

La téléphonie mobile

Une des applications les plus connues dans le domaine des microondes est la téléphonie mobile. Elle s'est développée de manière exponentielle depuis l'apparition des premiers mobiles utilisant la norme GSM900 au début des années 1990.

Les réseaux de téléphonie mobile sont aussi appelés réseaux cellulaires en raison de leur architecture. Ils sont composés de plusieurs sous-cellules, chacune gérée par une station de base, dont la taille peut varier de quelques centaines de mètres dans les zones de couverture dense à plusieurs dizaines de kilomètres lorsque la couverture est plus faible.

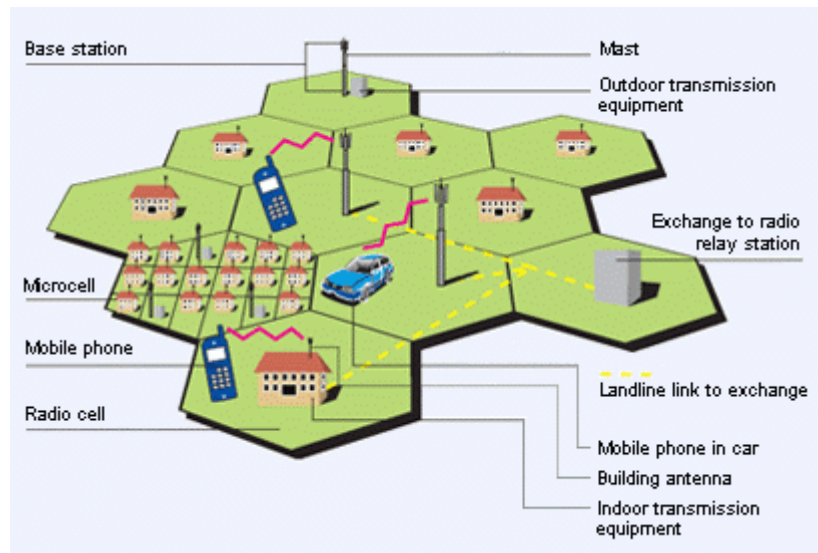


Figure 7: Réseau cellulaire

La première bande de fréquences dédiées aux téléphones mobiles est située autour des 900MHz avec une bande descendante de 935 MHz à 960MHz et une bande ascendante de 890MHz à 915MHz. Cette fréquence étant rapidement saturée, il a été nécessaire d'ajouter une bande de fréquences autour des 1800MHz. Le débit du GSM étant étudié uniquement pour transmettre un signal de type voix, d'autres normes ont été créées pour permettre la transmission de données.

La norme UMTS (Universal Mobil Telecom System) plus communément appelée 3G fonctionne aux alentours de 2GHz. Elle permet d'atteindre des débits plus élevés de l'ordre de 300kbit/s en utilisation nomade et de 2Mbit/s lorsque la connexion est établie depuis un point fixe.

Une norme concurrente de l'UMTS est la norme EDGE. C'est une évolution du GSM. Elle présente donc l'avantage sur l'UMTS d'utiliser des infrastructures déjà existantes et ainsi d'être moins onéreuse.

Les réseaux Wi-Fi

Ce terme commercial est donné par méprise pour être la contraction de Wireless-Fidelity. Par abus de langage, le terme réseau Wi-Fi désigne un réseau sans fil ou WLAN (Wireless Local Area Network) fonctionnant le plus couramment à 2.4GHz et répondant à la norme IEEE 802.11.

Cette solution s'est très fortement développée devenant incontournable notamment dans le domaine des réseaux informatiques mais aussi pour les équipements multimédia. Il est

maintenant possible de trouver des réseaux Wi-Fi dans de nombreux endroits tels que les hôtels, les bibliothèques et même parfois en pleine ville.

Plusieurs normes existent déterminant le débit et la portée du réseau. Un équipement Wi-Fi standard répondant aux normes 802.11b ou 802.11g a une portée de 32m en intérieur et de 95m en extérieur et le double pour un réseau à la norme 802.11n. La norme 802.11b permet un débit de l'ordre de 2Mbit/s, la 802.11a est plus intéressante pour les réseaux informatique car elle peut atteindre un débit de 54Mbit/s. La norme 802.11n en Draft 2 est peu répandue mais permet en théorie d'atteindre un débit de 300Mbit/s.

L'avantage de cette solution est de permettre la mise en place d'un réseau local très facilement car ne nécessitant pas de câblage, il suffit de posséder un récepteur Wi-Fi pour pouvoir se connecter à un réseau.

Le premier inconvénient du Wi-Fi vient de la fréquence qu'il utilise. En effet, la bande de fréquences situées autour de 2.4GHz est une bande ISM libre où un nombre important d'applications telles que le Bluetooth coexistent. De plus un trop grand nombre de réseaux dans un espace restreint peut entraîner une pollution et ainsi empêcher l'accès au réseau souhaité.

Un autre défaut inhérent aux réseaux sans fil est la sécurité, il est très facile de capter un réseau Wi-Fi. Pour contrer ce problème, des clés de cryptage sont apparues. La plus récente, la WPA2 assure un niveau de sécurité très important rendant le piratage d'un réseau quasi impossible.

Le LMDS Local Multipoint Distribution Service

Cette liaison radio fonctionnant à une fréquence de 28GHz ou 40GHz (elle peut différer selon les pays) permet d'effectuer la connexion entre un point fixe vers plusieurs localisations. Cette transmission a une portée d'environ 5km. Elle permet d'atteindre des débits de 32Mbit/s et le transfert simultané de données, de la voix et de la vidéo. Elle est donc adaptée pour parcourir les derniers kilomètres d'une liaison dans les zones non desservies par le service souhaité.

Comme son nom l'indique, cette solution est donc locale, sa portée étant relativement restreinte. Une seule station de base permet de gérer une connexion bidirectionnelle vers plusieurs dizaines, voire plusieurs centaines, d'utilisateurs. Dans le sens descendant il y a

donc une liaison de type « point-to-multipoints » tandis que dans le sens ascendant elle est de type « point-to-point ».

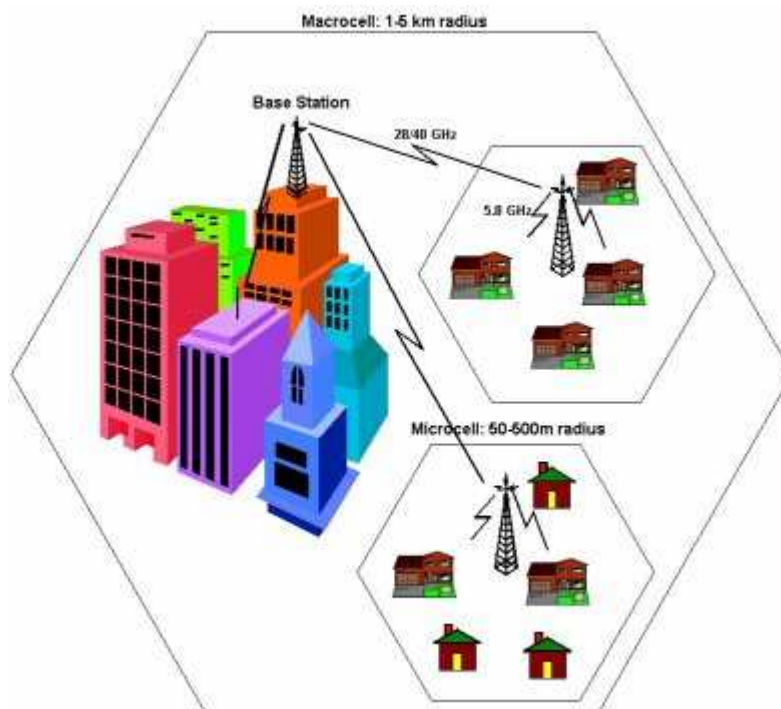


Figure 8: Connexions via LMDS

Cette solution permet notamment d'acheminer une connexion au réseau Internet à haut débit vers des zones non éligibles aux autres services tels que l'ADSL. Sa facilité de mise en place la rend très intéressante car elle ne nécessite pas les infrastructures et opérations lourdes causées par la mise en place d'un réseau filaire. Ainsi, le système LMDS est en parfaite adéquation avec le marché actuel qui tend à limiter au maximum les coûts de mise en place et d'exploitation.

I.3 Modules microondes

Un module microonde est en général un dispositif d'émission/réception composé de plusieurs éléments permettant le traitement du signal reçu/émis afin de réaliser une liaison radiofréquences. Chaque élément aura un rôle distinct et composera une chaîne comme le montre la Figure 9.

En mode de réception, le signal reçu par l'antenne est parasité et doit donc être filtré. De plus, sa puissance étant très faible il doit être amplifié avec le moins de bruit possible. Le signal

étant transmis sur une porteuse il faut que le signal d'origine soit récupéré pour ensuite être traité par l'électronique à basse fréquence.

En émission, la fréquence du signal est augmentée grâce à la modulation par une porteuse. Il est ensuite très fortement amplifié puis filtré pour éliminer les parasites générés par l'amplification pour être transmis grâce à une antenne qui peut être soit la même que l'antenne de réception soit une autre antenne.

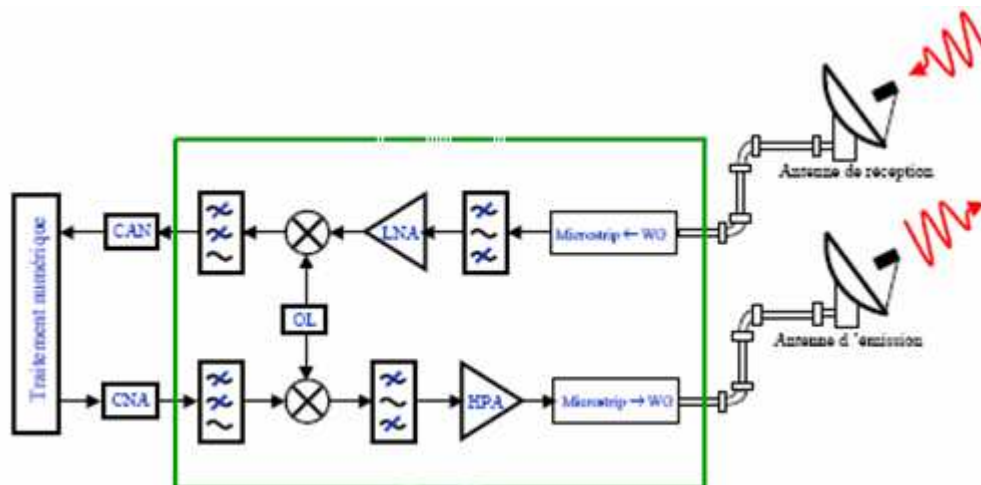


Figure 9 : Chaîne d'émission/réception

Les antennes d'émission ou de réception sont les éléments qui permettent au dispositif de communiquer avec l'extérieur. Il existe de nombreux types d'antennes dont la géométrie est adaptée à l'application pour laquelle elle est destinée. A l'émission, l'antenne doit être capable de transmettre des signaux de forte puissance pouvant aller jusqu'à plusieurs dizaines de watts tandis que pour la réception elle doit être capable de capter un signal de très faible puissance. Il est nécessaire dans les deux cas que le signal acheminé du dispositif vers l'antenne soit le moins perturbé que possible.

Les filtres sont très importants car ils permettent de supprimer les signaux non désirés. A la réception, ils permettent de diminuer le bruit en dehors de la bande utile. Ils doivent présenter de très faibles pertes le signal reçu ayant une faible puissance. A l'émission, ils permettent d'éliminer les harmoniques générées par les non-linéarités du système et de créer une isolation.

L'amplificateur faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) [17] est un élément primordial de la chaîne de réception. Il permet d'amplifier le signal reçu par l'antenne et détermine donc la sensibilité du module. Son facteur de bruit doit être très faible, de l'ordre de 2dB.

L'amplificateur de puissance ou HPA (High Power Amplifier) [18] est l'élément qui amplifie le signal de sortie du dispositif afin de lui fournir une puissance suffisamment élevée pour qu'il puisse être capté par un autre dispositif. Son rendement doit être important pour limiter les pertes sous forme de chaleur et la puissance du signal continu consommé, élément primordial pour les dispositifs nomades qui ont besoin d'une grande autonomie comme les satellites. L'amplificateur se doit aussi d'être linéaire afin de ne pas déformer le signal émis.

L'oscillateur local génère un signal de fréquence constante qui, une fois multiplié avec le signal de base, crée un signal modulé qui sera émis. L'oscillateur local permet aussi de diminuer la fréquence du signal reçu afin qu'il soit traité par l'électronique à basses fréquences.

Dans ce paragraphe, nous nous sommes intéressés aux applications microondes dans divers domaines de la vie quotidienne et nous avons décrit brièvement les principaux composants et modules microondes. Nous allons maintenant nous intéresser au packaging de ces éléments. .

II Packaging

II.1 Introduction :

Qu'est ce que le Packaging

Dans le langage courant le terme Packaging qui provient de l'anglais désigne tout ce qui est emballage et plus généralement la conception de ces emballages. En micro électronique ce terme à une signification quelque peu différente. Il désigne le fait d'intégrer un module ou une puce à l'intérieur d'un boîtier.

Intérêt du Packaging

Pour comprendre l'intérêt du packaging en micro-électronique, il est nécessaire de penser en terme de module. En effet, un produit est constitué de plusieurs fonctions comme l'amplification du signal, la modification de la fréquence de travail, le filtrage...

Ces fonctions peuvent dans certains cas être intégrées sur une seule puce. Ainsi, il n'y a qu'un élément à manipuler lors de l'intégration du système dans un ensemble plus vaste. Cependant, cette méthode appelée « System on a Chip » (SOC) implique que le circuit intégré devient extrêmement complexe et risque d'être spécifique à une seule application ou système électronique. Cela entraîne un coût élevé. De plus, des contraintes supplémentaires apparaissent notamment au niveau des dimensions de la puce qui deviennent très grandes. La puce ayant une épaisseur très faible, sa grande surface la rend très fragile et difficile à assembler.

Une seconde approche, offrant plus de flexibilité consiste à placer un ou plusieurs circuits intégrés dans un même boîtier. Suivant le nombre de fonction et leur complexité intégrée au sein d'un même boîtier, il est possible de parler de System In Package (SIP). Ce concept fait alors opposition au SOC décrit plus haut. Le niveau de fonctionnalité est cette fois-ci atteint au niveau d'un boîtier et plus au niveau d'une puce seule. Pour ce qui est du système final, un certain nombre de boîtiers seront alors assemblés pour atteindre le niveau de fonctionnalité visé. Plusieurs avantages :

- Plus grande flexibilité de conception et de modification des designs
- Meilleure isolation entre fonctions
- Procédés d'assemblage des boîtiers simples en comparaison de ceux utilisés pour des puces nues.

Le boîtier, est aujourd'hui un moyen de permettre la réduction de coût du système électronique en simplifiant les étapes d'assemblage. Les boîtiers à montage de surface (CMS) sont ceux qui permettent les gains de coût d'assemblage les plus forts.

Au-delà de la réflexion en terme de système, il est important de noter qu'une puce en Arséniure de Gallium a une épaisseur de l'ordre de la centaine de microns et sa taille est en général de quelques millimètres carrés. La faible épaisseur entraîne une grande fragilité de la puce et ses faibles dimensions la rendent difficile à manipuler. Afin de limiter les contraintes lors de l'assemblage d'un module il est devenu nécessaire de remplacer les puces nues par des puces intégrées à l'intérieur d'un boîtier. De plus, l'assemblage d'un boîtier sur son substrat d'accueil est relativement simple. En effet, pour un boîtier à montage de surface, il suffit de braser ce dernier sur le substrat alors que pour une puce nue, il est aussi nécessaire de la câbler avec du fil d'or. Cette opération devant être quasi transparente dans le prix du module, le boîtier se doit d'être très faible coût. Longtemps cantonnée aux applications basse fréquences et destinées à la production de masse, la demande de mise en boîtier bas coût des puces est de plus en plus forte dans les domaines tels que la défense qui, même si elle donne la priorité aux performances, souhaite également voir diminuer les coûts.

Impact du Packaging

Au niveau du système, on constate que l'utilisation de boîtiers bien adaptés à l'application permet en premier lieu une réelle économie en particulier au niveau des coûts d'assemblage. Il est nécessaire que ce coût soit le plus faible possible afin de ne pas se répercuter sur le produit fini. Le type de boîtiers utilisés sera choisi en fonction de critères tels que le coût et les performances de ce dernier. Pour certaines applications comme le spatial on favorisera les performances du boîtier telle que l'herméticité et pour d'autres, en général les produits commerciaux, telles que l'automobile ou les télécommunications on tendra à diminuer le coût au maximum. Au-delà du coût, la mise en boîtier d'une puce modifie les performances brutes de cette dernière. En effet, une puce intégrée à l'intérieur d'un boîtier doit être connectée au reste du module. La méthode la plus fréquemment utilisée est le câblage par fil d'or (Figure 10).

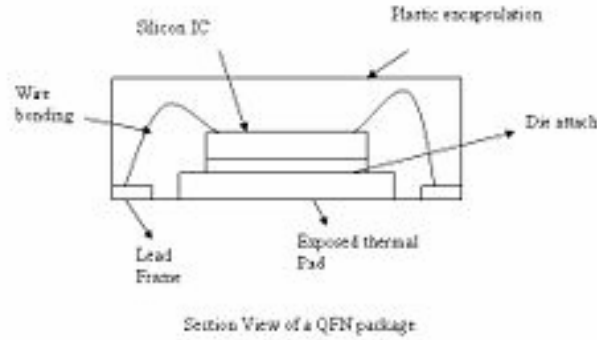


Figure 10: puce en boîtier

Dans les bandes de fréquences microondes, ce type de câblage a un impact assez important car ajouter un fil revient à ajouter une inductance aux bornes de la puce. Il est possible de compenser en partie cette perturbation en ajoutant un réseau d'adaptation sur la puce mais cette solution reste bande étroite.

II.2 Evolution:

Comme nous venons de le voir, le packaging d'une puce doit à la fois avoir un faible impact sur le coût d'un module mais aussi sur les performances de la puce [19-20]. C'est dans le but de répondre de la meilleure façon à ces deux objectifs que les boîtiers sont en constante évolution. D'un boîtier global intégrant un module complet, la demande a évolué vers l'intégration de puces individuelles dans un boîtier.

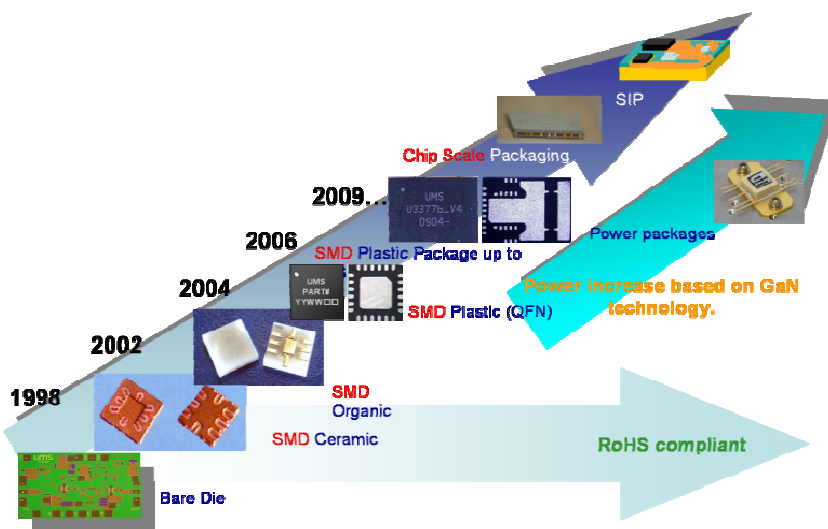


Figure 11: Evolution de l'offre packaging d'UMS

Le premier type de boîtiers à avoir été utilisé de manière significative dans le domaine des microondes pour intégrer les puces en Arséniure de Gallium est la topologie à base de céramique (Figure 12).

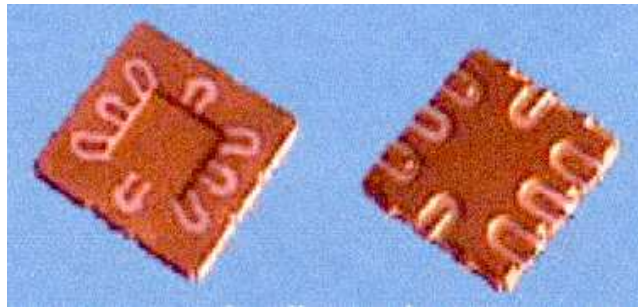


Figure 12: Boîtier céramique

Une des raisons pour laquelle ce type de boîtier a été choisi est liée au fait que le matériau utilisé, l'alumine (Al_2O_3), a une expansion proche de celle de l'Arséniure de Gallium, de l'ordre de 6 à 7 ppm/°C. En effet, lors de la mise en place du boîtier sur une carte-mère, celui-ci sera brasé ce qui nécessite une température élevée. Si la puce ne se comporte pas de la même manière que le boîtier il y a un risque de détérioration de la puce ou du boîtier (Figure 13). Un autre avantage présenté par les boîtiers céramiques vient du fait qu'ils sont très hermétiques. Ils absorbent très peu l'humidité qui peut détériorer les performances de la puce ou détruire le boîtier lors de la brasure. En effet, l'humidité se détend fortement lorsqu'elle augmente en température pouvant générer des craquelures dans le boîtier et le rendre impropre à toute utilisation.

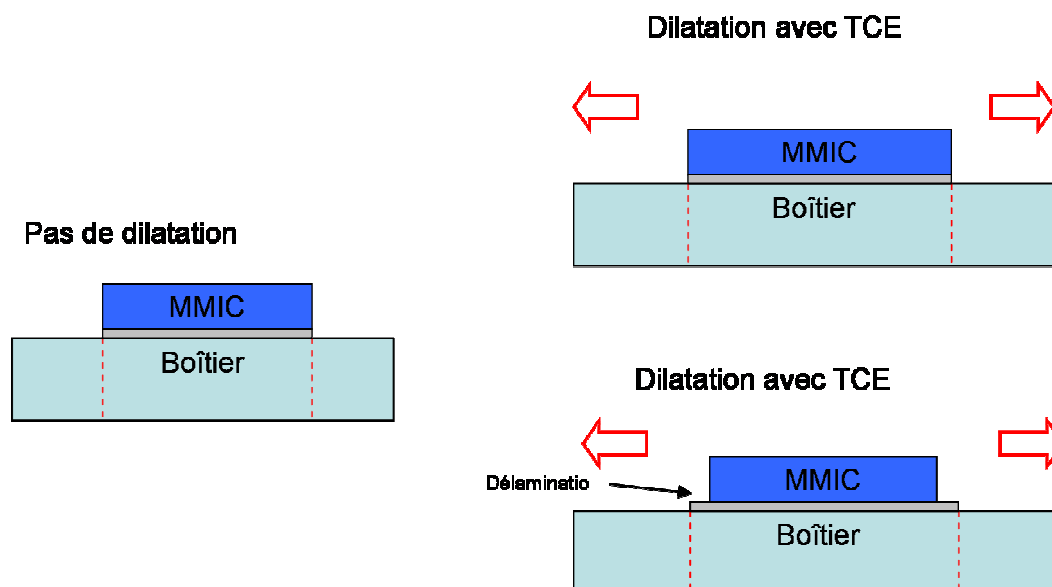


Figure 13: Dilatation thermique d'un boîtier et d'une puce

L'inconvénient majeur de ce type de boîtiers est son coût très important qui se répercute sur le prix de la puce en boîtier. Il a donc fallu se tourner vers un type de boîtiers moins coûteux pour les applications favorisant une baisse des coûts aux performances. Les types de matériaux utilisés pour ces nouveaux boîtiers sont des matériaux organiques (Figure 14).

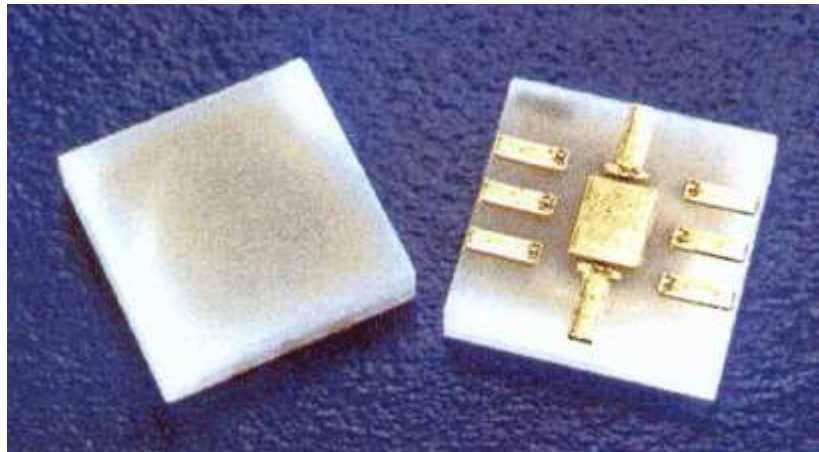


Figure 14 : Boîtier à base de matériaux organiques

Le problème majeur de ce type de boîtier vient du fait qu'ils sont perméables à l'humidité. Ils ont donc une durée de vie limitée et ne répondent plus aux exigences des clients. De plus, bien que n'étant pas onéreux, leur prix est resté stable. Or, le marché évoluant, la demande de baisse de prix est de plus en plus forte pour les domaines demandant une production de masse comme l'automobile.

Pour diminuer à nouveau l'impact du boîtier sur le prix de la puce il a été nécessaire de s'orienter vers un type de boîtier capable d'être produit en très grande quantité et avec des matériaux peu onéreux. Les boîtiers plastiques répondent à ces exigences. En effet, l'utilisation de ce type de boîtiers permet de réaliser l'intégration de la puce sur de grandes chaînes de production diminuant ainsi tous les coûts liés à cette opération. Comme le montre la Figure 15, cette diminution est très importante notamment au niveau de la part dédiée à l'assemblage en lui-même.

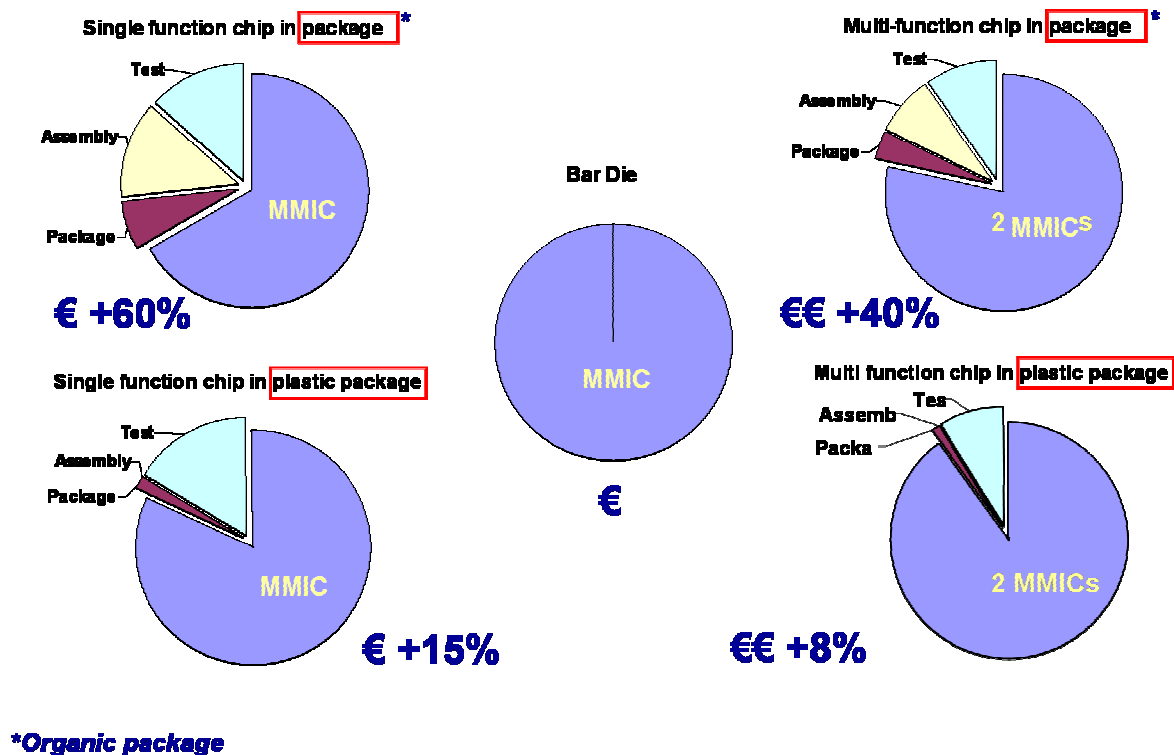


Figure 15 : Proportions des coûts pour une puce en boîtier

Il existe de nombreuses topologies de boîtiers plastiques (Figure 16). Les plus communs sont les Dual In-line Package (DIP) apparus en 1965, ils sont principalement utilisés pour les portes logiques. Ils ont une forme rectangulaire et possèdent deux rangées de pattes parallèles qui traversent la carte d'accueil préalablement percée pour être soudées à l'arrière de cette dernière. Les Small-Outline Integrated Circuits (SOIC) sont les descendants des DIP ont une surface de 30% à 50% inférieure. De plus, ce sont des composants assemblables en surface, le perçage de la carte d'accueil n'est donc plus nécessaire. Les boîtiers de type Quad Flap Package ou QFP sont plus compacts que les topologies précédentes car comme leur nom l'indique, ils sont carrés et possèdent des pattes sur chacune de leur face. Avec un écart compris entre 0.4mm et 1mm ils peuvent avoir de 32 à 200 pattes.

Le principal inconvénient des boîtiers DIP, SOIC et QFP vient du fait qu'ils possèdent des pattes pour effectuer la connexion vers la carte les accueillant. Ces pattes se comportant, à l'instar des fils à l'intérieur du boîtier, comme des inductances, leur longueur limite la montée en fréquences de tels dispositifs.

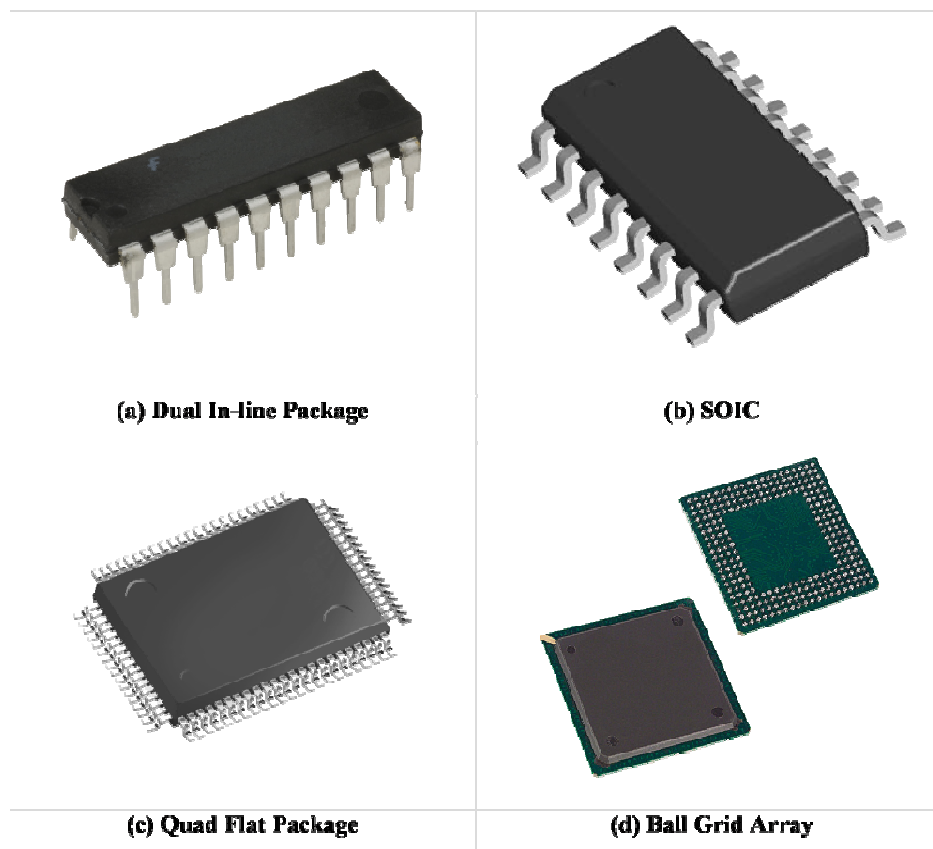


Figure 16 : Types de boîtiers plastiques

Les boîtiers Ball Grid Array ou BGA permettent de diminuer significativement l'influence de la connectique du boîtier sur les performances de la puce en supprimant les pattes. Elles sont remplacées par des billes de brasure assurant le contact avec le circuit imprimé. Les inconvénients de ce design viennent du fait que la connexion s'effectue grâce aux billes de soudure. En premier lieu, l'inspection visuelle lors du montage du boîtier sur une carte est rendue très difficile, la connexion se faisant sous le boîtier, il n'est pas possible de déterminer s'il y a un défaut. Il est donc nécessaire d'utiliser des appareils à rayons-X coûteux. L'autre problème pouvant apparaître est un risque de rupture de la soudure. En effet, les billes étant moins flexibles que les pattes, une différence entre le comportement thermique du boîtier et celui de la carte d'accueil ou des contraintes mécaniques fortes peuvent détruire la soudure. En ce qui concerne l'aspect thermique, le problème peut être contourné en utilisant des matériaux avec des caractéristiques thermiques proches, solution qui n'impacte pas le prix. On peut limiter les risques mécaniques en injectant une résine entre le boîtier et la carte mais cette étape ajoute une étape dans le procédé d'assemblage du boîtier sur la carte augmentant ainsi le coût global.

Les boîtiers QFN permettent d'éliminer le surcoût engendré par l'utilisation de résine nécessaire aux BGA car ils sont brasés sur une grande surface. De plus, leur structure très simple les rend très bas coût. La connexion vers le circuit imprimé est assurée par des pattes très courtes ne dépassant pas du boîtier permettant d'avoir une compacité proche des BGA (Figure 17). Comme les QFP, leur forme est carrée et ils possèdent des connexions sur chacune des faces. Bien que n'étant pas initialement prévus pour cette bande de fréquences, le profil de ces boîtiers les rend très intéressants pour les applications microondes.

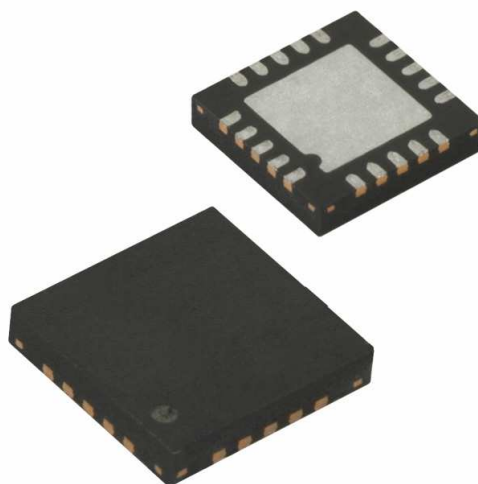


Figure 17 : Faces avant et arrière d'un QFN

Les QFN se divisent en deux catégories, ceux basés sur une cavité à air et ceux qui sont surmoulés (Figure 18). Chacune des deux architectures présente ses avantages et ses inconvénients.

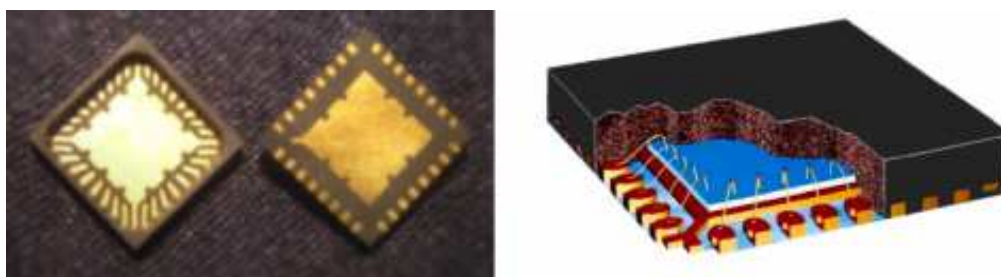


Figure 18 : 2 types de QFN

La topologie basée sur une cavité est un boîtier contenant de l'air. Une fois la puce en place et câblée, le boîtier est refermé hermétiquement. L'avantage de ce design vient du fait que la puce soit entourée d'air de permittivité effective égale à 1, elle ainsi a un comportement électrique identique à celui qu'elle aurait si elle était à l'air libre. La présence d'une cavité air

présente cependant un inconvénient, elle peut permettre l'accumulation d'humidité en surface de la puce. Le surmoulage résout ce problème d'humidité en éliminant le risque de présence d'eau liquide condensée en surface du circuit intégré. Cependant, les résines d'enrobage ne sont généralement pas hermétique et présentent un certain taux d'absorption d'humidité. Cependant, ce cas est moins critique pour le circuit intégré. D'un point de vue électrique, la résine ayant une permittivité supérieure à 1 et une tangente de pertes diélectriques supérieure à celle de l'air, elle pourrait dégrader les performances. En particulier, la permittivité effective vue par les éléments de la puce est modifiée par rapport au cas où ils se trouvent dans l'air. Cependant, cet effet est généralement négligeable pour les puces Arséniure de Gallium réalisée sur les technologies UMS, celles-ci comportant une couche protectrice BCB prise en compte lors du design. Au premier ordre, cette couche BCB constitue le diélectrique principal vu par les composants constituant la puce, ce qui limite la perturbation des lignes de champs électrique, la puce étant optimisée pour voir une permittivité supérieure à 1 (Figure 19).

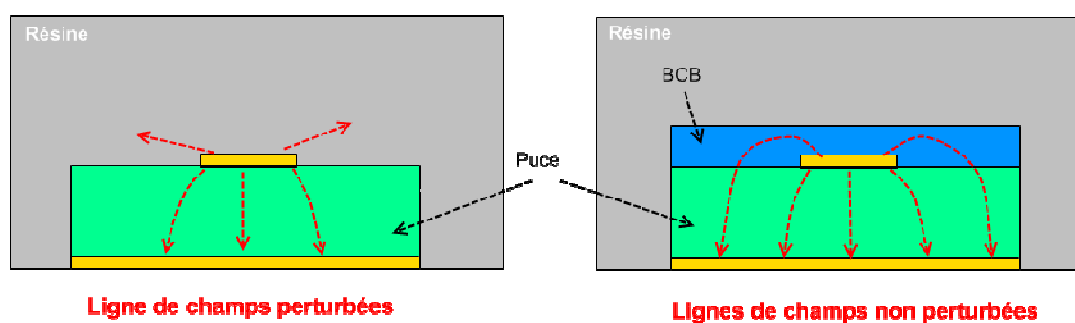


Figure 19 : Puces encapsulées dans la résine d'un boîtier plastique

La plus grosse limite de ce type de boîtiers est que le design standard de leurs pattes et la présence de fil d'or pour connecter la puce limitent leur fonctionnement aux fréquences situées au-dessous de 40GHz.

Compte tenu de limites de chaque topologie, plusieurs types de boîtiers sont utilisés aujourd'hui comme le montre la Figure 20. Nous pouvons constater que plus la fréquence est élevée et plus le coût du boîtier est important. L'objectif est donc de diminuer lorsque cela est possible le coût du boîtier aux hautes fréquences en augmentant la limite de fonctionnement des boîtiers plastiques notamment.

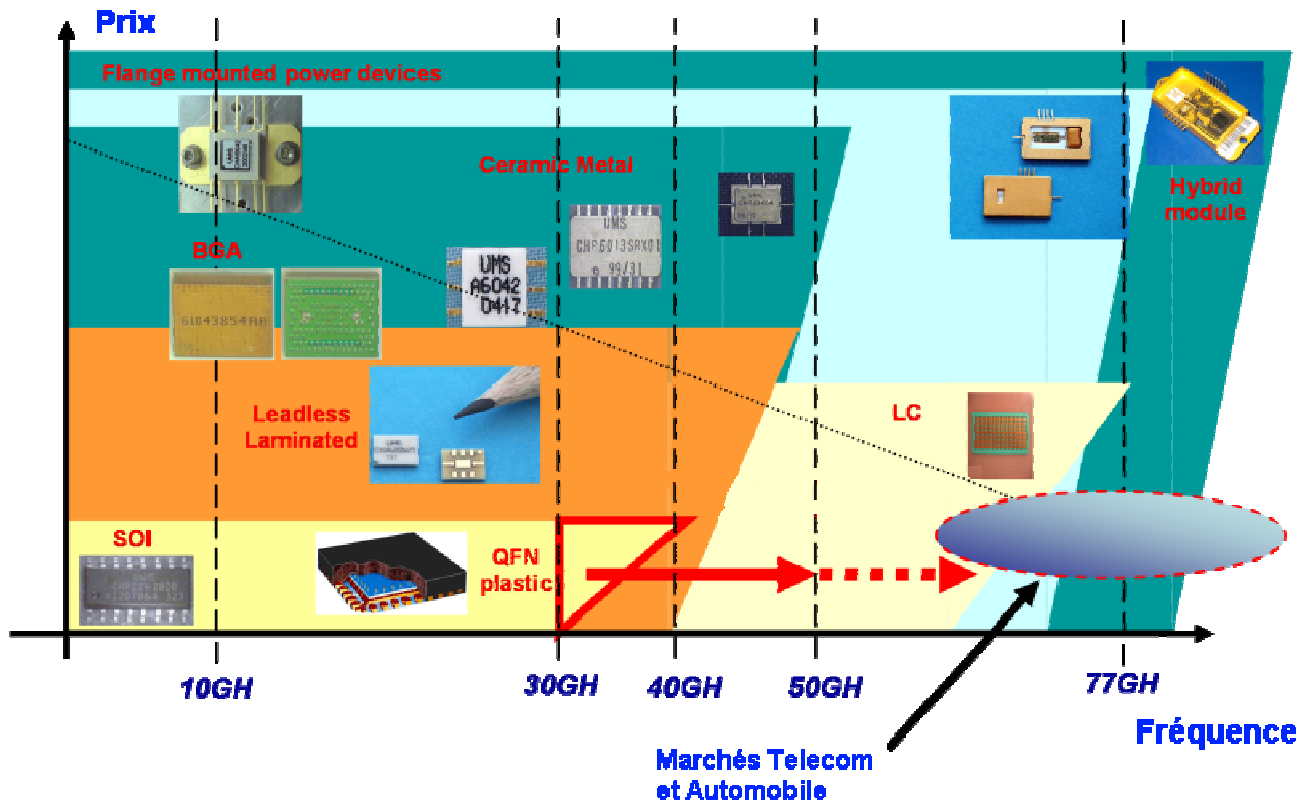


Figure 20 : Boîtiers en utilisation

Les évolutions envisageables devront avoir pour objectif de dépasser cette limite tout en conservant un design proche du procédé standard afin de ne pas entraîner un surcoût trop important. Nous verrons par la suite deux topologies permettant pour l'un d'atteindre les 45GHz et pour l'autre de travailler dans la bande de fréquence autour des 80GHz.

III Simulations électromagnétiques

L'augmentation de la demande en termes de fonctionnalités pour les modules microondes ainsi que la saturation des bandes de fréquences inférieures nécessitent une augmentation de la fréquence de fonctionnement des équipements. Ainsi, à cause de ce phénomène couplé à la réduction de la taille des systèmes, les dimensions des circuits sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde du signal. Il est donc possible que des modes parasites apparaissent. Les logiciels de simulation de circuits tels que Agilent ADS ne prenant pas en compte ces phénomènes il est devenu nécessaire de faire des études plus poussées grâce à des outils de simulations électromagnétiques et méthodologies associées [21].

Ce type de simulations, bien que plus précis, a un inconvénient majeur en comparaison avec les simulations de type circuit. En effet, alors qu'un logiciel de type circuit chaîne les modèles des différents éléments du circuit, le logiciel de simulations électromagnétiques résout les équations de Maxwell pour le circuit complet ou préalablement découpé en segments. Les constantes de simulation en terme de temps CPU sont donc très différentes entre ces deux approches. De plus, plus la fréquence de simulation est élevée, plus la longueur d'ondes est faible et les mailles petites. Ainsi, l'augmentation de la fréquence de travail d'un système augmente le nombre de mailles nécessaires pour le simuler allongeant d'autant plus la durée du calcul. Cependant, les progrès au niveau du matériel informatique et des algorithmes de calcul permettent aux logiciels de simulation électromagnétiques de devenir intéressants voire indispensables dès la phase de conception.

Principales méthodes d'analyse:

Il existe différentes méthodes de calcul pour les analyses électromagnétiques. Nous allons les décrire en détaillant plus particulièrement la méthode FDTD qui sert de base au logiciel CST MicroWave Studio qui sera utilisé par la suite.

Méthode des moments

Aussi connue sous l'acronyme MoM (Method of Moments en anglais), c'est une méthode qui s'applique aux systèmes en deux dimensions [22]. Elle consiste en la résolution des équations de Maxwell le long d'un plan plutôt que dans un espace en trois dimensions. L'analyse

pouvant inclure plusieurs plans cette méthode est considérée comme $2D^{1/2}$. La hauteur des diélectriques composant le système est prise en compte, à condition qu'ils soient homogènes.

La structure est découpée en éléments discrets de forme rectangulaire.

L'analyse permet d'obtenir les paramètres [S] par le calcul de la distribution de courant le long de chaque élément du circuit grâce à l'annulation des champs électriques tangentiels. Le calcul se fait par la méthode de Galerkin résolvant les équations intégrales dérivées des équations de Maxwell.

Cette méthode est donc particulièrement adaptée pour l'étude de systèmes planaires tels que les lignes de transmission d'un circuit MMIC. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne permet de résolution en trois dimensions et par conséquent elle ne prendra pas en compte certains phénomènes électromagnétiques parasites. Nous n'utiliserons donc pas les logiciels tels que « Momentum », « Sonnet » ou « Ansoft Designer » pour les études détaillées par la suite.

Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis appliquée en électromagnétisme est une méthode d'analyse fréquentielle en trois dimensions basée sur la résolution des équations de Maxwell prises au sens des distributions [23-24]. Les champs électromagnétiques sont déterminés sur les sommets de chaque élément de base constituant le maillage. Ces éléments sont soit triangulaires pour une structure plane ou tétraédriques pour une structure volumique. Les champs sont calculés de proche en proche 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. Réciproquement, on obtient la formulation H en exprimant les équations en fonction du champ magnétique.

Une fois le système d'équations obtenu, il y a deux méthodes différentes pour le résoudre. On peut opter pour une résolution en oscillations libres qui permet en l'absence d'excitation de définir les valeurs propres ainsi que la distribution des champs électromagnétiques. La résolution en oscillations forcées permet quant à elle de calculer les paramètres [S] de la structure dans les différents accès que l'on aura déterminés à l'avance.

La structure étudiée doit être obligatoirement bornée pour limiter le maillage. Pour ce faire, il existe plusieurs types de conditions aux limites telles que les courts-circuits électrique et

magnétiques (CCE et CCM), les impédances de surface ou des conditions absorbantes permettant de simuler l'espace libre telles que les conditions aux limites absorbantes (CLA) ou les couches parfaitement adaptées (PML : Perfectly Matched Layers).

Le principal avantage de la méthode des éléments finis vient de la forme de son maillage qui est constitué d'éléments tétraédriques. Cette forme géométrique permet une grande souplesse en autorisant une variation de la taille des mailles localement. Ainsi, il est possible de mailler plus finement certaines zones spécifiques de l'espace de calcul qui ont une forme complexe, des dimensions très faibles par rapport à la zone de calcul ou des zones de champs forts. Ce type de maillage est donc bien adapté à l'étude de tous les types de dispositifs, ce qui donne un aspect très généraliste à cette méthode de simulation EM.

De plus, un des intérêts de l'analyse fréquentielle est d'être très bien adapté à l'étude de structures résonantes (comme des filtres hyperfréquences par exemple) et/ou à l'étude de structures susceptibles de présenter des résonances (recherche de modes parasites dans les modules). Des techniques de calcul appropriées par approximation de Padé notamment permettent aujourd'hui de mener des analyses sur de larges bandes fréquences (quelques dizaines de pourcent autour d'une fréquence centrale) tout en limitant le nombre de calculs électromagnétiques (en général un par bande). Ces techniques ont été validées au cours de ces dernières années et sont aujourd'hui couramment utilisées par des logiciels de laboratoire et commerciaux. Bien entendu, les performances en temps de calcul sont directement liées aux ressources informatiques.

L'inconvénient de la méthode des éléments finis est qu'elle est généralement couteuse en terme d'espace mémoire et notamment lors de l'analyse de structures complexes.

Méthode FDTD :

La FDTD ou Finite Difference Time-Domain appartient à la catégorie des méthodes d'analyse basées sur une résolution temporelle dans un espace tridimensionnel [25-26]. Ces bases ont été définies par Kane Yee en 1966 [27] puis la méthode a été décrite par Allan Taflove en 1980 [28]. Depuis les années 90 la technique FDTD est utilisée pour modéliser des applications allant des très basses fréquences jusqu'aux hyperfréquences (pour les radars, antennes et communications sans fils...). Il existe 27 logiciels commerciaux et une dizaine de logiciels libres basés sur cette méthode, ce qui montre l'intérêt porté à cette méthode.

Les équations de Maxwell dépendant du temps sont discrétisées en utilisant les approximations basées sur les dérivées centrées dans l'espace.

En étudiant les équations de Maxwell, on peut se rendre compte que la dérivée temporelle du champ électrique dépend des changements du champ magnétique dans l'espace et de la valeur initiale du champ électrique. Il en est de même pour le champ magnétique que l'on peut obtenir grâce à la distribution spatiale du champ électrique. Les équations résultantes sont résolues de la manière suivante : les composants du champ électrique vectoriel sont calculés à un temps donné dans un volume donné puis les composantes du champ magnétique sont calculées pour le même volume mais à l'instant suivant. Le procédé est répété jusqu'à obtention de l'état transitoire ou stable souhaité.

Utilisation de la FDTD

Pour utiliser la méthode FDTD il est nécessaire de définir un domaine de calcul qui sera le domaine physique du système que l'on souhaite analyser. Les champs électromagnétiques étant calculés dans chaque maille, il est nécessaire de définir le matériau qu'elle contient. Ce matériau peut être de l'air, du métal ou un diélectrique qui seront caractérisés par leur perméabilité, leur permittivité et leur conductivité électrique. Il faut ensuite définir une source de signal. Elle peut être une onde plane, un courant électrique ou un champ électrique en fonction de l'application.

Une fois le domaine de calcul et la source de signal décrits, l'analyse peut être effectuée. Comme ce sont les champs qui sont calculés, il est possible d'effectuer un post-traitement pour obtenir des matrices décrivant les paramètres S. Ce traitement peut avoir lieu après ou pendant la simulation. Le domaine de calcul étant limité, il est possible d'obtenir les champs lointains grâce à une transformation de champs proches vers champs lointains [29].

