UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Thèse N° [-----]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue par

Faten KOUKI

Le 15 Janvier 2015

Conception et intégration d'un sous-système filtre-antenne en céramique pour les communications haut-débit sans fils à 60 GHz

Thèse dirigée par Stéphane BILA et Marc THEVENOT

JURY :

Olivier Lafond	Maitre de Conférence à l'Université de Rennes - IETR	Rapporteur
Christian PERSON	Professeur à Télécom Bretagne - LabSTICC	Rapporteur
Robert Staraj	Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis	Examinateur
Thierry Chartier	Directeur de Recherche au CNRS	Examinateur
Marc Thèvenot	Chargé de Recherche CNRS	Examinateur
Stéphane Bila	Chargé de Recherche CNRS	Examinateur
Dominique Baillargeat	Professeur à l'Université de Limoges	invité
Nicolas Delhote	Maitre de Conférence à l'Université de Limoges	invité

A mon mari,

Ma fille,

et ma famille

Remerciements

Je tiens à signaler qu'un accueil chaleureux m'a été réservé avec une grande disponibilité du personnel des deux départements MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et micro-ondes) et OSA (Ondes et systèmes associés) d'Xlim, tout au long de ma thèse.

J'adresse tout d'abord mes remerciements chaleureux à Messieurs ***Stéphane BILA*** *et* ***Marc THEVENOT****, chargé de recherche au CNRS pour avoir encadré cette thèse, pour leur soutien, leur disponibilité, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée et leurs encouragements pendant toute la durée de cette thèse…et toujours avec gentillesse, sympathie et sourire. J'ai eu énormément de plaisir pendant ces trois ans de thèse en travaillant sous leur direction et je leur exprime ma sincère reconnaissance pour leurs qualités scientifiques et humaines.*

Je remercie également Monsieur ***Nicolas DELHOTE****, maitre de conférences à l'Université de Limoges, pour avoir codirigé cette thèse, pour son aide, ces nombreux conseils.*

Je remercie également Messieurs, Aurélien PERIGAUD, Ingénieur de recherche au CNRS, Olivier TANTO et Kamel FRIGUI, maîtres de conférences à l'Université de Limoges pour leur aide et leur conseils. J'adresse mes remerciements à Monsieur Damien PASSERIEUX, et Eric ARNAUD ingénieurs à XLIM, pour leur aide lors de la mise en place des phases expérimentales.

Je remercie Mme Marie-Laure Guillat, et Patricia LEROY secrétaires du département Minacom et OSA, pour leur aide précieuse.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Christian PERSON, Professeur à l'ENST Bretagne-Brest et Monsieur Olivier Lafond, maitre de Conférence à l'Université de Rennes, pour avoi*r accepté de rapporter sur mon travail de thèse.*

Je remercie également tous mes collègues et je leur souhaite une bonne continuation pleine de réussite en thèse.

Enfin, je remercie tout particulièrement ma famille, surtout ma mère et ma soeur pour m'avoir encouragé pendant ces nombreuses années. Une profonde et chère pensée à mon

*adorable grand-mère **WRIDA** décédée trop tôt qui a toujours souhaité ma réussite et mon bonheur.*

*Et enfin, un remerciement spécial revient à mon mari **Ahmed** pour son soutien, son aide et sa patience toute au long de ces trois ans de thèse. Merci pour tous ces moments magiques et merci d'avoir cru en moi.*

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I- INTEGRATION DES SYSTEMES D'EMISSION-RECEPTION EN BANDE MILLIMETRIQUE ……5

I. INTRODUCTION 7

II. INTERET DE LA BANDE DE FREQUENCES A 60 GHZ 8

II.1 Normalisation 9

II.2 Applications potentielles 10

III. INTEGRATION DE SYSTEMES D'EMISSION-RECEPTION A 60 GHZ 13

III.1 Technologies microélectroniques 15

III.2 Technologies multicouches 24

III.3 Bilan 31

IV. STEREOLITHOGRAPHIE CERAMIQUE 3D POUR L'INTEGRATION DE FONCTIONS RF ……33

IV.1 Procédé de fabrication 34

IV.2 Exemples de circuits et d'antennes réalisés 36

IV.3 Bilan 39

V. PROCEDE DE METALLISATION DES CIRCUITS CERAMIQUES 3D 40

V.1 Principe du dépôt par electroless-3D 40

V.2 Composition des bains et matériel utilisé [31,32] 40

V.3 Caractérisation des dépôts métalliques 42

VI. CONCLUSION 43

VII. REFERENCES 44

CHAPITRE II-SYNTHESE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE A 60 GHZ .. 47