Avantages et défauts de la FDTD

Comme toute méthode d'analyse, la FDTD a ses avantages et ses défauts. Un de ces inconvénients vient du fait que le maillage doit à la fois être suffisamment fin pour prendre en compte les plus petites longueurs d'ondes et les plus petits éléments géométriques. Il est possible d'obtenir un nombre de mailles très grand qui augmentera de manière très importante le temps de calcul. En effet, le maillage hexaédrique étant moins souple que le maillage tétraédrique, un élément très fin par rapport aux dimensions du dispositif simulé fera croître

dramatiquement le maillage. De ce fait, les éléments tels que les fils de connexion ou les capacités MIM sont difficiles à mailler.

Comme cette méthode calcule les champs électromagnétiques en tout point du domaine étudié, il est nécessaire que celui-ci soit borné. Il existe plusieurs types de conditions aux limites (CCE, CCM...) mais représenter des conditions d'espace libre peut s'avérer complexe car il faut simuler le fait que l'onde continue à se propager après la limite. De plus, si on désire connaître la valeur des champs électromagnétiques à une certaine distance, il est possible que cette distance impose un domaine de calcul trop important. Il est vrai qu'il existe des extensions de cette méthode pour inclure le calcul des champs lointains mais cela nécessite une part importante de post-traitement [30].

Cette méthode présente des avantages très intéressants. Comme les champs électromagnétiques sont connus partout dans l'espace étudié et à tout instant, il n'y a pas besoin de calcul supplémentaire pour pouvoir effectuer une animation des ces derniers à l'intérieur de la structure pour étudier leur propagation. Cette animation, en complément de la connaissance des phénomènes électromagnétiques, peut aider à mieux comprendre la cause de problèmes éventuels.

La FDTD est une technique de calcul dans le domaine temporel. En utilisant un signal approprié comme source, il est possible d'obtenir une réponse sur une bande de fréquences très étendues grâce à une seule simulation par le biais d'une transformée de Fourier ou FFT. Il faut toutefois prêter une attention particulière à la précision et au pas de calcul

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que le coût était un aspect de plus en plus important dans la conception de modules hyperfréquences devenant un des facteurs prépondérants. La diminution des coûts permet une démocratisation de systèmes jusqu'à présent réservés à un marché haut de gamme.

Dans ce contexte, il devient nécessaire de réduire l'impact de chaque poste sur le prix global. Un des postes évoluant sous cette influence est le packaging des puces composant le module hyperfréquences. Cette évolution ne doit pas se faire au détriment des performances et ce, malgré l'utilisation de matériaux et procédés moins onéreux.

Afin que les nouveaux systèmes faible coût aient des performances similaires à celles des anciens systèmes plus onéreux, il est devenu primordial d'utiliser les outils de simulation électromagnétiques qui apportent une aide très importante lors de l'étape de conception.

Les études présentées dans ce rapport s'inscrivent dans ce contexte. Nous verrons dans les chapitres suivants l'apport des simulations électromagnétiques grâce à l'évolution des méthodes et outils numériques et informatiques appliqués à la conception de puces et boîtiers hyperfréquences en prenant en compte l'ensemble de la problématique liée aux connexions, aux modes de résonances parasites, aux couplage EM parasites

Références bibliographiques

[1] "Millimeter-Wave Technology"

B.S. Perlman

A tutorial given at the FCC, Sept. 6, 1995.

[2] "Microwave engineering"

D.M. Pozar

Addison-Wesley series in electrical and computer engineering

[3] "Millimeter wave radio technology"

Frans Verslius

Microwave Engineering Europe, November 2008

[4] "Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications"

FCC Bulletin Number 70, July, 1997

[5] "Attenuation by Atmospheric Gases"

CCIR Doc. Rep. 719-3, ITU 1990.

[6] "Attenuation by Hydrometers, In Particular Precipitation and Other Atmospheric Particles"

CCIR Doc. Rept 721-3, ITU 1990.

[7] "Centimeter and Millimeter Wave Attenuation and Brightness Temperature due to Atmospheric Oxygen and Water Vapor"

E.K. Smith

Radio Science, Vol. 17, Nov.-Dec. 1982, pp. 1455-1464.

[8] "Application des microondes dans le domaine automobile"

M. Camiade

JNM, VIIIèmes journées nationales microondes, session invité, Lille – Mai 2003

[9] "Millimeter Wave Automotive Radars, RF Sensors and Communication Equipment"

United Monolithic Semiconductors

IWPC, October 18-21 2004

[10] "Physique et Théorie du Radar"

J. Darricau

Tome 1, S.A SODIPE, 1993

[11] "Full MMIC millimeter-wave front-end for a 76.5GHz Adaptative Cruise Control Car Radar"

M. Camiade

IEEE MTT-S, Anaheim, 1999.

[12] "Fully MMIC-based Front End for FmCW Automotive Radar at 77GHz"

M. Camiade

EuMW, Paris, 2000.

[13] "L'harmonisation du spectre dans la bande de fréquences des 24 GHz en vue de l'utilisation limitée dans le temps par des systèmes radar à courte portée pour automobile dans la communauté"

La Commission Européenne, Viviane Reding

Journal officiel de l'Union Européenne, 17 janvier 2005, numéro C.

[14] "Annual Report to the President and the Congress"

U.S. Government Printing Office Superintendent of Documents, 1971

[15] "President Clinton: Improving the Civilian Global Positioning System"

Bill Clinton

1er mai 2000, NARA

[16] "Le projet européen Galileo de navigation par satellite : une multiplicité de services"

Jean Lizon-Tati, (sénior AAAF), d'après une conférence de Sylvain Loddo (ESA)

La Lettre AAAF, N° 1, janvier 2005, (ISSN 1767-0675)

[17] "Plastic Packaged High Linearity Low Noise Amplifier for 12-30GHz Multi-band Telecom Applications"

Estelle Byk, United Monolithic Semiconductors

IMS-2006

[18] "A K-band low cost plastic packaged high linearity Power Amplifier with integrated ESD protection for Multi-band Telecom applications"

B.Lefebvre, United Monolithic Semiconductors

IMS-2007

[19] "Driving Down Costs of Millimeterwave Automotive Radar Sensors--Towards the \$15 Short Range Sensor –MMIC Solutions for Automotive Radars: From Current Solutions Production Toward Large Volume Production"

M. CAMIADE, United Monolithic Semiconductors

IWPC, September 21st 2006

[20] "Advanced MMIC design for significant reduction of RF module cost"

K. Beilenhoff, B. Adelseck, M. Oppermann, P. Quentin, M. Camiade, H. Daembkes

IEEE EuMC – Octobre 2001

[21] "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"

D. Baillargeat

Habilitation à diriger des recherches, Université de Limoges - Décembre 2002

[22] "Modélisation EM 3D par la méthode des moments : développement d'un nouveau code parallélisé"

C. SCHAMPER

6^{ème} colloque GEOFCAN – 25-26/09/2007 – Bondy, France

[23] "Méthodes des éléments finis appliquée à des problèmes de propagation d'onde électromagnétique guidée"

M. Aubourg

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - Juillet 1985

[24] "Méthode des éléments finis et décomposition de domaines. Application à l'étude de l'interaction électromagnétique onde-composant"

J. Bras

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°24-2000 - Juillet 2002

[25] "Three-dimensional subgridding algorithm for FDTD"

M. Okoniewski, E. Okoniewska, M.A. Stuchly

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, n°3 - Mars 1997

[26] "An efficient PML for the absorption of evanescent waves in waveguides"

J.-P. Berenger

IEEE Microwave and guided wave letters 8.5, pp. 188-190 – Mai 1998

[27] "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media"

Kane S. Yee

IEEE AP-S Transactions, May 1966

[28] "Application of the Finite-Difference Time-Domain Method to Sinusoidal Steady-State Electromagnetic-Penetration Problems"

Allan Taflove

IEEE EMC, vol. EMC-22, N°3, August 1980

[29] "A novel method to analyse electromagnetic scattering of complex objects"

K. R. Umashankar, A. Taflove

Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on 24: 397–405, 1982

[30] "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method"

Allen Taflove and Susan Hagness

Artech House, Boston, 2005. ISBN 1-58053-832-0.

CHAPITRE II : MODELISATION ET OPTIMISATION DE BOITIERS PLASTIQUES DE TYPE QFN

Introduction

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, le packaging est devenu très important dans le domaine des puces MMIC pour les applications microondes. Les avantages que présente une puce en boîtier par rapport à une puce nue font que la demande de ce type de produit est de plus en plus importante diminuant d'autant le marché des puces nues. Actuellement, la puce nue n'est plus considérée comme le niveau le plus bas dans l'intégration de module comme cela était le cas quelques années auparavant. La monopuce packagée est aujourd'hui l'élément de base constituant un module microonde (Figure 21).

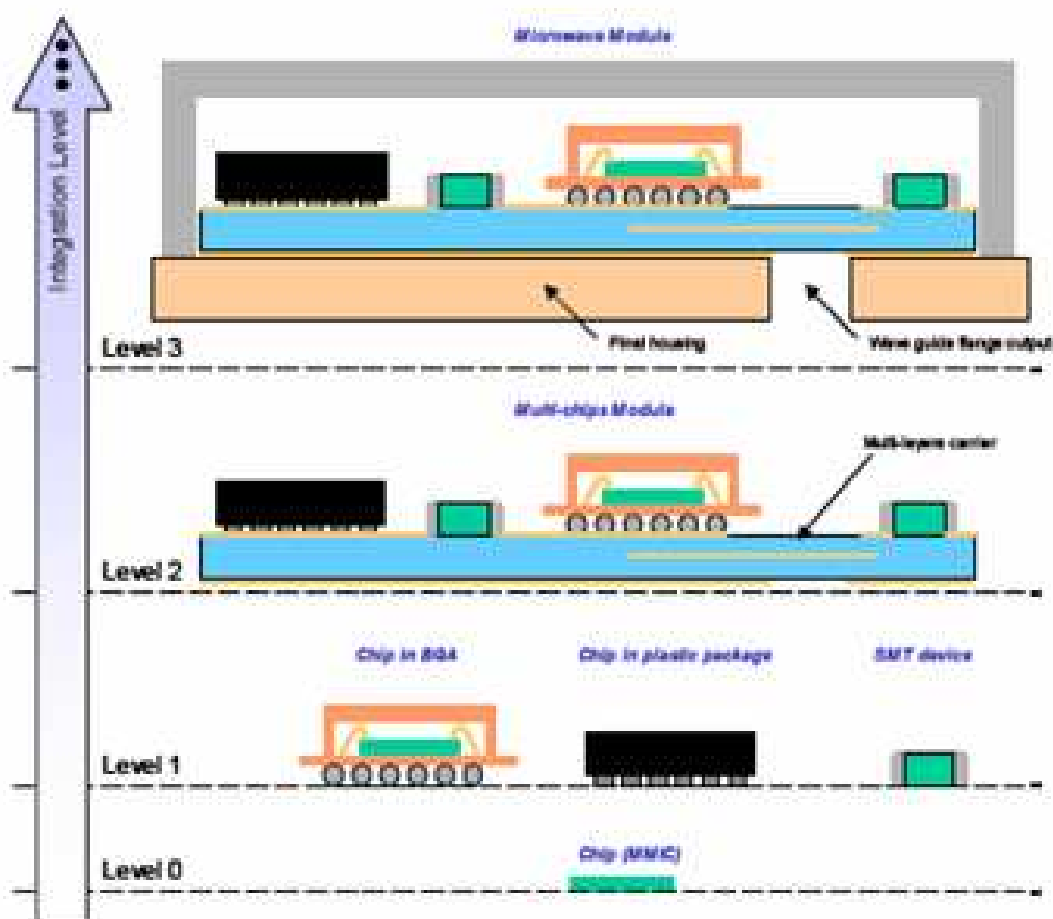


Figure 21 : Niveaux d'assemblage d'un module

Intégrer une puce dans un boîtier ajoute des contraintes liées aux connexions supplémentaires qu'il faut prendre en compte lors de la conception. De plus, l'ajout d'un boîtier augmente le coût du dispositif.

Une puce intégrée présente en revanche plusieurs avantages non négligeables. Le premier d'entre eux est lié à la robustesse. En effet, les puces microondes ont une épaisseur très faible de l'ordre de la centaine de microns pouvant atteindre $50\mu\text{m}$. Cette épaisseur peu importante rend les puces fragiles. Son intégration dans un boîtier permet d'avoir une brique de base plus solide et donc facile à manier par l'assembleur ce qui conduit à réduire l'impact du coût de l'assemblage de la puce à l'intérieur d'un module. En outre, en utilisant un type de boîtier standard, l'empreinte de ce boîtier est aussi standard ce qui simplifie la conception de la carte accueillant le boîtier. Ceci permet de diminuer une nouvelle fois l'impact sur le prix global du module.

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser plus particulièrement à un type spécifique de boîtiers plastiques à bas coût, les QFN ou Quad Flat No Lead (Figure 22) [1]. Dans un premier temps nous détaillerons leur architecture, puis nous les modéliserons grâce à un logiciel de simulations circuits. Nous verrons enfin une optimisation du design standard de ce type de boîtier qui améliore sensiblement les performances.

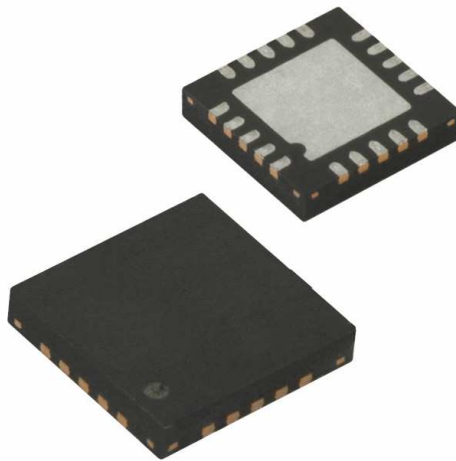


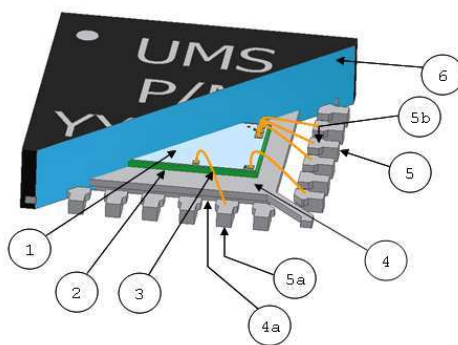
Figure 22 : Boîtier QFN

I Les boîtiers de type QFN

Un boîtier de type QFN (Quad Flat No-lead) est un boîtier permettant l'encapsulation d'une ou plusieurs puces. C'est un composant CMS (Composant Monté en Surface) ou SMT en anglais, c'est-à-dire qu'il suffit de le braser sur un circuit imprimé pour qu'il soit fonctionnel, contrairement à une puce nue qui nécessite une étape de collage puis de câblage. Ils sont aussi connus sous le nom de MLPQ (Micro Leadframe Package Quad) et QFP (Quad Flat Package), Leadless Plastic Chip Carrier (LPCC) ou LFCSP (lead frame Chip Scale package) mais aussi MCC (Micro Chip Carrier) et MLF (Micro Lead Frame package).

Il existe deux grandes familles de QFN dont la différence fondamentale provient de la méthode utilisée pour fermer le boîtier, les boîtiers surmoulés et les boîtiers avec cavité à air. Nous nous intéresserons plus particulièrement à la topologie surmoulée qui constitue la famille la plus bas coût de fabrication.

I.1 Architecture du boîtier



No.	Name	Material	Note
1	MMIC	GaAs	
2	Die attach	Epoxy resin with silver filler	
3	Bonding Wire	Gold	
4	Frame	Copper (C194) with Sn external finish	Sn finish on back side, see 4a
4a	Frame external Sn finish	Matte tin (Sn), thickness 400 µinch	Package's exposed surfaces only
5	Lead	Copper (C194) with Sn external finish	Sn finish on back side, see 5a Ag finish on top side, see 5b
5a	Lead external Sn finish	Matte tin (Sn), thickness 400 µinch	Package's exposed surfaces only
5b	Lead bond pad Ag finish	Silver spots (Ag), thickness <40 µinch max.	Lead's internal bond area
6	Mold Resin	Multi-Aromatic Resin (Br/Sb free)	

Figure 23 : Architecture d'un QFN surmoulé

Comme le montre la Figure 23, un boîtier QFN est composé de deux éléments principaux, il s'agit de la résine d'enrobage (6) et du leadframe (4, 5, 5a et 5b).

Le leadframe [2] peut être considéré comme le squelette du QFN. Il joue à la fois le rôle de connexions pour le boîtier puisqu'il inclut les pattes (5) mais aussi de support pour la puce avec la palette centrale (4). Les leadframes sont fabriqués par ensemble de 200 à 500 pièces par gravure d'une feuille métallique qui est en général épaisse de 200 μ m. Il est possible d'avoir un leadframe plus épais mais ce sera au détriment de la précision de gravure. Les leadframes sont connectés entre eux grâce à une barre métallique permettant ainsi qu'ils soient conditionnés en feuille.

Les boîtiers QFN étant des composants à montage de surface, ils sont prévus pour être brassés sur un circuit imprimé. Afin que la brasure ait une meilleure tenue et que les terminaisons du boîtier ne s'oxydent pas, une couche d'étain est appliquée sur la partie exposée du cuivre dont le leadframe est constitué.

Une fois le motif du leadframe gravé, il faut y fixer la puce [3-4]. Les signaux aux fréquences microondes étant très sensibles aux discontinuités, cette étape est critique et il faut que la résine d'assemblage soit disposée avec soins (Figure 24). Cette résine se doit d'être bonne conductrice électrique pour permettre un bon retour de masse au niveau de la puce et ainsi éviter des perturbations lors de la transmission du signal. Son épaisseur est de l'ordre de 10 μ m. Lors de l'assemblage, la pression exercée par la puce entraînera un étalement de la résine. Celle-ci étant en quantité importante afin de créer un retour de masse homogène sur la totalité de la puce, elle aura tendance à déborder de dessous la puce. La résine étant conductrice, il ne faut pas qu'elle mette en contact la palette avec les pattes en s'écoulant. Il faut donc que la palette ait une surface supérieure à la puce pour empêcher ce phénomène (Figure 24).

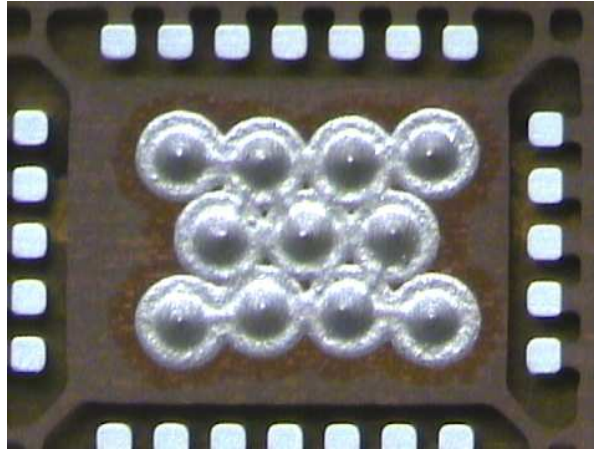


Figure 24 : Résine pour fixer la puce sur le leadframe (débordement résine)

Il faut ensuite que la puce soit connectée avec les pattes du leadframe pour permettre une transmission du signal vers l'extérieur du boîtier. Le câblage est effectué à l'aide de fils d'or d'un diamètre de $25\mu\text{m}$. Il est possible d'atteindre une précision de l'ordre de $10\mu\text{m}$ sur le placement des câbles en production. Comme le montre la Figure 25, le fil d'or a une forme de boucle dont la hauteur peut varier entre $50\mu\text{m}$ et $150\mu\text{m}$. Il est possible d'utiliser des doubles fils afin de diminuer l'inductance parasite engendrée sur les plots de signaux à très haute fréquence.

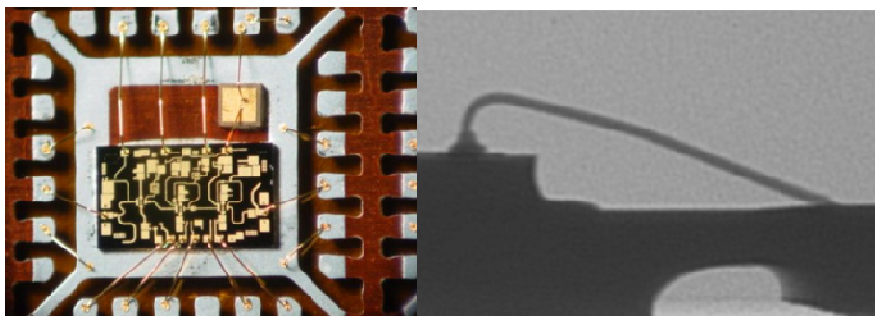


Figure 25 : Puce câblée sur un leadframe et forme du fil d'or

La dernière étape dans la fabrication des QFN surmoulés consiste à enrober l'ensemble leadframe et puce avec une résine d'enrobage qui fait office de protection pour la puce et on obtient une nappe de boîtiers (Figure 26). Chaque boîtier est placé dans un moule dans lequel la résine est injectée à une température de 135°C . La résine possède une permittivité relative peu élevée, de l'ordre de 3,6 entre 15GHz et 75GHz mais il est recommandé d'utiliser des puces avec une protection BCB pour éviter les perturbations sur le fonctionnement du circuit. Enfin, les boîtiers sont marqués grâce à un laser et ils sont séparés grâce à une scie.

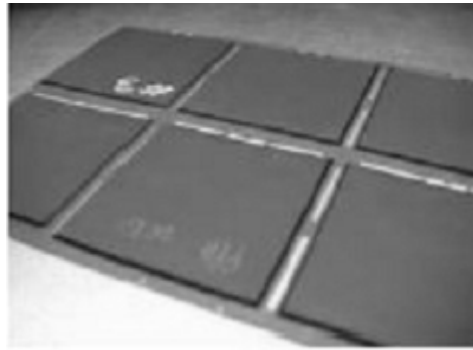


Figure 26 : Nappe de boîtiers QFN terminés

I.2 Avantages et inconvénients des boîtiers QFN

Un des inconvénients des boîtiers de type QFN vient du fait qu'ils sont composés de matériaux plastiques. Contrairement aux matériaux céramiques très peu perméables à l'humidité, les boîtiers plastiques absorbent l'humidité. Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, un boîtier chargé d'humidité peut entraîner plusieurs problèmes. Par exemple, les matériaux composants la puce encapsulée ou la leadframe du boîtier peuvent s'oxyder et détériorer les performances. De plus, lors de la brasure du boîtier sur le circuit imprimé il est possible que l'intégrité physique du boîtier soit atteinte, la vapeur d'eau ayant un fort facteur d'expansion. Toutefois, en utilisant une résine adaptée pour coller la puce à l'intérieur du boîtier ainsi que des boîtiers surmoulés, l'absorption d'humidité peut être limitée. Ces boîtiers en fonction de leur robustesse à l'absorption d'humidité pourront alors répondre à la classification MSL (Moisture Sensitivity Level) définie par la norme JEDEC. Un boîtier MSL1 peut être stocké durant un temps illimité avec une température inférieure à 35°C et un taux d'humidité inférieur à 85%. Les boîtiers MSL2, 3 ou 4 devront être stockés avant assemblage dans des conditions plus contraignantes pour l'assembleur.

Un autre problème que l'on peut rencontrer avec une puce encapsulée dans un QFN vient de la connectique. En effet, malgré l'utilisation d'appareils de haute précision, il est difficile d'avoir des longueurs de fil très courtes entre les entrées/sorties de la puce et celles du boîtier. Or, plus la fréquence est élevée plus l'effet de l'inductance parasite générée par ce fil est forte. Dans ces conditions, les boîtiers de type QFN standards présentent une fréquence de coupure aux alentours de 30GHz. Avec une préadaptation sur la puce, il est possible

d'augmenter cette fréquence jusqu'à 40GHz. Actuellement, il n'est pas possible de dépasser cette limite avec un boîtier totalement standard utilisé pour la production de masse.

Un des avantages des boîtiers plastiques de type QFN vient du fait que leur dimensions, que ce soit l'écartement des pattes ou la taille du boîtier, sont régies par une norme internationale, JEDEC MO220J. Ainsi, le design des circuits imprimés sur lesquels les QFN sont fixés par les assembleurs est grandement simplifié, les règles de design du boîtier étant connues.

Les matériaux plastiques, bien que moins performants en termes d'absorption de l'humidité ont un coût extrêmement inférieur aux matériaux céramiques comme l'alumine (Al_2O_3). De ce fait, leur utilisation dans la conception d'un boîtier conduit à un coût négligeable face au coût du circuit imprimé, particulièrement lorsque celui-ci est en Arséniure de Gallium (AsGa). Comme la Figure 27 le montre, les coûts annexes sont aussi limités. En effet, l'encapsulation des circuits à l'intérieur des boîtiers plastiques de type QFN est un procédé parfaitement maîtrisé permettant une production en très grande série et ainsi une forte réduction du coût par pièce.

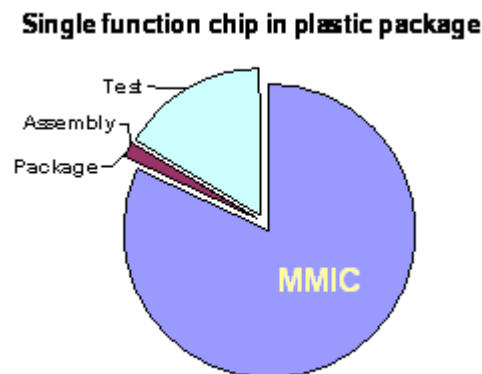


Figure 27 : Part des coûts pour une puce en boîtier plastique

Un autre point conduisant à une diminution du prix de la puce emballée vient du fait qu'il est possible d'effectuer des tests électriques sur un QFN sans qu'il soit brasé sur un circuit imprimé. En effet, en utilisant une carte d'accueil et une membrane de contact permettant d'effectuer une très bonne connexion entre le boîtier et la carte nous avons un dispositif qui présente un double avantage (Figure 28). Premièrement, grâce à ce procédé l'étape de brasure est éliminée. Or, chaque étape éliminée diminue d'autant le coût final. De plus, l'emploi de cette méthode de test permet d'éviter le sacrifice des pièces testées. Il est

certes possible de déconnecter le boîtier de la carte mais cela ajoute une étape supplémentaire et le boîtier ne présentera pas un aspect acceptable pour être livré à un client. L'utilisation de la membrane de contact permet donc le test en grande série de boîtier, ce test pouvant être automatisé.

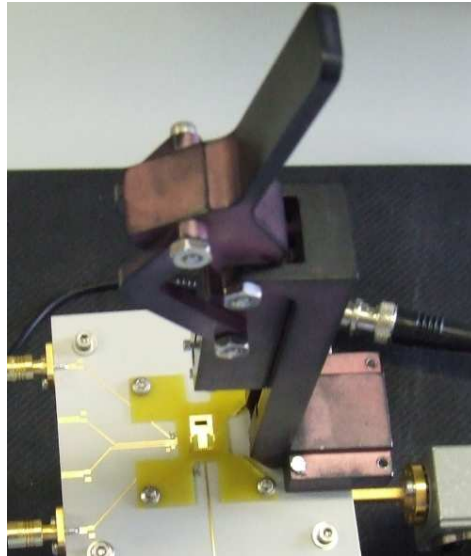


Figure 28 : Dispositif de test avec membrane de contact

La structure du Leadframe des QFN présente un avantage important au niveau thermique. En effet, un circuit intégré comme un amplificateur de puissance (HPA) consomme une quantité non négligeable de puissance DC. Compte tenu du rendement du circuit intégré, une partie de la puissance consommée doit être dissipée sous forme de chaleur. Pour permettre à cette chaleur d'être évacuée et ainsi éviter la destruction de la puce, il est nécessaire qu'elle soit en contact avec un bon conducteur thermique, le rayonnement étant de loin insuffisant pour assurer ce rôle. Lorsqu'il s'agit d'une puce nue, il suffit de lui adjoindre un radiateur mais lorsque la puce est encapsulée dans un boîtier, il faut que la solution soit incluse dans ledit boîtier pour permettre à la chaleur d'être évacuée. Or, comme nous l'avons vu, le circuit intégré à l'intérieur d'un QFN est en contact avec une palette métallique faite d'alliage de cuivre qui est un bon conducteur de chaleur. Ainsi, la chaleur générée par la puce est évacuée principalement vers le fond du boîtier puis à travers le circuit imprimé sur lequel il sera assemblé. (voir Figure 29).

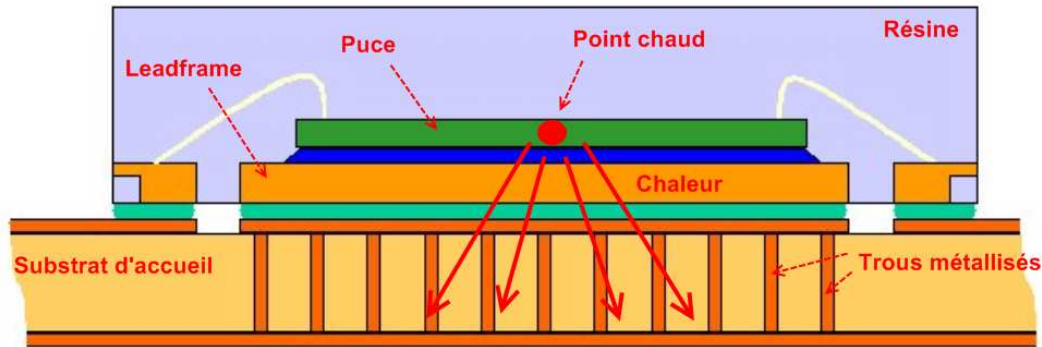


Figure 29 : Dissipation de chaleur dans un QFN

Un autre avantage que présentent les QFN vient une nouvelle fois de leur design. Comparativement aux boîtiers de types SOIC ou QFP, ils présentent des pattes de connexion de longueur bien plus faible. Or, la longueur des pattes est un élément critique compte tenu du fait qu'elle ajoute une inductance parasite. Avec des fréquences de fonctionnement élevées utilisées pour les dispositifs microondes, ces parasites ne doivent pas être négligés. Pour avoir un ordre de grandeur, l'inductance caractérisant les connexions d'un SOIC est de l'ordre de 12nH tandis que pour les QFN cette valeur est réduite à 0.012nH soit un facteur 100. De plus, la présence d'un plan de masse défini par la palette qui est brasé sur le circuit imprimé permet une très bonne mise à la masse de la puce encapsulée dans le boîtier.

Le design des pattes présente d'autres points intéressants. Le fait que celles-ci soient très courtes et ne dépassent pas du boîtier réduit la surface que ce dernier occupe et réduit d'autant le coût du circuit imprimé sur lequel il sera brasé. Les pattes étant réparties sur les quatre côtés du boîtier, ceci permet d'une part d'améliorer l'isolation entre les pattes en évitant les couplages parasites et d'autre part de réduire aussi la surface nécessaire pour les connecteurs. Par exemple, un QFN avec 16 entrées/sorties couvrira une surface de 16mm² tandis qu'un SOIC aura une surface de 60mm² pour un même nombre de connecteurs. En plus du gain sur le coût, cette taille réduite permet une meilleure intégration des modules constitués de boîtiers QFN et donc une réduction de la taille des appareils.

II Modélisation d'un boîtier plastique de type QFN

L'intérêt de la modélisation est de pouvoir décrire le comportement d'un dispositif en fonction de différents paramètres. Dans notre cas, cela permet de prendre en compte l'effet qu'aura l'encapsulation d'une puce à l'intérieur d'un boîtier plastique sur les performances de celle-ci dès l'étape de la conception.

II.1 Mise en place

L'étude qui suit aura pour objectif de modéliser les transitions à l'intérieur de boîtiers plastiques ayant pour dimension $4*4\text{mm}^2$ car ce sont les dimensions les plus couramment utilisées par UMS. Afin d'atteindre ce but, la première étape consistera à effectuer des simulations grâce à un outil d'analyses électromagnétiques en trois dimensions, CST MicroWave Studio dont nous avons décrit les caractéristiques précédemment. Les simulations seront comparées à des mesures pour démontrer la validité des résultats obtenus par la simulation. Une fois les valeurs obtenues pour différents cas significatifs, nous modéliserons le comportement en fréquence du boîtier à l'aide du logiciel de simulations de circuit, Agilent ADS dans notre cas, avec des éléments passifs distribués tels que des inductances, des capacités, ou des résistances. Grâce à la fonction d'optimisation de ce logiciel nous pourrons déterminer la valeur de chacun des éléments afin d'obtenir un résultat proche de celui obtenu par les simulations électromagnétiques. L'intérêt de cette approche est de pouvoir intégrer à terme la modélisation du boîtier dès la phase de design tout en conservant des temps de simulation compatibles avec les impératifs de conception.

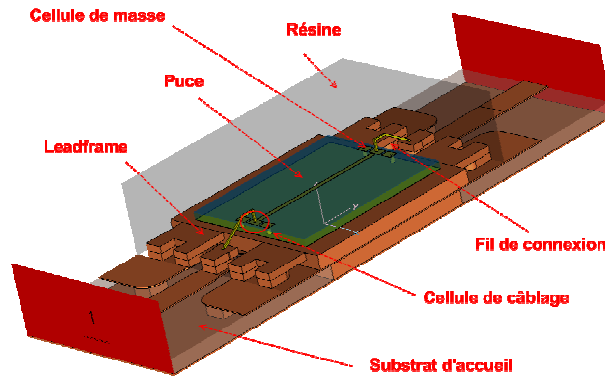


Figure 30 : Simulation électromagnétique en 3D d'un boîtier plastique QFN

Comme le montre la Figure 30, la simulation électromagnétique en trois dimensions prendra en compte, en sus du boîtier, une partie du substrat d'accueil. Cette structure servira de référence pour la modélisation à l'aide du logiciel circuit Agilent ADS. Le circuit imprimé étant généralement constitué de Ro4003 fabriqué par Rogers, ce sera ce matériau qui sera utilisé et le motif métallique gravé à sa surface sera un motif standard utilisé par UMS pour connecter les boîtiers plastiques. Afin de faciliter la modélisation, la puce en Arséniure de Gallium ne comportera qu'une ligne 50ohms avec des plots de connexion (voir Figure 30).

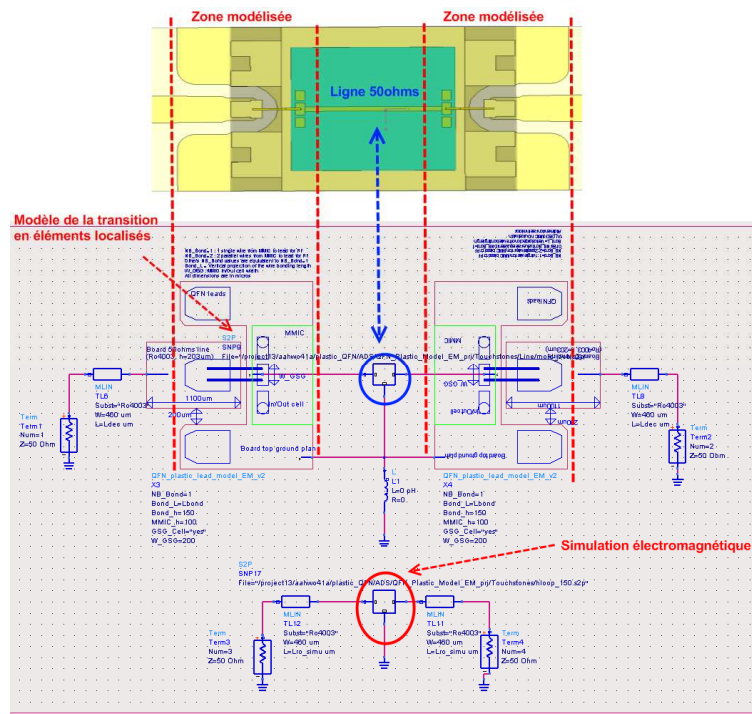


Figure 31 : Modélisation avec un logiciel de circuit et comparaison avec la simulation électromagnétique 3D

Sur la Figure 31, nous pouvons voir la simulation effectuée à l'aide du logiciel circuit. Cette simulation comprend un bloc rappelant les résultats obtenus grâce à la simulation électromagnétique 3D. La simulation électromagnétique possédant deux accès d'entrée/sortie du boîtier fonctionnel, il sera nécessaire d'intégrer deux fois le modèle que nous souhaitons optimiser. Les longueurs de ligne additionnelles générées grâce aux éléments MLIN seront utiles pour comparer les simulations électromagnétiques avec les mesures, le domaine de simulation électromagnétique étant plus restreints que les dimensions du dispositif mesuré afin de limiter le temps de calcul. La partie de la puce comportant la ligne 50ohms sera modélisée par un bloc faisant appel à la simulation circuit d'une ligne de transmission. Cette ligne n'est pas incluse directement pour éviter les problèmes de confusion de plan de référence électrique avec la circuit imprimé. En effet, la référence de la puce peut être légèrement différente de celle vue par la circuit imprimé puisque la connexion entre la masse du circuit en Ro4003 et celle du boîtier se fait à l'aide de trous métallisés que l'on peut modéliser par une faible inductance (L1). Compte tenu du nombre de trous présents sur le circuit imprimé nous pouvons considérer cette valeur comme nulle. En effet, la mise en parallèle des trous métallisés entraîne une mise en parallèle des inductances parasites. On obtient une inductance totale égale à la valeur de l'inductance d'un seul trou métallisé divisée par le nombre de trous.

II.2 Détermination des éléments composant le modèle

Nous allons déterminer les éléments localisés composant le modèle vu sur la Figure 31 afin que ses performances soient identiques à celles obtenues grâce aux simulations électromagnétiques. Nous allons décomposer le modèle en plusieurs segments, chacun décrivant le comportement d'une partie de la structure physique, comme le fil d'or, l'accès sur le substrat d'accueil... La Figure 32 montre cette segmentation. Les valeurs des éléments localisés (inductance, capacité, résistance) seront paramétrées et seront ajustées grâce à la fonction d'optimisation du logiciel circuit.

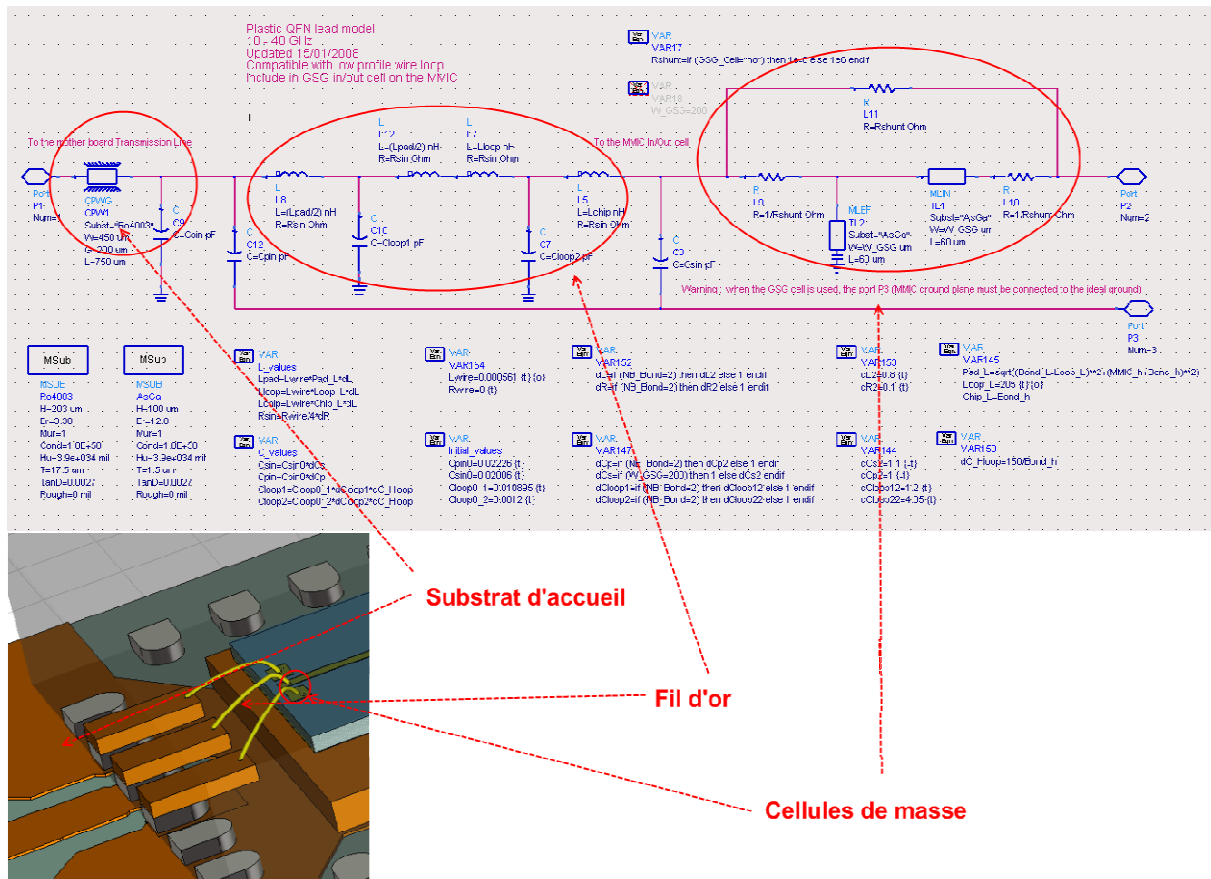


Figure 32 : Décomposition en segments du modèle en éléments localisés

Le circuit imprimé

La partie du circuit imprimé sur laquelle est brasé le boîtier plastique peut être considérée comme fixe, son design étant identique quelque soit le boîtier. Cette partie sera donc incluse dans le modèle. On peut la représenter grâce à une ligne de transmission coplanaire et une capacité simulant le couplage avec le plan de masse présent en bout de ligne (Figure 33).

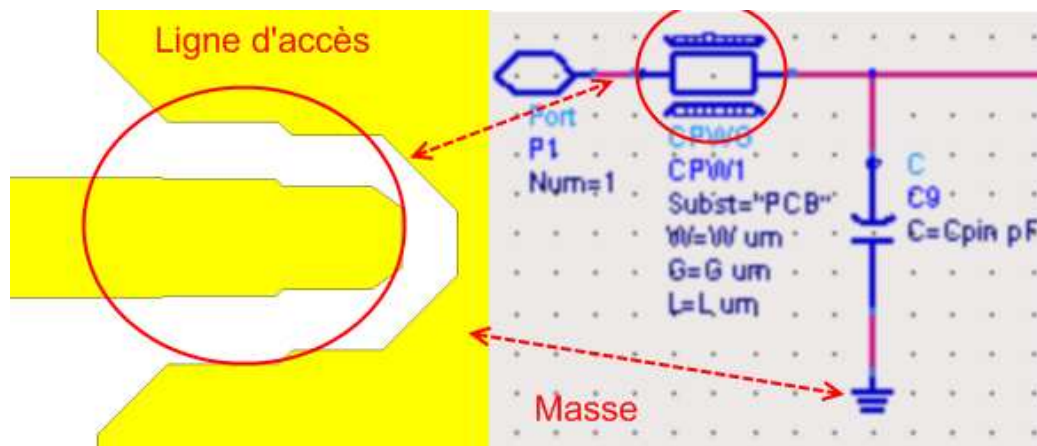


Figure 33 : Modélisation du circuit imprimé

Le fil de connexion en or

Afin de déterminer l'influence qu'a le fil d'or assurant la connexion entre la puce et les pattes du boîtier, il est nécessaire de quantifier la valeur de la densité linéique d'inductance. En effet, l'inductance parasite générée par le fil est dépendante de la longueur du fil d'or. Nous souhaitons modéliser le comportement du QFN pour différentes hauteurs de boucle de fil (dimension Hloop sur la Figure 34).

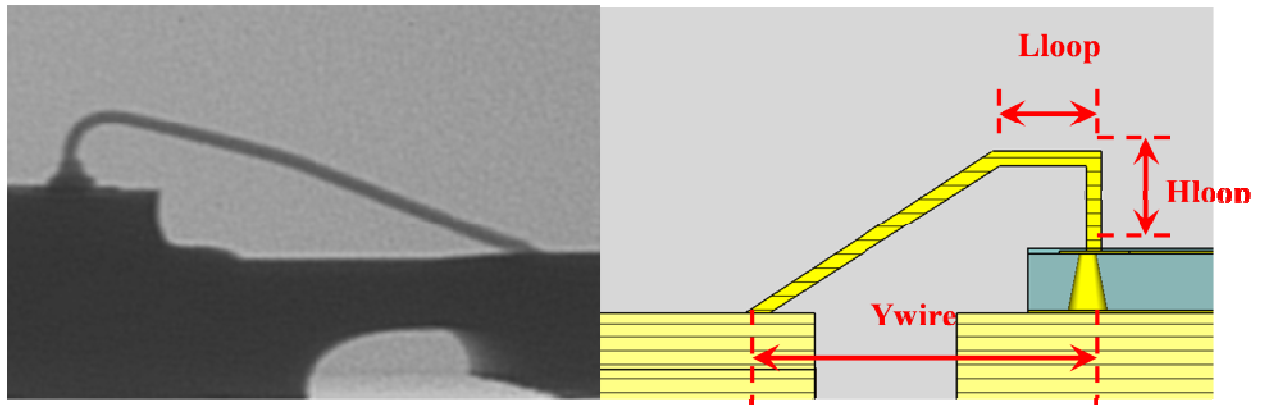


Figure 34 : Profil du fil de connexion de la puce à l'intérieur du QFN et approximation

Comme le montre la figure ci-dessus, nous avons fait l'hypothèse qu'une fois le fil fixé sur le plot de connexion de la puce, le fil monte à la verticale jusqu'à atteindre la hauteur de boucle souhaitée. Ensuite, une partie du fil est horizontale sur une longueur fixe quelque soit la hauteur de boucle. Enfin, le fil descend jusqu'à se connecter sur la patte du QFN. Cette approximation se base sur le procédé de câblage utilisé pour ce type de boîtier. En effet, le fil d'or est fixé sur le plot de câblage de la puce grâce à un échauffement et des micro-vibrations puis la machine monte à la verticale pour ensuite s'éloigner vers la patte du QFN qui doit être connectée et enfin elle redescend vers cette patte. Bien que ne tenant pas compte de la déformation du câble engendrée par la traction, notre approximation est donc assez proche de la réalité. Nous avons donc maintenant la possibilité de décrire les fils grâce à un élément fixe, la densité linéique d'inductance et à l'équation ci-dessous déterminant la longueur du fil en fonction de la hauteur de la boucle. Cette équation a été obtenue en calculant la longueur de l'approximation du profil du fil d'or (Figure 34).

$$L_{\text{wire}} = H_{\text{loop}} + L_{\text{loop}} + \text{sqr}((H_{\text{loop}} + H_{\text{asga}})^2 + (Y_{\text{wire}} - L_{\text{loop}})^2) \quad (\text{Équation 1})$$

Lwire : longueur totale du fil de connexion

Hloop et Lloop : Hauteur et longueur de la boucle dessinée par le fil

Hasga : Epaisseur de la puce en Arséniure de Gallium

Ywire : longueur projetée du fil d'or

Le fil étant en or qui n'est pas un conducteur idéal, il faudra prendre en compte les pertes engendrées grâce à une valeur de résistance non nulle. De plus, le fil peut être considéré comme une ligne de transmission dont le plan de référence est principalement le plan de masse du circuit imprimé. Pour prendre en compte cet effet nous avons ajouté des capacités connectées à la référence de la simulation, donc celle du circuit imprimé (voir Figure 35). Ces capacités ont une valeur variable inversement proportionnelle à la variation de la hauteur de boucle du fil.

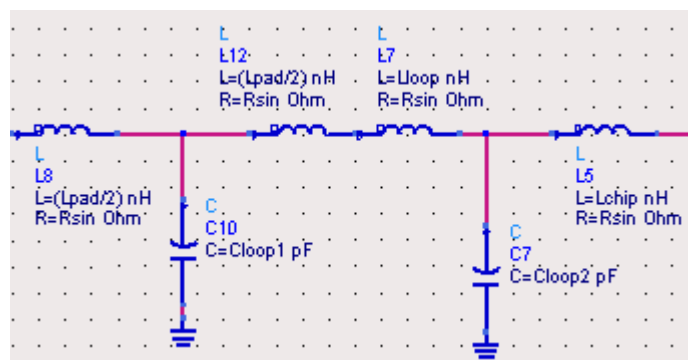


Figure 35 : Modélisation du fil de connexion

Nous avons souhaité établir modèle en éléments localisés paramétré aux variations de plusieurs grandeurs du fil d'or qui connecte la puce aux pattes du boîtier. Afin de déterminer l'influence de la variation de ces paramètres sur les performances de la transition, nous avons réalisé des simulations électromagnétiques (Figure 36 et Figure 37).

Le premier de ces paramètres est la hauteur de boucle (Hloop). Grâce à l'équation obtenue dans le paragraphe précédent, nous pouvons connaître la longueur du fil en fonction de cette hauteur (équation 1). Comme le montre la Figure 36, plus la hauteur de boucle du fil est faible, plus la fréquence de coupure se décale vers les hautes fréquences, jusqu'à 40GHz. Ceci peut s'expliquer par le fait que le fil est la principale cause de cette coupure et que plus la hauteur de boucle est faible plus le fil d'or est court et ainsi la valeur de l'inductance équivalente est moins importante. En optimisant le modèle en éléments localisés, nous

obtenons une densité linéique pour l'inductance équivalente au fil de 0.6nH/mm, cette valeur est du même ordre que les valeurs calculées pour ce type de boîtier [5].

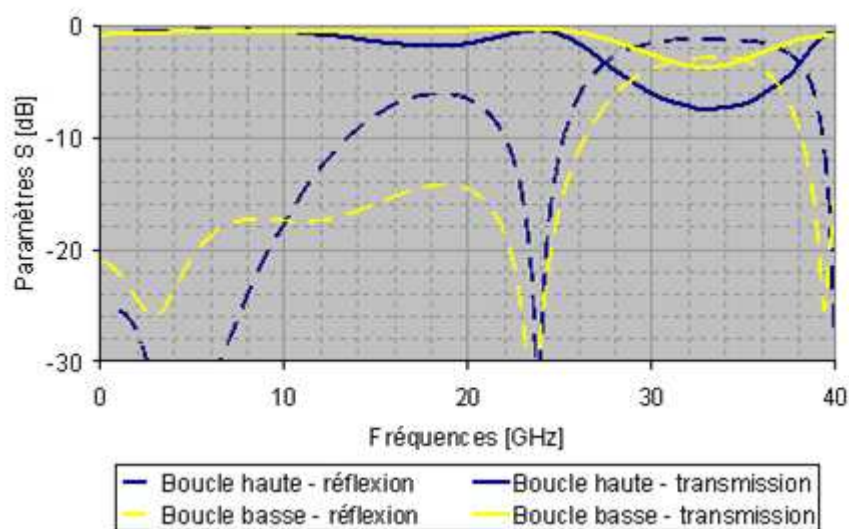


Figure 36 : Performances en fonction de la hauteur de boucle du fil

L'autre paramètre que nous avons voulu prendre en compte est le nombre de fils. Il est possible d'effectuer la transmission du signal à l'aide d'un fil ou de deux fils en parallèle.

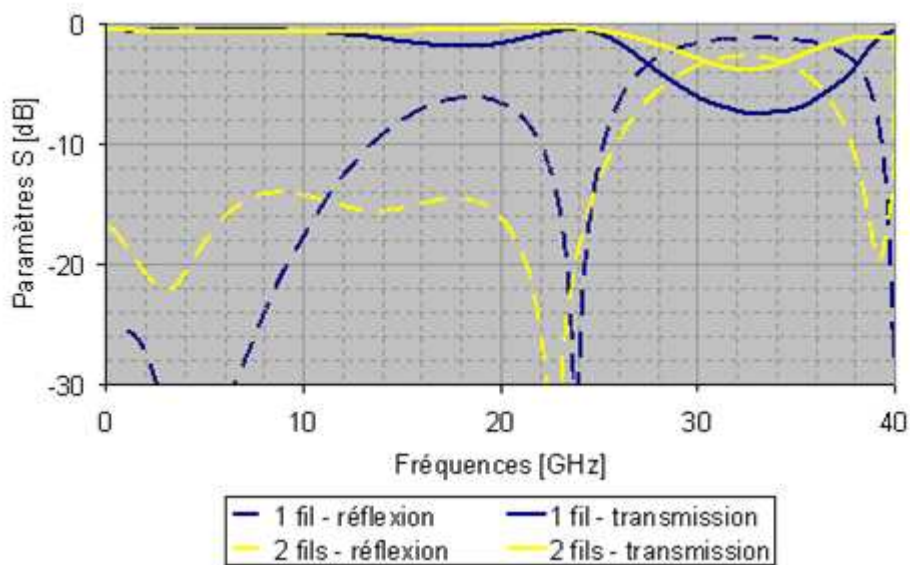


Figure 37 : Influence du nombre de fil de connexion

A partir de simulations EM, nous pouvons voir sur la Figure 37 que l'adjonction d'un second fil permet d'augmenter légèrement la fréquence de coupure. En effet, lorsque l'on place deux inductances en parallèle, l'inductance résultante est plus faible. En théorie, les deux fils devraient avoir une inductance identique ce qui permettrait d'obtenir une valeur deux fois

moindre mais à cause de couplage parasite entre les deux fils, ce n'est pas le cas et le coefficient obtenu grâce à l'optimisation du modèle en éléments localisés est égal à 0,78.

La puce en Arséniure de gallium

Le fil de connexion en or étant fixé sur le MMIC, il sera nécessaire de prendre en compte une partie de la puce dans notre modèle. De plus, nous souhaitons ajouter en paramètres du modèle le fait que la puce possède ou non des plots de connexion pour la masse ainsi qu'une largeur variable pour le plot de connexion de signal.

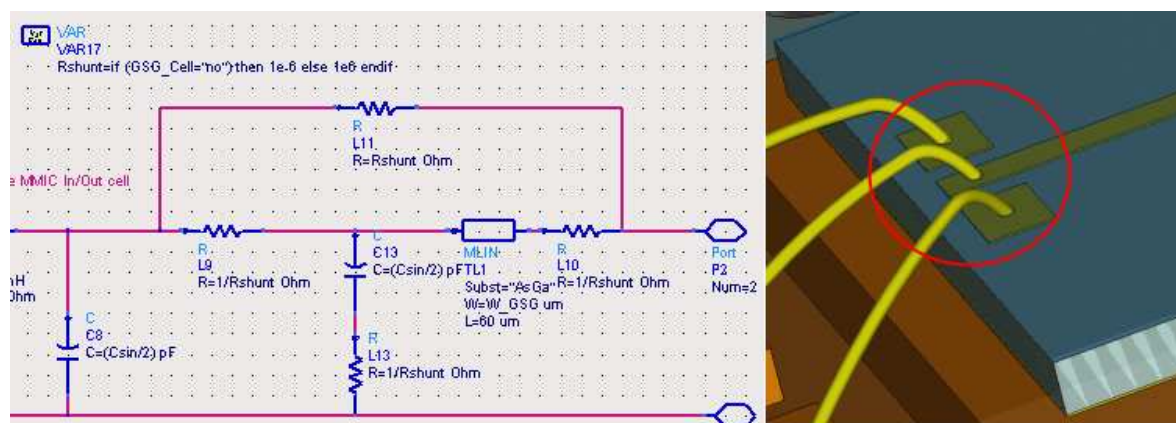


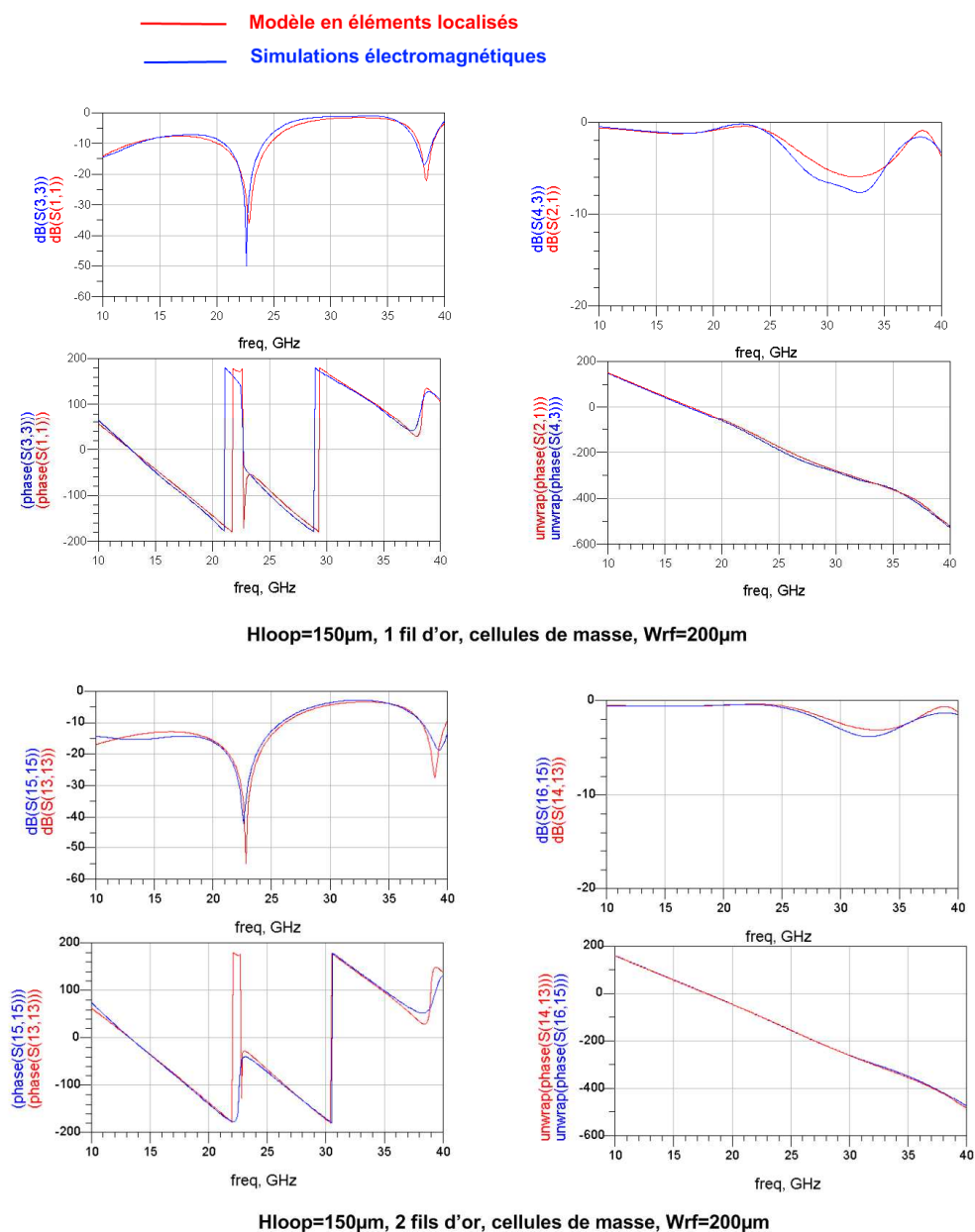
Figure 38 : Modélisation de la connexion sur la puce en AsGA

Les résistances Rshunt et $1/Rshunt$ permettent de simuler la présence ou l'absence de plot de connexion pour la masse sur la puce. En effet, l'équation déterminant la valeur de Rshunt donne un résultat quasiment nul si les cellules de masse sont absentes permettant une connexion directe vers le port P2 connecté à la ligne 50ohms de la puce. Inversement, si les cellules sont présentes la connexion se fait grâce à une longueur de ligne idéale représentant la ligne comprise entre les deux cellules de masse. Il est à noter qu'en présence de cellules de masse, il faudra retirer la longueur de ligne ajoutée par le modèle à la longueur dans la simulation de la ligne 50ohms de la puce.

La capacité C13 modélise le couplage entre la ligne de transmission et les cellules de masse. Cette capacité est reliée directement au plan de référence de la puce car il y a deux plots de masse en face avant de la puce qui sont reliés à la masse grâce à des trous métallisés. Cette mise en parallèle nous permet de négliger l'effet inductif créé par ces derniers.

II.3 Comparaison entre le modèle en éléments localisés optimisé et les simulations électromagnétiques

La structure utilisée pour les simulations électromagnétiques est celle décrite sur la Figure 31. Afin de valider notre modèle circuit, nous avons fait varier plusieurs paramètres comme la hauteur de boucle (Hloop) et le nombre de fils d'or, la présence ou l'absence des cellules de masse et la largeur de la cellule de câblage sur la puce (Wrf).



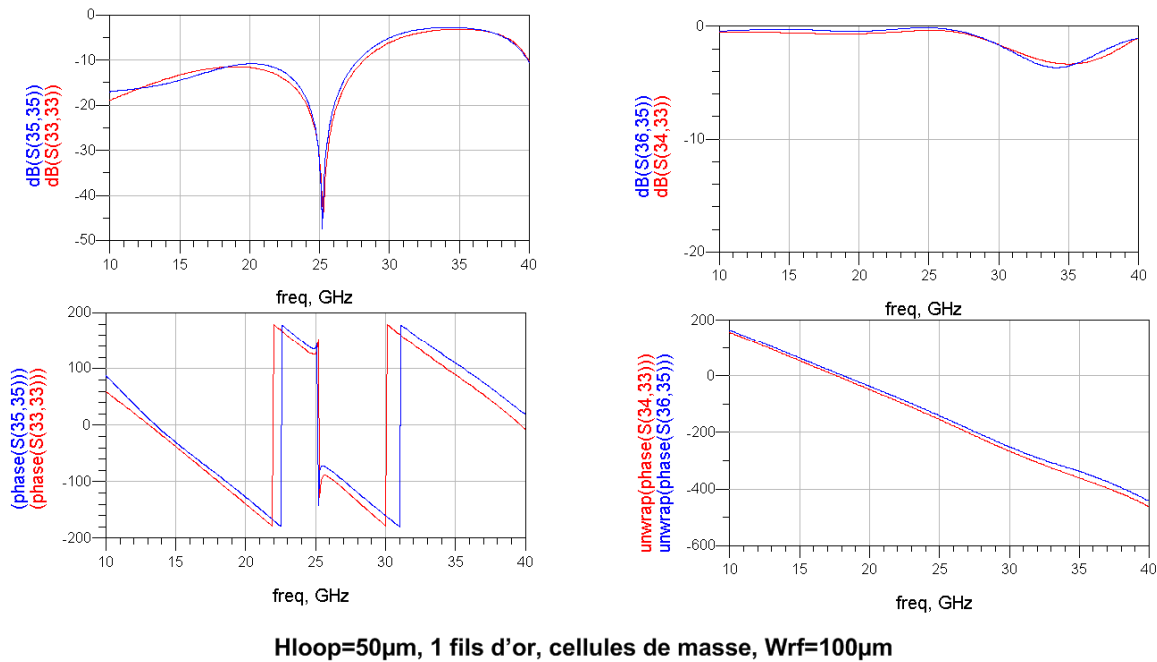


Figure 39 : Comparaison entre modèle et simulation électromagnétique 3D

Comme nous pouvons le constater sur la Figure 39, les paramètres S obtenus par le modèle circuit sont relativement fidèles en module et en phase, à ceux obtenus en simulation EM. Ceci permet de valider le modèle circuit proposé. Des comparaisons supplémentaires entre paramètres S issus du modèle en éléments localisés et de simulations électromagnétiques 3D pourront être consultées en Annexe.

II.4 Conclusion

A partir de simulations électromagnétiques en trois dimensions nous avons proposé et défini un modèle circuit décrivant de manière fidèle le comportement d'un boîtier de type QFN standard en fonction de différents paramètres tels que la hauteur de le boucle du fil de connexion, du nombre de fil, de la largeur de la cellule de connexion sur la puce et de la présence, ou de l'absence, des cellules de masse sur celle-ci.

Nous avons vu que l'architecture d'un boîtier standard limite son fonctionnement à une bande de fréquences inférieures à 40GHz (Figure 37). Il pourrait être intéressant de modifier légèrement cette architecture afin de pouvoir dépasser cette limite.

III Optimisation d'un boîtier plastique

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, l'architecture actuelle des boîtiers QFN entraîne une fréquence de coupure de l'ordre de 40GHz [6]. Le marché demandant une réduction des coûts quelque soit le domaine d'application, il pourrait être intéressant d'utiliser les boîtiers plastiques à des fréquences plus élevées. Dans ce paragraphe, nous allons utiliser le logiciel CST Microwave Studio présenté précédemment afin d'améliorer les performances des QFN tout en conservant un procédé proche des réalisations standard.

III.1 Modification de l'architecture du QFN pour augmenter la bande passante

Le fil d'or étant le principal facteur limitant la montée en fréquence des boîtiers plastiques à cause de l'inductance parasite qu'il génère, c'est donc sur ce point que nous allons nous concentrer, l'objectif étant de réduire au maximum la longueur de fil nécessaire à la connexion de la puce [7].

Dans le paragraphe précédent, nous avons fait varier la hauteur de la boucle du fil d'or. Pour un assemblage standard, cette hauteur est de 150 μ m mais il est possible, tout en restant dans les limites du réalisable de diminuer cette hauteur à 80 μ m. L'équation 1 nous indique qu'une telle diminution entraîne une réduction d'environ 13% de la longueur du fil.

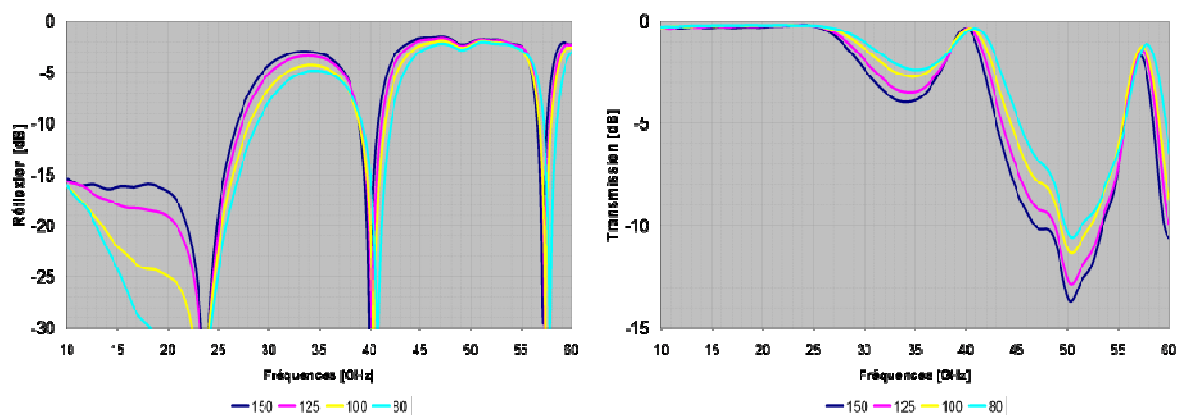


Figure 40 : Performances en fonction de la hauteur de boucle du fil

Les simulations électromagnétiques en trois dimensions montrent une légère augmentation de la fréquence de coupure mais le principal gain se fait sur l'adaptation qui est sensiblement améliorée ce qui permettra de s'affranchir d'un réseau d'adaptation sur la puce (Figure 40).

La longueur projetée du fil est imposée par la distance entre la puce et la patte de connexion du boîtier plastique. La première piste envisageable est de diminuer la distance entre la patte du QFN et la palette sur laquelle est fixée la puce. En effet, cette distance est de 200 μm en standard mais peut être raisonnablement amenée à 150 μm .

Nous l'avons vu précédemment, les dimensions de la palette sont standard, limitant ainsi les modifications réalisables. Il est toutefois possible de réaliser une ouverture dans la palette permettant de diminuer à nouveau la longueur du fil. Il est néanmoins nécessaire que l'ouverture ne soit pas bord à bord avec la puce afin d'éviter l'écoulement de la résine d'assemblage en dehors de la palette (Figure 41).

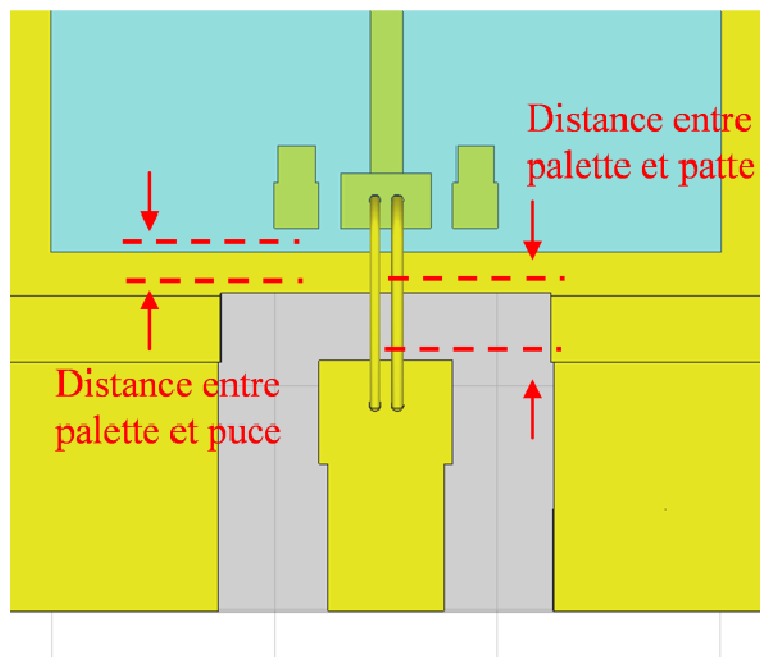


Figure 41 : Paramètres de modification des pattes du boîtier

Cette architecture bien que différente d'une architecture standard n'entraîne pas une modification du procédé standard de fabrication du leadframe. Nous pouvons constater sur la Figure 42 et la Figure 43 que la diminution de la distance entre les plots de connexion de la puce et de la patte du boîtier augmente la fréquence de coupure et réduit la réflexion dans la bande de fonctionnement. En effet, la longueur du fil d'or étant à nouveau réduite, son inductance équivalente l'est aussi.

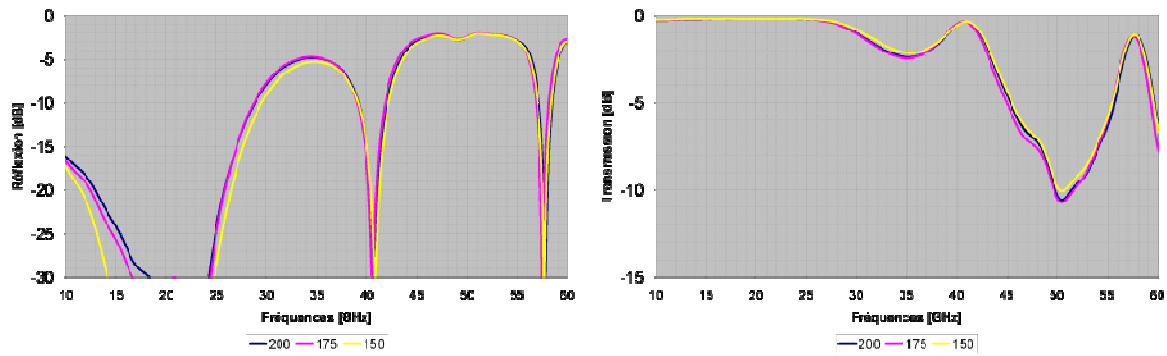


Figure 42 : Performances en fonction de la distance entre la patte de connexion du boîtier et la palette

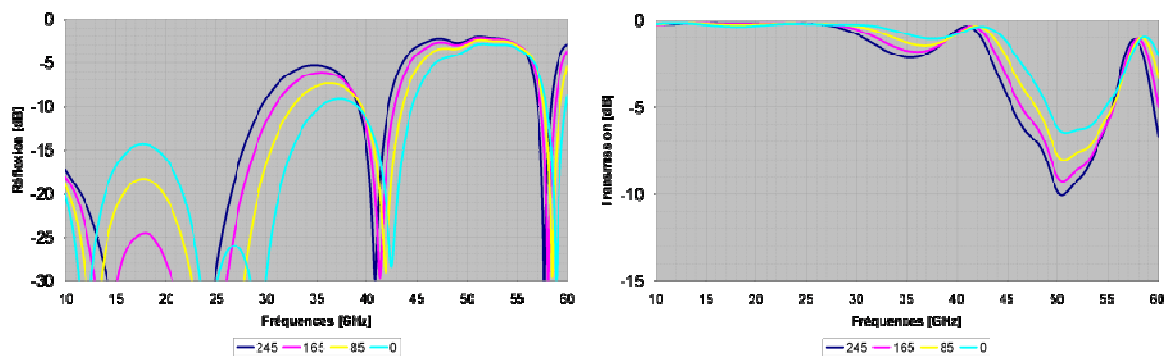


Figure 43 : Performances en fonction de la distance entre la patte de connexion du boîtier et la puce

La palette ayant la même épaisseur que les pattes de connexions, une fois la puce fixée, ses plots de connexion sont à une hauteur égale à l'épaisseur de la puce augmentée de l'épaisseur de résine d'assemblage. En diminuant la hauteur à laquelle sont placées les cellules de connexion sur la puce, l'équation 1 nous montre que la longueur totale du fil est réduite. Comme pour les pattes de connexion du leadframe, il est possible d'effectuer une gravure partielle de la palette. De cette manière, il est possible de ramener les plots de connexion à la même hauteur. Nous voyons sur la Figure 44 que ce procédé améliore peu les performances globales mais présente une optimisation aux alentours de 30GHz. Cette faible amélioration peut s'expliquer par le fait que le design a déjà été optimisé. En cas d'erreur due au procédé de fabrication sur une des paramètres précédents, cette modification apportera une compensation.

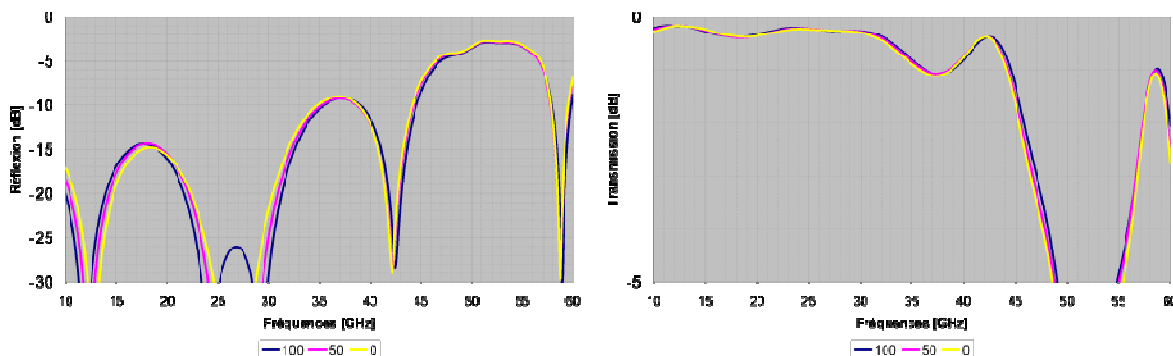


Figure 44 : Performances en fonction de la gravure de la palette du boîtier QFN

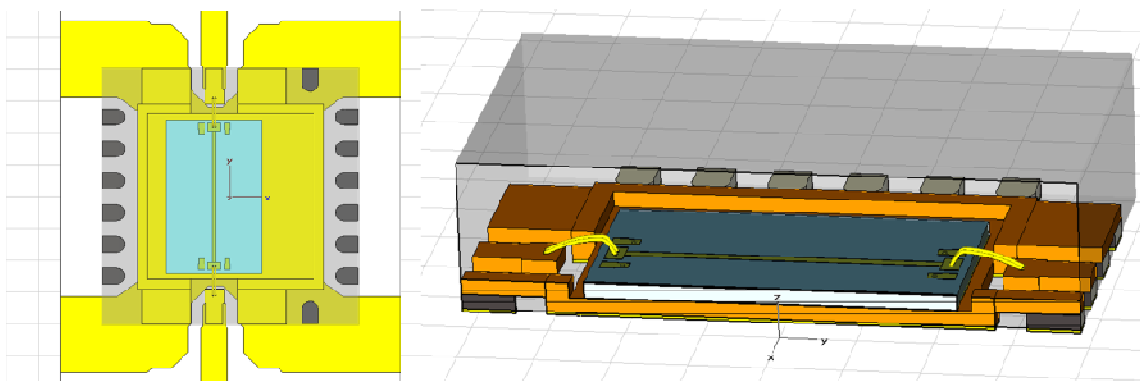


Figure 45 : Design du boîtier QFN optimisé

Grâce aux simulations électromagnétiques en trois dimensions, nous avons modifié légèrement le leadframe d'un boîtier QFN standard (Figure 45) tout en ayant un procédé proche d'une fabrication standard. Grâce à cela, nous avons amélioré sensiblement les performances du boîtier simulé (Figure 46). Ces résultats vont être validés expérimentalement par la suite.

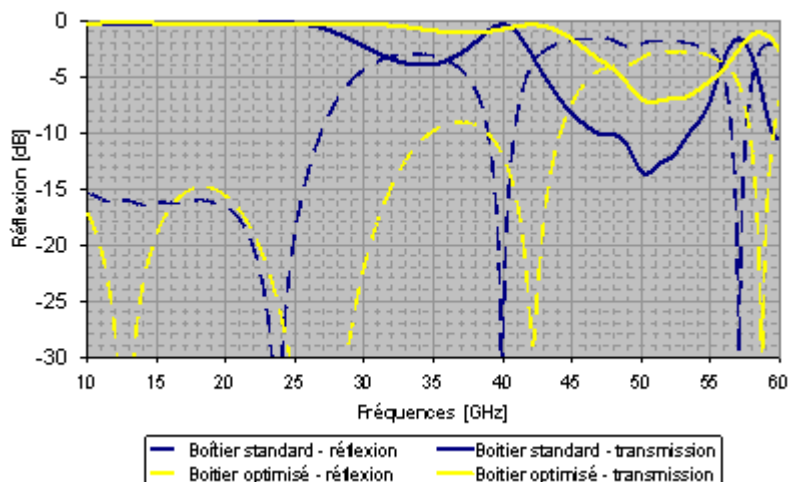


Figure 46 : Comparaison entre la simulation d'un boîtier standard et du boîtier optimisé

III.2 Les mesures

Afin de valider les résultats obtenus en simulation électromagnétique, nous avons assemblé à l'intérieur du boîtier QFN optimisé une puce comprenant une ligne microruban 50ohms (Figure 47). Nous pouvons constater que les mesures de ce boîtier montrent une amélioration sensible des performances conformément à ce que nous avons observé en simulation (Figure 48). L'onde réfléchie est bien moins importante que sur un boîtier standard et par conséquent la transmission est aussi améliorée. De plus, la fréquence de coupure a été modifiée avec une augmentation de l'ordre de 8% (Figure 48).

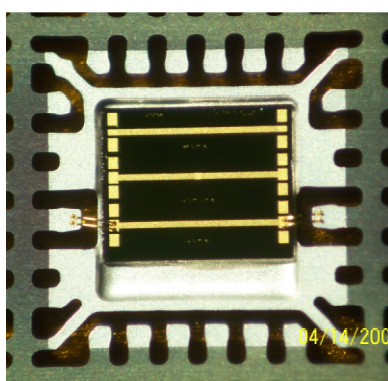


Figure 47 : Mesures d'un boîtier plastique optimisé contenant une puce AsGa avec ligne microruban 50ohms.

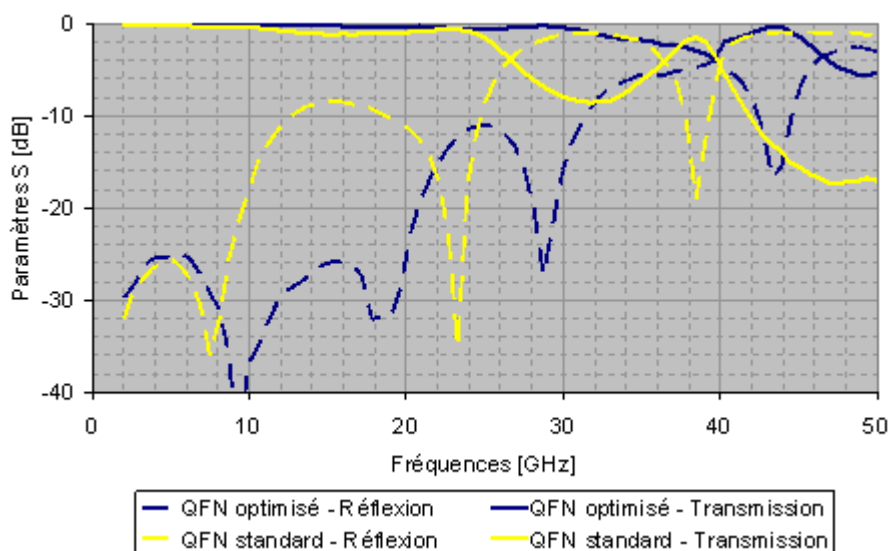


Figure 48 : Comparaison des mesures du boîtier optimisée avec les mesures d'un boîtier standard

Nous avons ensuite comparé les mesures du boîtier plastique amélioré avec le modèle en éléments localisés qui a été défini dans le paragraphe précédent. Afin de prendre en compte le fait que les cellules de connexion de la puce sont à la même hauteur que la patte du boîtier, la hauteur de la puce prise en compte dans l'équation 1 a été définie à $0\mu\text{m}$. La Figure 49 montre que les résultats obtenus avec le modèle sont très proches des mesures avec une différence entre 20 et 25GHz qui peut être due à une erreur de mesure.

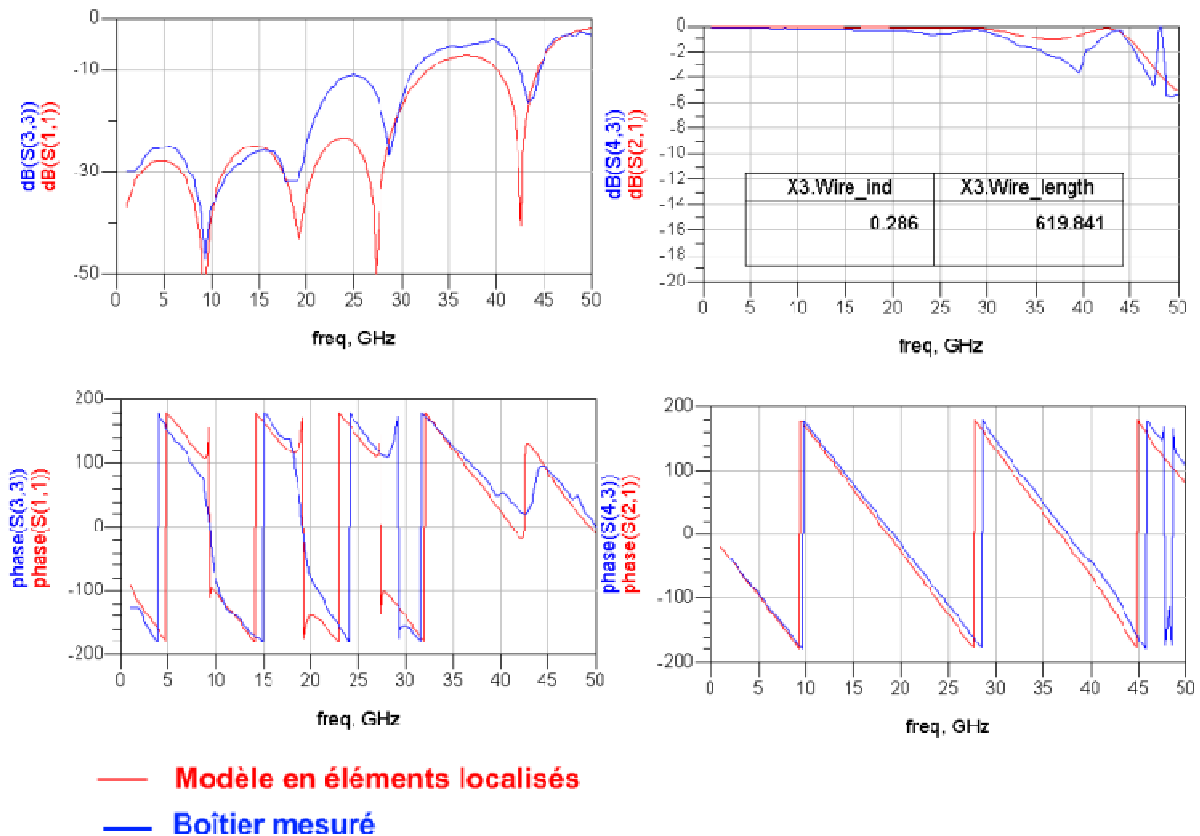


Figure 49 : Comparaison modèle mesures

Lorsqu'on utilise le modèle en éléments localisés pour comparer uniquement les performances d'une transition de la puce jusqu'à la sortie du boîtier (Figure 50), on constate l'amélioration des performances de cette transition avec une réflexion bien meilleure. Cette amélioration est due à la diminution de l'inductance parasite engendrée par le fil d'or grâce à la diminution de la longueur de ce dernier.

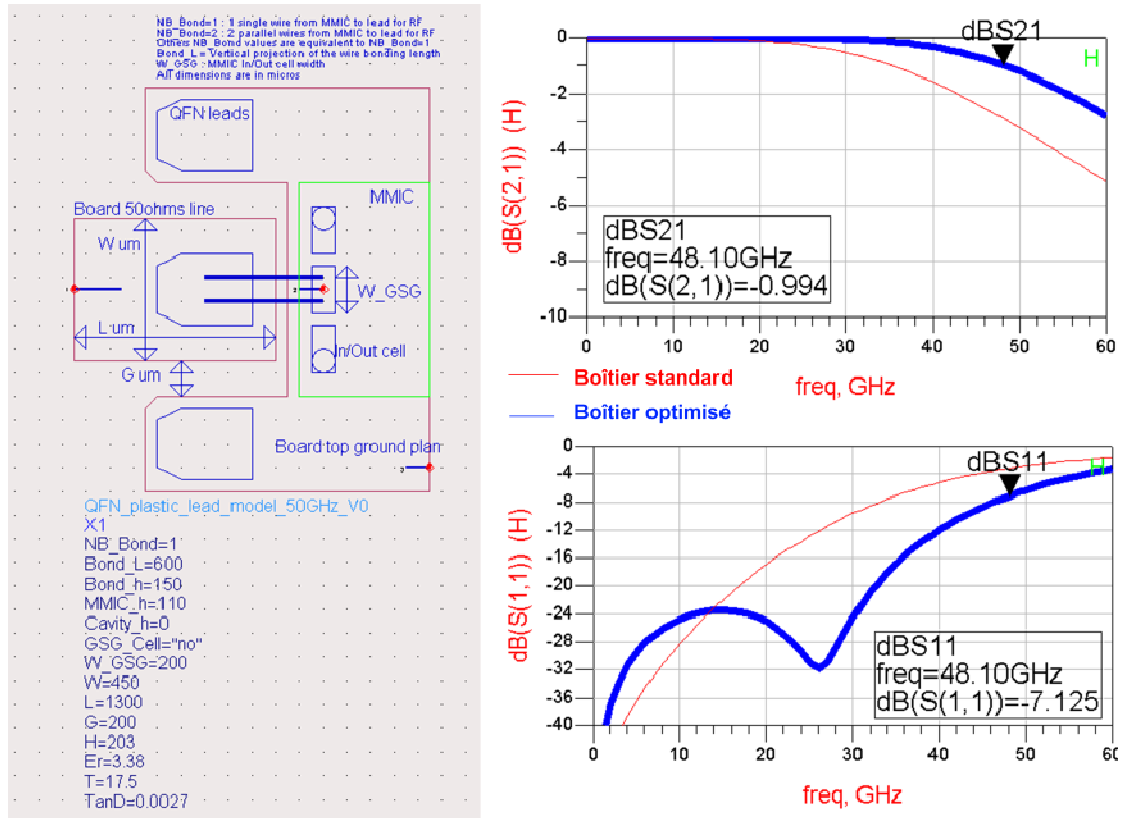


Figure 50 : Comparaison QFN standard et optimisé

III.3 Conclusion

Nous avons vu dans ce paragraphe qu'il est possible d'améliorer sensiblement les performances d'un boîtier plastique de type QFN. Nous avons notamment augmenté sa bande de fonctionnement mais surtout ses performances dans cette bande grâce à une altération de l'architecture tout en respectant le procédé standard de fabrication avec une étape de gravure supplémentaire. Aucune modification n'a été effectuée au niveau de l'assemblage de la puce, il en est de même pour l'enrobage dans la résine.

Nous avons donc obtenu un boîtier QFN très proche d'un boîtier standard tout en ayant des performances sensiblement meilleures. Cependant l'utilisation de dimensions plus proches des limites des appareils ainsi que l'étape supplémentaire de gravure augmentent le coût. Ce nouveau boîtier devrait permettre de couvrir de nouvelles applications dans les bandes 40-50GHz, qui étaient jusqu'alors inatteignable par ce type de boîtier. Cela sans impact sur le coût de fabrication du composant.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons défini à l'aide d'un logiciel de simulation de circuits un modèle en éléments localisés cohérent capable de décrire fidèlement le comportement de la transition du circuit imprimé vers la face avant d'une puce en Arséniure de Gallium lorsque celle-ci est encapsulée à l'intérieur d'un boîtier plastique de type QFN. Grâce à la comparaison avec des mesures de puces encapsulées et des simulations à l'aide d'un logiciel d'analyse électromagnétique en trois dimensions, le modèle prend en compte plusieurs paramètres architecturaux permettant de couvrir les cas les plus communs. Ainsi, il est possible, dès la conception d'un circuit sur une puce en Arséniure de Gallium, de prendre en compte l'effet qu'aura son encapsulation à l'intérieur d'un boîtier tout en respectant des temps de calcul compatible avec les délais de conception de ces circuits et modules.

A l'aide de ce modèle, nous avons ensuite modifié l'architecture d'un QFN standard afin d'améliorer ses performances. Nous avons obtenu un boîtier très proche d'un QFN typique et dont les procédés de fabrication sont identiques mais dont la fréquence de coupure permet de couvrir des applications jusqu'à 50 GHz et les performances dans la bande de fonctionnement sont telles que la nécessité d'ajouter un réseau d'adaptation sur la puce pour compenser les parasites créés par la transition de la puce vers le circuit imprimé est moins importante. Ce gain de performances a été atteint sans impact sur le coût de réalisation, ce qui donne un avantage réel aux boîtiers plastique sur les boîtiers céramiques y compris aux fréquences supérieures à 40GHz.

Les boîtiers QFN ayant un coût très faible, il serait intéressant de les optimiser pour qu'ils fonctionnent à des fréquences plus importantes afin de remplacer des boîtiers plus coûteux. Une des voies possibles serait d'utiliser le procédé de flip-chip ou la technologie Hot Via, que nous verrons dans le chapitre suivant, afin de remplacer le fil d'or par un bump plus court et dont l'inductance parasite est plus faible.

Nous verrons dans le chapitre 3 qu'il est possible de réaliser un boîtier plastique très bas coût capable de fonctionner à très haute fréquence, la bande E (60-90GHz) dans notre cas, en remplaçant les pattes de connexion par un guide d'onde rectangulaire pour les entrées/sorties

fonctionnant à ces fréquences et en conservant les connexions standards pour les transitions à plus basse fréquence (Figure 51) [8].

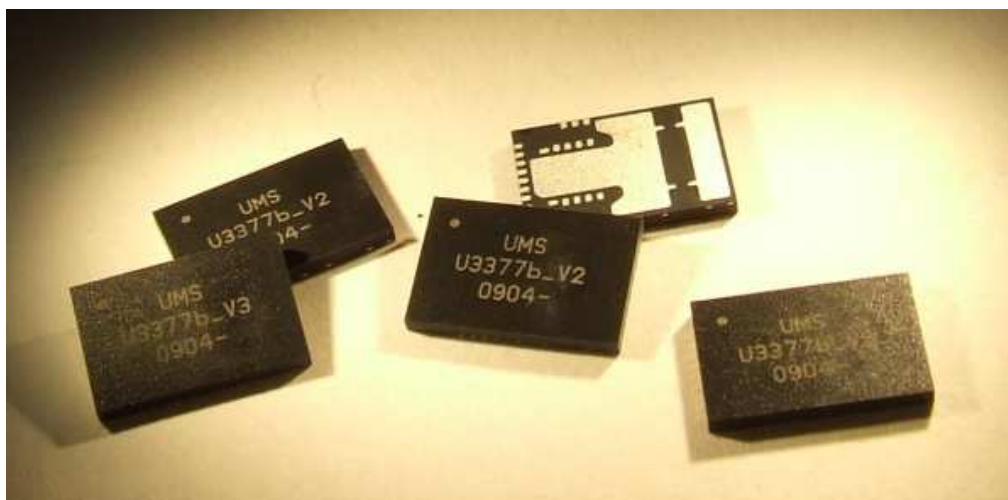


Figure 51 : Boîtiers QFN fonctionnant à 80GHz

Bibliographie

[1] <http://en.wikipedia.org/wiki/QFN>

[2] "Modeling and Evaluation Leadframe CSPs for RFICs in Wireless Applications"

T.S. Horng.

Electronic Components and Technology

Conference.

[3] "Plastic Packaged High Linearity Low Noise Amplifier for 13-30GHz Multi-band Telecom Applications"

E. Byk

IMS MTT2006.

[4] "A K-band low cost plastic packaged high linearity Power Amplifier with integrated ESD protection for Multi-band Telecom applications."

B. Lefebvre

IMS MTT2007.

[5] "Advances in RF Packaging Technologies for Next-Generation Wireless Communications Applications"

Lawrence Larson, Darryl Jessie

Custom Integrated Circuits Conference, 2003. Proceedings of the IEEE 2003, p323-330, 21-24 September 2003

[6] "Interconnexions et encapsulation dans le domaine hyperfréquence et millimétrique : état de l'art et évolutions"

PF. Alléaume, C. Toussain, M. Camiade

JNM 2007

[7] "Millimeter-wave SMT Low Cost Plastic Packages for Automotive RADAR at 77GHz and High Data Rate E-band Radios"

PF. Alléaume, C. Toussain, T. Huet, M. Camiade

IEEE MTT-S, June 2009

[8] "Package structure and method for reducing bond wire inductance"

US Patent 5371321

US Patent Issued on December 6, 1994

**CHAPITRE III : BOITIER PLASTIQUE
BAS COUT AVEC TRANSITION
VERS GUIDE D'ONDE
RECTANGULAIRE**

Introduction

Du fait de l'augmentation du nombre d'équipements hyperfréquence sans fil, les bandes de fréquences basses sont proches de la saturation. Pour remédier à ce problème, il est donc nécessaire de se tourner vers des fréquences plus élevées allant jusqu'à la bande E (60-90GHz). Deux grands domaines d'application se partagent cette bande : les télécommunications en Bande E et les radars automobile courte et longue portée (76,5-81GHz) [1].

Les radars embarqués en automobile ont un rôle important pour l'avenir de la sécurité sur la route. En effet, en complément de la vigilance du conducteur, ils peuvent permettre de diminuer le risque d'accident.

Pour permettre leur généralisation, il est nécessaire de réduire leur coût qui pour l'instant n'est pas en adéquation avec un marché de masse. Ainsi les concepteurs de MMIC cherchent notamment à les intégrer dans un boîtier. En effet, pour les assembleurs il est bien plus facile de manipuler des MMIC encapsulés par rapport à des puces nues. Ce type de MMIC est donc mieux adapté à une production à grande échelle. Or, aux fréquences visées, les boîtiers existants ont un coût élevé et restent donc un facteur limitant à la baisse des coûts [2]. L'intégration des MMIC dans un boîtier plastique bas coût de type Quad Flat No lead ou QFN (Figure 52) pouvant être monté sur un PCB fait ainsi partie des pistes à envisager pour aboutir à une baisse des coûts.

Les boîtiers de type QFN sont composés d'une armature en cuivre nommée Leadframe comprenant les pattes de connexion du boîtier vers le substrat d'accueil et un retour de masse. La puce MMIC est connectée aux pattes du boîtier grâce à des fils d'or. Les boîtiers que nous allons utiliser sont de type moulé, ce qui signifie que la résine composant le boîtier est moulée sur l'armature une fois la puce connectée. Cette approche à de telles fréquences est extrêmement novatrice. La puce encapsulée dans son boîtier QFN est décrite sur la Figure 52.

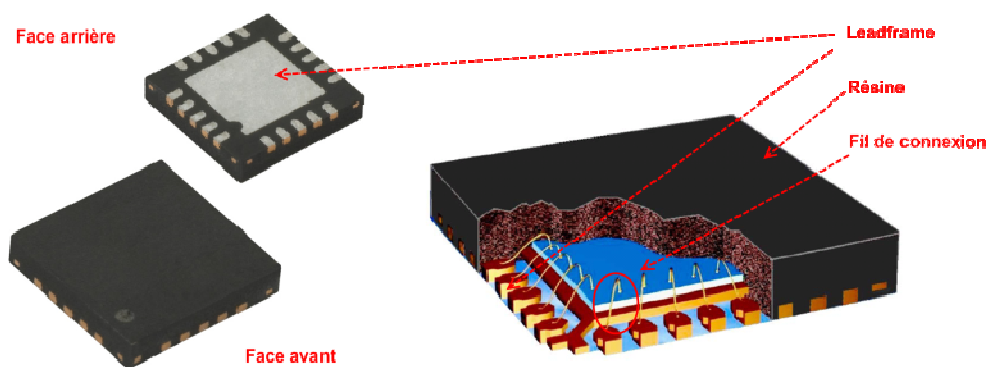


Figure 52: Vues d'un boîtier plastique de type QFN classique

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que dans un boîtier QFN standard, la puce MMIC étant connectée aux pattes du boîtier à l'aide de fils d'or, ces connexions dégradent fortement les performances du MMIC au-delà de 40GHz. Afin de s'affranchir de cette limite, la solution retenue est un boîtier plastique avec des connexions par fil pour les accès à basse fréquence (inférieures à 40GHz) et une sortie haute fréquence sous forme de guide rectangulaire [3-16]. La propagation du signal hyperfréquence au niveau des puces MMIC étant assurée grâce à des lignes de transmission, il faut intégrer une transition vers un mode de propagation de type guide d'onde rectangulaire (Figure 55).

La partie métallique du boîtier, ou Leadframe, de par son épaisseur ne permettant pas de réaliser la transition souhaitée, et le coût surfacique des MMIC, en particulier en arséniure de gallium, étant trop élevé pour permettre l'intégration de la transition avec un coût acceptable pour ce projet, la transition devra être développée comme un élément indépendant. Les matériaux plastique de type Liquid Crystal Polymer ou LCP sont peu coûteux en comparaison aux céramiques, tout en permettant la création de structures multicouches proches de celles en céramique. De plus, ils offrent de bonnes performances électriques à haute fréquence [16-18]. En effet, leurs pertes diélectriques sont faibles et leur permittivité est constante et faible, permettant ainsi de réaliser des structures complexes avec des dimensions cohérentes avec les tolérances de gravure. Cette faible permittivité permet d'éviter que le champ électrique reste confiné à l'intérieur du substrat, et de ce fait, il est possible d'intégrer des éléments rayonnants sur des substrats composés de LCP. Ce matériau est donc un choix intéressant pour réaliser la transition.

Lors de la réalisation de structures multicouches, la liaison entre deux couches gravées se fait grâce à une couche du même matériau dépourvue de métal. Les couches de matériau sont respectivement épaisses de 100 et 50 μm .

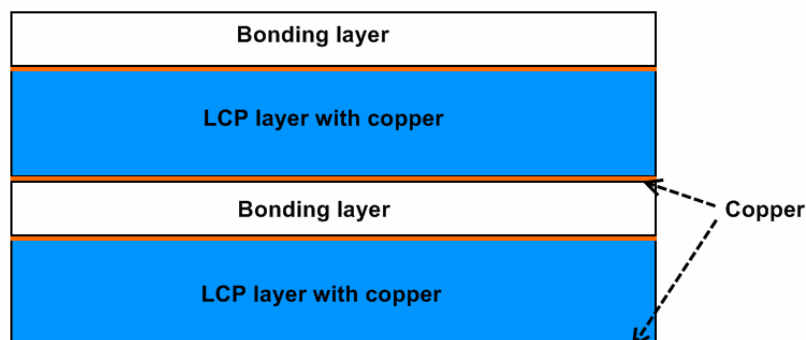


Figure 53 : Empilement des couches de LCP

Les applications visées étant les radars automobiles et les télécommunications en bande E, la bande de fréquences utilisée s'étend de 71GHz à 86GHz, le standard de guide rectangulaire retenu est le WR12 qui couvre la bande E (60-90GHz). Les dimensions de guide imposées par ce standard sont 3.1mm*1.55mm. Le dispositif développé devra donc permettre la transition entre un champ de mode quasi-TEM (le long de la ligne de transmission) vers un champ de mode TE₁₀ (mode fondamental du guide) visibles sur la Figure 54. L'objectif est d'avoir des paramètres S₁₁ et S₂₂ inférieurs à -15dB dans la bande de fréquences souhaitée.