I. INTRODUCTION 49
II. DEFINITION DES SPECIFICATIONS POUR L'ANTENNE CORNET 50
II.1 Spécifications pour l'antenne à réflecteur 50
II.2 Spécifications pour la source primaire 52
III. CONCEPTION DU CORNET EN CERAMIQUE A 60 GHZ 54
III.1 Optimisation du dioptre céramique 54
III.2 Symétrisation des diagrammes 71
III.3 Conception d'un dispositif de test 75
III.4 Conclusion 80
IV. VALIDATION EXPERIMENTALE A 10 GHZ 81
IV.1 Procédé de fabrication 81
IV.2 Conception du cornet à 10 GHz 82
IV.3 Fabrication et mesure de l'antenne cornet à 10 GHz 87
V. CONCLUSION 91
VI. REFERENCES 92

CHAPITRE III- SYNTHESE ET CONCEPTION DES FONCTIONS DE FILTRAGE A 60 GHZ 93

I. INTRODUCTION 95

II. SYNTHESE DES DISPOSITIFS DE FILTRAGE 96

II.1 Spécifications 96

II.2 Synthèse du multiplexeur à 4 canaux 96

II.3 Synthèse du filtre large bande 98

III. CONCEPTIONS ELECTROMAGNETIQUES 100

III.1 Méthode d'optimisation 100

III.2 Conception des filtres de canal 101

III.3 Conception du multiplexeur 115

III.4 Filtre large bande 121

IV. CO-INTEGRATION DU SOUS-SYSTEME FILTRE-ANTENNE 122

IV.1 Transition diélectrique 122

IV.2 Co-intégration avec le multiplexeur 124

IV.3 Co-intégration avec le filtre large bande 126

V. VALIDATIONS EXPERIMENTALES 128

V.1 Technologie céramique 128

V.2 Technologie plastique 142

VI. CONCLUSION 146

VII. REFERENCES 147

CONCLUSION GENERALE 149

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE 155

ANNEXE 159

I. EVOLUTION FREQUENTIELLE DU DIAGRAMME DE DIRECTIVITE SUR LA BANDE [57-66] GHz : 161

II. EVOLUTION FREQUENTIELLE DE DIAGRAMME DE DIRECTIVITE SIMULE DE L'ANTENNE CORNET DANS SON SUPPORT SUR LA BANDE [8.5-11.5] GHz : 162

III. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT MESURES ET SIMULES DE L'ANTENNE CORNET DANS SON SUPPORT SUR LA BANDE [8.5-11.5] GHz : 163

INTRODUCTION GENERALE

Dans le cadre des communications numériques sans fil, la vitesse d'échange de données est plus que jamais une caractéristique critique du système. Une augmentation du débit est donc nécessaire pour le développement de nouvelles applications, comme le «Wireless HD» qui doit rendre possible la transmission sans fil de gros volumes de données, telles que de la vidéo «non-compressée» à haute définition, à très haut débit (1-2 Gbps).

La bande de fréquence centrée à 60 GHz semble être une solution préférentielle pour répondre à un tel besoin de par sa bande de fréquence disponible (9 GHz). Pour cela, il est nécessaire de disposer de technologies performantes pour l'intégration de systèmes d'émission réception (front-ends) millimétriques pour ces communications à très haut débit.

L'objectif de cette thèse est de participer à la réalisation d'un système antennaire très directif à 60 GHz par la conception combinée d'une antenne et d'un filtre, et l'intégration de cette fonction grâce à un même procédé technologique. La conception et l'intégration combinées de l'antenne et du filtre participeront à améliorer le rendement global du sous-système destiné à des applications très haut débit à 60 GHz.

Cette thèse, intitulée «Conception de fonctions combinées filtre-antenne pour les communications haut débit à 60 GHz», a été réalisée au sein du laboratoire XLIM, en collaboration avec le SPCTS pour les aspects technologiques, dans le cadre d'un projet régional.

Le premier chapitre est consacré à la présentation de systèmes d'émission-réception (front-ends) en bande millimétrique. En ce sens, nous présentons les caractéristiques de la bande à 60 GHz, la normalisation dans cette bande ainsi les applications potentielles. Un état de l'art, sur les études déjà menées pour des dispositifs et sous-systèmes radio-fréquences à 60 GHz, sera ensuite développé. Enfin, la technologie de stéréolithographie céramique 3D, que nous souhaitons utiliser pour intégrer le front-end RF aux fréquences millimétriques, sera détaillé et quelques exemples de réalisations seront donnés. Nous présenterons finalement le procédé de métallisation d'objets céramiques 3D que nous avons appliqué afin de confiner le champ électromagnétique au sein des parties guidées de la structure.