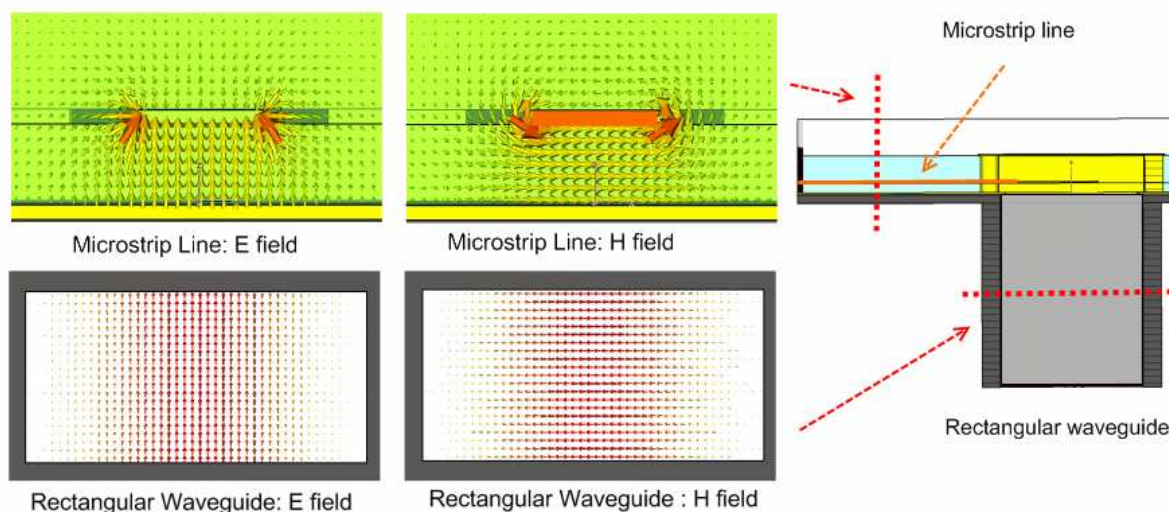


Figure 54 : Vue des champs E et H dans un guide d'ondes rectangulaire et une ligne microruban

Pour des raisons de simplification d'assemblage et d'interfaçage du boîtier sur le circuit imprimé du système, il est préférable d'intégrer la transition guide d'onde rectangulaire au

niveau de la face arrière du boîtier du côté circuit imprimé (Figure 52). En effet, cela ajouterait de nombreuses étapes lors de la fabrication augmentant d'autant le coût du boîtier. De plus, cela ajouterait des erreurs de positionnement supplémentaires et diminuerait le rendement de production. Effectuer une connexion à travers le Leadframe du QFN (Figure 55) est plus proche du procédé standard de fabrication des QFN. En effet, la topologie du leadframe est obtenue par gravure d'un bloc de métal, l'ouverture vers guide d'ondes peut être réalisée lors de cette étape.

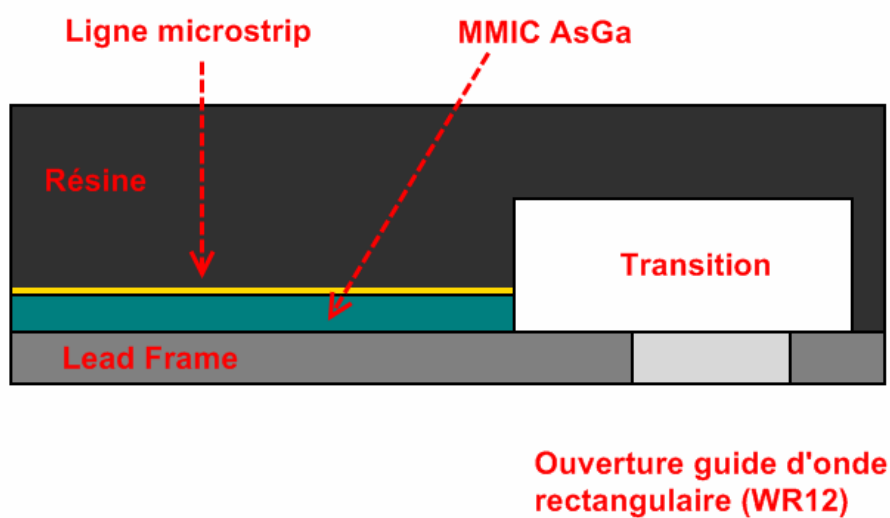


Figure 55 : Transformation du mode de propagation

Dans un premier temps nous avons fait une étude de faisabilité pour explorer plusieurs pistes et déterminer les limites de la technologie. Cette étude porte sur une transition fonctionnant dans l'air dans la bande de fréquence E (60-90GHz) pouvant couvrir des applications telles que les radars automobiles courte et longue portée (76.5-77GHz, 77-81GHz). Une fois le concept validé, nous avons cherché à optimiser les performances des transitions présentant les performances les plus intéressantes afin qu'elles puissent être intégrées dans un boîtier plastique de type QFN en prenant en compte les contraintes que cela impose. En effet, la partie du guide rectangulaire de sortie sera intégrée dans le QFN (Figure 55) et, par conséquent, sera remplie de résine. La résine n'ayant pas la même permittivité que l'air, cet ajout perturberait donc le fonctionnement de la version air. Les différents éléments composant la transition devront être redimensionnés afin de compenser la présence de la résine.

I Etude de faisabilité

Le but de cette étude est d'explorer différentes voies pour réaliser la transition entre une ligne de transmission et un guide rectangulaire. Afin de ne tester que la transition seule, nous avons optimisé les transitions pour qu'elles puissent fonctionner dans l'air. Ainsi, il n'est pas nécessaire de prendre en compte l'effet de la résine du QFN lors des tests.

Quatre architectures ont été étudiées, les trois premières couvrent une bande relativement étroite et fonctionnent dans la bande des radars automobiles tandis que la quatrième a une bande passante plus importante lui permettant de couvrir d'autres applications comme les télécommunications en bande E. Pour chaque version, le couplage à l'intérieur du guide est assuré grâce à une sonde :

- Par simple patch
- Par ligne couplée
- Par double patchs
- Par patch couplé

Ces versions fonctionnant dans l'air nous serviront à valider le concept de transition entre ligne de transmission microruban et guide rectangulaire sur substrat LCP multicouches. Il sera nécessaire dans un second temps d'adapter ce concept aux boîtiers plastiques.

I.1 Simulations électromagnétiques 3D

La première étape de cette étude consiste à optimiser chaque concept grâce à un outil de simulations électromagnétiques en trois dimensions à l'aide du logiciel CST Microwave Studio utilisant la méthode d'analyse FDTD vue précédemment.

Transition par simple patch

La première version étudiée est la transition par simple patch. Le patch fait office de sonde excitant le mode fondamental du guide et est entouré d'éléments ayant pour but d'élargir la bande de fonctionnement [13-15]. Des fentes ont été réalisées dans le patch pour permettre une meilleure adaptation en impédance au niveau des ports d'accès (Figure 56), l'impédance

présentée par le patch étant dépendante de la position de son excitation. Ce design n'utilise qu'une couche de LCP, la couche inférieure, pour transmettre le signal et effectuer la transition vers le mode fondamental du guide. Un élément réflecteur a été ajouté sur la dernière couche métallique afin d'éviter les pertes par rayonnement du patch et ainsi optimiser la transmission du signal entre la ligne microruban et le guide d'onde. Le réflecteur est situé à une distance par rapport au patch inférieure à une demi longueur. En effet, cette dimension restant importante à ces fréquences (de l'ordre du millimètre), elle aurait entraîné un nombre de couches de LCP trop important, entraînant un coût élevé. Le patch a donc un fonctionnement microruban avec comme plan de référence le réflecteur.

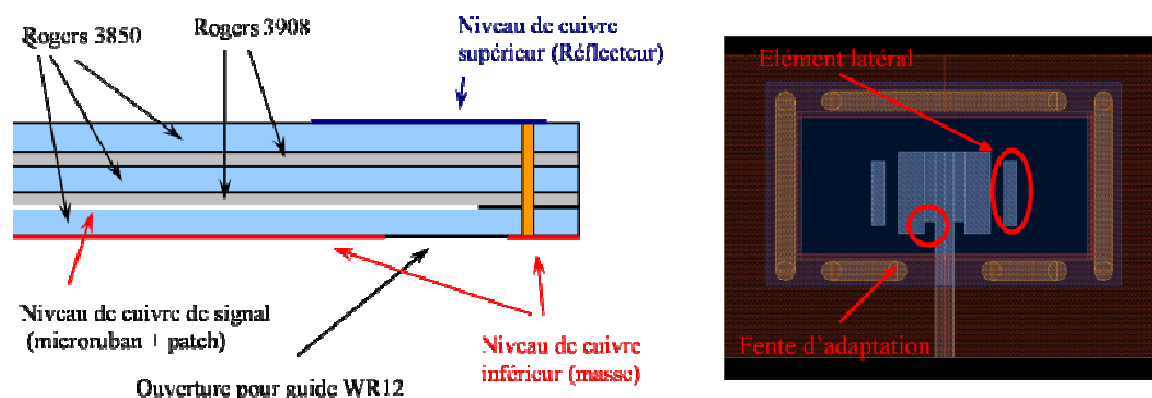


Figure 56 : Couches utilisées et design de la transition

Pour que le couplage entre le mode TEM de la ligne microruban et le mode TE₁₀ du guide d'ondes soit optimum à la fréquence voulue, il est nécessaire que la longueur effective du patch soit égale à la moitié de la longueur d'onde guidée à l'intérieur du substrat. Ainsi, on induit un déphasage du champ électrique de 180° à chaque extrémité du patch, permettant d'obtenir des lignes de champs compatibles avec le mode TE₁₀ (Figure 57).

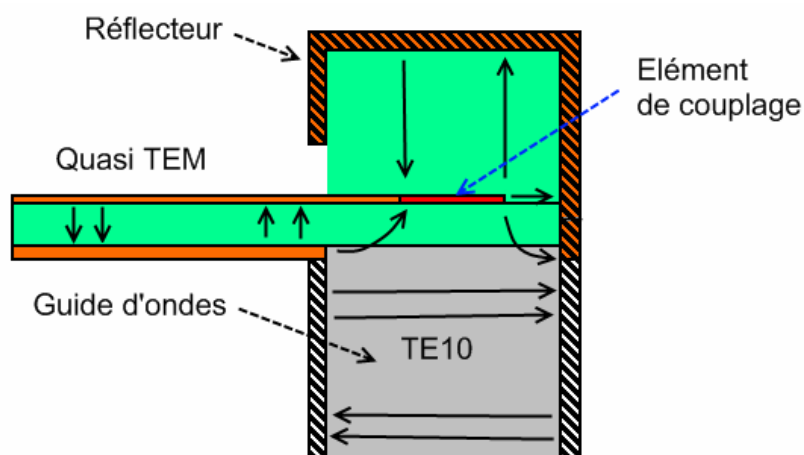


Figure 57 : Propagation du champ électrique le long de la transition

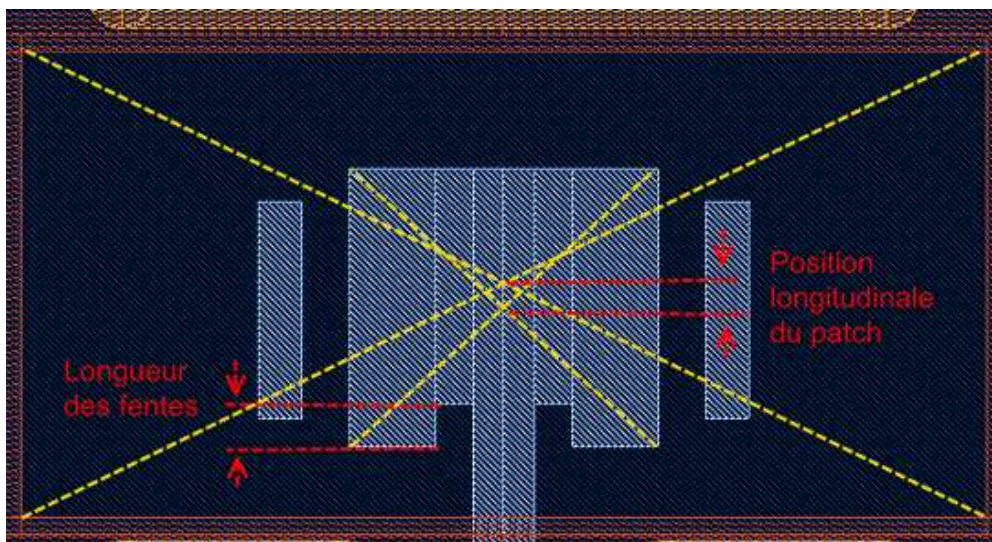


Figure 58 : Dimensions de la transition

Un autre facteur influençant cette compatibilité est la position longitudinale de l'élément de couplage à l'intérieur du guide (Figure 58). Sur la Figure 59 nous pouvons voir qu'il existe une position optimale.

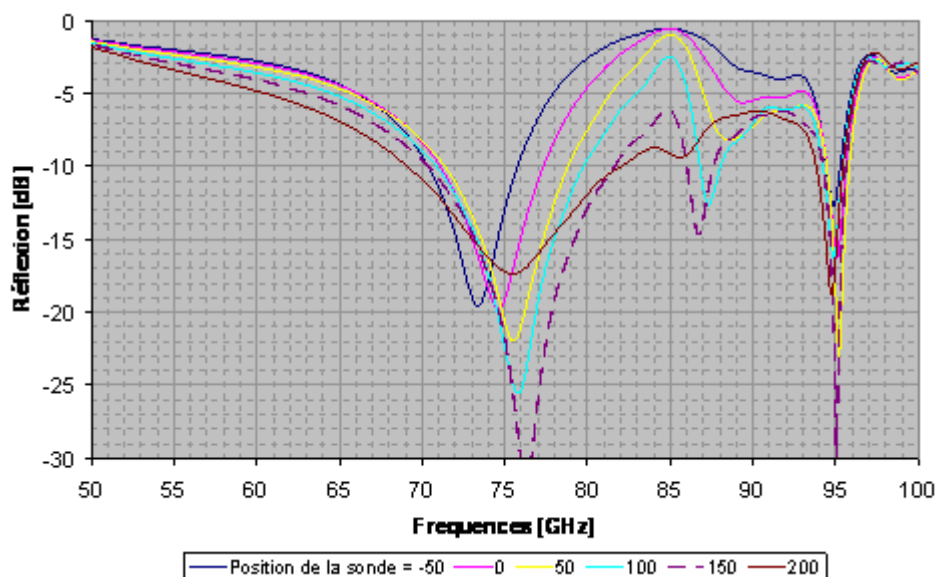


Figure 59 : Influence de la position longitudinale du patch dans le guide

La ligne microruban ayant comme impédance caractéristique 50Ω , il est nécessaire que le patch présente la même impédance afin d'avoir une adaptation maximum. Comme dit précédemment, l'utilisation de fentes permet d'obtenir l'impédance voulue. La Figure 60 montre qu'il existe une position optimale.

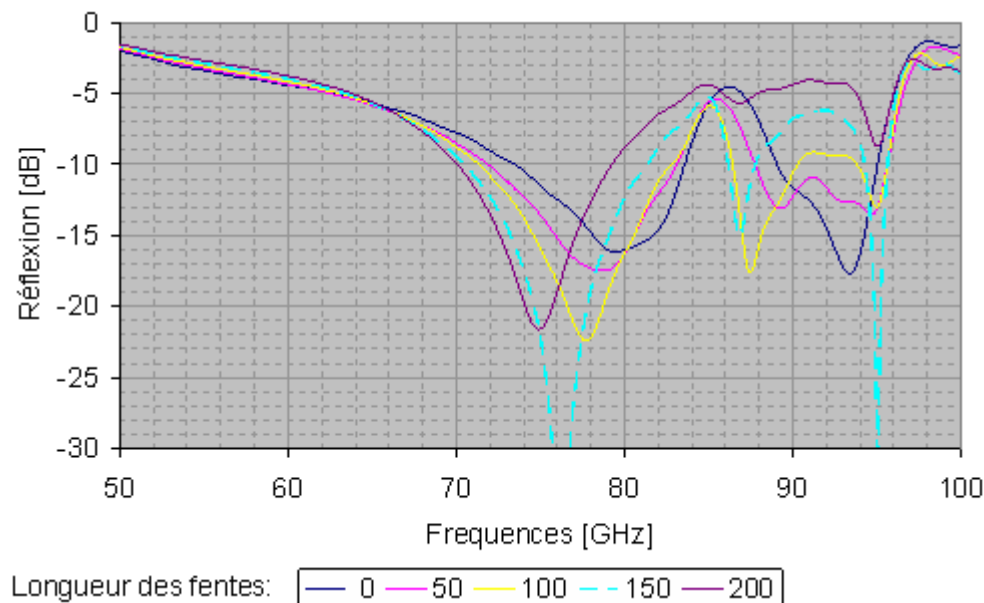


Figure 60 : Adaptation en impédance du patch

Comme on peut le constater sur le Figure 61, les lignes de champs électriques et magnétiques autour du patch sont telles qu'elles se couplent sur le mode fondamental du guide d'onde rectangulaire dans le plan du patch (Figure 54).

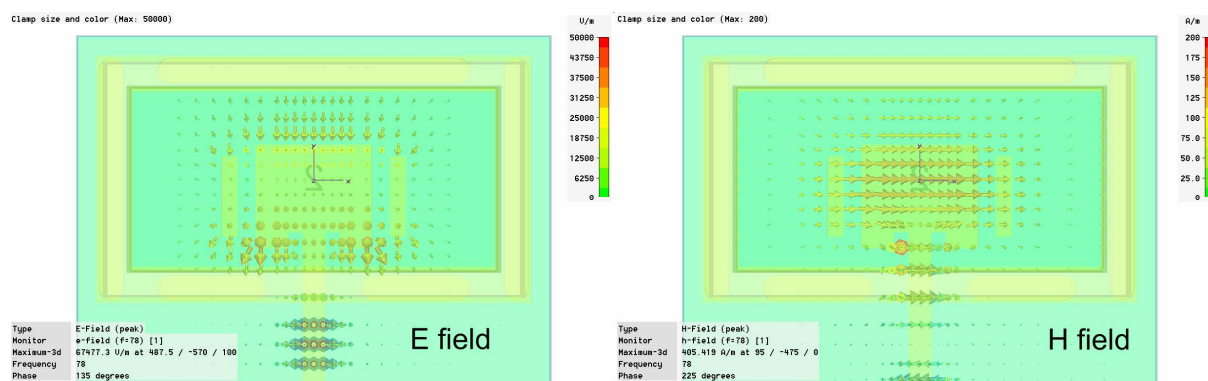


Figure 61: Couplage des champs de la ligne de transmission vers le guide rectangulaire

Enfin, nous avons fait un compromis entre la bande passante et l'épaisseur de l'empilement de couches de LCP. La largeur de la bande utile possible avec un patch microruban est en partie déterminée par l'épaisseur du substrat, ici, la hauteur du réflecteur. Il est intéressant d'avoir une hauteur de substrat importante. Or, l'objectif de cette étude étant d'intégrer la transition à l'intérieur d'un boîtier QFN qui a une hauteur limitée (1mm leadframe compris) nous avons limité l'épaisseur du substrat à 400 μ m et ainsi la distance entre le patch et le réflecteur à

300 μ m. Nous pouvons voir sur la Figure 62 l'influence de la hauteur du réflecteur sur la bande passante.

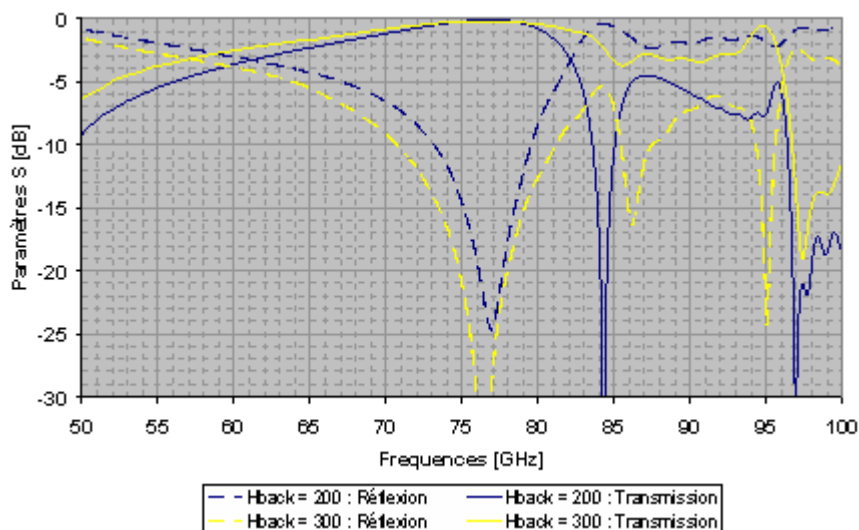


Figure 62 : Effet de la hauteur du réflecteur sur les performances de la transition

Nous pouvons constater sur la Figure 63 que le design avec un patch simple nous permet de n'obtenir qu'une seule résonance avec une bande passante proche des 7GHz pour une réflexion de -15dB. Cette bande passante est centrée sur la bande de fonctionnement des radars longue portée (76.5-77GHz).

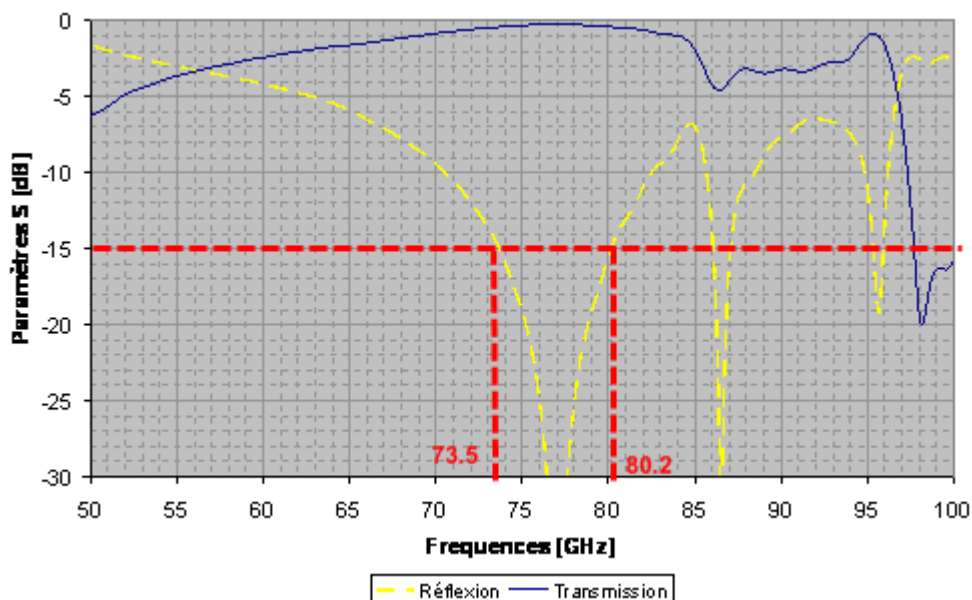


Figure 63: Performances de la transition Simple Patch

Lors de la fabrication de la transition, il est probable que les dimensions des éléments métalliques obtenues soient différentes de celle souhaitées à cause des tolérances de gravure.

Afin de déterminer la robustesse du design, nous avons étudié ce phénomène en simulation (Figure 64). Les courbes suivantes nous montrent que des variations de dimension dues à une gravure imparfaite n'ont que peu d'influence sur le fonctionnement de la transition, les spécifications étant toujours respectées. Ceci peut s'expliquer par le design simple du patch et par le fait que les variations dues à un défaut gravure sont relativement faibles face aux dimensions du patch ($\pm 20\mu\text{m}$ d'après le fabricant).

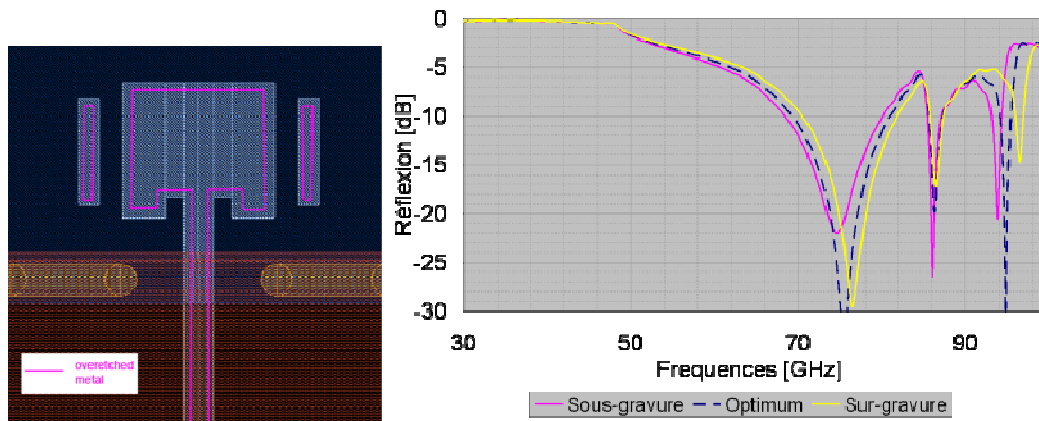


Figure 64 : Influence de la sur-gravure sur les performances de la transition Simple Patch

Cette transition a une bande passante restreinte qui couvre la bande de fonctionnement des radars automobiles à longue portée. Grâce à son design simple, elle semble robuste aux tolérances de fabrication.

Transition par ligne couplée

La seconde transition est réalisée à l'aide d'une ligne couplée sur un élément d'adaptation situé dans l'ouverture de la masse du substrat LCP [8]. Sur le même niveau que la ligne de signal, un plan métallique sert de réflecteur à l'élément d'adaptation et contribue à l'optimisation du couplage entre la ligne et ce dernier. Cette transition utilise donc deux couches différentes pour effectuer la transmission du signal entre la ligne microstrip et le guide rectangulaire.

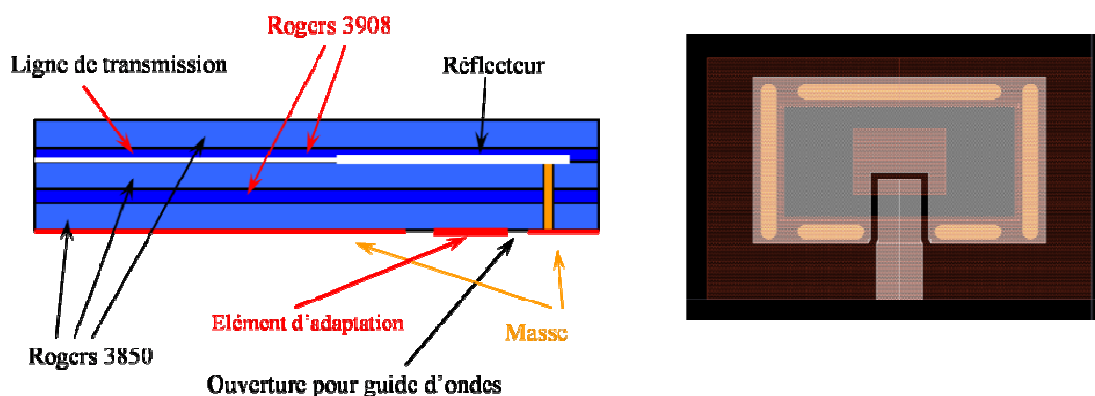


Figure 65 : Couches utilisées et design de la transition par ligne couplée

La transition du signal entre le mode quasi-TEM de la ligne et le mode TE₁₀ du guide se fait de la même manière que pour la transition par simple patch, le champ électrique est déphasé de 180° entre les deux extrémités de l'élément d'adaptation, sa longueur électrique étant égale à une demi longueur d'onde (Figure 66). L'avantage de cette nouvelle topologie est que, grâce au couplage du champ entre la ligne et l'élément d'adaptation, la présence de la ligne ne perturbe que très peu le fonctionnement de cet élément, contrairement à la transition par simple patch (Figure 55). La transition du signal vers le mode fondamental du guide se fait plus rapidement. Du fait de la faible influence de la ligne de transmission sur l'élément d'adaptation, la position optimale de ce dernier est d'être centré à l'intérieur du guide.

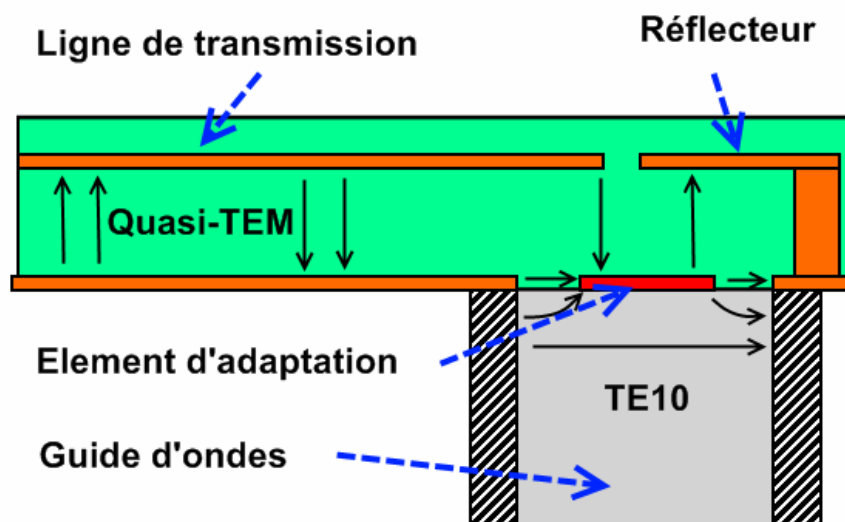


Figure 66 : Transmission du signal dans la transition par ligne couplée

Comme pour la transition étudiée précédemment, la hauteur du réflecteur influence les performances de cette version. La Figure 67 montre qu'éloigner le réflecteur de l'élément de couplage permet d'élargir la bande passante de la transition. Une contrainte vient limiter cette

hauteur. En effet, augmenter la hauteur du réflecteur revient à placer la ligne sur une couche de LCP plus élevée. Or, dans le module complet, cette ligne sera connectée à un MMIC via un fil d'or. Comme nous avons vu dans les chapitres précédents, la forme du fil d'or est une boucle. Si le plot de contact sur le LCP est trop haut par rapport au leadframe du QFN, il y a des risques que le haut de la boucle sorte de la résine (Figure 68). De plus, en augmentant la hauteur du plot de contact sur le LCP, nous allongeons la longueur du fil et donc augmentons son impédance. Nous avons donc limité la hauteur du réflecteur à $250\mu\text{m}$ car elle n'augmente pas la longueur de fil de manière trop importante tout en permettant un gain intéressant en bande de fonctionnement.

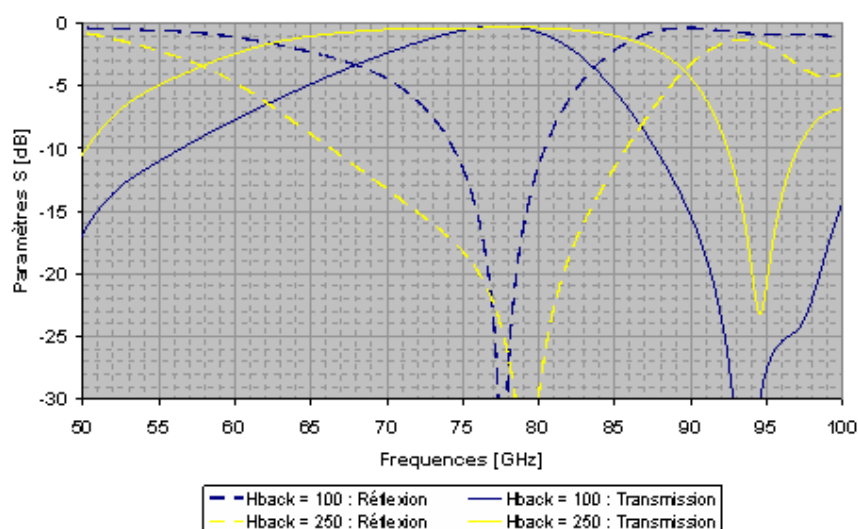


Figure 67 : Influence de la distance entre la ligne et l'élément de couplage sur la bande passante de la transition

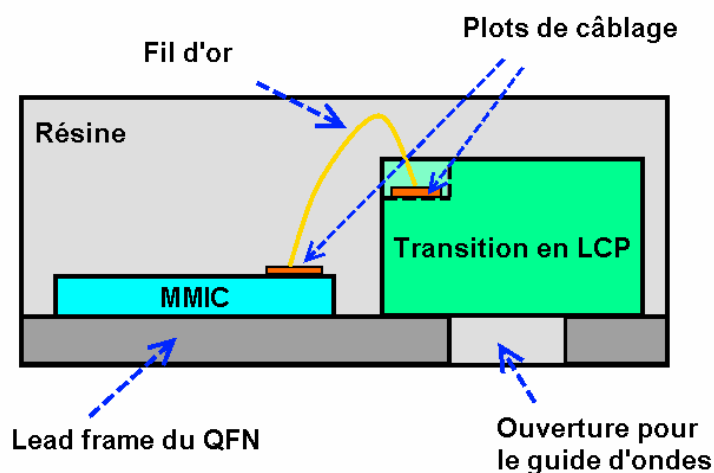


Figure 68 : Câblage à l'intérieur du boîtier QFN

Comme nous pouvons le constater sur la Figure 69, cette transition a une bande de fonctionnement supérieure à celle de la première version mais en contrepartie, elle est bien plus sensible aux erreurs de gravure. En effet, aux dispersions des dimensions ($\pm 20\mu\text{m}$) au niveau du métal dans lequel est gravée la ligne de transmission viennent s'ajouter les variations de gravure sur le niveau métallique en face arrière de la transition qui modifient les dimensions de l'élément d'adaptation (Figure 65).

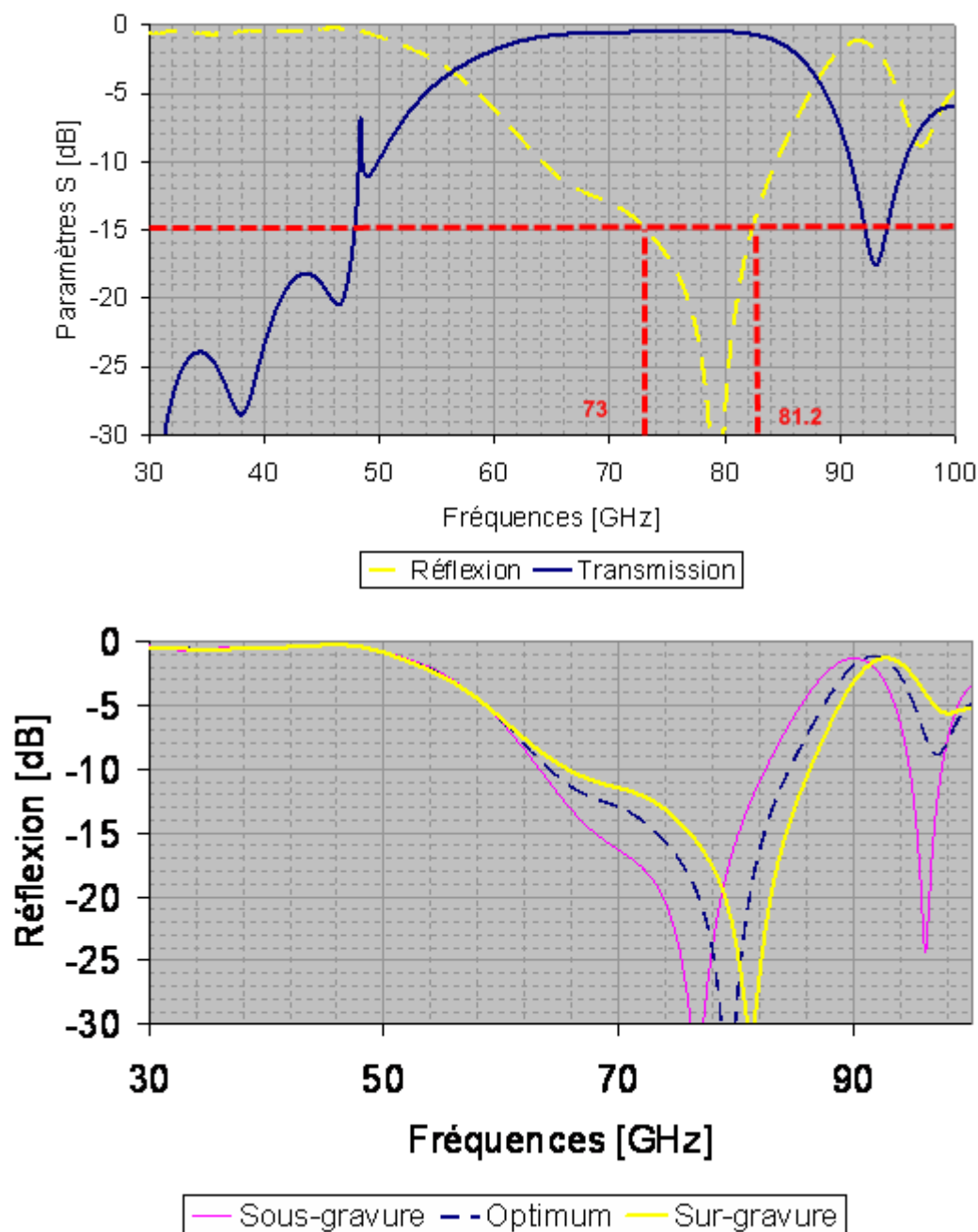


Figure 69 : Performances de la transition par ligne couplée et influence de la sur-gravure

Grâce à sa bande plus importante, cette transition permet de couvrir à la fois les applications radars à courte et longue portée pour l'automobile.

Transition par double patches

La troisième version est quant à elle composée d'une ligne couplée sur deux patches rayonnants (Figure 70) placés sur des niveaux métalliques différents. Les niveaux utilisés sont les niveaux inférieurs de la structure pour obtenir une bande de fréquences optimale. Les patches ont des longueurs électriques différentes pour permettre l'apparition de résonances à deux fréquences distinctes. Elle utilise donc trois couches différentes pour effectuer la transition, elle est par conséquent la version la plus risquée des trois.

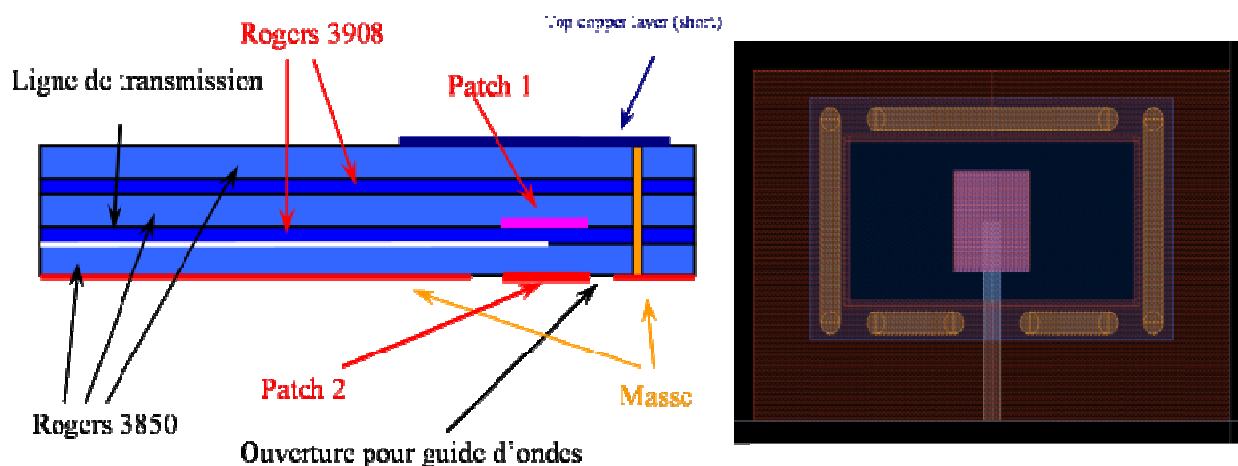


Figure 70 : Couches utilisées et design de la transition Double Patch

Comme on peut voir sur la Figure 72, il existe un optimum pour la position de l'extrémité de la ligne de transmission. Pour que la réflexion du signal soit minimale aux deux fréquences, il est nécessaire que l'extrémité de la ligne soit située au centre des deux patches. Le bout de la ligne étant un circuit ouvert imparfait, une partie du signal est réfléchi. Or, pour que le couplage entre la ligne et un patch soit maximum, il faut que le champ électrique soit maximum au niveau de l'extrémité du patch, c'est-à-dire que l'onde réfléchi soit en phase avec l'onde incidente à l'extrémité du patch. La réflexion entraînant un déphasage de 180° , le chemin parcouru par l'onde réfléchi doit aussi induire un déphasage de 180° , ce qui correspond à un aller-retour sur une demi-longueur de patch.

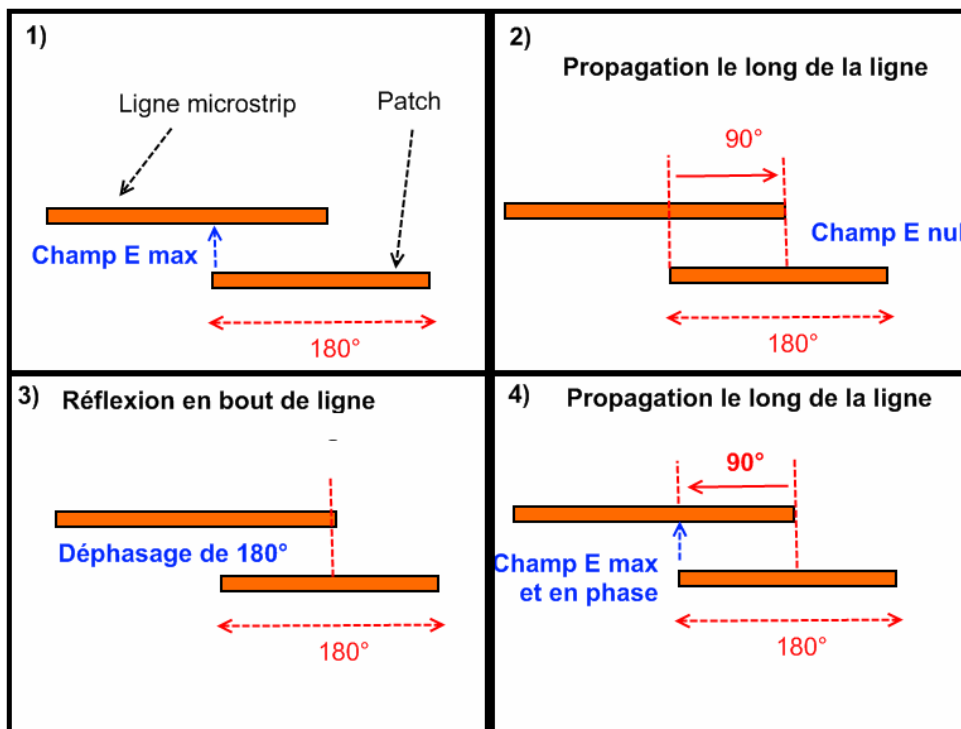


Figure 71 : Couplage entre la ligne de transmission et un patch

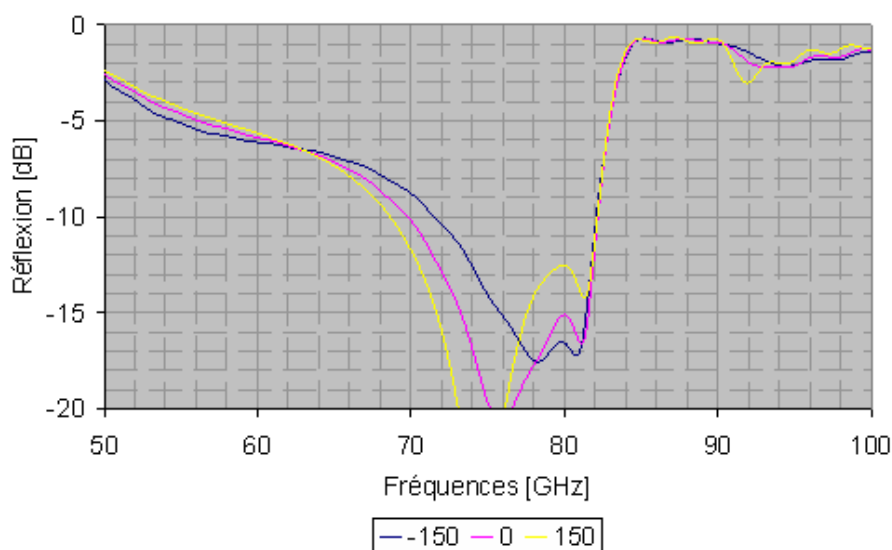


Figure 72: Influence de la position de la ligne sur les performances

La présence des deux patches de longueur électrique sensiblement différente permet l'obtention de deux résonances distinctes permettant une transition ayant un facteur de qualité plus important (Figure 73). Comme pour la version par ligne couplée, l'utilisation de plusieurs couches métalliques entraîne une sensibilité plus forte aux erreurs de gravure (Figure 74).

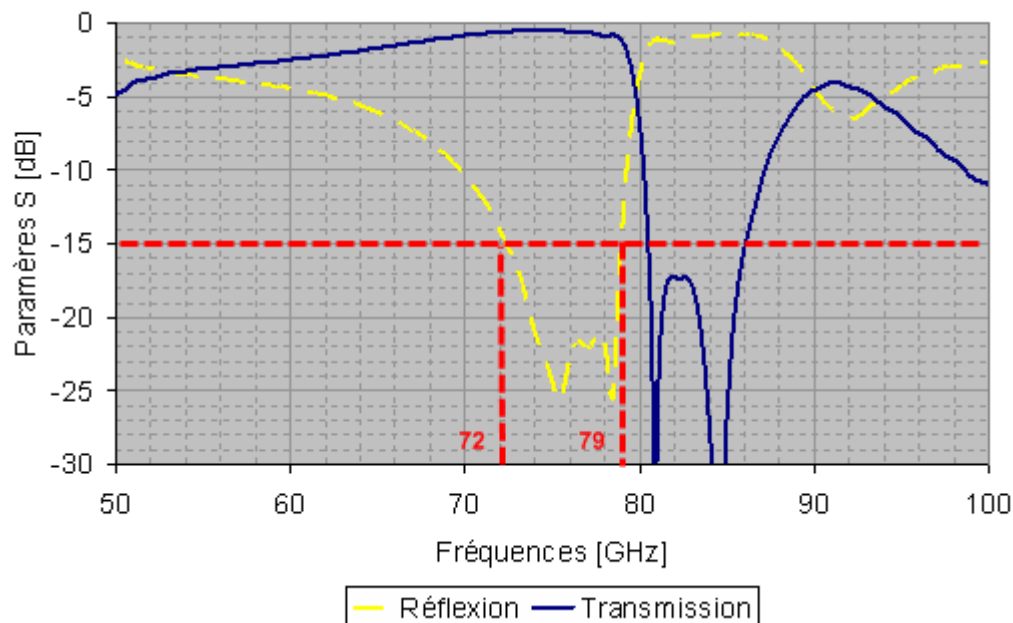


Figure 73 : Performances de la transition Double Patch

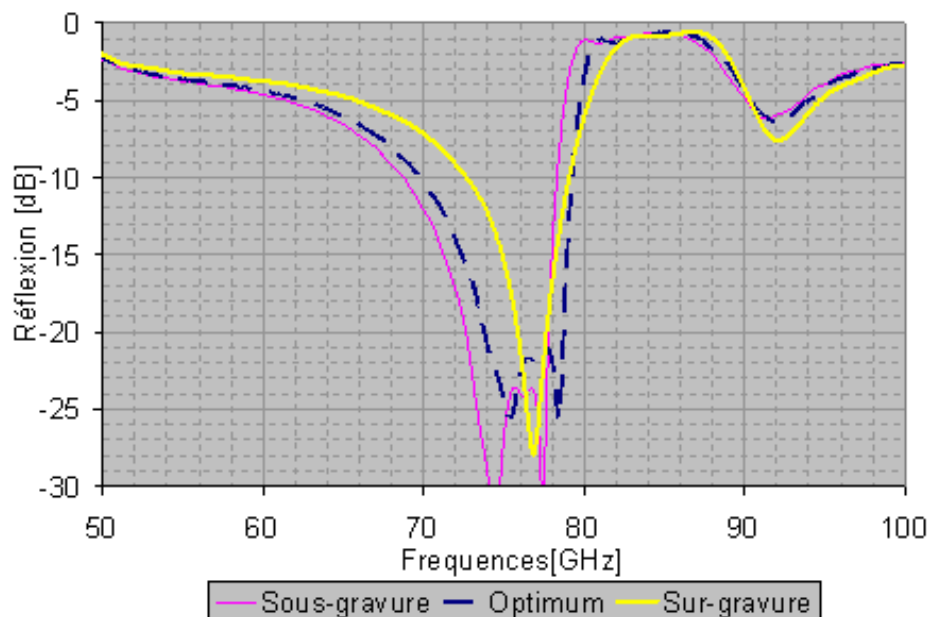


Figure 74 : Influence de la sur-gravure sur les performances de la transition double patch

Grâce à l'utilisation de deux patchs, nous obtenons deux résonances distinctes qui permettent d'avoir une meilleure adaptation dans la bande de fréquence voulue avec une valeur de réflexion de l'ordre des -20dB.

Transition par patch couplé

Les versions précédentes de transition ayant une bande de fonctionnement limitée aux applications radars automobiles, nous avons étudié un nouveau design capable de pouvoir couvrir une bande de fréquences plus large afin d'avoir un démonstrateur polyvalent capable d'être utilisé pour d'autres applications telles que les télécommunications en bande E (71-76GHz, 81-86GHz).

Afin d'avoir une bonne reproductibilité en production, le nouveau design se devra d'être relativement simple. Les niveaux métalliques utilisés sont identiques à ceux de la transition par patch simple (Figure 56) limitant les décalages possibles entre les différents niveaux métalliques. Pour obtenir une largeur de bande importante il faudra obtenir deux résonances bien distinctes. Grâce à un patch intégrant des fentes, nous pouvons atteindre cet objectif (

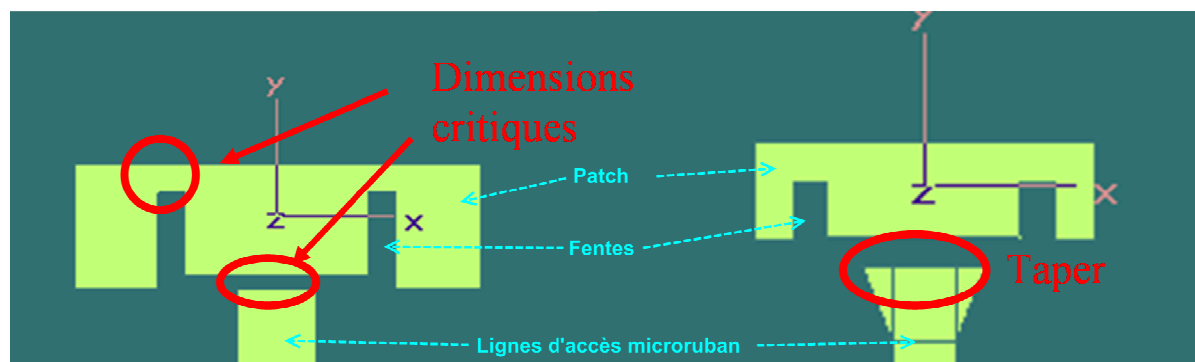


Figure 75). Le patch étant plus long que les fentes, c'est lui qui génère la résonance la plus basse en fréquences et la plus haute étant générée par les deux fentes.