Dans **le deuxième chapitre**, nous envisageons la conception de la source focale dont le rayonnement sera optimisé pour éclairer un réflecteur parabolique ou un reflect-array. L'optimisation du rayonnement de la source primaire devra couvrir toute la bande [57-66] GHz. La petitesse de l'objet à concevoir et la recherche de l'efficacité globale justifient la

mise en œuvre d'une conception conjointe des fonctions de filtrage et de rayonnement, ainsi que le recours à une technique de fabrication unique et simultanée du filtre et de l'antenne. Les précisions annoncées des procédés de stéréolithographie céramique ont retenu notre préférence pour développer l'objet monolithique qui remplira les deux fonctions, rayonnement et filtrage.

Dans ce chapitre, nous avons défini une géométrie de source primaire en céramique capable de réaliser l'éclairement optimisé d'un réflecteur sur la bande [57-66] GHz. Une première partie du travail consiste à dresser un cahier des charges qui permettra dans un second temps de dimensionner une antenne cornet. Les défis induits par l'utilisation d'une matrice de céramique dans la mise en œuvre d'un cornet seront analysés.

La dernière partie du chapitre 2 présente une maquette préliminaire transposée pour fonctionner plus bas en fréquence. Elle sera conçue et réalisée en plastique ABS par une technologie d'impression 3D.

Le troisième chapitre va présenter les dispositifs de filtrage conçus et réalisés au cours de cette thèse. Deux options retiendront notre attention, avec une première solution comportant un filtre large bande et une seconde solution consistant à découper la bande totale en 4 sous-bandes grâce à un multiplexeur. Une étude sur la conception de systèmes filtre/antenne céramiques suivant ces deux options sera ensuite présentée.

A la fin de ce chapitre, nous décrirons la mise au point des techniques de gravure qui ont permis de réaliser les filtres hyperfréquences en céramique. Enfin, nous présenterons les dispositifs réalisés durant cette thèse, aussi bien en technologie céramique qu'en technologie d'impression 3D plastique.

Ce mémoire se termine par une conclusion résumant l'ensemble des travaux menés durant cette thèse, avec des résultats théoriques intéressants mais mettant aussi en évidence plusieurs difficultés technologiques.

CHAPITRE I

INTEGRATION DES SYSTEMES D'EMISSION-RECEPTION EN BANDE MILLIMETRIQUE

I. Introduction

La demande pour des systèmes sans fils permettant d'assurer l'acheminement des données à très haut débit est extrêmement forte, notamment pour des applications à courte portée. Par exemple, les systèmes multimédias actuels s'appuient, pour une large part, sur une connectique câblée de type HDMI (High Definition MultiMedia Interface) utilisée principalement pour transférer des données audio / vidéo non compressées. L'émergence de technologies sans fils permettant de remplacer ces câbles suscite un intérêt grandissant.

Actuellement c'est la norme ULB (Ultra Large Bande) 802.15.3a qui propose la plus grande vitesse de transfert sans fils avec un débit d'environ 500 Mbit/s pour des distances d'environ 3 à 4 mètres sur les 7.5 GHz de bande disponible autour de 60 GHz [1]. Un tel débit ne permet cependant pas de transmettre de la vidéo non compressée, en haute définition (HD). Ainsi, de nouveaux standards, adaptés à ces besoins sont étudiés, permettant d'accroitre très sensiblement le débit, au-delà du Gbit/s.

Nous présentons donc, dans ce chapitre, l'intérêt de la bande de fréquences autour de 60 GHz, les normes ainsi que les applications potentielles dans cette bande. Un état de l'art des systèmes d'émission-réception radio-fréquences (front-ends RF) aux longueurs d'ondes millimétriques sera ensuite développé, en prenant en compte les principales technologies utilisées. A partir de cet état de l'art, nous proposerons une solution technologique susceptible d'augmenter la portée de ces systèmes.

II. Intérêt de la bande de fréquences à 60 GHz

La montée en fréquence, en particulier à 60 GHz, constitue une des solutions les plus prometteuses pour accroître le débit (jusqu'à quelques Gbit/s) des futurs réseaux locaux sans fils (WPAN) [2]. L'une des raisons réside dans le fait qu'une largeur de spectre de près de 9 GHz, sans licence, est disponible autour de cette fréquence, ce qui permet d'envisager la réalisation de systèmes de communication à très haut débit [2].