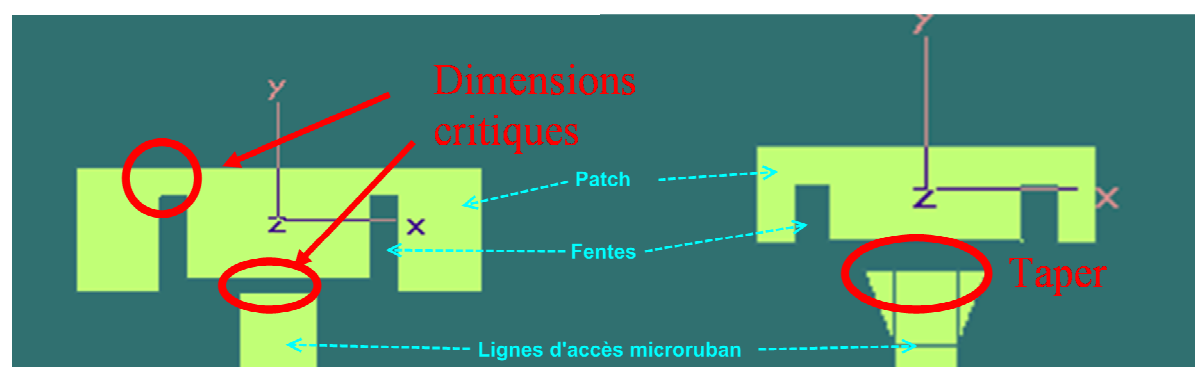


Figure 75: Design de la transition large bande

Sur

la

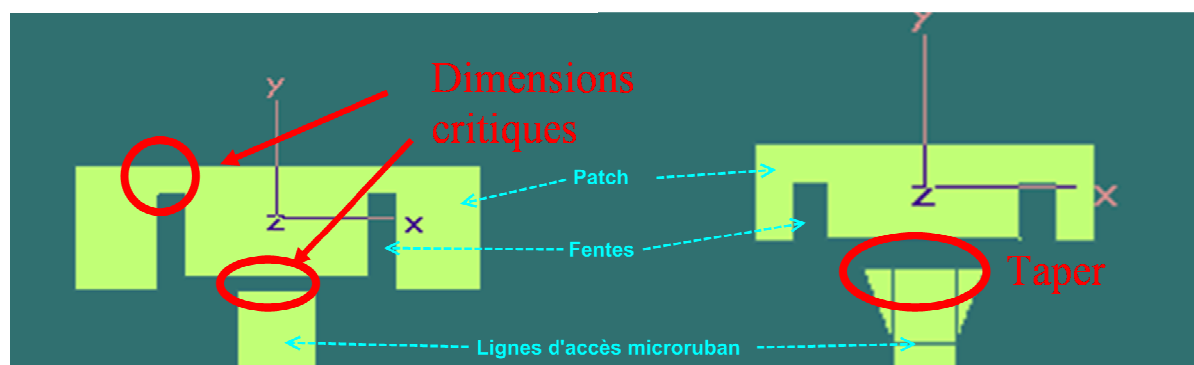


Figure 75 nous pouvons voir les deux dimensions de l'élément de couplage que le respect des règles de dessin limite. En effet, le procédé de gravure impose que la ligne de transmission soit éloignée d'au moins $75\mu\text{m}$ du patch et que les fentes soient au moins $100\mu\text{m}$ plus courtes que le patch.

L'avantage que présente ce design par rapport à un patch à fentes classique [19] vient du fait que les fentes peuvent être plus longues compte tenu du fait qu'elles arrivent au bord du patch. En effet, si les fentes étaient intégrées dans le patch, leur longueur maximale serait équivalente à celle du patch à laquelle on devrait soustraire deux fois la limite de gravure imposée par la fabrication. Avec la topologie que nous avons utilisée, la longueur maximale est donc la longueur du patch diminuée de seulement une fois la limite de gravure.

Compte tenu du fait qu'il n'est pas possible d'intégrer les fentes d'adaptation comme pour la version Simple Patch et pour éviter de perturber le fonctionnement du patch, nous avons opté pour un couplage entre la ligne et le patch. Ce couplage amène un effet capacitif permettant l'adaptation en impédance. Le respect des règles de dessin imposant un éloignement important entre la ligne et l'élément de couplage, il a été nécessaire d'ajouter un taper sur la ligne

(

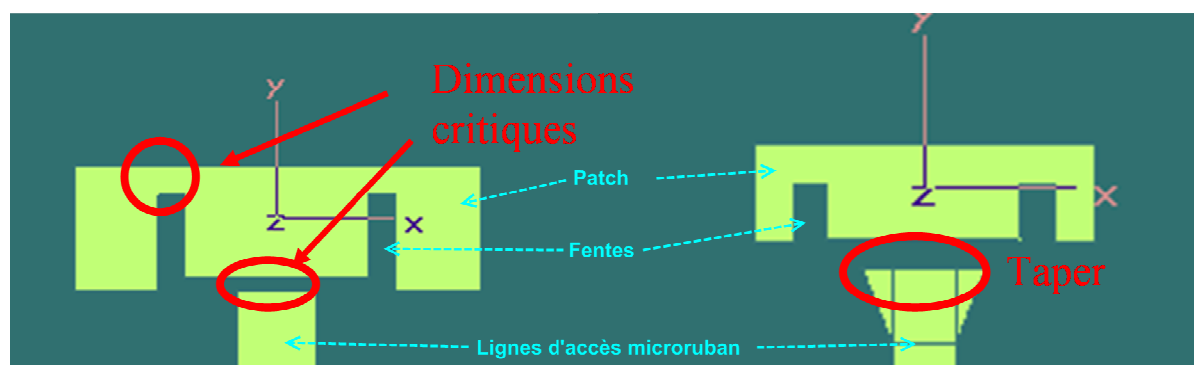


Figure 75).

La Figure 76 montre que cette nouvelle transition augmente considérablement la bande de fonctionnement et permet de couvrir à la fois la bande utilisée par les radars automobiles ainsi qu'une partie des applications de télécommunications en bande E. On distingue bien les deux résonances permettant d'avoir une largeur de bande importante. En éloignant les deux pôles, le lobe central remonterait ne respectant la spécification d'une réflexion inférieure à -15dB.

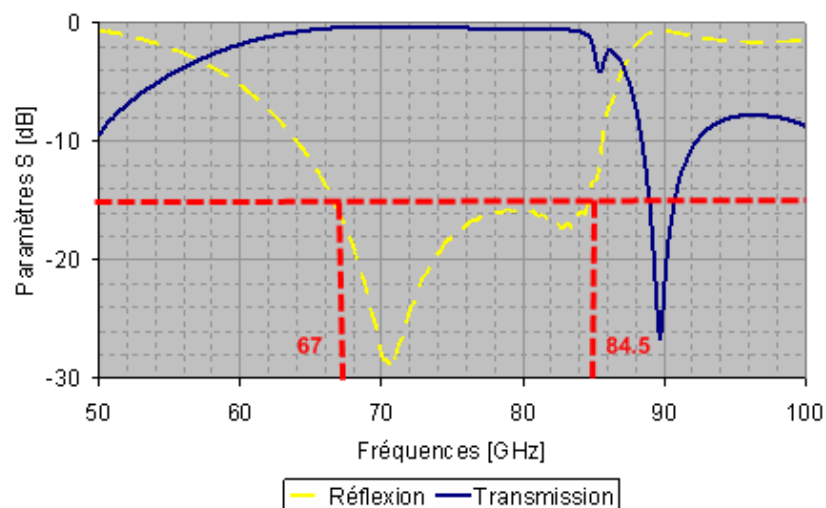


Figure 76 : Performances de la transition avec patch couplé

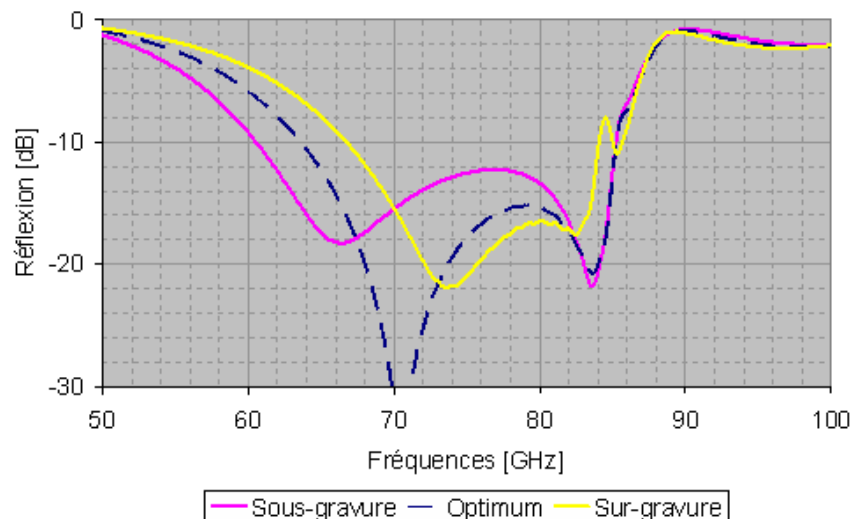


Figure 77 : Influence des erreurs de gravure sur les performances de la transition avec patch couplé

On peut constater sur la Figure 77 que même dans les pires cas la transition a un TOS supérieur à celui souhaité, elle continue de fonctionner. De plus, ces pires sont supérieurs à ce

que l'on pourrait observer en réalité, la tolérance de gravure réelle étant deux fois moindres à celle simulée. D'après les simulations effectuées cette transition est donc viable.

Grâce aux simulations électromagnétiques 3D, nous avons développé un ensemble de transitions pouvant, soit être spécifiques à une application, soit permettant de couvrir plusieurs fonctions. Il nous faut maintenant valider les différents concepts par des mesures.

I.2 Mesures :

Afin de pouvoir tester les transitions avec des équipements standards, il a été nécessaire d'assembler les transitions deux par deux dans une structure back to back (Figure 78). Ainsi, nous pouvons mesurer les performances de chaque type de transition à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel avec des connexions vers guide d'onde. Le circuit est posé sur une platine en laiton percée de deux guides au format WR12 connecté à deux guides coudés. Les mesures sont effectuées grâce à un analyseur de réseaux connecté grâce à des guides de type WR10, limitant les mesures à la bande W (75-110GHz). Le standard WR12 est donné pour fonctionner dans la bande E (60-90GHz) mais la coupure haute du guide est due à la possibilité de propagation de modes supérieurs à l'intérieur du guide. Le long des guides WR10 les modes supérieurs des guides WR12 seront évanescents et ne pollueront pas la mesure.

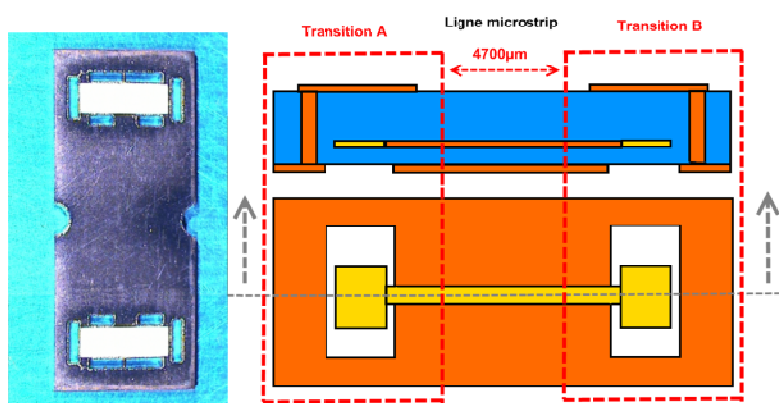


Figure 78: Vue de deux transitions assemblées

Nous voyons sur la Figure 78 qu'une ligne de transition microruban de 4.7mm a été ajoutée entre les deux transitions. Cette longueur de ligne supplémentaire permet la connexion des

guides coudés sous la semelle (Figure 79) mais ajoute des pertes de propagation de l'ordre de 0.4 à 0.5dB dans la bande étudiée.

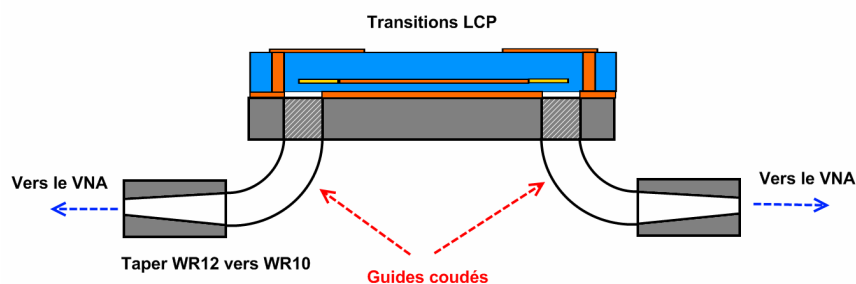


Figure 79 : Dispositif de mesure des transitions

Transition par simple patch

La mesure de plusieurs unités de la transition par simple patch nous montre que cette version possède une reproductibilité assez bonne (Figure 80). Le résultat des simulations montrant l'influence des erreurs de gravure est donc confirmé (Figure 64). En comparant les mesures à la simulation, nous pouvons constater que malgré un léger décalage en fréquence vers les fréquences élevées, l'allure est similaire (Figure 81). Ce décalage est causé par une surgravure du motif. La différence entre la transmission mesurée et celle simulée étant due à une mauvaise prise en compte des pertes dues au cuivre et à la longueur de ligne supplémentaire entre les deux transitions. Cette transition est conforme à nos attentes.

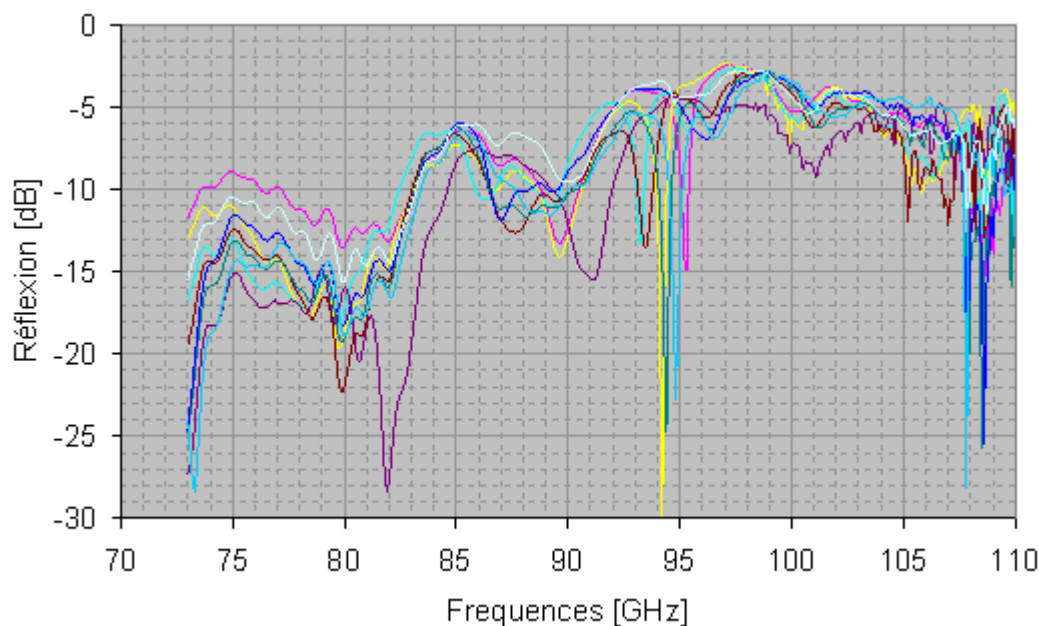


Figure 80 : Mesures de plusieurs unités de la version Simple Patch (S11)

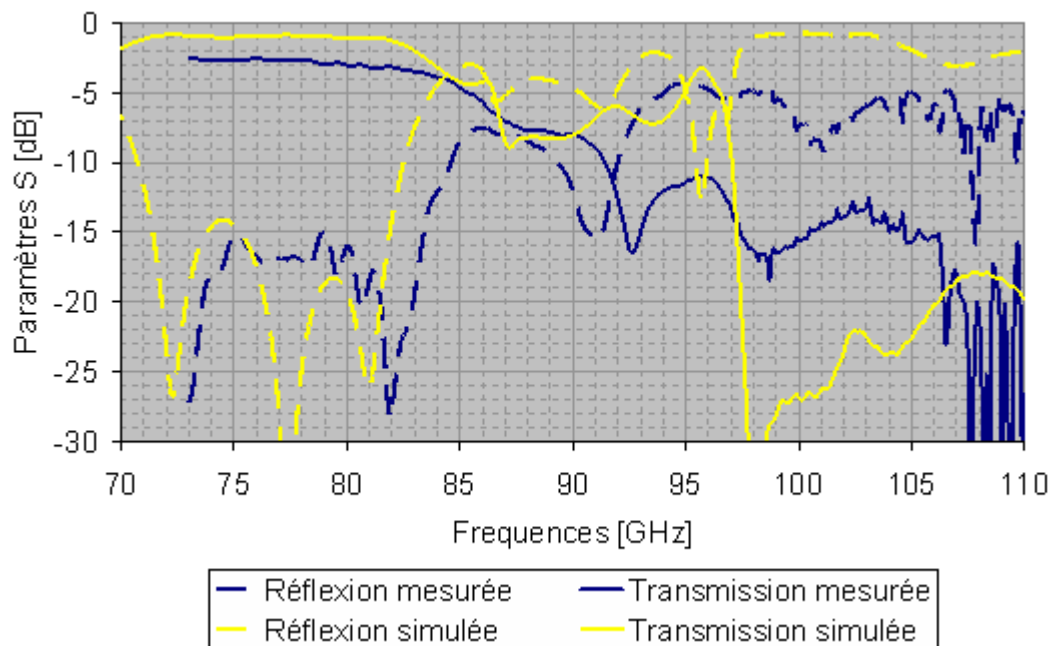


Figure 81 : Comparaison entre mesure et simulation pour la version Simple Patch

Transition par ligne couplée

La version par ligne couplée a, quant à elle, un rendement de production faible (Figure 82). De plus, les transitions fonctionnant ont un TOS trop élevé dans la bande de fonctionnement (jusqu'à -10dB). On peut voir en observant la comparaison mesure et simulation que ce TOS trop élevé est dû à un décalage en fréquence des pôles de résonance (Figure 83).

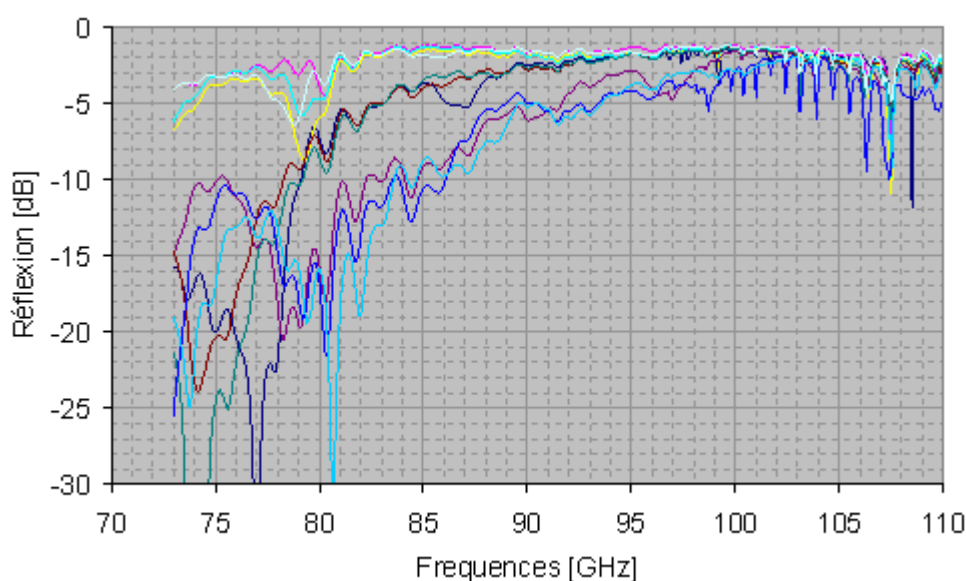


Figure 82 : Mesures de plusieurs unités de la transition avec ligne couplé

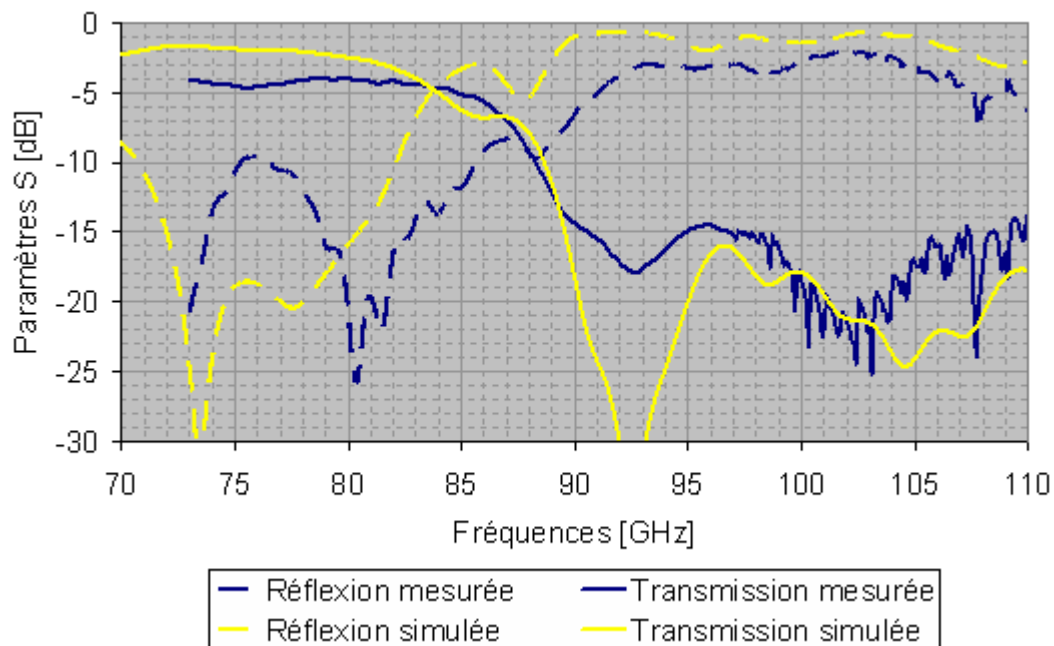


Figure 83 : Comparaison entre mesure et simulation pour la version avec ligne couplée

Transition par double patch

Les mesures de la version double patch montrent de très grandes disparités entre chaque unité. L'utilisation de trois couches différentes pour effectuer la transition ne semble pas adéquate, nous en donnerons l'explication plus loin. En effet, cette transition n'étant pas reproductible, elle n'a pas d'intérêt industriel. Son faible rendement augmenterait les coûts de manière trop importante.

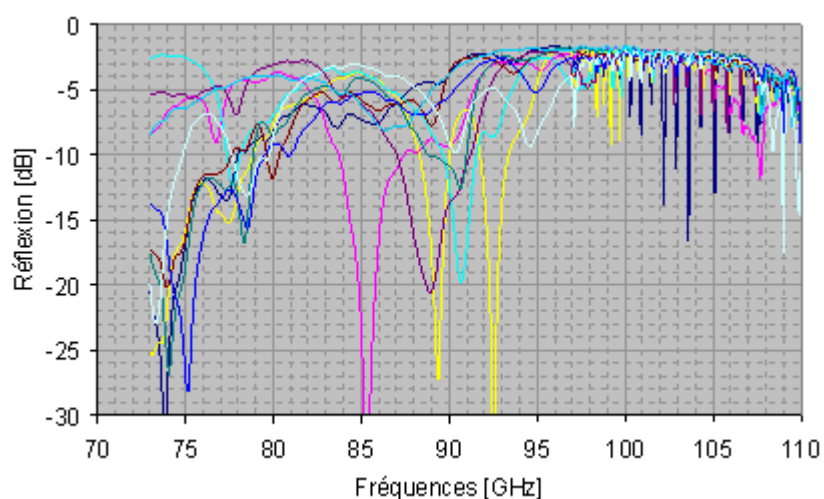


Figure 84 : Mesure de plusieurs unités de la version Double Patch (S11)

Transition par patch couplé

La version avec patch couplé de la transition a, à l'instar de la version avec simple patch, un très bon rendement et une excellente reproductibilité (Figure 85). Ceci peut s'expliquer par le fait que malgré un design du patch plus complexe, cette transition n'utilise qu'un seul niveau métallique, minimisant l'effet des tolérances de fabrication. La comparaison entre la mesure et la simulation (Figure 86) montre que les résultats expérimentaux sont proches de ceux obtenus en simulation. Le décalage en fréquence visible sur la réflexion est dû à la surgravure.

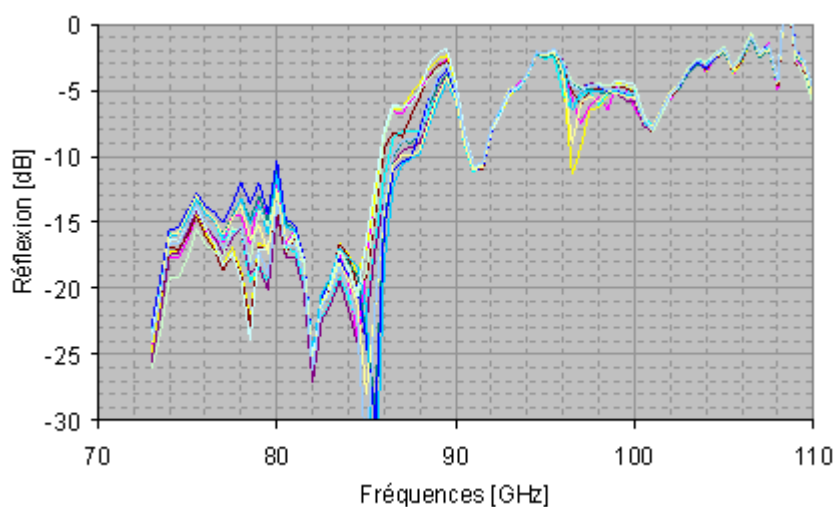


Figure 85 : Mesure de plusieurs unités de la version avec patch couplé (S11)

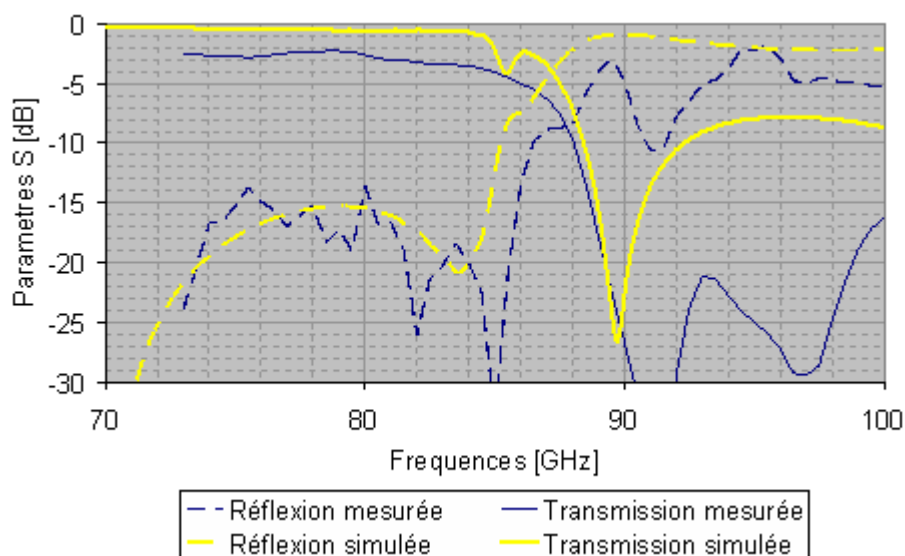


Figure 86 : Comparaison entre mesures et simulation de la transition avec patch couplé

Les versions par ligne couplée et double patch ont un rendement particulièrement mauvais. Or, nous avons remarqué en simulation que malgré la sur-gravure les performances n'étaient pas aussi dégradées que ce que nous avons observé en mesure. Il doit y avoir une autre cause qu'une erreur de gravure pouvant expliquer ces faibles performances.

I.3 Analyses

Compte tenu du rendement faible voire nul pour deux des versions, nous avons voulu analyser les raisons de cet échec.

Une vue aux rayons X nous donne une explication quant aux mauvaises performances. Il y a un fort désalignement entre les différentes couches de LCP. Le décalage est si fort qu'il ne permet plus un couplage

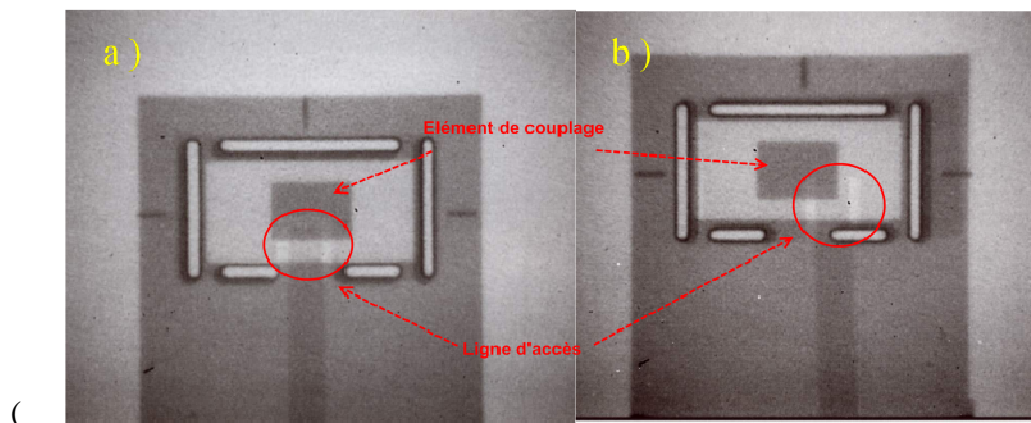


Figure 87). La version simple patch n'est pas affectée par ce désalignement car l'ouverture de la masse, la ligne et l'élément de couplage ont été gravés sur la même couche de substrat (Figure 56), le décalage de l'élément réflecteur n'étant pas assez important pour avoir une influence sur les performances.

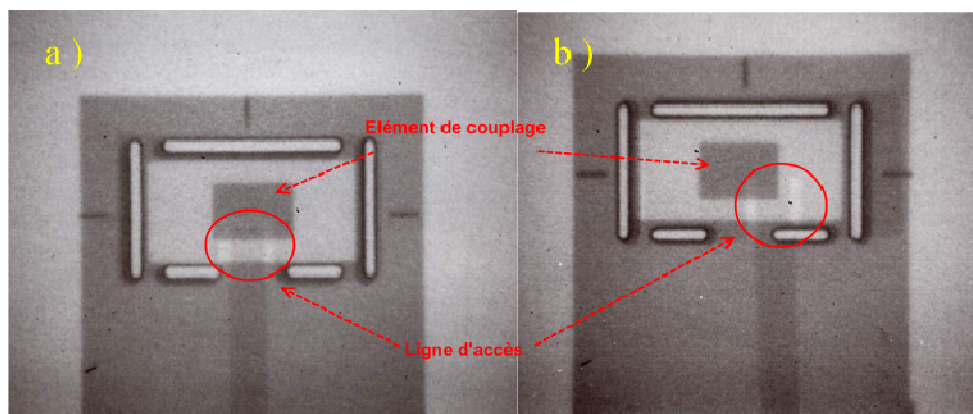


Figure 87 : Vue aux rayons X d'une transition alignée (a) et désalignée (b)

Après investigation, il s'est avéré que le désalignement provient d'un manque de rigidité mécanique de certaines couches LCP qui ont été quasiment complètement démétallisées. Ces couches ont pu bouger les unes par rapport aux autres durant les phases d'assemblage.

I.4 Conclusion

Bien que leur concept semble intéressant en simulation, les transitions avec ligne couplée et double patches ne fonctionnent pas après fabrication. Ce dysfonctionnement n'est pas causé par le design de la transition mais plutôt par sa complexité et par les tolérances de fabrication de la technologie LCP multicouches. Il serait possible de fabriquer des transitions fonctionnelles et reproductibles en utilisant ces topologies mais il faudrait adapter le procédé de fabrication. Cela risquerait d'augmenter les coûts.

Comme nous avons pu le constater, les versions avec simple patch et patch couplé sont robustes face aux variations de gravure et elles sont aisément reproductibles de par leur simplicité. Elles seront donc reprises pour la suite de l'étude. Nous avons une version à bande de fonctionnement étroite et une version large bande permettant d'avoir un ensemble de transitions polyvalentes, il ne sera donc pas nécessaire de poursuivre l'étude des deux autres versions.

Cette phase s'étant avérée concluante, nous allons pousser l'étude plus loin afin d'obtenir un démonstrateur en boîtier plastique pouvant être produit en grande quantité.

II Transition pour boîtier plastique surmoulé

Le but de cette étape est de réaliser une transition optimisée pour fonctionner à l'intérieur d'un boîtier plastique QFN surmoulé standard. L'utilisation de boîtiers QFN standards entraîne des contraintes supplémentaires dues à la présence du Leadframe d'une épaisseur de $200\mu\text{m}$ qui est remplie par de la résine. Il a été nécessaire de modifier la version définie lors de l'étude préliminaire qui avait été optimisée pour fonctionner dans l'air.

II.1 Optimisation pour intégration en boîtier :

Avec une épaisseur de résine sous la transition de $200\mu\text{m}$, nous avons constaté l'apparition d'une perturbation dans la bande de fonctionnement (Figure 88). Cette perturbation est due à l'apparition d'un fonctionnement de type résonateur diélectrique. La fréquence de cette résonance est dépendante des dimensions du résonateur. Il est donc possible de déplacer cette résonance hors de la bande de fonctionnement en modifiant les dimensions du résonateur, donc du guide rectangulaire (Figure 89). Avec une largeur de $1100\mu\text{m}$ pour la LCP et de $1200\mu\text{m}$ pour l'ouverture du Leadframe, la réflexion est décalée suffisamment haut en fréquence (au-delà de 90GHz) pour ne plus perturber le fonctionnement de la transition dans la bande de travail.

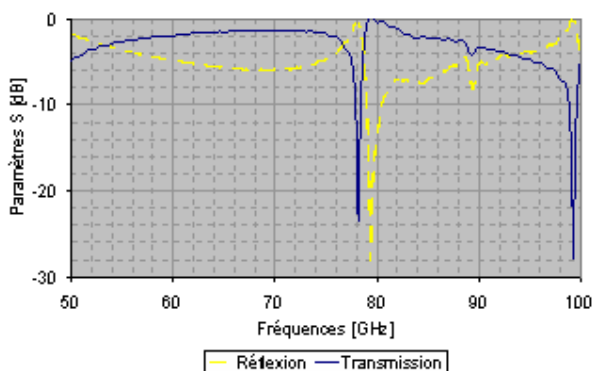


Figure 88: Apparition d'une réflexion parasite dans la bande de fonctionnement

La résine d'enrobage ayant une permittivité de 3,6, supérieure à celle de l'air, sa présence va augmenter la permittivité effective vue par l'onde électromagnétique au niveau du patch et ainsi augmenter les longueurs électriques. Pour compenser ces effets il sera nécessaire de diminuer les dimensions de l'élément de couplage.

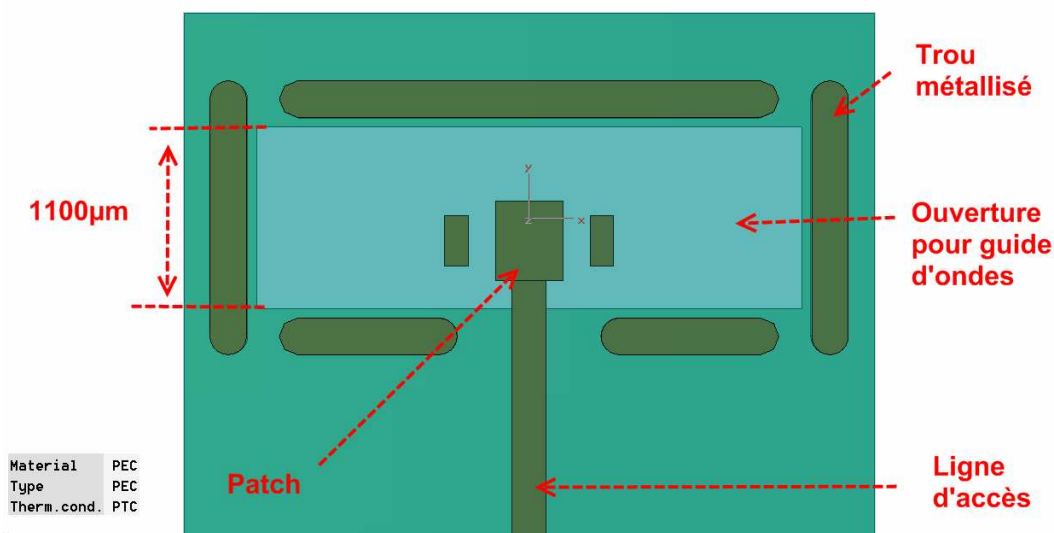


Figure 89 : Nouvelles dimensions du guide rectangulaire et topologie de l'élément de couplage de la version avec patch simple

Lors de l'optimisation de la version simple patch, nous avons constaté qu'il n'était plus nécessaire d'utiliser les fentes d'adaptation (Figure 89). En effet, l'adaptation en impédance se fait uniquement grâce à la modification de la largeur du patch.

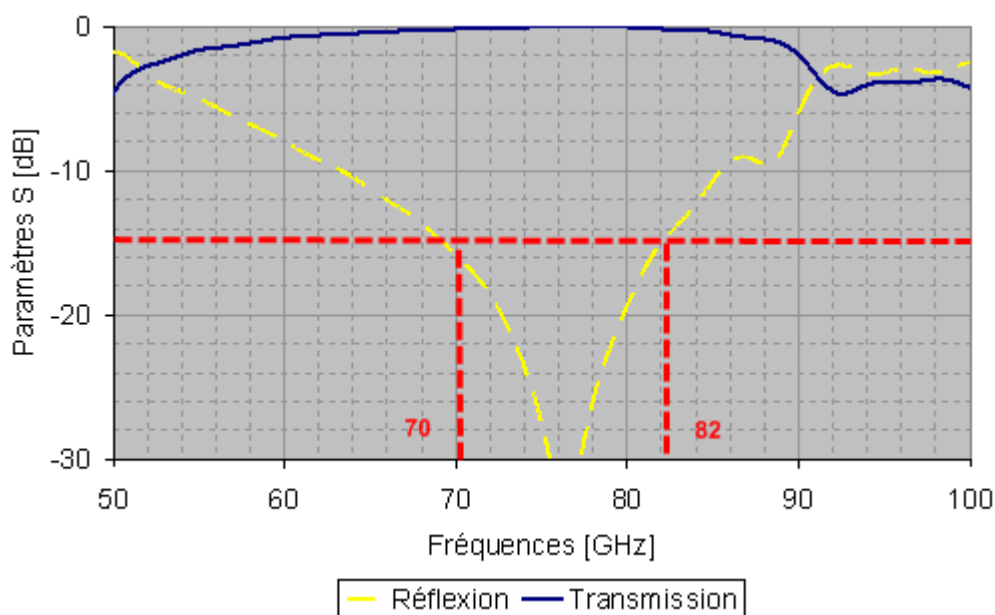


Figure 90: Performances de la version avec patch simple fonctionnant à l'intérieur d'un QFN

La Figure 90 montre que la transition avec simple patch permet de couvrir dorénavant les bandes de fonctionnement des radars automobiles à courte et longue portée.

Le design des deux transitions ayant été modifié, il est possible que les tolérances de fabrication aient une influence différente sur les versions prévues pour fonctionner à l'intérieur d'un QFN. Or, nous pouvons voir sur la Figure 91 que les erreurs de gravure ont un effet similaire à celui observé sur la transition avec simple patch fonctionnant dans l'air.

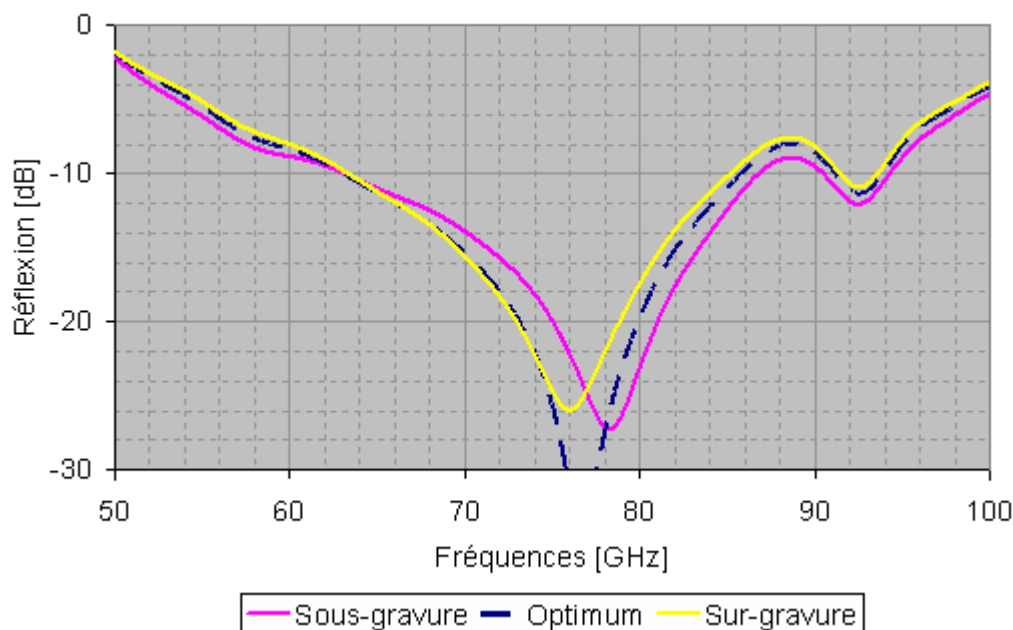


Figure 91 : Influence des erreurs de gravure sur la transition avec patch simple

Comme pour la transition avec patch simple, la présence de la résine impose une réduction des dimensions. Toutefois, l'élément de couplage garde un design similaire à celui de la transition fonctionnant dans l'air

(

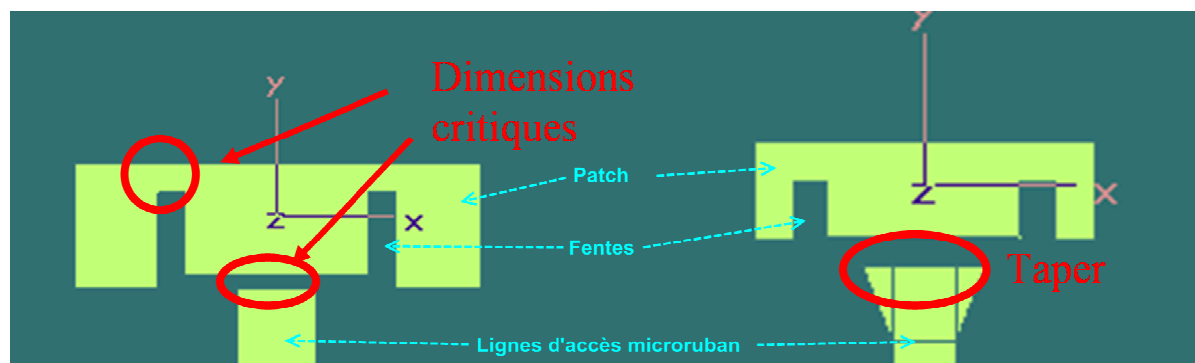


Figure 75). Après optimisation grâce à des simulations électromagnétiques en trois dimensions, la transition avec patch couplé fonctionnant à l'intérieur d'un boîtier QFN a une bande de fonctionnement plus importante que celle prévue pour fonctionner dans l'air (Figure

92). Nous avons une transition couvrant à la fois les applications radars automobiles (76.5-81GHz) et télécommunications en bande E (71-76GHz et 81-86GHz). De plus, sa largeur de bande très importante permet à cette transition d'avoir un TOS inférieur à -15dB malgré les tolérances de gravure (Figure 93). Cette transition est donc très robuste.

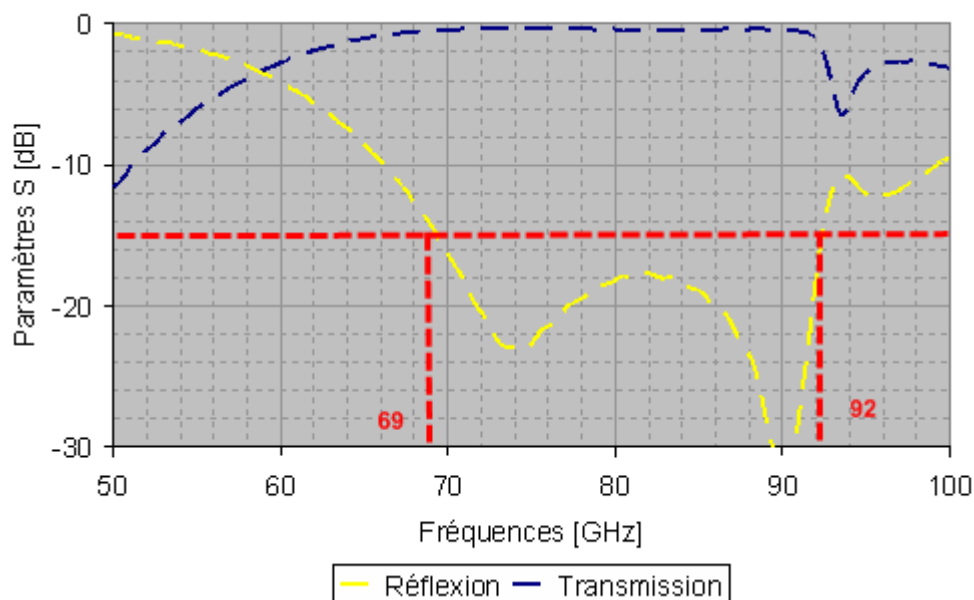


Figure 92 : Performances de la transition avec patch couplé optimisée pour fonctionner à l'intérieur d'un QFN

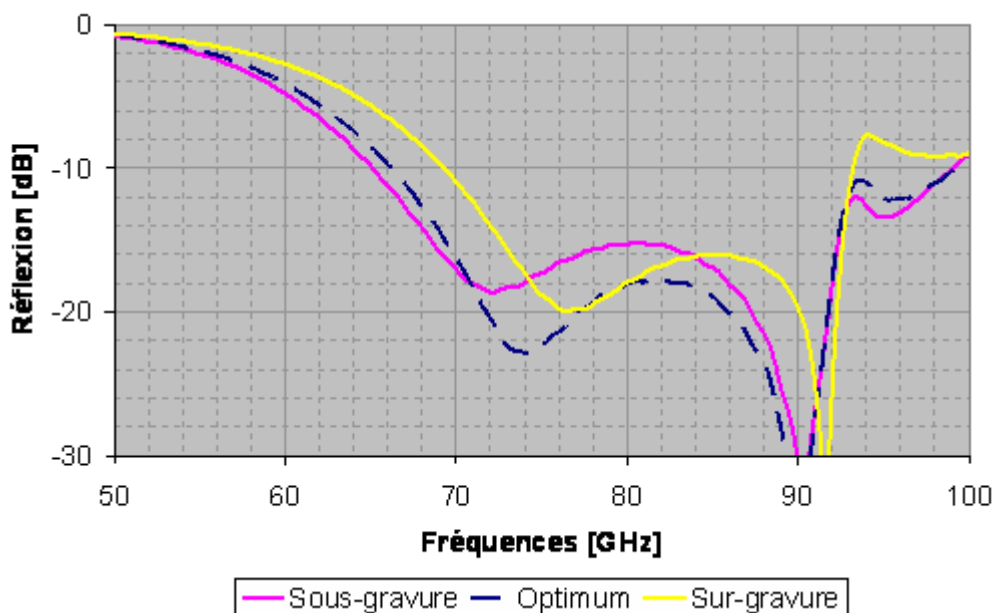


Figure 93 : Influence des erreurs de gravure sur la transition avec patch couplé

En conclusion, nous pouvons dire qu'à l'instar des transitions fonctionnant dans l'air, les versions optimisées pour être en boîtier sont robustes et devraient permettre un bon rendement de fabrication.

II.2 Fabrication et mesures:

Afin d'avoir une méthodologie de mesure identique à celle de la première étude, des transitions assemblées deux par deux ont été fabriquées (Figure 78). Le dispositif utilisé pour mesurer les transitions optimisées pour fonctionner dans l'air (Figure 79) ne peut pas être utilisé tel quel pour mesurer celles qui vont être intégrées en boîtier. Afin de prendre en compte l'influence de la résine placée sous la transition à l'intérieur du boîtier (Figure 55), il est nécessaire d'ajouter un élément. Le matériau Rogers Ro4003 ayant des performances assez proches de celles de la résine, nous l'avons utilisé pour simuler le Leadframe du QFN.

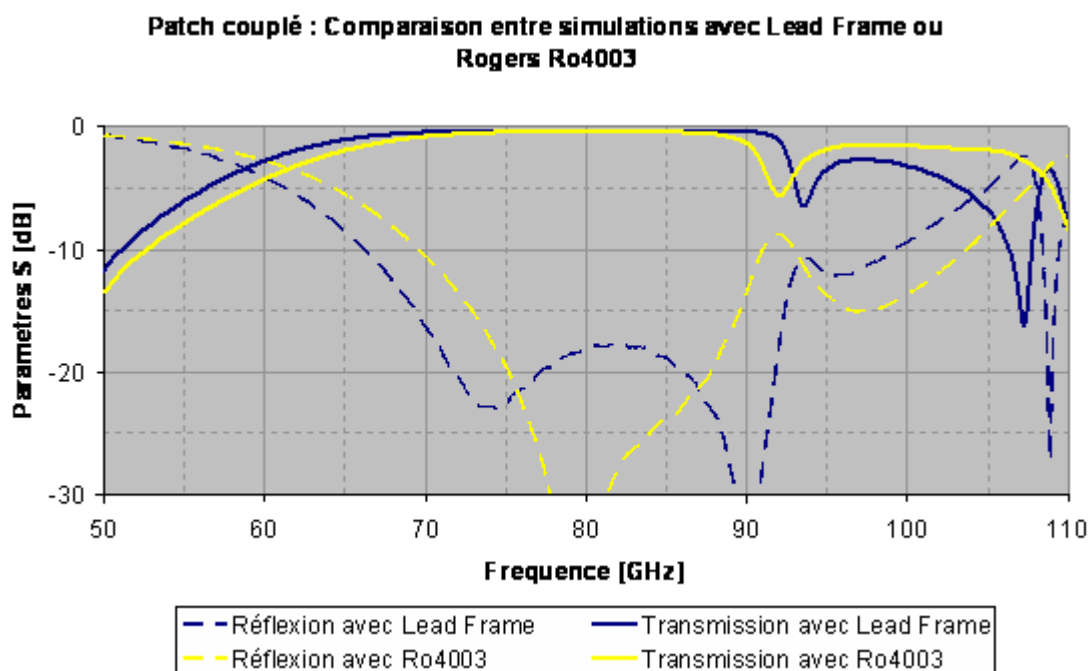


Figure 94: Influence du remplacement du Leadframe par du Ro4003

En comparant l'influence du remplacement de la résine par du Ro4003 on peut constater que cela modifie sensiblement les performances mais permet tout de même d'obtenir un résultat assez proche de ce qu'on obtiendrait avec de la résine (Figure 55).

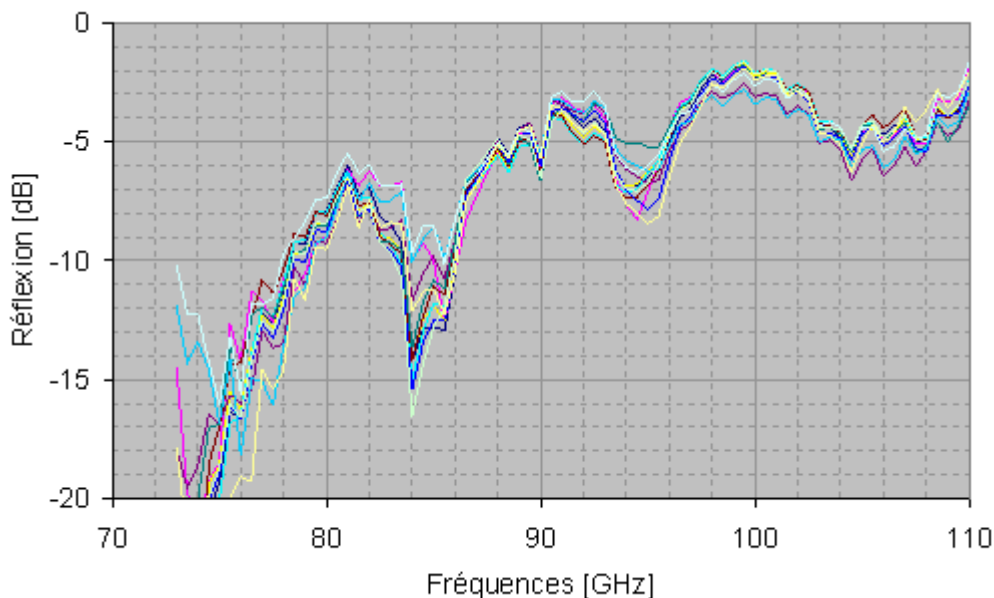


Figure 95: Mesure de la transition avec patch simple

Comme lors de l'étude préliminaire, les mesures de la version simple patch montrent que cette transition est aisément reproductible (Figure 95). De plus, sur la Figure 96, nous pouvons constater que les mesures sont en accord avec la simulation. La différence sur la transmission est due comme précédemment aux erreurs sur la prise en compte des pertes en simulation.

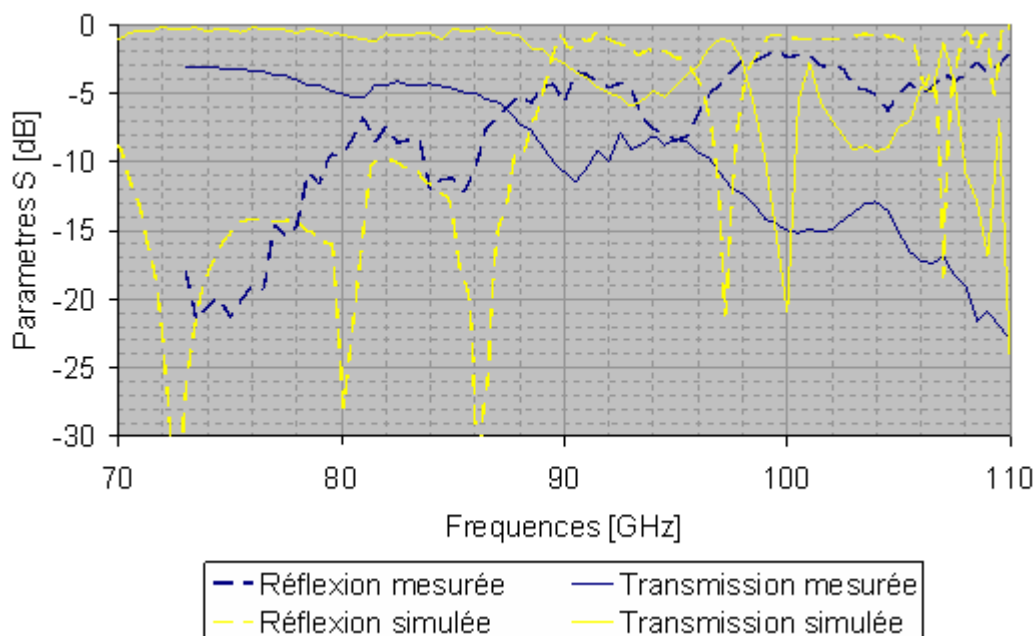


Figure 96 : Comparaison entre mesure et simulation pour la transition avec patch simple

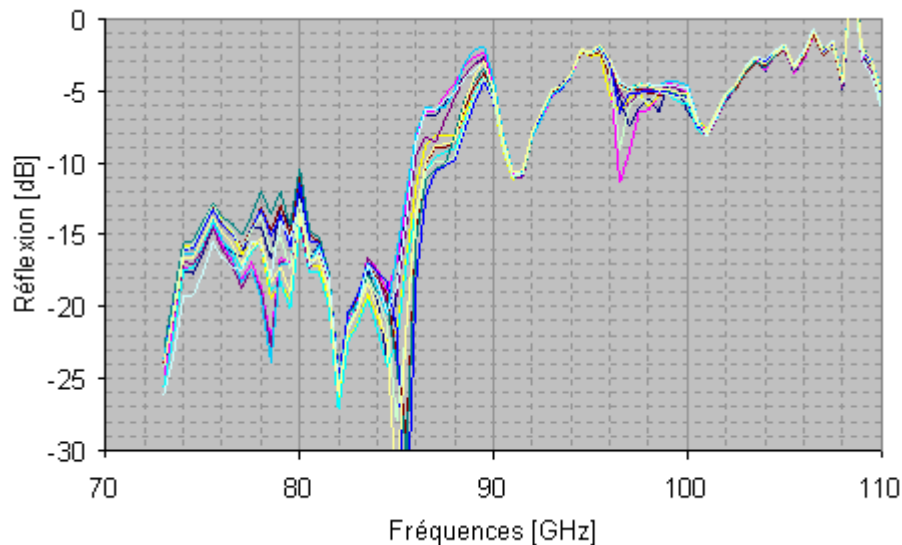


Figure 97 : Mesure des transitions avec patch couplé

La nouvelle transition avec patch couplé est aussi reproductible que celle développée dans le chapitre précédent (Figure 97). Cependant, la Figure 98 montre une différence importante entre la mesure (en bleu) et la simulation (en jaune). Après analyse, nous avons constaté que le circuit en Ro4003 utilisé pour simuler la présence de résine était plus épais que prévu augmentant la permittivité vue par l'élément de couplage augmentant ainsi sa longueur effective. Cette augmentation diminue les fréquences de résonance de l'élément de couplage. En prenant en compte la différence d'épaisseur du R04003 en simulation nous obtenons des résultats similaires (en rose) à ceux mesurés.

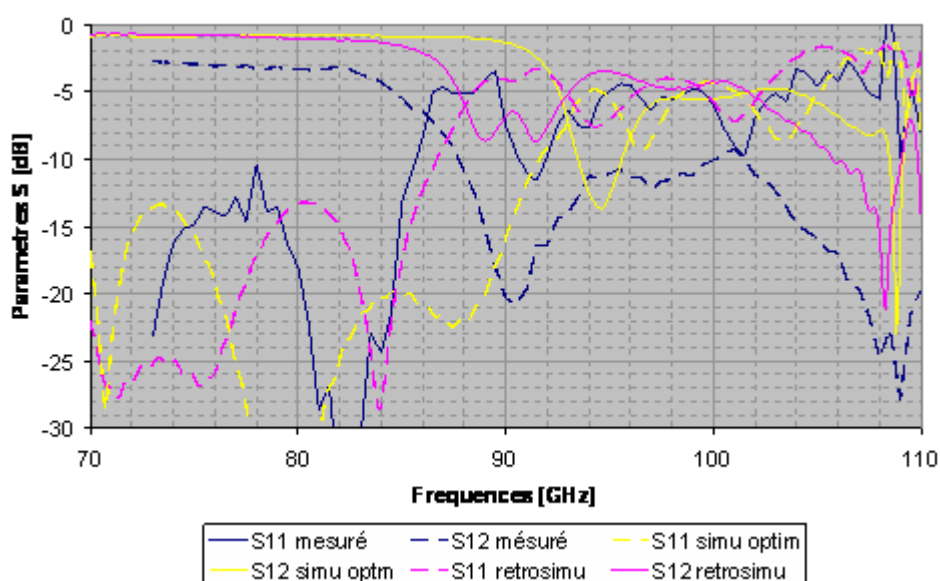


Figure 98 : Comparaison entre mesure et simulation pour la transition avec patch couplé

Cette nouvelle étape nous a permis de démontrer que l'ajout de la résine sous la transition n'était pas un obstacle à son bon fonctionnement. Nous avons deux transitions pouvant fonctionner à l'intérieur d'un boîtier plastique à bas coût.

III Intégration dans le QFN

La mesure des transitions ayant démontré que le concept fonctionne aussi en présence de résine, nous allons maintenant les placer à l'intérieur d'un boîtier plastique. De nouvelles contraintes et tolérances vont devoir être prises en compte.

III.1 Adaptation à l'intégration dans le boîtier plastique :

L'intégration de la transition à l'intérieur du boîtier plastique entraîne des contraintes supplémentaires. Il est nécessaire de dessiner le Leadframe de telle sorte que la résine remplisse de manière homogène les cavités. De plus, la transition devant être connectée à une puce en AsGa, il est nécessaire de prendre en compte l'influence de cette connexion.

Tolérance sur le positionnement de la transition

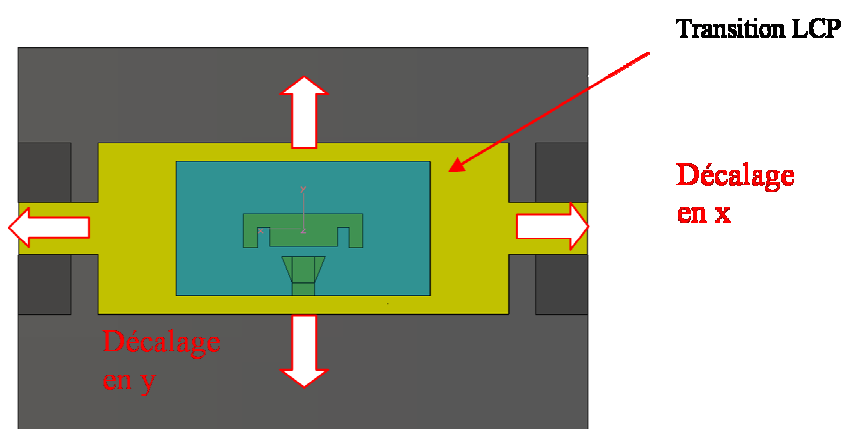


Figure 99: Désalignement entre la transition et le Leadframe du QFN

Lors du montage de la transition dans le boîtier plastique, il pourra y avoir un désalignement entre le guide rectangulaire du boîtier plastique et l'ouverture de la masse du substrat LCP (Figure 99). Une étude de l'effet de ce désalignement a donc été réalisée.

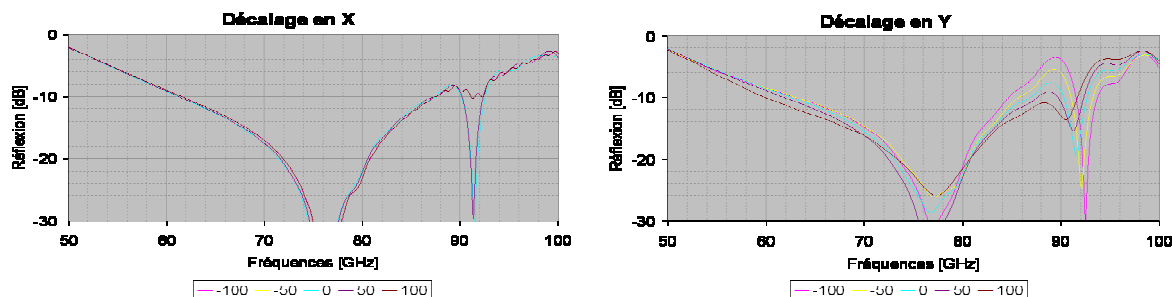


Figure 100 : Performances de la transition avec patch simple en fonction du désalignement

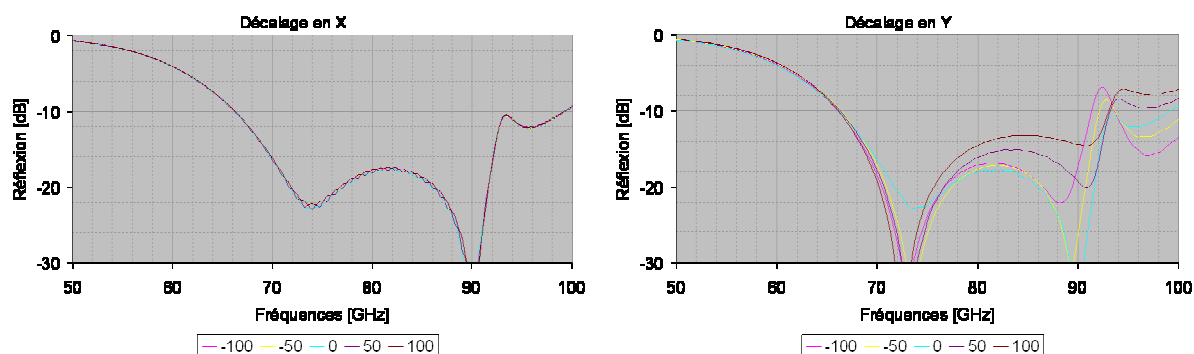


Figure 101 : Performances de la transition avec patch couplé en fonction du désalignement

La Figure 100 et la Figure 101 montrent que le décalage suivant l'axe X a un effet négligeable sur les performances. Le décalage longitudinal n'a qu'un effet faible sur la transition avec patch simple. Son effet est plus important pour la transition avec patch couplé. Toutefois, les tolérances d'assemblage devraient être comprises entre $50\mu\text{m}$ et $100\mu\text{m}$. Le décalage attendu n'aura donc pas un effet suffisant pour causer le non fonctionnement des transitions.

Ouverture pour l'écoulement de la résine dans le guide :

Deux ouvertures latérales supplémentaires ont été réalisées au niveau de l'ouverture du guide dans le leadframe (Figure 102). L'ajout de ces ouvertures permet un remplissage parfait de l'ouverture du guide évitant ainsi l'apparition de bulles d'air à l'intérieur de la résine et permettant une meilleure planéité du boîtier.

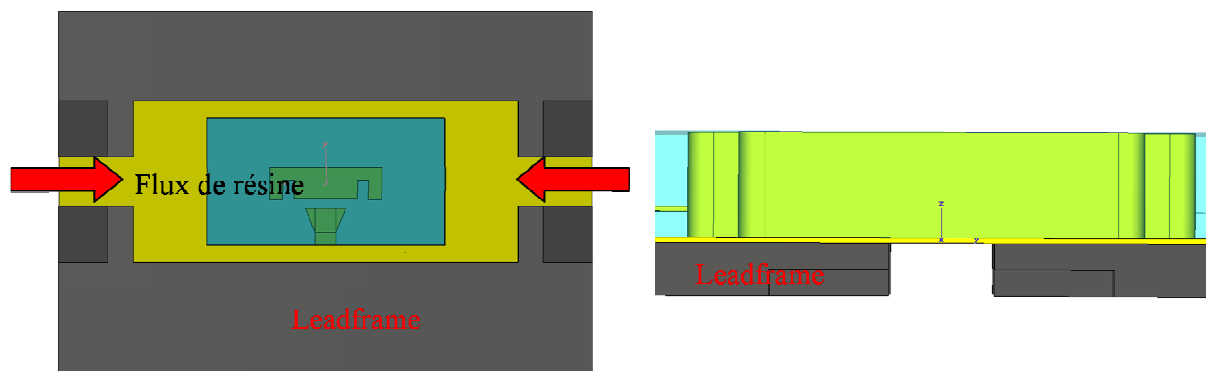


Figure 102 : Vues de dessous et de côté du Leadframe ouvert

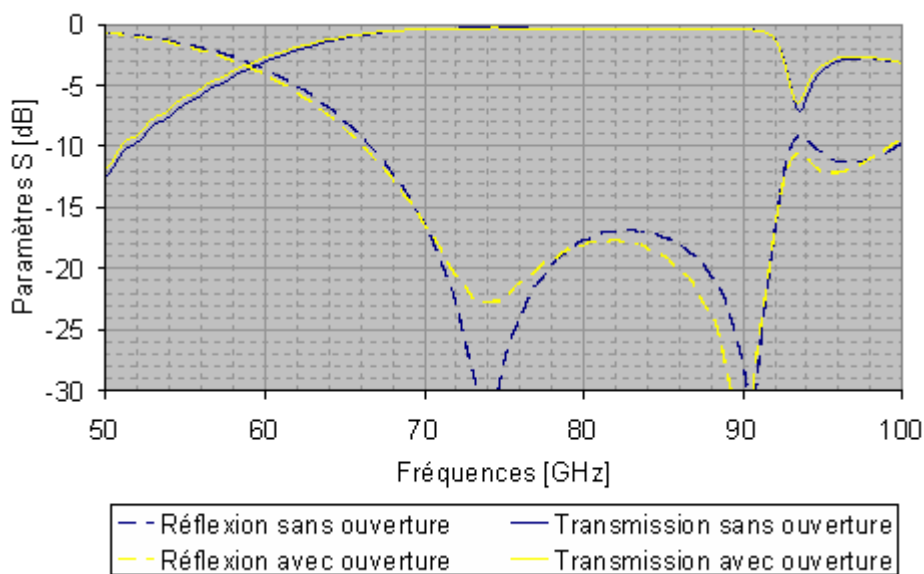


Figure 103 : Influence des ouvertures latérales du leadframe sur les performances de la transition avec patch couplé

On peut constater sur la Figure 103 que les ouvertures latérales du leadframe n'influencent que très peu les performances de la transition. Ce design tolère donc la présence de légères discontinuités dans le guide d'ondes rectangulaire.

Réseau d'adaptation :

Le but de cette transition est d'être intégrée dans un boîtier plastique avec une puce AsGa. Afin de rester le plus proche possible d'un procédé de fabrication standard, la connexion entre ces deux éléments se fera à l'aide d'un fil d'or. La fréquence de travail étant aux alentours de 80GHz, l'utilisation de ce fil perturbe fortement le système à cause de son effet inductif.

Une partie de l'inductance amenée par le fil (0.2nH) est déjà compensée par un réseau d'adaptation sur la puce AsGa. La longueur présumée du fil étant de 500 μ m, son inductance totale est de l'ordre de 0.3nH d'après les valeurs obtenues pour le modèle du QFN vu

précédemment. Pour compenser l'autre partie, que nous estimons donc à 0.1nH , il est donc nécessaire d'inclure un autre réseau d'adaptation sur le circuit LCP. Ce réseau d'adaptation étant bande étroite, nous avons choisi de l'optimiser pour qu'il fonctionne dans la bande des radars automobile.

Une première estimation des valeurs des éléments a été obtenue grâce au logiciel ADS. Pour obtenir un résultat plus précis, une optimisation grâce à une simulation hybride circuit/3D a été effectuée grâce au logiciel CST design studio. La transition a été simulée en 3D tandis que le fil a été simulé grâce à un élément localisé, une inductance, à l'aide du logiciel circuit.

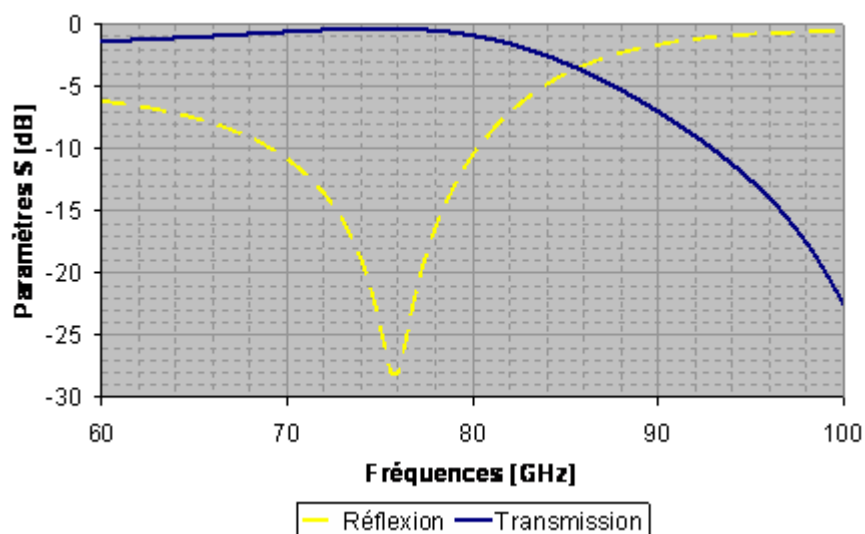


Figure 104 : Paramètres S du réseau d'adaptation connecté à une inductance de 0.1nH

Le réseau obtenu offre une bonne adaptation dans la bande de fonctionnement des radars automobiles longue portée (Figure 104) et est suffisamment compact (environ 1mm de long) pour pouvoir être intégré sur le substrat sans devoir modifier ce dernier (Figure 105).

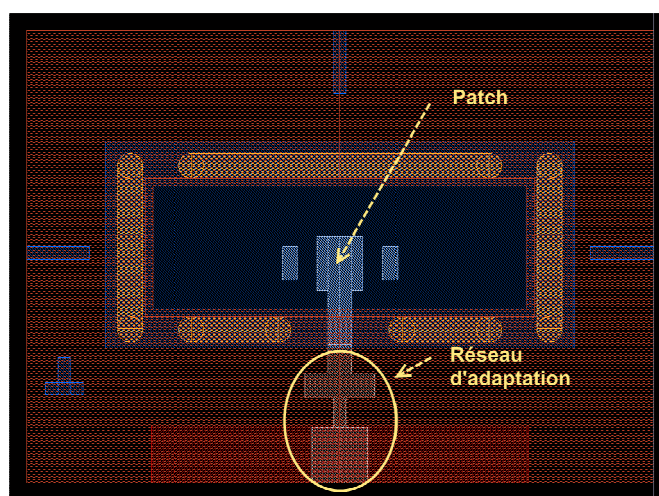


Figure 105 : Version simple patch avec réseau d'adaptation

Les transitions ont été optimisées afin de pouvoir fonctionner dans un boîtier plastique et connectées à une puce AsGa. Afin de valider les résultats obtenus en simulation, il est nécessaire de fabriquer et mesurer ces boîtiers.

III.2 Mesure des boîtiers plastique

Une fois toutes les contraintes dues à l'intégration en boîtier plastique et au procédé de fabrication prises en compte, nous avons fait assembler les boîtiers plastiques pour les mesurer [20].

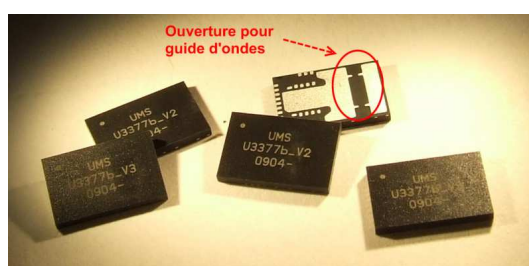


Figure 106 : Boîtier QFN intégrant les transitions microruban vers guide d'ondes

La vue extérieure des boîtiers QFN (Figure 106) montre qu'ils ne possèdent qu'une sortie vers guide d'onde. En effet, le boîtier intègre à la fois une transition microruban vers guide d'ondes et un MMIC en AsGa qui permet de fournir un signal à la transition en LCP (Figure 107).

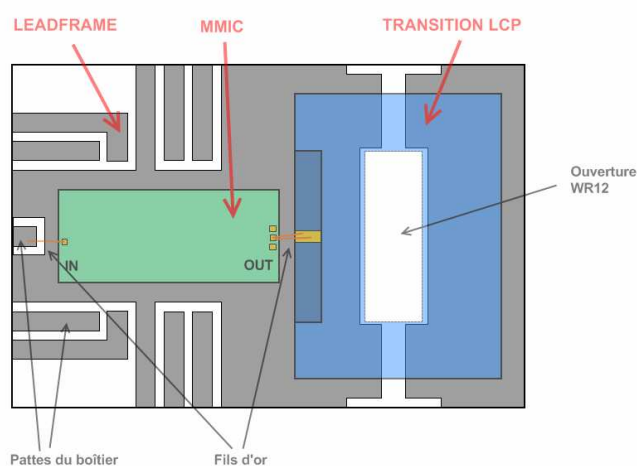


Figure 107 : Intérieur d'un boîtier QFN

La bande de fréquences visées par le démonstrateur étant celle des radars automobiles, le MMIC que nous avons choisi d'intégrer dans le QFN est une puce UMS basée sur la technologie PH15 5PHEMT 0.15 μ m), le CHU3377B qui est un transmetteur. (Figure 108).

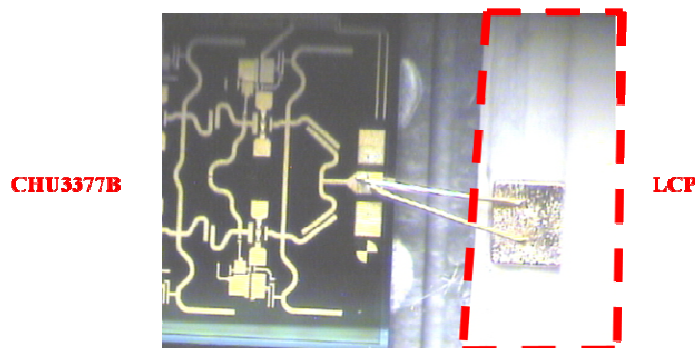


Figure 108 : Câblage entre le CHU3377B et le LCP

La puce multiplie la fréquence du signal d'entrée tout en l'amplifiant (Figure 109). La fréquence d'entrée de l'ensemble étant autour de 12.83GHz ($F_{out}/6$), l'influence des pattes de connexion du QFN peut être corrigée sur le MMIC. Lorsqu'on mesure la puce nue à l'aide de pointes, le signal de sortie a une puissance de 14.5dBm pour une fréquence de 77GHz.

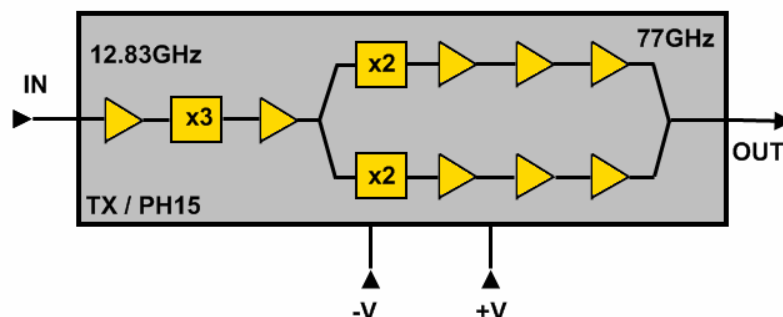


Figure 109 : Schéma de fonctionnement du CHU3377B

Pour plus de sécurité, quatre versions de boîtiers plastiques vont être fabriquées. Deux d'entre elles contiendront la version avec patch simple de la transition avec ou sans réseau d'adaptation et les deux autres seront basées sur la version avec patch couplé (Tableau 1).

	Sans réseau d'adaptation	Avec réseau d'adaptation
--	--------------------------	--------------------------

Transition avec patch simple	V1	V2
Transition avec patch couplé	V3	V4

Tableau 1 : Boîtiers QFN fabriqués

Afin de pouvoir mesurer les boîtiers, nous avons fabriqué un dispositif de test. Il est composé d'une carte d'accueil en Ro4003 pour transmettre le signal à 12.83GHz et l'alimentation DC. Cette carte est fixée sur une semelle métallique pour rigidifier l'ensemble et fixer les connecteurs. Afin de maintenir le QFN en contact avec la carte, un dispositif a été inclus pour plaquer le boîtier.

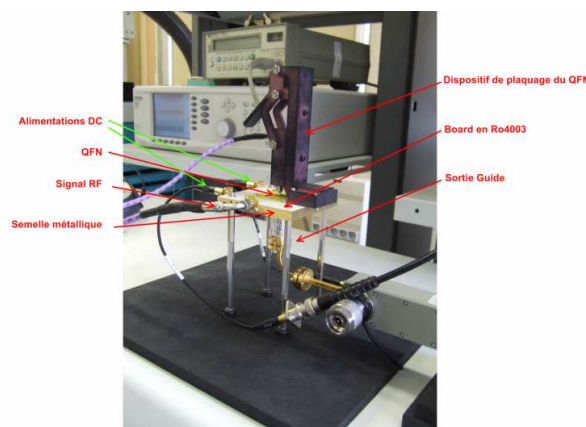


Figure 110 : Dispositif de test des QFN

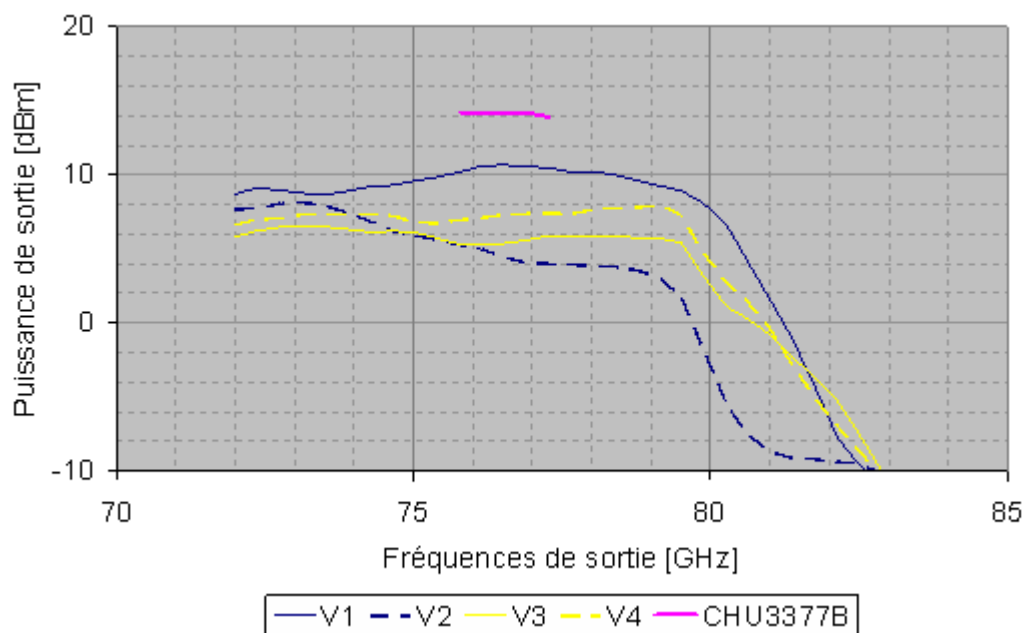


Figure 111 : Mesures des quatre versions de boîtiers QFN

La mesure de la puissance de sortie de chaque version du boîtier plastique montre une diminution entre 4dB et 8dB en fonction de la version. Le boîtier qui fonctionne le mieux est celui intégrant une transition avec patch simple sans réseau d'adaptation tandis que la version avec patch simple avec réseau d'adaptation fonctionne le moins bien. La coupure que l'on peut observer à 80GHz est due au fonctionnement du MMIC

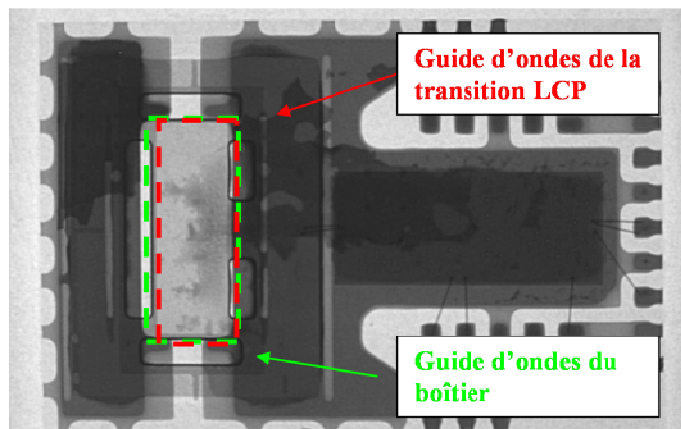


Figure 112 : Vue de dessus aux rayons X d'un boîtier plastique

Après analyse aux rayons X des boîtiers, il s'est avéré qu'il y avait un désalignement entre le guide du boîtier et celui de la transition en LCP de l'ordre de $150\mu\text{m}$. Nous avons vu précédemment que la transition avec patch couplé était plus sensible au désalignement que la transition avec patch simple. Ceci peut expliquer le fait que les boîtiers intégrant la transition avec patch simple fonctionnent mieux que ceux avec la transition large bande. L'analyse aux rayons X a aussi révélé que la longueur du fil d'or était plus importante que celle attendue, l'effet inductif du fil est donc aussi plus important, de l'ordre de 0.6nH , modifiant de fait les dimensions du réseau nécessaire à compenser son effet. Ceci peut expliquer le fait que la version avec patch simple avec réseau d'adaptation fonctionne moins bien que celle qui n'en a pas.

Afin de déterminer la reproductibilité des boîtiers, nous avons mesuré plusieurs unités de la version intégrant la transition avec patch simple sans réseau d'adaptation. Nous pouvons constater sur la Figure 113 que tous les boîtiers ont un fonctionnement similaire. On peut donc considérer que le boîtier est reproductible.

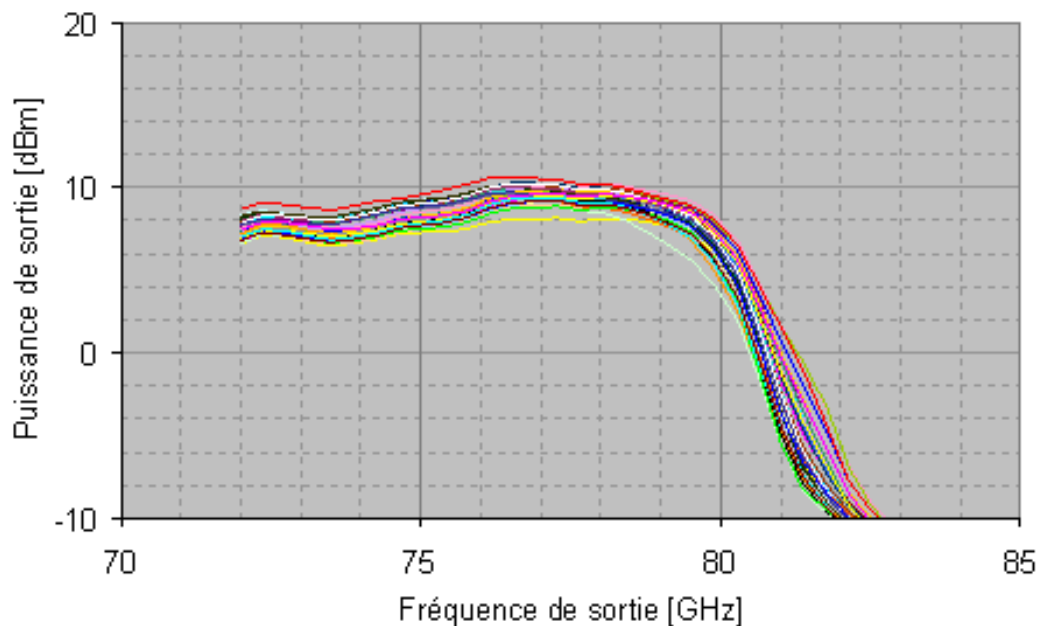


Figure 113 : Mesure des boîtiers intégrant la transition avec patch simple sans réseau d'adaptation

Cette dernière étape nous a permis d'obtenir un démonstrateur fonctionnel montrant qu'il est possible de réaliser un boîtier bas coût à très haute fréquence très proche des procédés standards de fabrication. Les performances en deçà de celles obtenues avec une puce nue peuvent être améliorées en optimisant la fabrication. En effet, la diminution de la longueur du fil permettait d'augmenter sensiblement la puissance de sortie du boîtier. Pour estimer les pertes engendrées par le fil nous avons simulé à l'aide du logiciel d'analyse électromagnétique en trois dimensions un fil connecté à deux lignes 50ohms, une sur Arséniure de Gallium pour la puce active et une sur substrat LCP pour la transition microruban vers guide d'ondes rectangulaire (Figure 114).

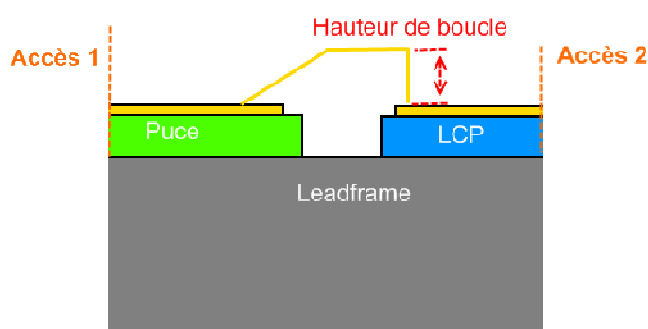


Figure 114 : Simulation électromagnétique du fil de connexion entre les deux puces à l'intérieur du boîtier QFN

Nous pouvons voir sur la Figure 115 que la seule variation de la hauteur de boucle du fil pourrait apporter jusqu'à 3dB en utilisant une hauteur de boucle de 50 μm . Avec une hauteur plus facilement réalisable de 150 μm , le gain est déjà de 1dB, il est toujours possible de diminuer la longueur du fil en rapprochant les deux puces.

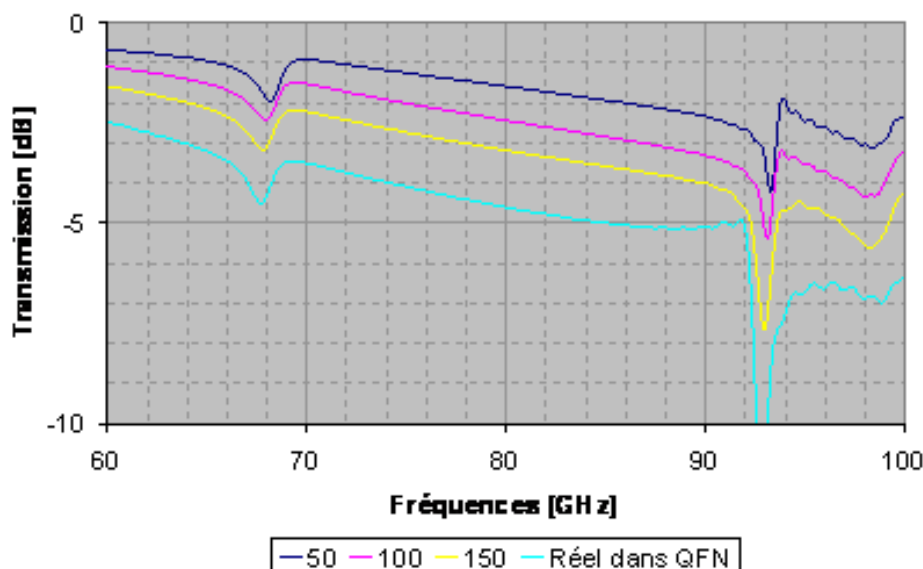


Figure 115 : Effet de la diminution de la longueur du fil

Conclusion et perspectives

Grâce à cette étude, nous avons développé un ensemble de transitions microruban vers guide d'onde rectangulaire fonctionnant à très haute fréquence et à très bas coût. Nous avons à la fois des démonstrateurs fonctionnant dans l'air ou prenant en compte l'effet de l'ajout d'un diélectrique. De plus, cette étude a permis la réalisation d'un boîtier plastique assemblable en surface démontrant qu'il est possible d'utiliser des procédés de fabrication standards et des matériaux bas coût à très hautes fréquences, permettant la démocratisation des applications existant à ces fréquences telles que les radars automobiles ou les télécommunications en bande E.

Afin d'améliorer ce concept, il existe plusieurs voies :

Le MMIC en AsGa représentant une part assez importante du coût total du boîtier, il peut être possible, pour certaines applications, de le remplacer par un MMIC en Silicium Germanium (SiGe). Ceci entraîne de nouvelles contraintes. En effet, les puces en SiGe

fonctionnant généralement en mode différentiel, leur utilisation obligerait à repenser totalement la connexion à l'intérieur du boîtier.

Nous avons vu dans ce chapitre que la connexion entre le MMIC et la transition en LCP est un facteur limitant. Un axe d'amélioration peut être d'optimiser cette connexion afin de minimiser son impact. Dans le chapitre précédent nous avons amélioré la connexion vers un MMIC grâce à l'utilisation du concept de Hot-Via qui, sans être un procédé standard est très proche du procédé de flip-chip. Ce procédé pourrait résoudre le problème de bande de fréquence relativement étroite que nous avons observé dans ce chapitre.

Références bibliographiques

[1] "Millimeter Wave Automotive Radars, RF Sensors and Communication Equipment"

United Monolithic Semiconductors

IWPC, October 18-21 2004

[2] "Driving Down Costs of Millimeter-wave Automotive Radar Sensors-Towards the \$15 Short Range Sensor —MMIC Solutions for Automotive Radars: From Current Solutions

Production toward Large Volume Production"

M. CAMIADE, United Monolithic Semiconductors, IWPC

September 21st 2006

[3] "Microstrip to Waveguide Transition Compatible with MM-Wave Integrated Circuits"

W. Grabherr, B. Huder, W. Menzel

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.42, pp. 1842-1843 - 1994

[4] "A compact MMIC-compatible microstrip to waveguide transition"

L. Hyvönen, A. Hujanen

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol. 2, pp. 875-878 – June 1996

[5] "A full wave analysis of microstrip-to-waveguide transitions"

H.-W. Yao, A. Abdelmonem, J.-F. Liang, K.A. Zaki

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 213-216 – June 1994

[8] "Millimeter-wave microstrip line to waveguide transition fabricated on a single layer dielectric substrate"

H. Iizuka, T. Watanabe, K. Sato, K. Nishiwawa

Special Issue Millimeter-Wave Radar for Automotive Applications

[9] N. KANEDA, Y. QIAN, T. ITOH

“A Broadband Microstrip-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna”

N. Kaneda, Y. Qian, T. Itoh

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol. 4, pp. 1431-1434 – June 1999

[10] “A new integrated waveguide microstrip transition”

J.H.C. Van Heuven

IEEE MTT transactions, vol. 24, n°3, pp. 144 – March 1976

[11] “A novel waveguide-to-microstrip transition for millimetre-wave module applications”

F.J. Villegas, D.I. Stones, H.A. Hung

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, pp. 48 55 – January 1999

[12] “A broad band microstrip to waveguide transition for FR4 multilayer PCBs up to 50GHz”

C. Buoli, V.M. Gadaleta, T. Turillo, A. Zingirian

IEEE EuMC – October 2002

[13] “Full band waveguide-to-microstrip probe transitions”

Y.C. Leong, S. Weinreb

IEEE EuMC - October 1999

[14] "On the design of waveguide-to-microstrip and waveguide-to-coplanar line transitions"

J. Machac, W. Menzel

IEEE EuMC, pp. 615-616 – 1993

[15] "Waveguide-to-Microstrip Transitions for Millimeter-Wave Applications"

Y.C. Shih, T.N. Ton, L.Q. Bui

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol.1, pp. 473-475, 1998

[16] "Characterization of Dielectric Constants and Dissipation Factors of Liquid Crystal Polymer in 60-80GHz Band"

Y. L. Lu, Y. P. Huang, K. C. Teo, N. M. Sankara, W. L. Lee, and B. H. Pan

[17] "Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates From 30 to 110 GHz"

Dane C. Thompson, Olivier Tantot, Hubert Jallageas,

George E. Ponchak, Manos M. Tentzeris, John Papapolymerou

IEEE transactions n Microwave Theory and Techniques, vol.52, N°4, April 2004

[18] Datasheet "ULTRALAM® 3000 Liquid Crystalline Polymer Circuit Material"

Rogers Corporation

[19] "A new type of wideband slot-fed u-slotted antenna"

Wen Xun Zhang, Cheol Sig Pyo, Soon Ik Jeon, Seong Pal Lee, Noh Hoon Myung

Microwave and optical technology letters, vol. 22, no6, pp. 378-381, 1999

[20] "Millimeter-wave SMT Low Cost Plastic Packages for Automotive RADAR at 77GHz and High Data Rate E-band Radios"

PF. Alléaume, C. Toussain, T. Huet, M. Camiade

CHAPITRE IV : TRANSITION D'UNE PUCE VERS SON SUBSTRAT D'ACCUEIL A TRES HAUTE FREQUENCE

Introduction

Comme nous l'avons noté précédemment, l'augmentation du nombre d'équipements hyper fréquences sans fil, la quasi saturation des bandes de fréquences basses, la forte demande de systèmes intégrant de multiples fonctions, nous conduit naturellement à nous tourner vers des bandes de fréquences plus élevées, moins encombrées, offrant de nouvelles fonctionnalités mais engendrant des contraintes plus grandes au niveau de la conception des circuits et de leur interconnexion.

De nouvelles fonctions sont apparues comme les liaisons à haut débit fonctionnant à 40GHz. Afin de profiter de l'absorption relativement faible des ondes incidentes par l'atmosphère en bande E (60-90GHz) (vue dans l'introduction), des dispositifs fonctionnant dans cette bande sont développés pour les télécommunications (71-76GHz et 81-86GHz). De plus, les radars automobiles à courte portée migrent progressivement de 24GHz vers 78GHz permettant leur intégration dans des modules à longue portée (76.5-77GHz).

Dans les chapitres précédents, nous avons vu que la connexion d'un MMIC vers le reste du module dans lequel il est intégré se fait généralement à l'aide de fils de connexion. Ce procédé de connexion est critique car en utilisant un procédé de câblage standard, il est très difficile d'obtenir une longueur de fil inférieure à 300 μ m. Avec une densité linéique d'inductance de l'ordre de 1 nH/mm, un câblage par fil d'or ajoute une inductance parasite de l'ordre de 0.3 nH. Aux hautes fréquences, l'effet inductif du fil est tel que les performances des MMIC sont très fortement dégradées. La connexion par fil est donc un fort facteur limitant pour la montée en fréquence d'un module. Il y a donc un intérêt certain à utiliser un autre moyen pour transmettre le signal du MMIC vers l'extérieur. Il existe plusieurs solutions pour réaliser une transition sans fil. Il est possible d'utiliser la technique de flip-chip (Figure 116) consistant à retourner le MMIC et à effectuer la connexion grâce à des bumps (on parle de report par face avant) ou le concept Hot-Via [1-3] [15] très similaire au procédé de flip-chip mais celui-ci ne nécessite pas le retournement de la puce pour effectuer la connexion au substrat d'accueil (on parle de report par face arrière).

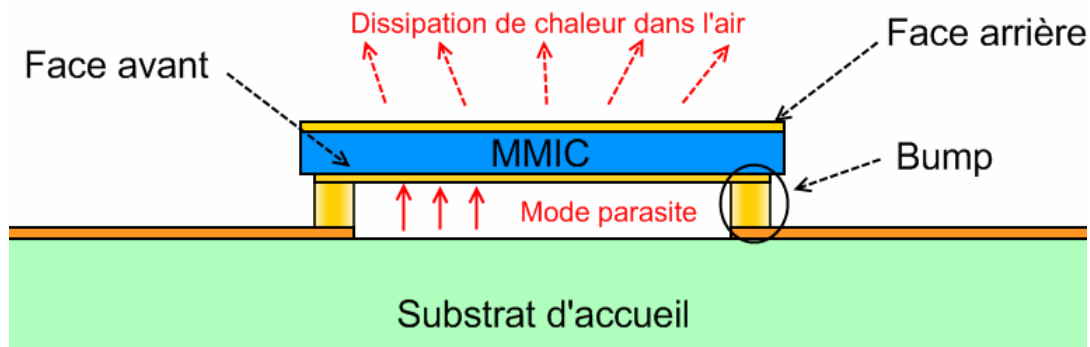


Figure 116 : Connexion d'un MMIC par fil et par flip chip

Le principal avantage de la technique de flip-chip est de permettre une forte diminution de l'inductance parasite grâce à l'utilisation de bumps [4] ayant une section plus grande que le fil d'or, de l'ordre de $80\mu\text{m}$ contre $25\mu\text{m}$ pour le fil, et grâce à une longueur de connexion bien plus faible, elle est inférieure à $100\mu\text{m}$ [5] à [10]. Malgré la diminution des effets parasites par rapport à une connexion par fil grâce à l'utilisation de bumps, le procédé de flip-chip présente certains inconvénients en fonction de l'application.

Lors de l'utilisation à des fréquences très élevées, l'orientation de la face avant de la puce vers le substrat d'accueil peut engendrer des perturbations électromagnétiques sur son fonctionnement ainsi que la propagation de modes parasites.

De plus, la masse du MMIC n'étant en contact qu'avec l'air, cela peut poser des problèmes pour les applications de puissance, l'air n'étant pas un assez bon conducteur thermique pour dissiper la chaleur générée à l'intérieur du MMIC.

Un autre point négatif causé par l'orientation de la puce est que la face avant n'étant pas visible, il n'est pas possible d'effectuer une inspection visuelle afin de déterminer s'il y a eut un problème lors de l'assemblage de la puce. Ceci peut être pénalisant d'un point de vue industriel vis-à-vis des normes de qualité. Ces inconvénients peuvent être contournés grâce à l'utilisation du procédé Hot-Via.

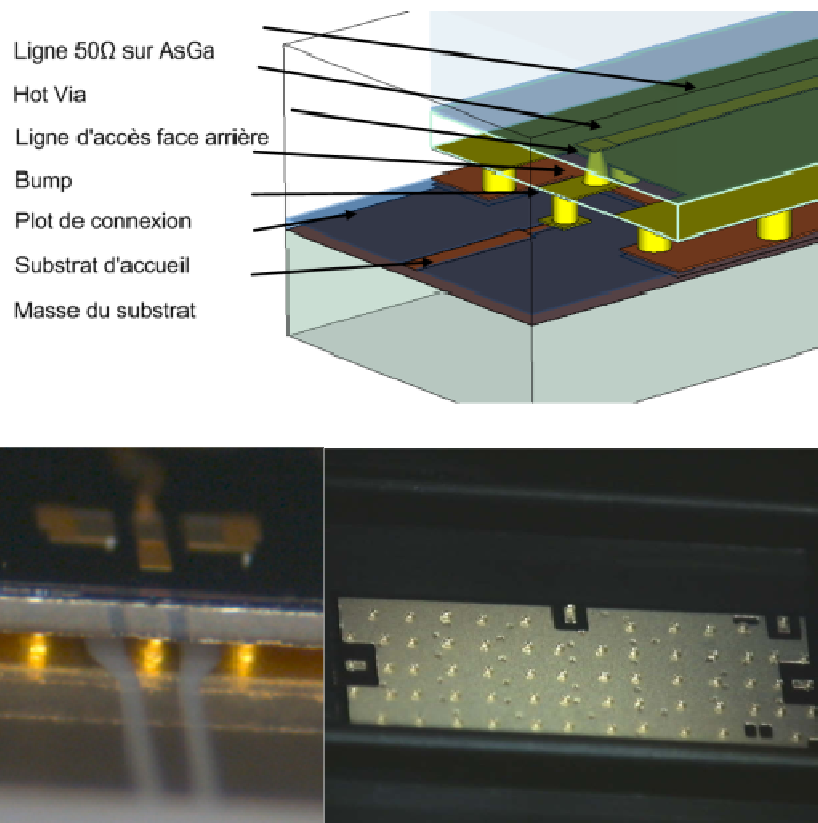


Figure 117: Connexion avec Hot-Via et face arrière du MMIC

Comme nous pouvons le voir sur la Figure 117, la transmission du signal de la face avant de la puce vers le substrat d'accueil se fait à l'aide d'un trou métallisé conduisant le signal vers la face arrière de la puce qui intègre un bump permettant la connexion au substrat d'accueil. Comme pour le report flip-chip, la longueur de connexion étant moins importante que pour une connexion par fil, les perturbations en sont d'autant plus réduites.

La transition par Hot-Via est proche de la technique du flip-chip mais présente certains avantages supplémentaires. Le premier vient du fait que, contrairement à un procédé de flip-chip standard, la face avant de la puce n'est pas dirigée vers le substrat d'accueil. Ainsi, il y a moins de risque que la proximité du substrat d'accueil et la propagation éventuelle de modes parasites entre le MMIC et le substrat dus à la fréquence de travail élevée ne perturbent le fonctionnement du MMIC. De plus, la masse électrique du MMIC étant connectée au substrat d'accueil grâce à de nombreux bumps (Figure 117), la dissipation thermique, critique pour les applications de puissance, est bien meilleure car l'or est bien meilleur conducteur que l'air.

De plus, le nombre important de bumps placés sous la puce entraîne un autre avantage par rapport au flip-chip. En effet, plus le nombre de bumps est grand, plus la surface de contact avec le substrat est importante. Or, la faible épaisseur d'une puce aux hautes fréquences, de l'ordre de la centaine de microns, rend cette puce fragile. Une surface de contact plus importante permettra de diminuer le risque de destruction de la puce lors de l'assemblage sur le substrat d'accueil.

Dans ce chapitre nous présenterons dans un premier temps la technologie Hot-Via avec les différentes possibilités d'assemblage.

Nous étudierons ensuite la transition par procédé Hot-Via afin de comprendre son fonctionnement et de déterminer une méthodologie permettant de concevoir une transition capable de fonctionner jusqu'à 100GHz sur plusieurs types de substrat d'accueil, microruban et coplanaire.

Nous finirons cette étude par la modélisation d'une transition Hot-Via vers substrat d'accueil en éléments localisés à l'aide d'un logiciel de simulation circuit.

I Description du procédé Hot-Via

Ce procédé est très proche du procédé de flip-chip avec lequel il est parfois assimilé. Il consiste à réaliser une connexion sans fil entre la puce et son substrat d'accueil via la face arrière de la puce.

Cette technique a notamment été développée par la société UMS qui possède un brevet définissant ce concept d'assemblage [1]. Dans la littérature, on peut retrouver des techniques similaires nommées DBIT (Direct Backside Interconnexion Technique) [11] ou RF-Through [12].

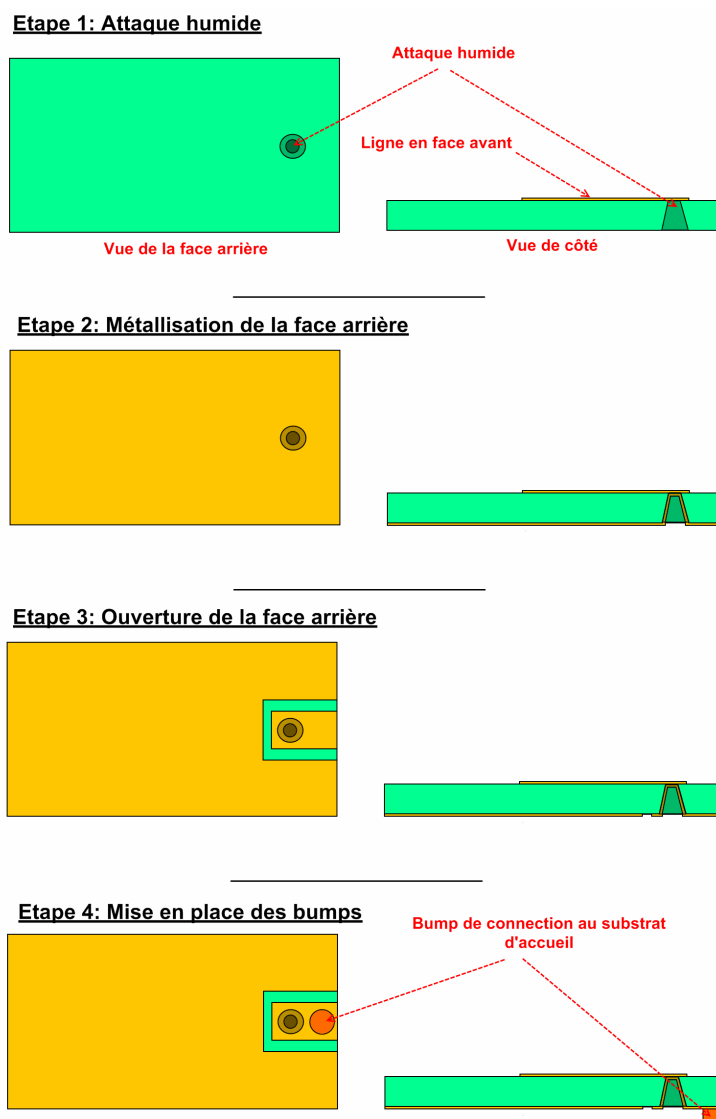


Figure 118 : Fabrication d'une puce Hot-Via

Comme le montre la Figure 118, la connexion entre la face avant de la puce et sa face arrière est réalisée grâce à un trou métallisé, ou via, qui donne son nom à cette technique. Le trou métallisé est réalisé simultanément avec les trous de masse de la puce par une attaque humide de la face arrière. Une fois le substrat percé, la face arrière de la puce est métallisée avec une couche d'or. A cette étape du processus, tous les trous métallisés, y compris celui du Hot-Via, sont connectés au même plan de référence. Il est donc nécessaire d'effectuer une gravure de l'or en face arrière de la puce afin de désolidariser la zone de connexion du plan de masse de la puce. La dernière étape sur la puce consiste à fixer les bumps en or en face arrière qui assureront la connexion entre la puce et le substrat d'accueil ainsi que le rapport de la masse.

Il existe plusieurs méthodes permettant d'assembler la puce sur le substrat d'accueil. Il est possible de tremper la tête des bumps dans une résine conductrice afin d'améliorer le contact avec le substrat (Figure 119) [13]. Une fois la puce sur le substrat, un matériau non conducteur est injecté sous la puce. En séchant, ce matériau se rétractera et plaquera les bumps sur le substrat d'accueil améliorant ainsi le contact entre ces deux éléments.

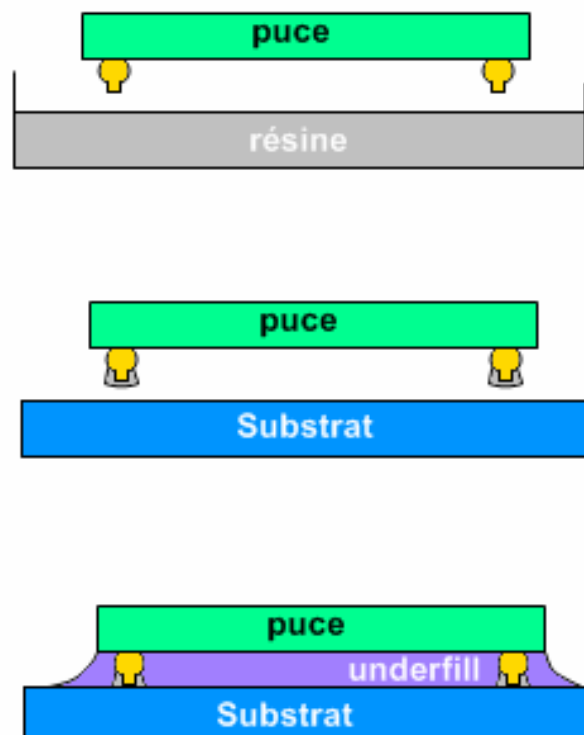


Figure 119 : Méthode d'assemblage d'une puce Hot-Via sur son substrat d'accueil

Une autre méthode consiste en un assemblage par thermo compression. La puce et le substrat d'accueil sont chauffés. La puce est ensuite pressée sur le substrat. Cette technique est plus contraignante mécaniquement, la puce et surtout le substrat doivent pouvoir supporter la montée en température mais aussi la force appliquée sur la puce.

Nous allons étudier dans la suite de cette étude les différents paramètres permettant d'optimiser cette transition afin qu'elle fonctionne à des fréquences élevées tout en perturbant au minimum le fonctionnement de la puce.

II Optimisation de la transition par Hot-Via

Afin de couvrir un maximum de cas de figure, nous avons optimisé la transition par Hot-Via pour deux topologies de substrat d'accueil à technologie microruban et coplanaire. De par leur topologie différente, ces deux types de substrat imposeront des paramètres différents et donc deux transitions distinctes. L'objectif est d'avoir une transition pouvant fonctionner jusqu'à 100GHz et adaptée sur une impédance de 50Ω .

Lors de cette étude, nous avons utilisé une structure simple pour optimiser les dimensions de la transition Hot-Via. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 120, le dispositif simulé est une ligne microruban sur une puce Hot-Via en Arséniure de Gallium connectée sur son substrat d'accueil. Les simulations ont été réalisées grâce au logiciel CST Microwave Studio présenté précédemment et utilisant la méthode d'analyse fréquentielle FDTD. La face avant et la surface ($1*2\text{mm}^2$) de la puce en Arséniure de Gallium aura seront identiques quelque soit la topologie du substrat d'accueil. Les paramètres que l'on optimisera seront les dimensions en face arrière de la puce, la hauteur des bumps et les dimensions du substrat d'accueil

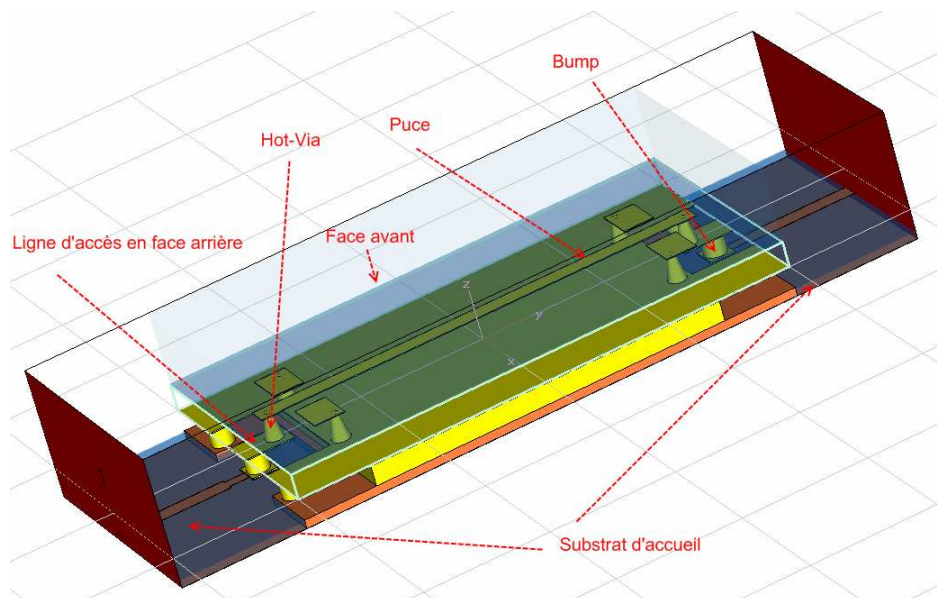


Figure 120 : Dispositif simulé

II.1 Transition avec substrat microruban

La transition vers un substrat microruban a été optimisée pour un substrat constitué d'un matériau appelé Cyclothène de permittivité relative égale à 2,65 et une tangente de pertes de 0.0002 à 10GHz (Figure 121). Le substrat d'accueil sera constitué de deux couches épaisses de 14 μ m chacune. L'épaisseur et la permittivité du matériau imposent une largeur de ligne de 71 μ m pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ω . Afin que le substrat soit suffisamment rigide, il est fixé sur un support en silicium qui n'aura pas d'influence sur les performances grâce à la couche de métal servant de plan de référence électrique.

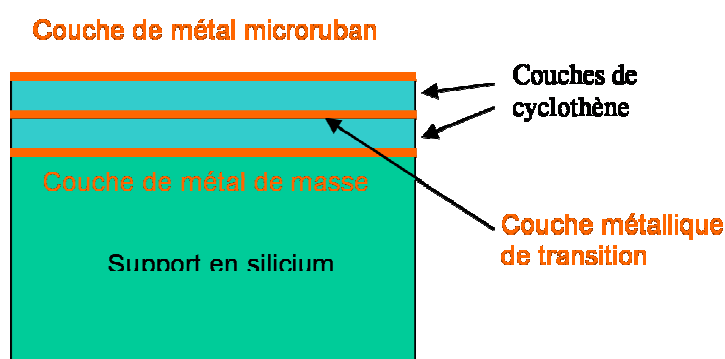


Figure 121 : Définition du substrat d'accueil de la transition avec substrat microruban

La transition par Hot-Via doit avoir un fonctionnement proche d'une ligne 50ohms afin de perturber le moins possible le fonctionnement de la puce. Pour optimiser la transition, nous avons fait varier les dimensions en face arrière de la puce ainsi que celles sur le substrat d'accueil (Figure 122).

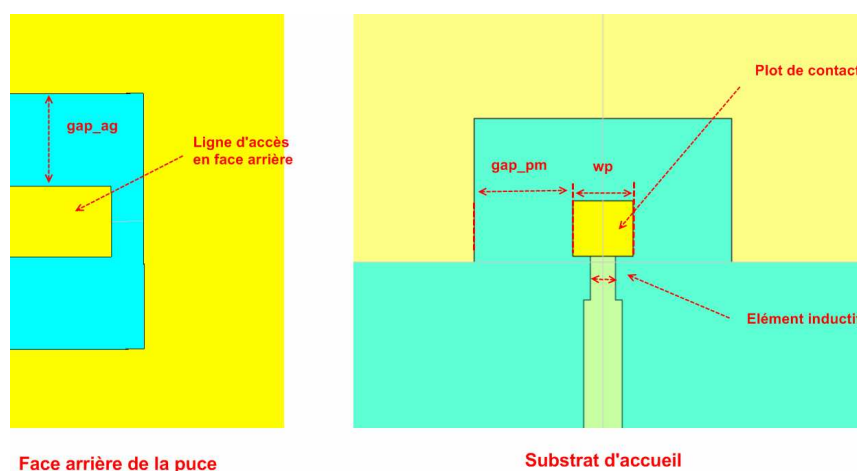


Figure 122 : Dimensions optimisées dans l'étude

Les bumps de connexion de la puce vers le substrat ont un diamètre d'environ $80\mu\text{m}$. Cette dimension est imposée par la technologie de stud-bumping Au utilisée pour cette étude, le plot de connexion qui permet le contact du bump sur le substrat d'accueil devra par conséquent être plus large que la ligne microruban, induisant un effet capacitif parasite. Pour compenser cet effet sur le substrat, une longueur de ligne de largeur inférieure à la ligne $50\ \Omega$ a été ajoutée afin d'ajouter un effet inductif (Figure 117).

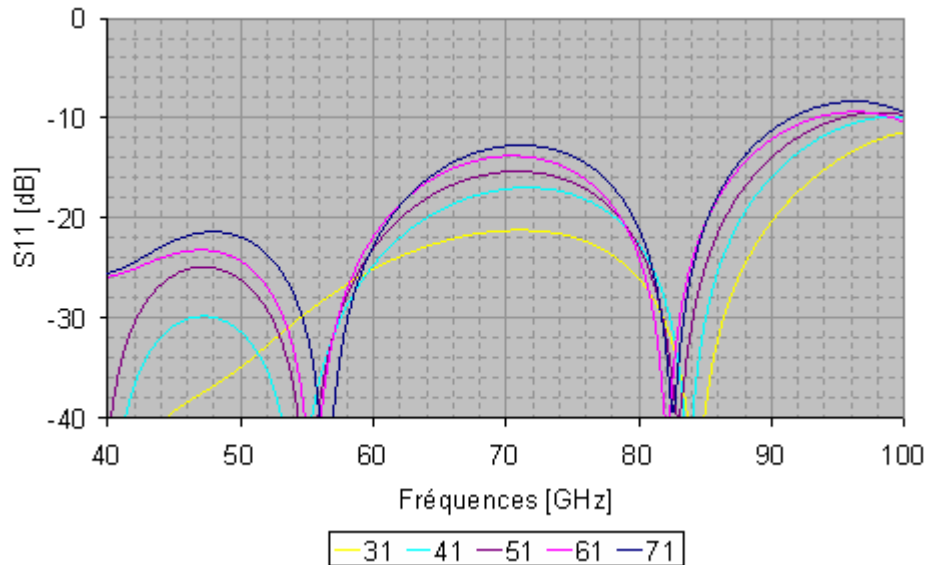


Figure 123 : Performances en fonction de la largeur de l'élément inductif

On remarque bien sur la Figure 123 que plus la largeur de l'élément inductif est faible, donc son inductance forte, meilleure est l'adaptation. Il est donc intéressant d'avoir une dimension la plus faible possible, mais la largeur de $41\mu\text{m}$ étant la limite réalisable pour la technologie utilisée, ce sera cette valeur qui sera retenue.

Afin de permettre une meilleure transmission du signal entre le substrat d'accueil et le MMIC, il est nécessaire que la transition entre la masse de ces deux éléments soit progressive pour éviter une discontinuité dans la référence électrique vue par le signal. L'élément critique est la ligne d'accès face arrière de la puce, le risque étant que la propagation du signal soit perturbée par la proximité des plans de masse de la puce et du substrat d'accueil. Il est donc nécessaire d'augmenter la distance entre la ligne d'accès et la masse du MMIC (dimension gap_ag sur la Figure 122).

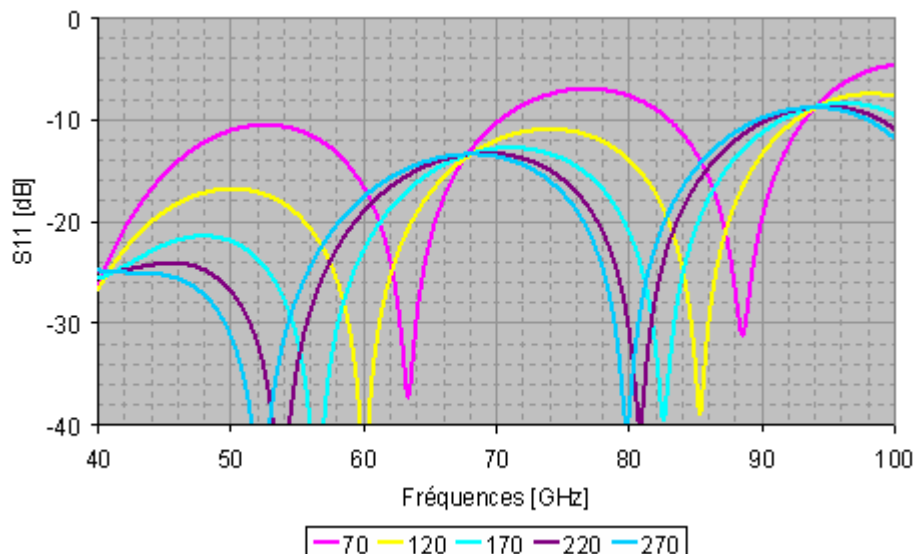


Figure 124 : Performances en fonction de la distance entre la ligne d'accès et la masse en face arrière de la puce

On peut constater qu'à partir d'une distance de $170\mu\text{m}$, l'amélioration des performances due à l'éloignement de la masse du MMIC n'est que peu importante. Afin d'occuper le minimum de surface en face arrière du MMIC qui ne pourra pas être utilisée en face avant du fait de l'absence de masse, nous allons utiliser la distance minimale à partir de laquelle les performances ne changent que très peu. Le prix surfacique de l'Arséniure de Gallium étant relativement élevé, nous diminuons ainsi l'impact sur le coût de l'ajout de la transition sur la puce.

L'augmentation de la hauteur des bumps améliore fortement les performances (Figure 125). Ceci est dû au fait que la ligne d'accès face arrière s'éloigne de la masse du substrat d'accueil permettant une transition de la masse vue par le signal plus progressive entre le substrat et la puce. En pratique, seules deux hauteurs de bumps sont disponibles via une technologie de Stud-Bumping, $45\mu\text{m}$ pour un bump standard et $80\mu\text{m}$ pour des doubles bumps empilés l'un sur l'autre. C'est cette dernière topologie que nous allons utiliser.

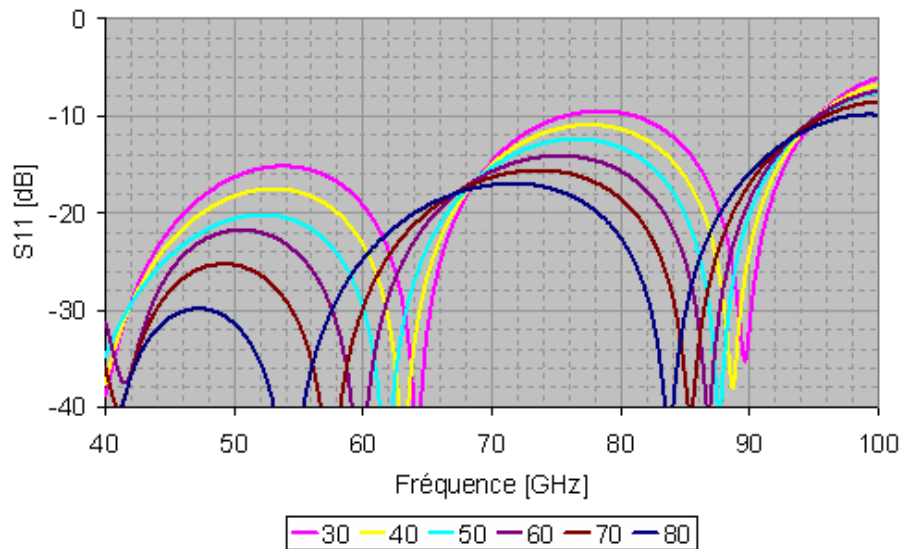


Figure 125 : Performances en fonction de la hauteur des bumps

Après optimisation des paramètres de la transition, la visualisation du champ le long de la transition montre que le passage de la masse entre le substrat d'accueil et la puce se fait bien progressivement (Figure 126). Le signal se propageant le long de la ligne d'accès en face arrière de la puce voit d'abord la masse du substrat d'accueil comme référence puis la masse de la puce en bout de ligne (légende)

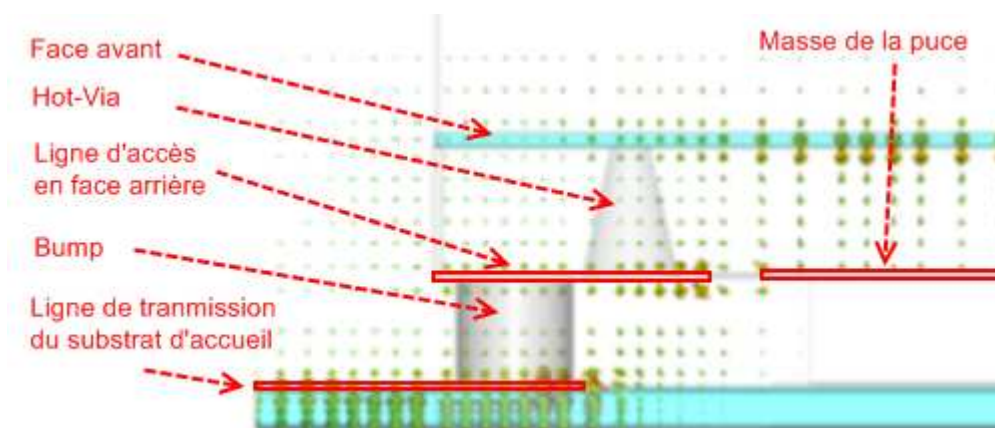


Figure 126: Champ électrique le long de la transition Hot Via

Grâce aux simulations électromagnétiques en trois dimensions, nous avons optimisé une transition entre la puce et son substrat d'accueil microruban capable de fonctionner jusqu'à 100GHz. Nous avons vu dans cette partie que l'objectif lors de la conception d'une transition Hot-Via vers un substrat d'accueil microstrip est d'avoir une transition de référence électrique progressive entre le substrat et la puce. Il est donc nécessaire d'éloigner les plans de masse de ces deux éléments de la ligne d'accès en face arrière de la puce.

II.2 Transition avec substrat coplanaire

Le substrat d'accueil de la puce utilisant la technologie Hot-Via peut aussi être à technologie coplanaire. La topologie de ce substrat étant différente de celle d'un substrat microruban, il est nécessaire d'effectuer une nouvelle optimisation des dimensions de la transition par Hot-Via. Le type de substrat que nous avons utilisé pour l'optimisation de la transition vers le circuit à topologie coplanaire est du silicium de permittivité 11.9 et à faible résistivité qui a par conséquent des pertes diélectriques faibles. Ce matériau a été choisi car grâce à cette optimisation, il sera possible d'avoir une topologie coplanaire sur le substrat utilisé pour le circuit microruban (Figure 121). Le substrat choisi pour réaliser le démonstrateur sur lequel seront assemblées les puces en Arséniure de Gallium afin de les mesurer est une céramique en alumine ayant une permittivité relative de 9,8. La permittivité proche de celle du silicium permettra d'avoir un design de substrat très proche.

Dans le cas d'un substrat à topologie coplanaire, la largeur du plot de connexion sur le substrat d'accueil n'est plus une contrainte puisque l'impédance caractéristique dépend du rapport entre la largeur de ligne et l'espacement avec la masse. La largeur de ligne peut donc varier à condition de garder le rapport avec l'espacement avec la masse constant (Figure 127). Nous avons choisi une largeur de $130\mu\text{m}$ pour le plot de contact afin d'augmenter la tolérance de positionnement de la puce sur le substrat d'accueil et ainsi faciliter l'assemblage. Au niveau du plot, la distance entre la ligne conduisant le signal et la masse est de $90\mu\text{m}$.

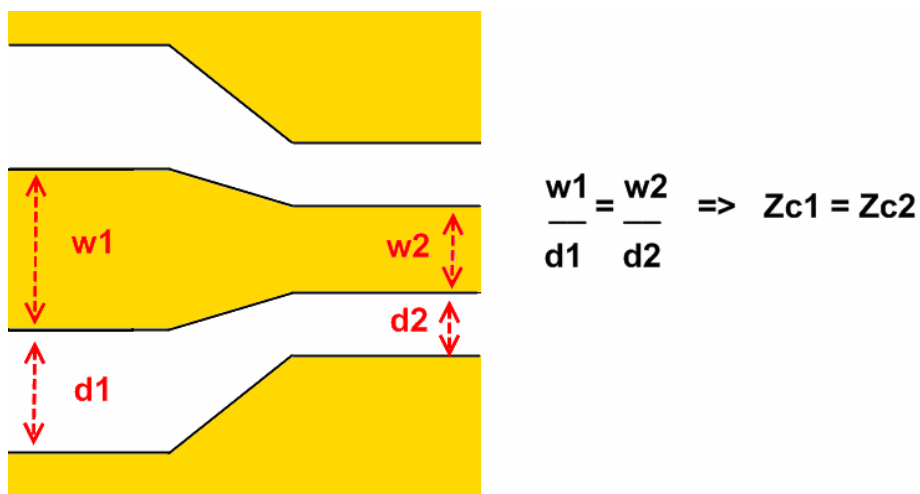


Figure 127 : Impédance caractéristiques d'une ligne coplanaire

Comme nous l'avons constaté pour la transition sur le substrat à topologie microruban, la transition de référence électrique entre le substrat d'accueil et la puce doit être sans discontinuités. Or, les lignes de champs électriques pour un substrat coplanaire sont différentes de celles d'un substrat à topologie microruban (Figure 128).

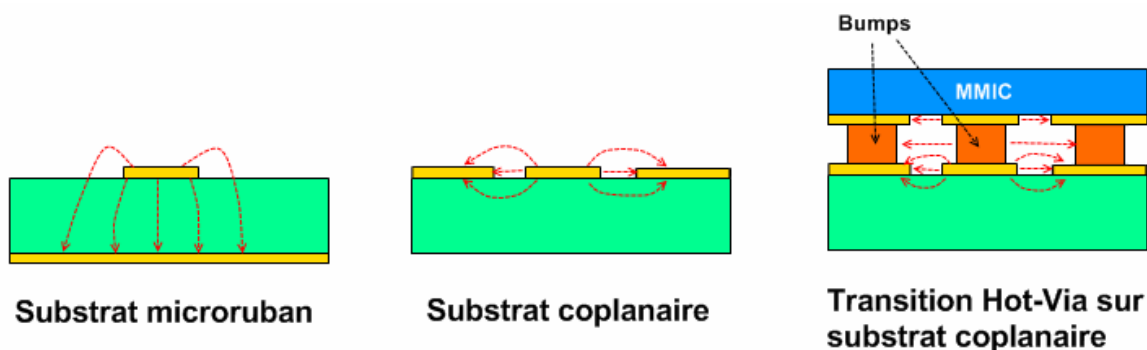


Figure 128 : Lignes de champs électriques pour un substrat à topologie microruban, un substrat coplanaire et pour la transition entre un substrat à topologie coplanaire et la puce

La distance entre la masse de la puce et la ligne d'accès en face arrière du MMIC est donc inférieure à celle obtenue dans le cas de transition microruban. La proximité des plans de masse du substrat d'accueil et du MMIC aide à conserver un mode quasi-coplanaire tout au long de la transition jusqu'en face arrière du MMIC, ce qui permet d'assurer une bonne continuité de la masse avec le substrat d'accueil. L'impédance caractéristique de cette ligne reste proche de 50Ω .

Nous avons noté lors de l'optimisation de la structure microruban qu'il y avait un couplage parasite important entre la masse du substrat d'accueil et la ligne d'accès en face arrière de la puce. Afin d'éviter ces couplages, une ouverture a été réalisée dans la masse du substrat d'accueil se trouvant sous la ligne d'accès en face arrière. Ainsi, la hauteur des bumps n'a que peu d'influence sur les performances, contrairement à la topologie microruban.

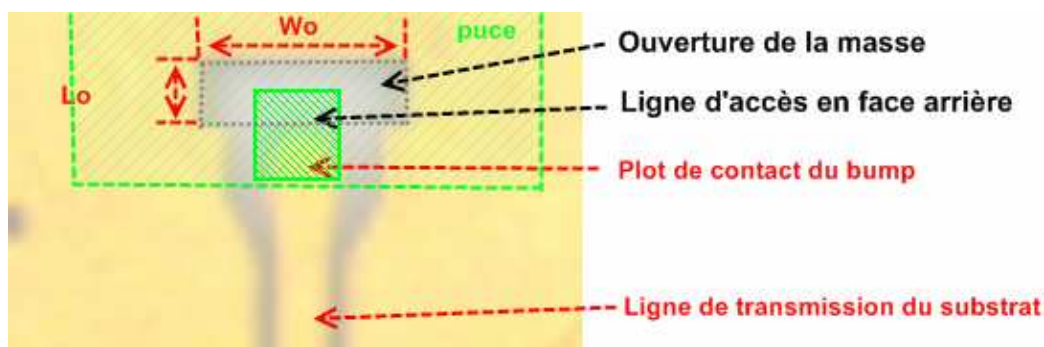


Figure 129 : Ouverture dans la masse du circuit coplanaire

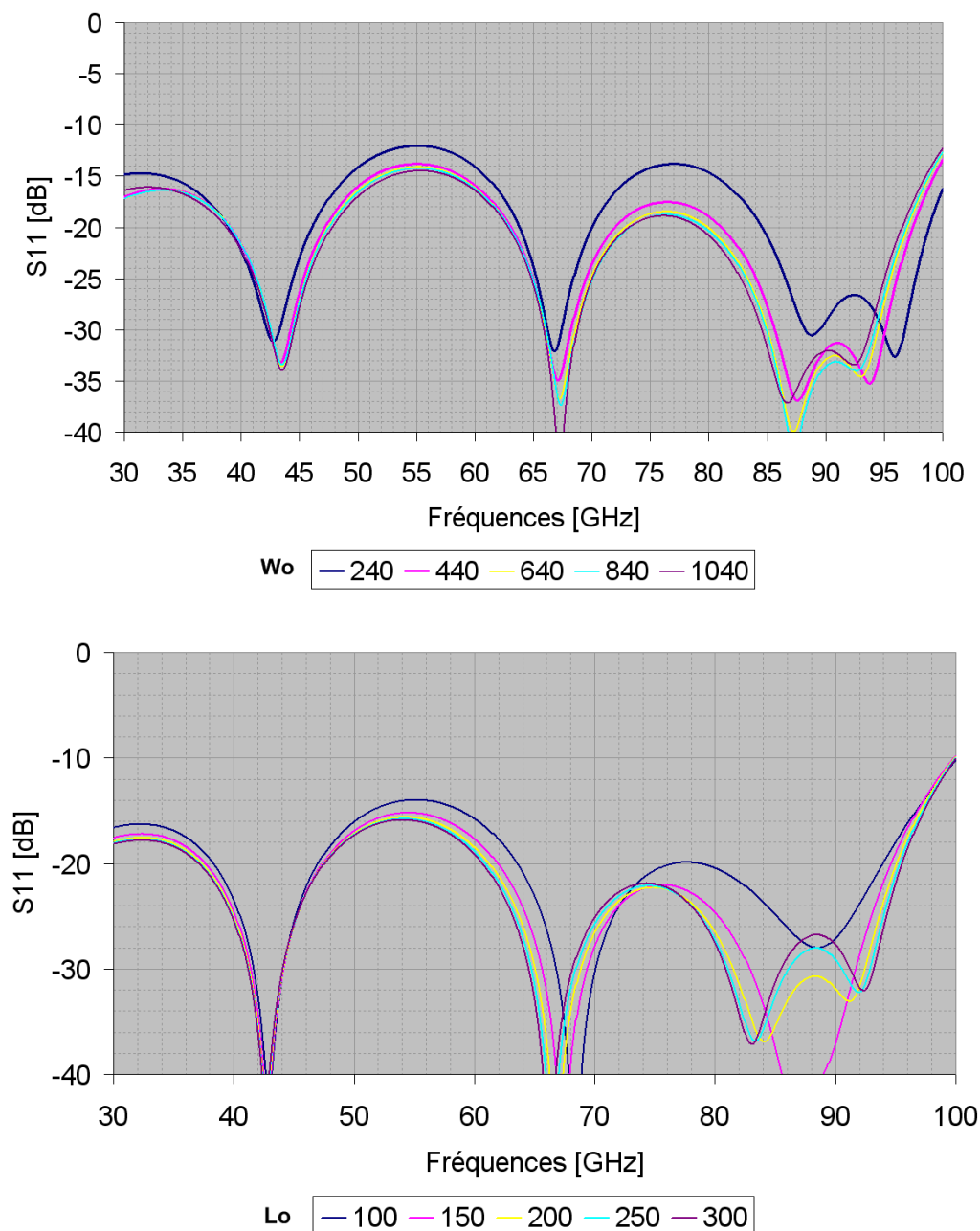


Figure 130 : Performances en fonction des dimensions de l'ouverture de la masse du substrat d'accueil

Sur la Figure 130 nous constatons qu'à partir d'une largeur d'ouverture (W_o) de 440 μm et d'une longueur (L_o) de 150 μm les performances restent sensiblement les mêmes, la masse du substrat d'accueil étant suffisamment éloignée de la ligne d'accès en face arrière de la puce pour ne plus perturber son fonctionnement. Or, la zone où a été pratiquée l'ouverture se trouvant sous la puce, il n'est pas possible de fixer des bumps en face arrière de la puce dans cette zone. Il est donc intéressant de limiter la surface de l'ouverture afin d'avoir un

maximum de bumps en face arrière de la puce pour une meilleure dissipation thermique et un meilleur retour de masse entre le substrat d'accueil et la puce.

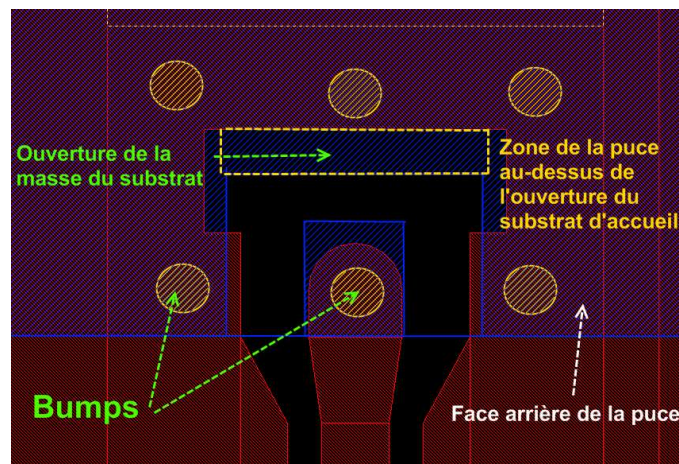


Figure 131 : Report de la puce sur un substrat à topologie coplanaire

En conclusion, la transition par Hot-Via pour les puces en Arséniure de Gallium permet de réaliser des connexions large bande à la fois vers des substrats à topologie microruban et coplanaire. Ces connexions sont adaptées sur une impédance de 50Ω à l'intérieur d'un module grâce en particulier au respect de la continuité des équipotentiels de masse tout au long de la transition. Il n'est donc pas nécessaire de prévoir de réseau d'adaptation supplémentaire au niveau du MMIC pour rendre une fonction MMIC standard adaptée sur 50Ω compatible d'une configuration Hot-Via.

III Modélisation et mise en œuvre de la transition par Hot-Via

La transition utilisant le concept de Hot-Via ayant pour rôle d'assurer la connexion entre un MMIC en AsGa et un substrat d'accueil, il est nécessaire de prendre en compte son influence lors de la conception du circuit en face avant du MMIC.

Il est donc intéressant de créer un modèle de cette transition afin de l'intégrer à la puce lors de la conception à l'aide d'un logiciel de simulation circuit tel qu'ADS d'Agilent Technologies et ainsi prendre en compte son influence sur les performances de la puce.

Pour que les paramètres S du modèle circuit correspondent à ceux obtenus par simulation électromagnétique nous les avons comparés dans le logiciel Agilent ADS (Figure 132).

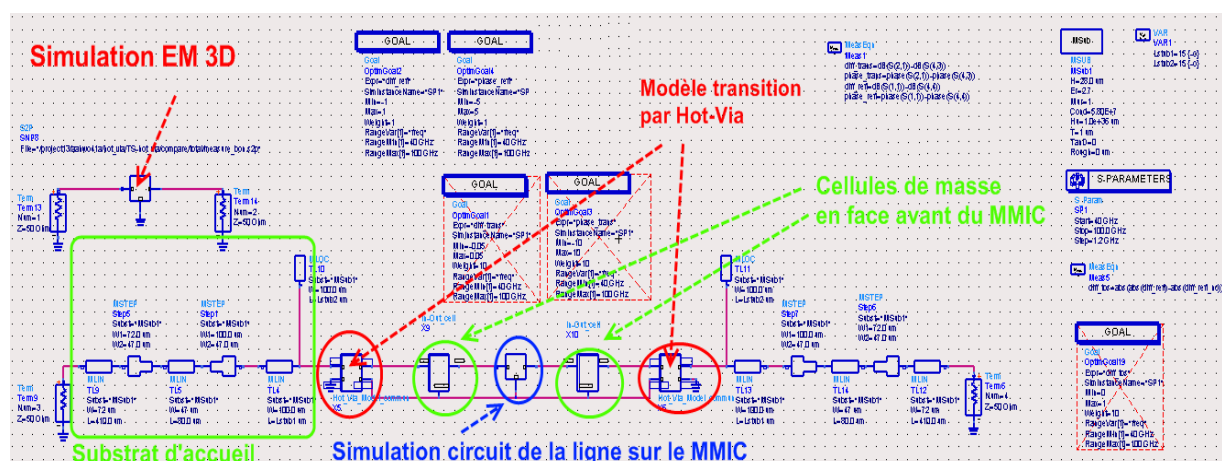


Figure 132 : Modélisation de la transition par Hot-Via

Chaque élément composant le modèle est paramétré. Grâce à la fonction d'optimisation du logiciel Agilent ADS, nous avons optimisé ces valeurs pour obtenir un comportement fidèle à celui observé en simulation électromagnétique (Figure 133).

III.1 Modélisation à l'aide d'éléments localisés

Pour modéliser la partie du MMIC contenant la transition par Hot-Via nous avons utilisé des éléments localisés représentant l'influence des divers éléments composant la transition. La transition modélisée est celle optimisée pour le substrat microruban avec ou sans cellule de masse en face avant du MMIC (Figure 133).

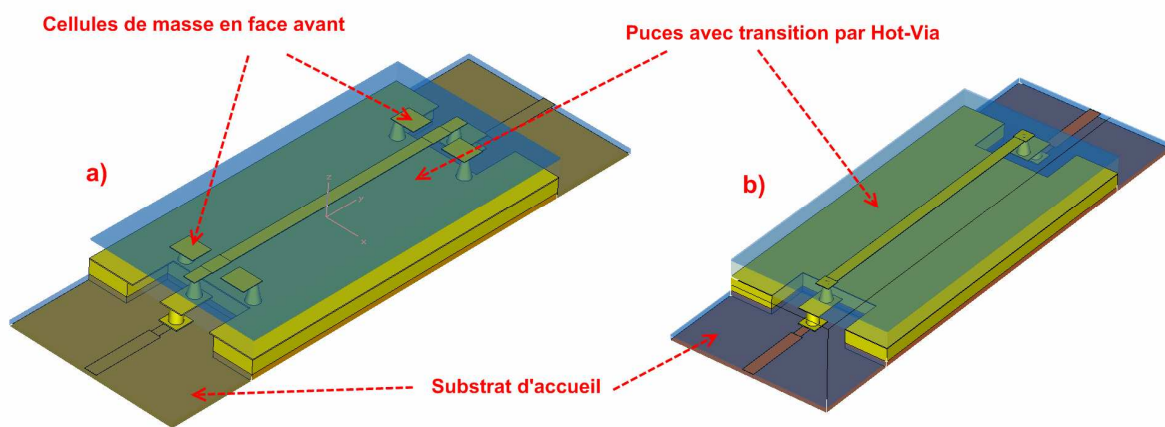


Figure 133 : Transitions modélisées

La simulation électromagnétique en 3D intègre le substrat d'accueil du MMIC car il a une influence sur le fonctionnement de la transition par Hot-Via. Pour prendre en compte cette influence, il faut intégrer cette dernière dans la simulation faite grâce au logiciel circuit (Figure 134) à l'extérieur du modèle de la transition. Malgré cela, le modèle sera dépendant du substrat d'accueil. En effet, la permittivité et la hauteur de ce dernier modifient le couplage qu'il y a entre la ligne d'accès en face arrière de la puce et la masse du substrat. La ligne de transmission en face avant de la puce sera intégrée à l'aide d'une longueur de ligne équivalente dans la simulation circuit (Figure 132).

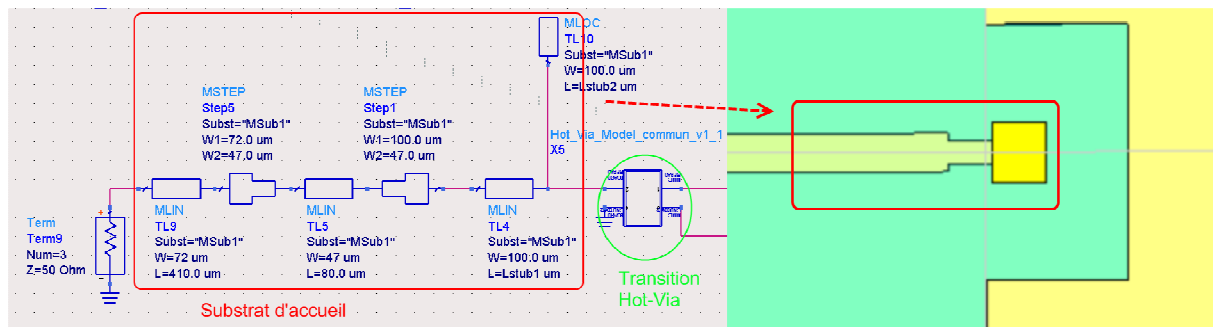


Figure 134 : Simulation du substrat d'accueil du MMIC avec transition par Hot-Via

Un paramètre du modèle permettra de déterminer si la puce possède des cellules de masse ou non. Pour le MMIC sans cellules de masse, la longueur de ligne connectant le via à la ligne 50Ω sera représenté par une inductance. Dans le cas de MMIC avec cellules de masse nous considérons une inductance $L1$ pour la ligne de transition, une capacité $C1$ pour le couplage entre la ligne et les cellules de masse et enfin une inductance connectées à la masse du MMIC pour le trou métallisé de masse. La masse du MMIC n'est pas la masse universelle de la simulation car la présence des trous métallisés de masse sur le substrat d'accueil peut induire une différence de potentiel entre ces deux masses.

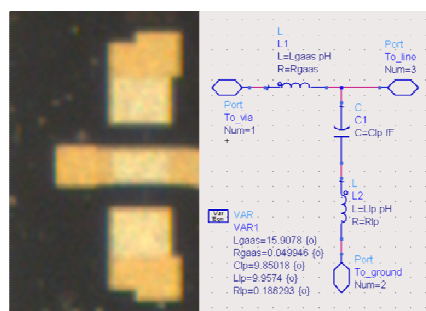


Figure 135 : Modélisation de l'influence des cellules de masse

La partie commune aux deux transitions est située entre le bump de signal et le via qui transmet le signal de la face arrière du MMIC vers la face avant (Figure 136). Chaque élément la composant a été représenté par des éléments de circuit. Le bump de signal est modélisé par une inductance $L18$. Le signal transitant le long du bump ayant pour référence la masse du substrat d'accueil, une capacité Cab représente ce couplage. La ligne en face arrière est modélisée par une ligne idéale $TL9$. La masse vue par cette ligne étant identique à celle du MMIC, deux capacités, $Cag2$ et $Cag1$, connectent ces masses. L'inductance $L17$ symbolise le via du MMIC tandis que la capacité $C26$ modélise le couplage entre les lignes de transmission en face avant et en face arrière du MMIC. Enfin, l'influence des bumps de masse de la puce

est prise en compte grâce à l'inductance L16. La valeur de L16 doit être très faible compte tenu du nombre important de bumps de masse en parallèle.

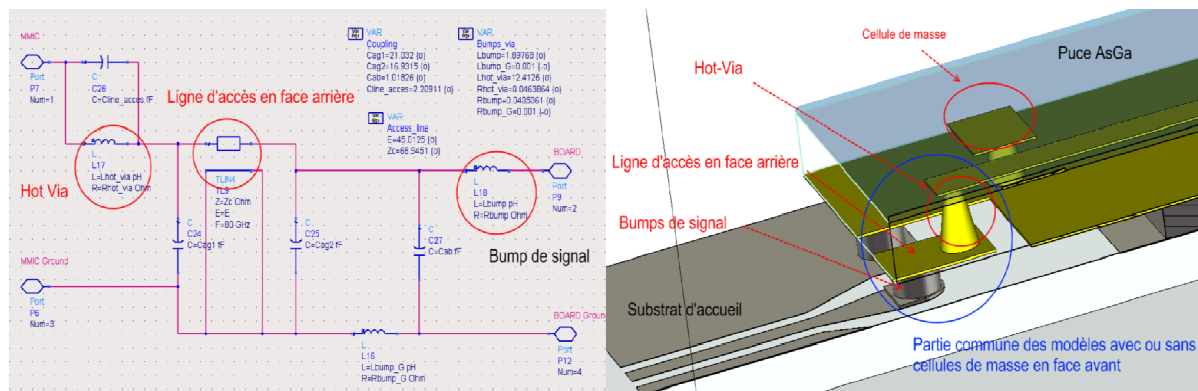


Figure 136 : Modélisation de la transition entre la face avant et la face arrière de la puce

Après optimisation de la valeur de chaque élément, nous pouvons constater que les paramètres S obtenus avec le modèle sont proches de ceux obtenus grâce à la simulation électromagnétique en 3D (Figure 137 et Figure 138). La différence de module de transmission dB(S(2,1)) sur la Figure 137 est due à un non prise en compte des pertes métalliques dans la simulation électromagnétique 3D.

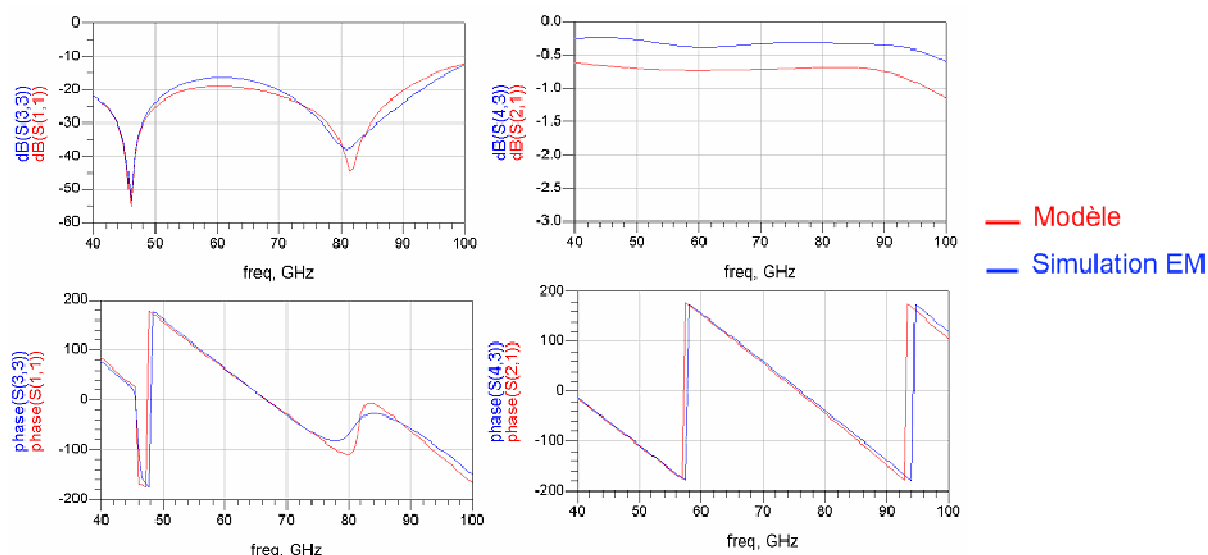


Figure 137 : Comparaison entre modèle circuit et simulation 3D de la transition avec cellules de masse (Figure 133 a)

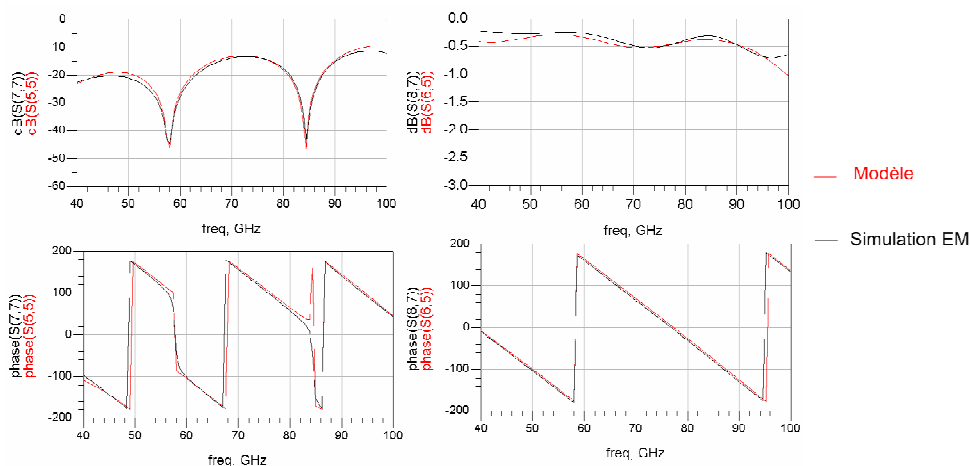


Figure 138 : Comparaison entre modèle circuit et simulation 3D de la transition sans cellules de masse (Figure 133 b)

Grâce à ce modèle il est désormais plus aisé de développer des circuits comprenant une transition par Hot-Via en prenant en compte dès le début de la conception l'influence que peut avoir cette transition sur les performances du circuit.

Ce modèle va être utilisé lors de la conception de puces qui devront valider les performances de la transition Hot-Via lorsqu'elle est intégrée dans des circuits actifs fonctionnant à une fréquence élevée.

III.2 Mesures de puces actives

Afin de valider les optimisations réalisées dans la première partie de cette étude, plusieurs puces actives utilisant une connexion par Hot-Via ont été conçues à l'aide du modèle défini précédemment. Ces puces seront intégrées dans un module de radar automobile fonctionnant dans une bande de fréquences comprises entre 76GHz et 81GHz [13 - 14]. Nous présentons sur la Figure 139 les puces que nous avons étudiées, un émetteur et un récepteur.

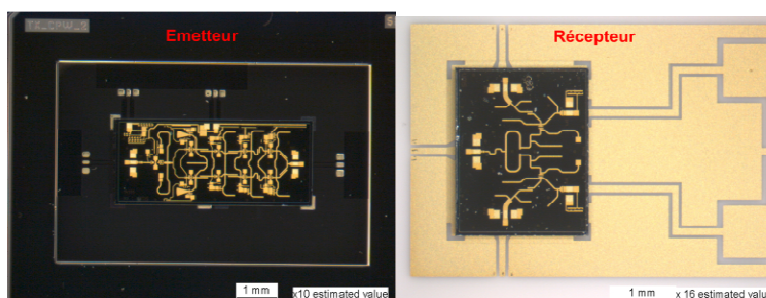


Figure 139 : Puces assemblées sur leur substrat d'accueil

En parallèle des puces ayant une transition par Hot-Via, des puces sans ce type de transition mesurables en face avant ont été développées dans le but de comparer les performances des deux topologies avec ou sans transition Hot-Via. En simulation, les puces nues ont les mêmes performances que les puces optimisées avec la transition Hot-Via. Les mesures des puces nues seront faites en face avant, sur les cellules prévues à cet effet tandis que les mesures des puces avec Hot-Via se feront sur le substrat d'accueil (Figure 140).

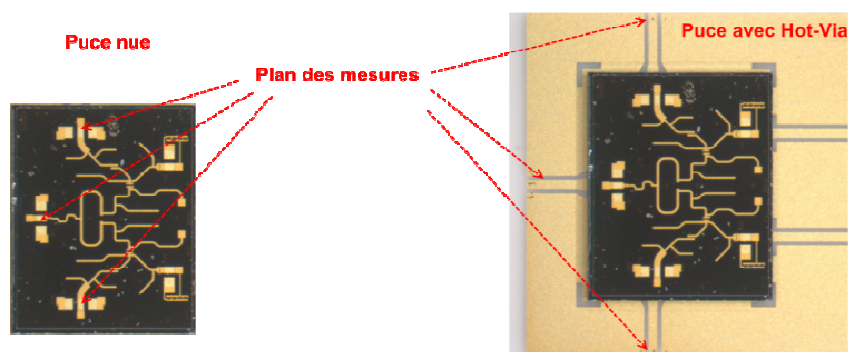


Figure 140 : Plans de mesures des puces

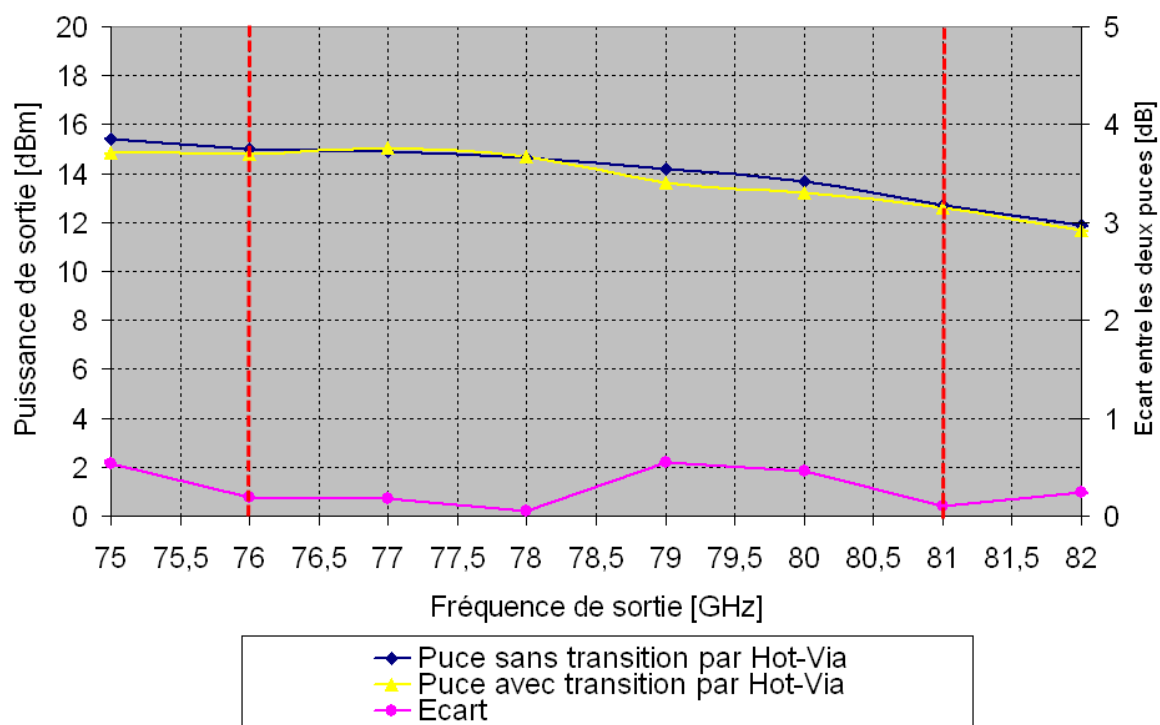


Figure 141 : Comparaison des du gain de conversion d'un émetteur avec connexion Hot-Via avec celles d'un émetteur mesuré en face avant.

Comme nous pouvons le constater sur la Figure 141, les performances obtenues avec la transition par Hot-Via sont très proches de celles d'une puce nue. On peut observer que la différence de gain entre les deux puces n'excède jamais 0,5dB dans la bande de fonctionnement. Ces résultats sont très intéressants car il n'a pas été nécessaire d'ajouter un réseau d'adaptation en impédance sur la puce, contrairement à une transition standard par fil.

Nous avons également réalisé des mesures sur substrat à technologie coplanaire. Des puces avec une transition Hot-Via optimisées pour ce type de topologie ont été fabriquées. Sur la Figure 142, nous pouvons constater que les performances d'une puce avec une transition optimisée pour un substrat à technologie coplanaire sont très proches de celles d'une puce assemblée sur un substrat à technologie microruban mesurées précédemment. Dans la bande de fonctionnement de la puce (76GHz à 81GHz) la différence entre les deux puces est quasiment nulle.

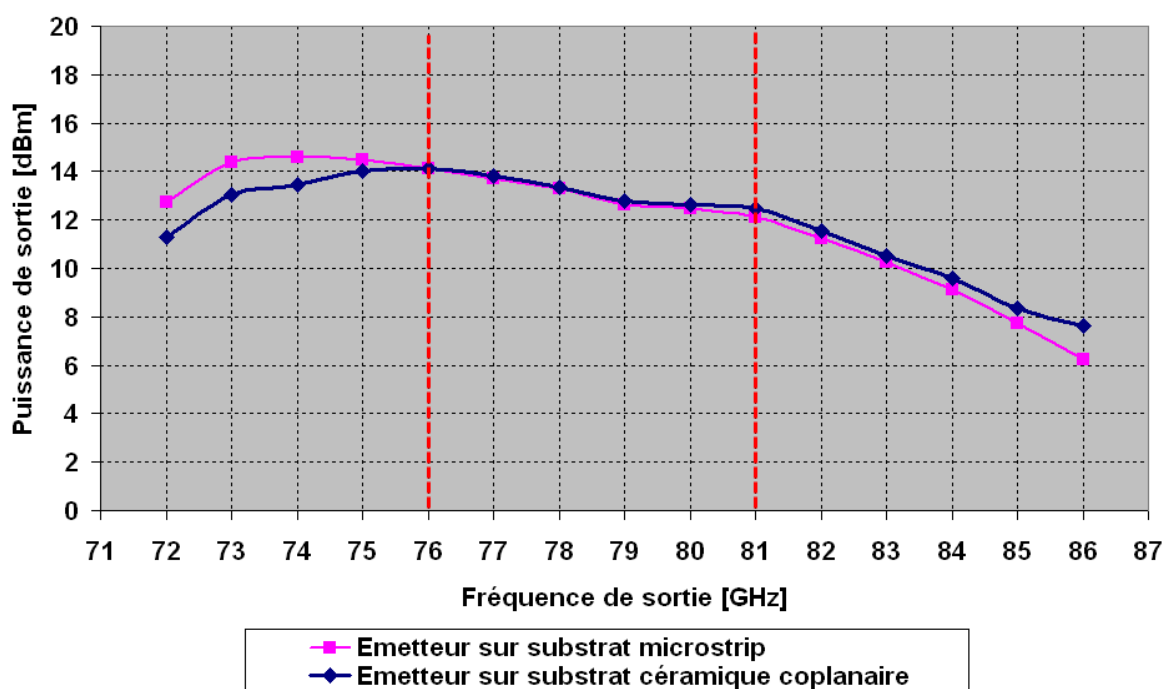


Figure 142 : Comparaison entre les performances d'un émetteur sur substrat à topologie coplanaire et d'une puce sur substrat à topologie microruban

L'émetteur est une puce ayant pour fonction la conversion du signal reçu à haute fréquence en un signal basse fréquence qui sera ensuite traité par l'électronique basse fréquence. Nous pouvons constater sur la Figure 143 que les performances de la puce assemblée sur un substrat à topologie coplanaire sont très proches des performances de la puce nue, la différence ne

dépassant pas 0.6dB dans la bande de fonctionnement du circuit. Comme pour le récepteur, l'utilisation de la technologie Hot-Via permet de réaliser une transition entre la puce et le substrat d'accueil ne diminuant pas les performances de la puce.

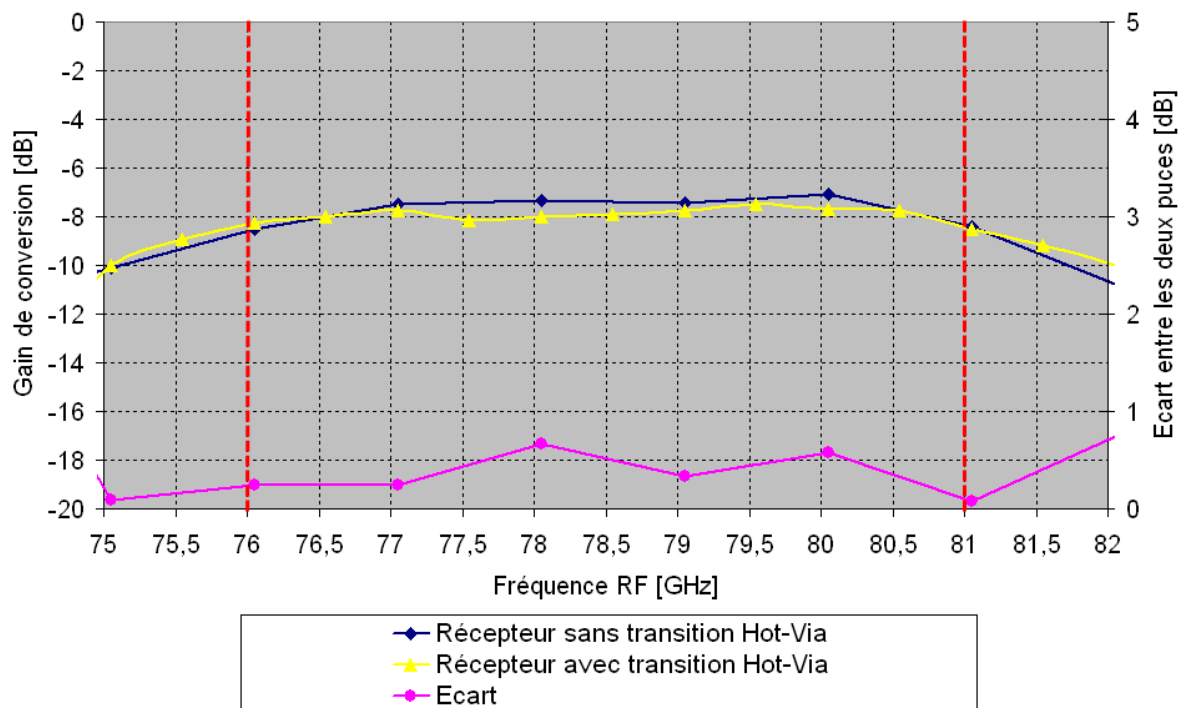


Figure 143 : Comparaison entre les performances d'un récepteur avec transition Hot-Via et d'un récepteur mesuré en face avant

Grâce aux mesures effectuées sur les puces actives nous avons pu valider les optimisations que nous avons effectuées dans le paragraphe précédent sur les transitions vers les substrats à topologie coplanaire et microruban. Nous avons pu constater que l'adjonction d'une transition par Hot-Via à un circuit ne nécessite pas l'ajout d'un réseau d'adaptation tout en permettant de conserver un niveau de performances très proche de celui d'une puce nue. Nous pouvons donc considérer que, contrairement à une connexion par fil, la transition par Hot-Via est transparente pour ces puces.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié, grâce à des simulations électromagnétiques en trois dimensions, le comportement d'une transition de la puce vers son substrat d'accueil sans fil utilisant la technologie Hot-Via. Ces simulations nous ont permis d'optimiser cette transition afin que son intégration sur une puce en Arséniure de Gallium perturbe au minimum le fonctionnement de cette dernière jusqu'à 100GHz.

Par la suite, nous avons proposé avec l'aide d'un logiciel de simulation circuit un modèle à éléments localisés de la transition par Hot-Via sur substrat d'accueil à technologie microruban. Ce modèle reproduit fidèlement le comportement de cette transition pour une puce avec ou sans cellules de masse en face avant.

Enfin, pour compléter notre approche théorique nous avons procédé à une validation expérimentale. Les mesures de puces actives fonctionnant dans la bande de fréquences comprise entre 76GHz et 81GHz ont montré des résultats intéressants puisque les performances des puces équipées de transitions Hot-Via et assemblées sur leur substrat d'accueil sont très proches des performances de puces nues.

Nous avons donc un ensemble composé d'une méthode d'optimisation et d'un modèle décrivant la structure microruban intégrable dans un logiciel circuit comme Agilent ADS qui permet la conception d'un circuit sur une puce en Arséniure de Gallium avec une transition Hot-Via dont les performances seront très proches de celles d'une puce nue. Les limitations de la connexion de la puce vers son substrat d'accueil par fil sont donc contournées grâce à une technologie très proche du procédé standard de fabrication des puces en Arséniure de Gallium.

Références bibliographiques

[1] Patent "Procédé d'interconnexion entre un circuit intégré et un support, et circuit intégré adapté à ce support"

Pierre Quentin, Thomson-CSF

French patent number: 2 665 574, U.S. patent number : 5 158 911, July 1990

[2] "40GHz Hot-Via Flip-Chip interconnects"

F.J. Schmüchle, A. Jentsch, C. Gässler, P. Marschall

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, p.1167-1170 – June 2003

[3] "A chip-scale package amplifier MMIC using broadband Hot-Via transition"

A. Bessemoulin, C. Gaessler, P. Marschall, P. Quentin

European Microwave Conference, 2003. 33rd

[4] "Wire Bond Vs. Flip Chip Packaging, a technical *trade-off analysis"

Gregory Phipps

Advanced Packaging July, 2005

[5] "Chip-scale packaging for mm-waves using Flip-Chip and Hot-Via concepts"

W. Heinrich, A. Jentsch, A. Kilk, F.J. Schmüchle

IEEE MTT-S, Workshop WSB – June 2002

[6] "Optimization of Flip-Chip interconnects for millimetre-wave frequencies"

A. Jentsch, W. Heinrich

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest – June 1999

[7] "Suppression of parasitic substrate modes in Flip-Chip packaged coplanar W-Band amplifiers MMICs"

A. Tessmann, W. Haydl, T. Kerksenbrock

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest – June 2001

[8] "A locally matching technique for broadband Flip-Chip transition design"

C.-L. Wang, R.-B. Wu

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, p.1397-1400 – June 2002

[9] "Low-cost Flip-Chip alternatives for millimetre wave applications"

J. Heyen, J. Schroeder, A.F. Jacob

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, p.2205-2208 – June 2002

[10] "Novel Flip-Chip bonding technology for W-Band interconnections using alternate lead-free solder bumps"

K. Onodera, T. Ishii, S. Aoyama, S. Sugitani, M. Tokumitsu

IEEE Microwave and Wireless components letters, Vol. 12, n°10, October 2002

[11] "DBIT-Direct Backside Interconnect Technology: a manufacturable bond-wire free interconnect technology for microwave and millimetre wave MMICs"

T. Kazior, H.N. Atkins

IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, p.723-726 – June 1997

[12] "Multi-Chip modules for millimetre waves- The Flip-Chip approach"

W. Heinrich

IEEE MTT/AP German Newsletter, Vol.5, n°1 – March 2001

[13] "Millimetre-wave Hot-Via interconnect-based GaAs chip-set for automotive RADAR and security sensors"

PF. Alléaume, C. Toussain, C. Auvinet, D. Domnesque, P. Quentin, M. Camiade
Microwave Integrated Circuit Conference, p.52-55. EuMIC 2008

[14] "Integrated 79GHz UWB Automotive Radar Front-End based on Hi-Mission MCM-Silicon Platform"

Duncan Platt, Lars Pettersson, Darius Jakonis, Michael Salter, Joakim Hagglund
EuMC12-3, European Microwave Week, October 2009

[15] "A microstrip-to-microstrip Hot-Via transition up-to 80GHz designed for direct PCB mounting of MMICs"

C. Saboureau, D. Baillargeat, S. Verdeyme, A. Bessemoulin, J.-R. Bois, P. Quentin
IEEE EuMC - Octobre 2004

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce rapport ont été consacrés au développement d'un ensemble de transitions ayant pour objectif l'encapsulation et l'assemblage à très faible coût de puces MMIC fonctionnant aux fréquences microondes. Ces transitions forment les briques de basses pour la réalisation de modules performants à très hautes fréquences (jusqu'à 100GHz).

Dans un premier temps nous avons décrit le contexte industriel dans lequel ont été réalisés nos travaux. Nous y avons vu l'intérêt de l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des dispositifs radiofréquences et la nécessité croissante de l'encapsulation à très bas coût de ces dispositifs. Nous y présentons aussi l'évolution de l'offre de packaging afin de rester en adéquation avec les marchés actuels. L'objectif étant d'offrir de plus grandes fonctionnalités tout en diminuant les coûts de production.

Nous nous sommes ensuite intéressés plus particulièrement aux boîtiers plastiques à faible coût de type QFN (Quad Flat No-lead). Ces boîtiers permettent l'encapsulation de puces tout en ayant un très faible impact sur le coût global du module. Nous avons développé un modèle en éléments localisés paramétrable grâce aux simulations électromagnétiques. Ce modèle décrit fidèlement le comportement d'un boîtier QFN jusqu'à 50GHz. Dans leur architecture standard, ces boîtiers sont limités à une fréquence de fonctionnement de 40GHz, la longueur des fils de connectant la puce encapsulée vers l'extérieur des boîtier est la cause de cette limite. Nous avons donc développé une nouvelle architecture de boîtier QFN basée sur un procédé de fabrication standard et dont l'objectif est de réduire la longueur des fils de connexion. Grâce à ces modifications, nous avons obtenu un boîtier ayant une fréquence de coupure 8% supérieure à celle d'un boîtier QFN standard.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé un nouveau boîtier, basé sur une architecture de QFN, pouvant fonctionner dans la bande E (60-90GHz). Atteindre cette bande de fréquences a été possible grâce à l'utilisation de connexions vers guide d'ondes rectangulaire. Les MMIC étant généralement conçu en technologie microruban, il a été nécessaire d'inclure dans ce nouveau boîtier une transition d'un mode de transmission microruban vers un mode de propagation compatible avec un guide d'ondes. Afin d'avoir un coût de boîtier le plus faible possible, cette transition a été réalisée sur un substrat de type LCP (Liquid Crystal Polymer) qui présente l'avantage d'avoir de bonnes performances à très hautes fréquences tout en ayant un coût de fabrication très faible.

Nous avons réalisé un démonstrateur intégrant un amplificateur en Arséniure de Gallium qui a nous permis de valider le concept de boîtier très bas coût fonctionnant à très haute fréquence. Une amélioration possible de ce boîtier serait de supprimer les connexions par fil entre la puce en Arséniure de Gallium et la transition microruban vers guide d'ondes.

Nous nous sommes enfin intéressés à une topologie de transition sans fil entre la face avant d'un MMIC et son substrat d'accueil. Comme pour la technologie Flip-Chip, la réduction de la longueur de connexion entre la puce et le substrat d'accueil permet de très bonnes performances à très hautes fréquences. De plus, cette technologie, le Hot-Via, permet de supprimer les inconvénients de la technologie Flip-Chip car la puce est reportée sur le substrat par la face arrière. Nous avons optimisé deux types de transitions par Hot-Via, une vers substrat d'accueil à technologie microruban, l'autre vers substrat d'accueil à technologie coplanaire. Grâce aux mesures de puces actives conçues à l'aide d'un modèle en éléments localisés que nous avons développé, nous avons pu valider les deux types de transition par Hot-Via. Les mesures ont montré que les performances d'une puce avec transition par Hot-Via avait des performances similaires à une puce nue. Une des applications possibles pour la transition par Hot-Via peut être le boîtier plastique fonctionnant dans la bande E développé dans le chapitre précédent. En effet, grâce à la technologie Hot-Via, il serait possible de s'affranchir des parasites engendrés par la connexion par fil entre la puce en Arséniure de Gallium et la transition microruban vers guide d'ondes.

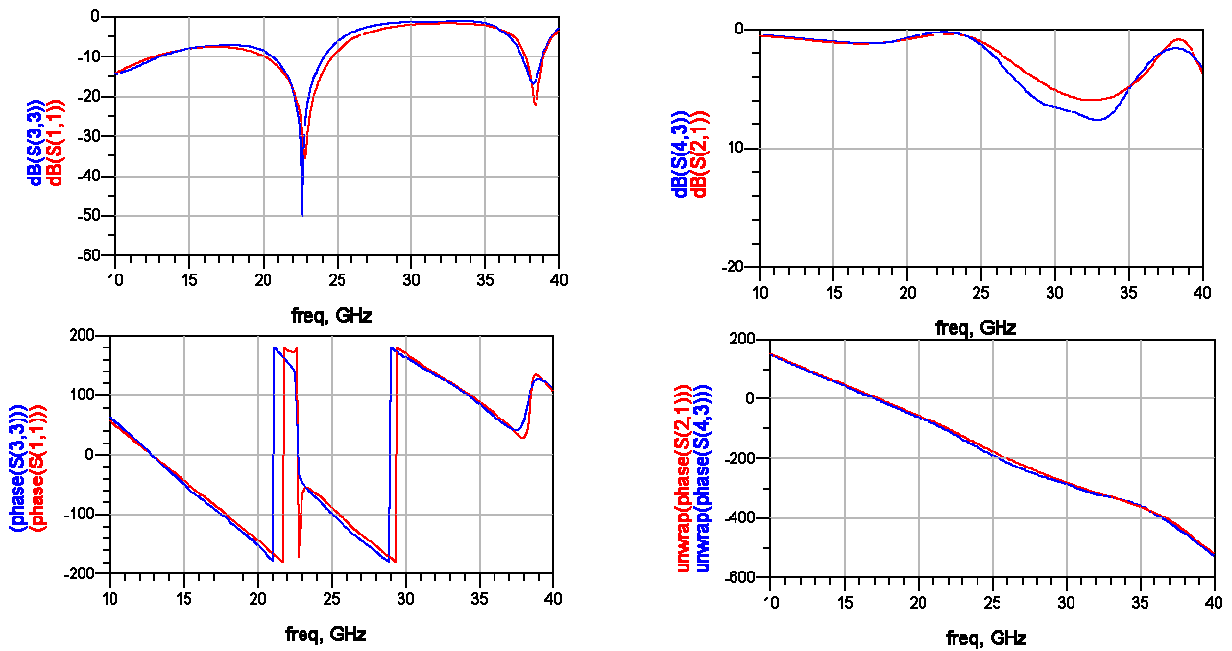
Les travaux présentés dans ce rapport nous ont permis de mettre en évidence l'apport des simulations électromagnétiques en trois dimensions lors de la conception de dispositifs à très hautes fréquences. Ces simulations nous ont permis de prendre en compte tous les phénomènes électromagnétiques constructifs ou non intervenant dans les systèmes étudiés et optimisés. Puis à partir de cette phase de simulation, nous avons proposé et construit des modèles circuits adaptés à nos besoins et intervenant dès l'étape de conception permettant un gain de temps substantiel lors de la réalisation de dispositifs microondes. Le travail présenté dans ce manuscrit illustre la complémentarité de ces deux approches de simulation. Leur validation a permis de contribuer à l'optimisation et à l'amélioration des performances électriques de composants clés des futurs systèmes de communication.

ANNEXES

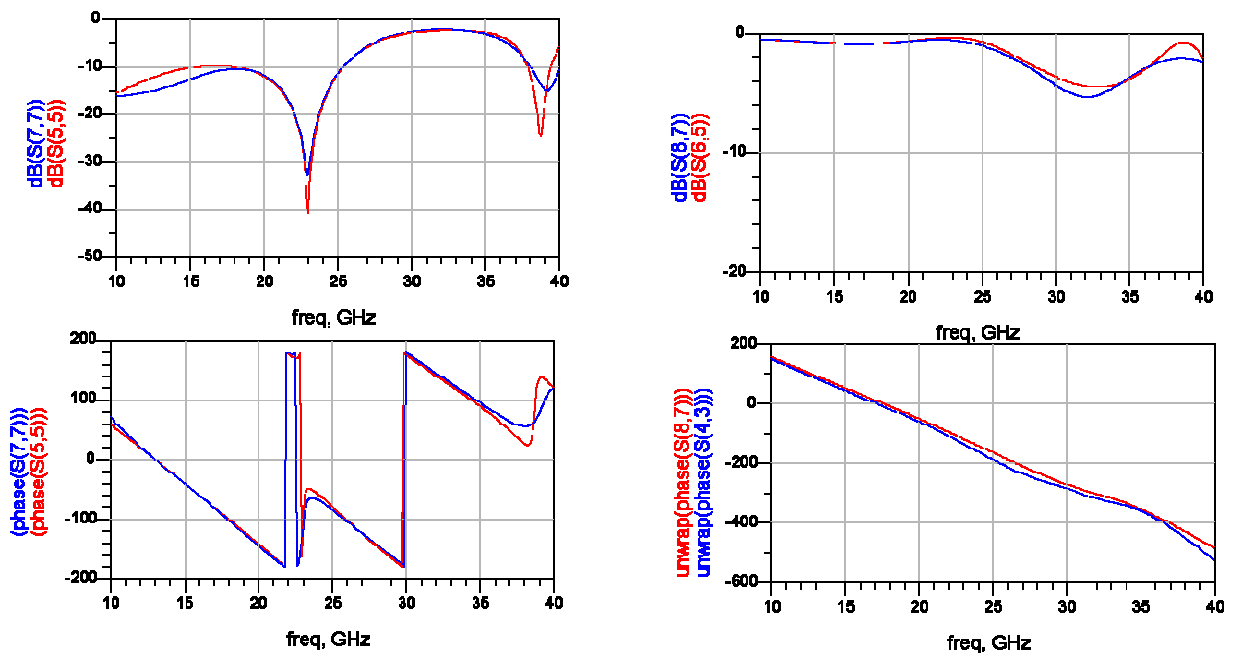
-

Annexe I : Comparaison entre modèle et simulations électromagnétiques pour un boîtier plastique de type QFN

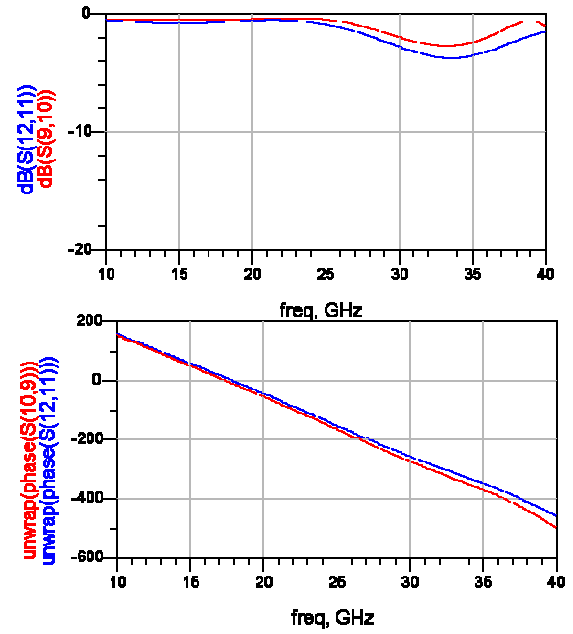
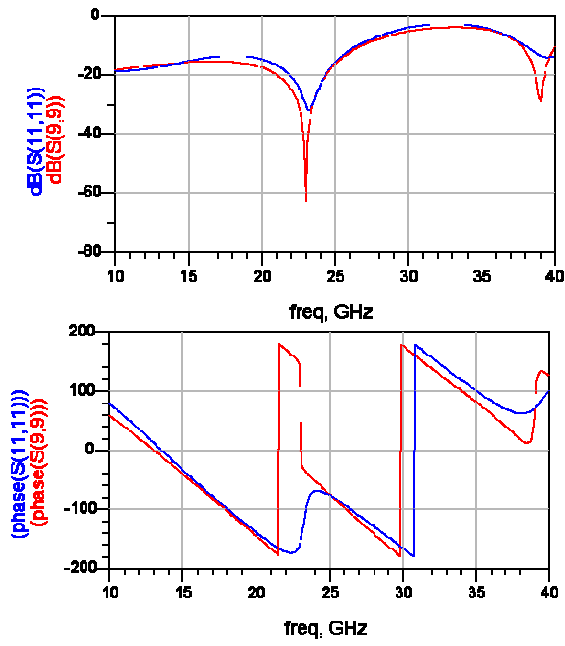
Cet annexe présente tous les résultats obtenus en comparant les paramètres S obtenus avec le modèle en éléments localisés développé dans le deuxième chapitre et les simulations électromagnétiques



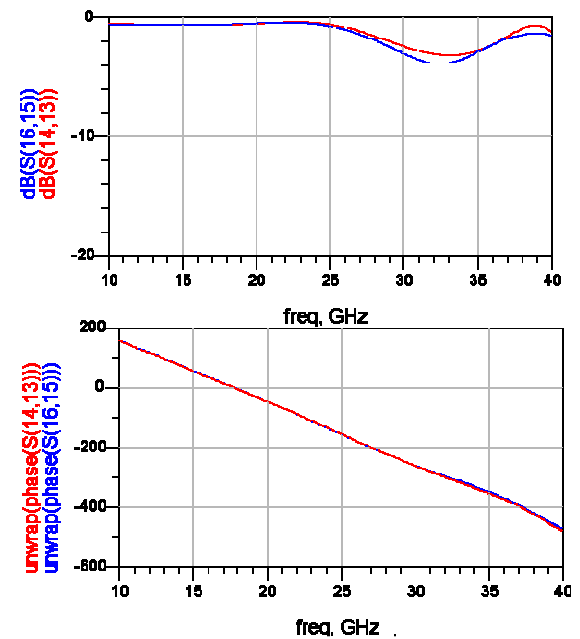
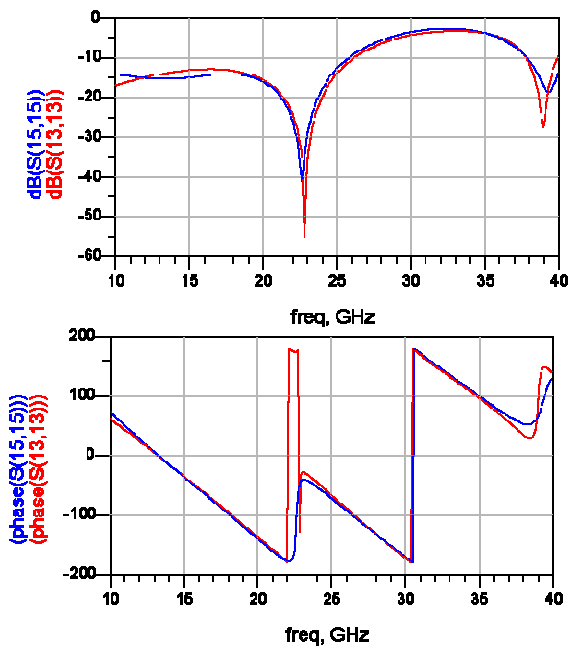
Hauteur de boucle 150µm, largeur de plot de connexion 200µm, fil unique



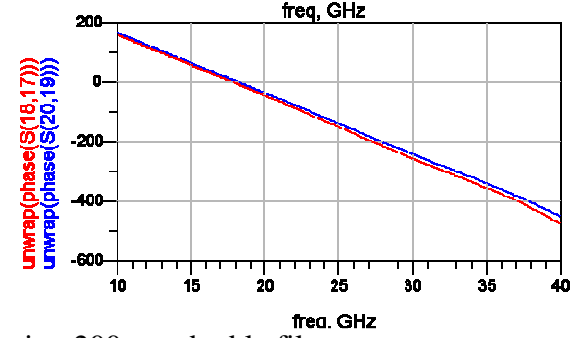
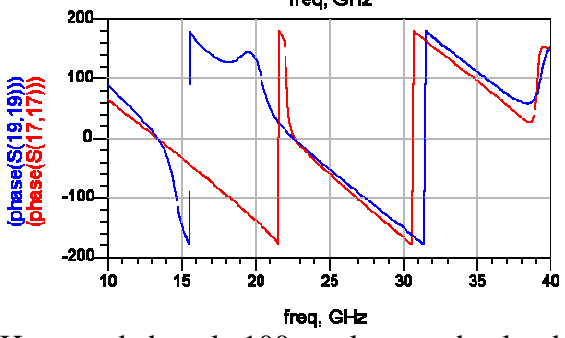
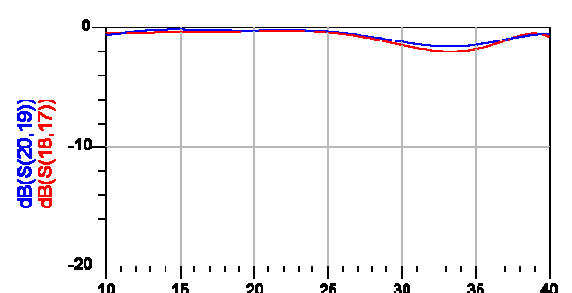
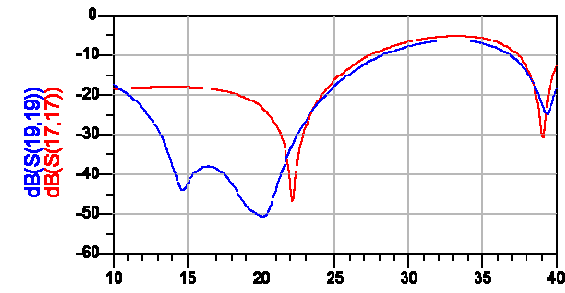
Hauteur de boucle 100µm, largeur de plot de connexion 200µm, fil unique



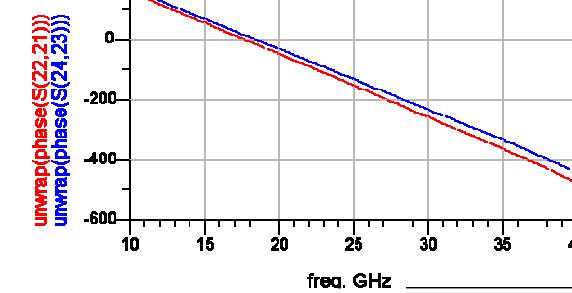
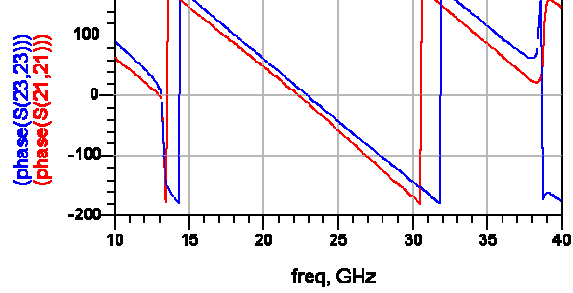
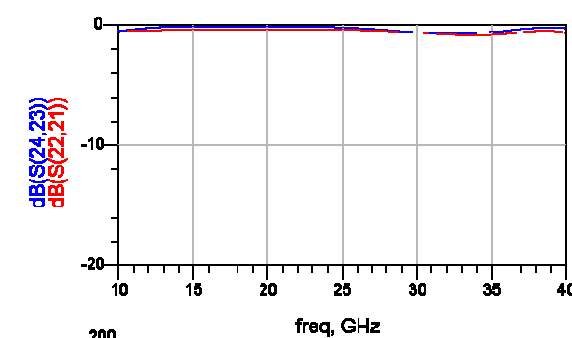
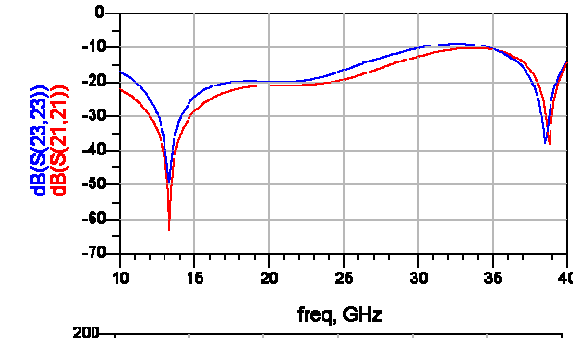
Hauteur de boucle 50µm, largeur de plot de connexion 200µm, fil unique



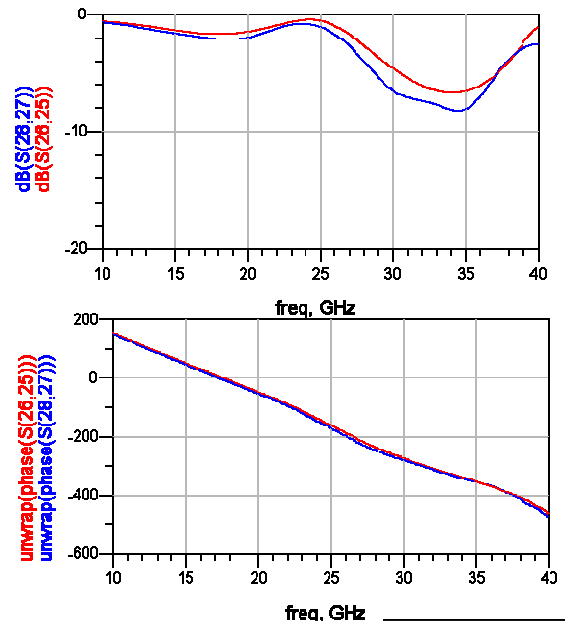
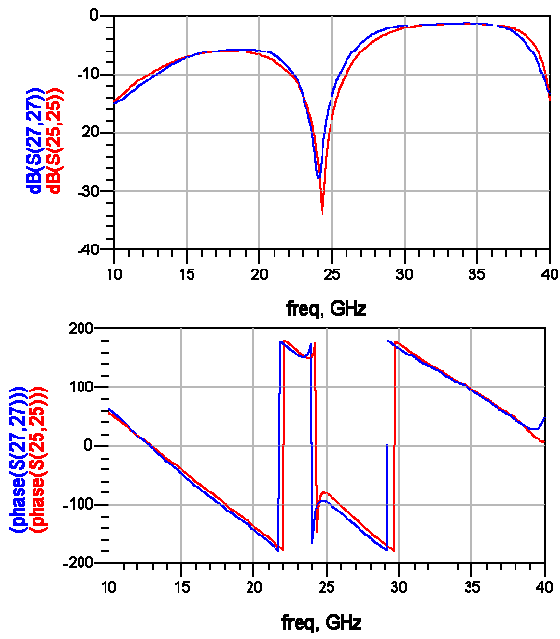
Hauteur de boucle 150µm, largeur de plot de connexion 200µm, double fils



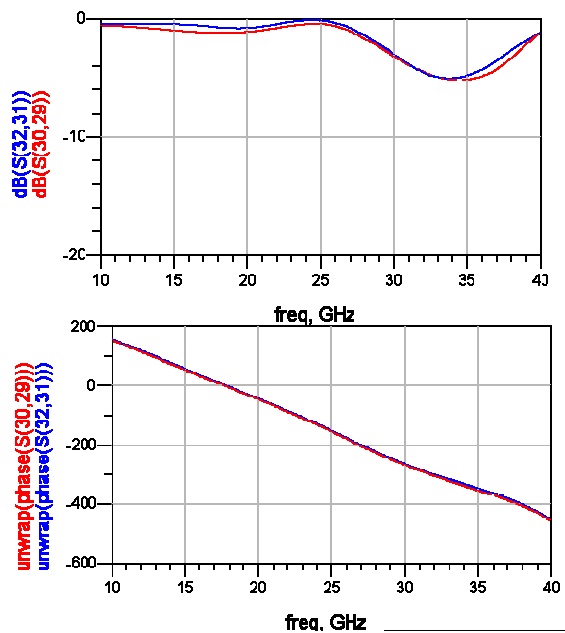
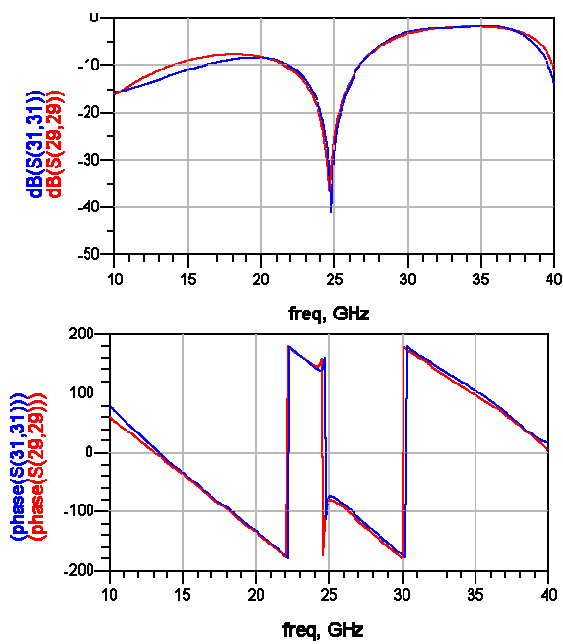
Hauteur de boucle 100µm, largeur de plot de connexion 200µm, double fils



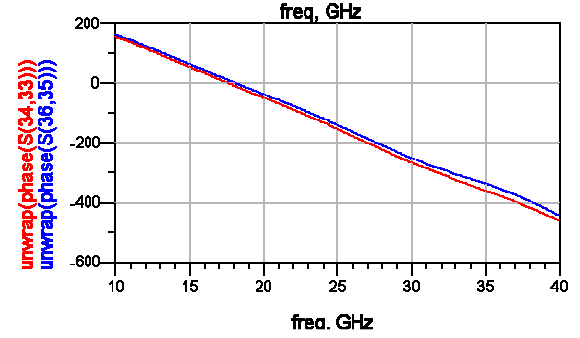
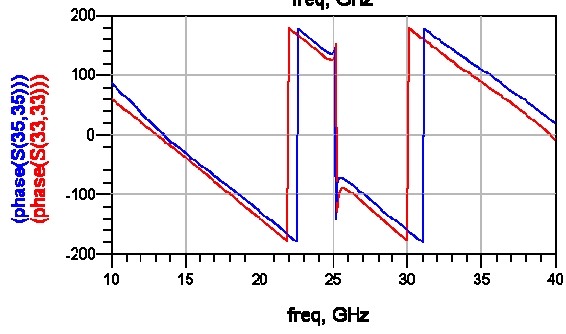
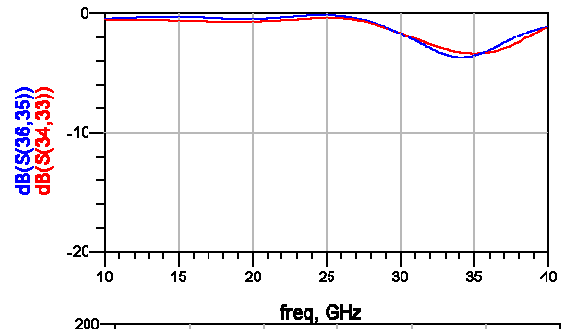
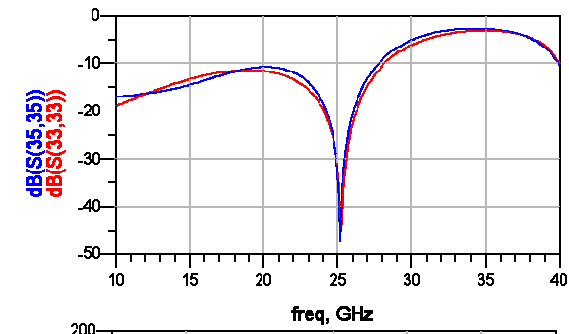
Hauteur de boucle 50µm, largeur de plot de connexion 200µm, doubles fils



Hauteur de boucle 150µm, largeur de plot de connexion 100µm, simple fil



Hauteur de boucle 100µm, largeur de plot de connexion 100µm, simple fil



Hauteur de boucle $50\mu\text{m}$, largeur de plot de connexion $100\mu\text{m}$, simple fil

RESUME

Les travaux présentés dans ce rapport de thèse démontrent la nécessité croissante d'utiliser des outils de simulation électromagnétiques en trois dimensions afin de prendre en compte les effets parasites dus à l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des dispositifs microondes afin de faire face à la saturation des bandes de fréquences basses. Ces outils permettent de modéliser les différentes interconnexions à l'intérieur d'un même système. L'enjeu majeur pour ces systèmes étant de rester bas coût pour viser un marché de masse.

Nous avons dans un premier temps optimisé un type de boîtier plastique, le QFN, pour le faire fonctionner à des fréquences supérieures tout en restant dans un mode de fabrication standard.

De nombreuses applications se développant dans la bande E (60-90GHz), nous avons développé un nouveau type de boîtier plastique montable en surface basé sur un QFN et fonctionnant dans cette bande de fréquences.

Enfin, nous avons défini une méthodologie de conception pour une transition d'une puce MMIC vers sont substrat d'accueil sans fil et pouvant fonctionner dans la bande E grâce à la technologie « Hot-Via ».

The work presented in this thesis report shows the growing need to use 3D electromagnetic simulation tools to take into account the parasitic effects due to increasing the operating frequency of microwave devices in order to cope with saturation bands of frequencies. These tools are used to model the various interconnections within a single system. The major challenge for these systems is to remain low cost to target a mass market.

We initially optimized a type of plastic packaging, the QFN, to operate at higher frequencies while remaining in a standard manufacturing process.

Many applications are being developed in the E-band (60-90GHz), we developed a new type of surface mountable plastic packaging based QFN and operating in this frequency band.

Finally, we defined a design methodology for a transition from a MMIC chip to the host substrate are wireless and can operate in the band E through technology "Hot-Via."