En effet, les travaux de Shannon [3] montrent que la capacité *Q* d'un canal de communication varie linéairement en fonction de sa largeur de bande *B*, et suit une loi logarithmique en fonction du rapport signal à bruit (*SNR*). Ainsi, avec la condition imposée par l'équation I.1, on constate qu'il est intéressant d'exploiter un spectre large pour la réalisation d'un réseau à très haut débit.

$$Q = B \log_2 [1 + SNR] \qquad \text{(I.1)}$$

Un autre paramètre à considérer est celui des pertes en espace libre. Cette atténuation se calcule par l'équation I.2:

$$A \text{ (dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \qquad \text{(I.2)}$$

avec *d*, la distance séparant l'émetteur du récepteur, et λ, la longueur d'onde en espace libre

A partir de l'équation I.2, on constate que l'atténuation augmente quand la fréquence augmente. Par exemple, l'atténuation en espace libre pour une distance de 1 mètre est de 46 dB à 5 GHz et de 68 dB à 60 GHz. Cela implique que la bande de fréquences centrée sur 60 GHz convient d'avantage à des communications de courte portée.

Ce dernier paramètre n'est pas le seul à prendre en considération. En effet, un autre aspect important est l'absorption des ondes par l'oxygène de l'atmosphère. Les courbes de l'atténuation exprimée en dB/km, due à l'absorption par les molécules d'oxygène et d'eau pour des altitudes différentes, sont données sur la Figure I.1. D'après cette figure, on remarque qu'un pic d'absorption de l'oxygène est centré sur 60 GHz ce qui induit une atténuation d'environ 15 dB/km, en plus des pertes en espace libre. En considérant les différents phénomènes d'atténuation et d'absorption, on s'aperçoit que cette bande de fréquences ne permet de réaliser que des liaisons de courtes portées, par exemple pour des

applications résidentielles ou de bureau (indoor). Ces phénomènes permettent ainsi de créer des cellules propices à une meilleure sécurisation/confidentialité des données, et de faciliter la gestion des réseaux grâce à des interférences limitées et à la possibilité de réutilisation des fréquences [4].

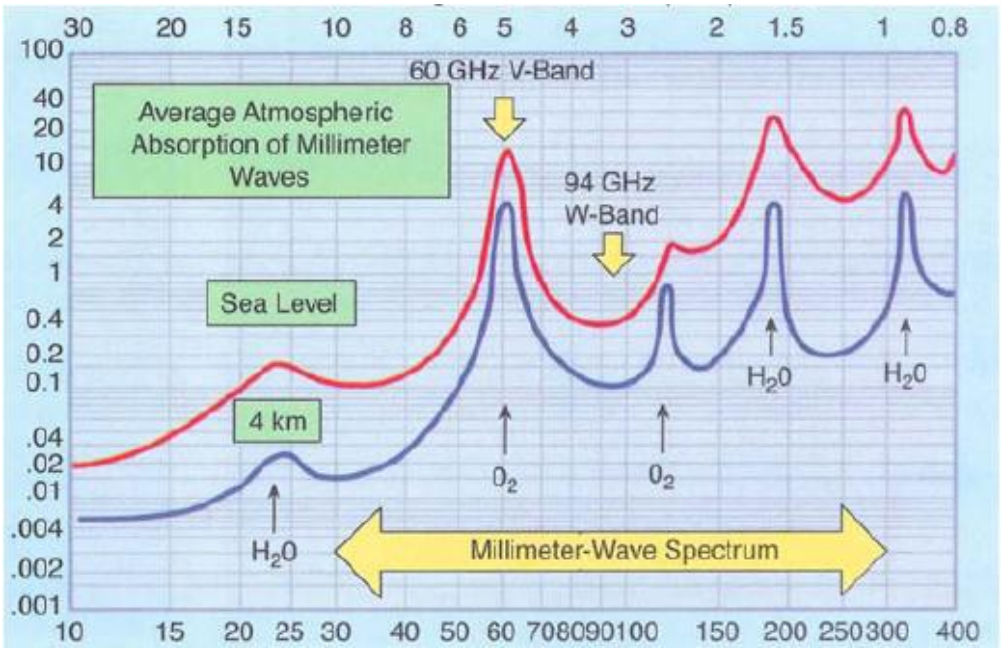


Figure I.1. Courbes d'absorption dans la gamme des ondes millimétriques [4]

En revanche, pour maintenir un bilan de liaison satisfaisant, il est nécessaire d'utiliser des antennes présentant un gain relativement élevé.

II.1 Normalisation

Les organismes de régulation autorisant l'utilisation de la bande 57-66 GHz sans licence sont les suivants [5]:

- Federal Communications Commission (FCC) pour les USA ;
- Conférence Européenne des Postes et Télécommunications (CEPT) pour l'Europe ;
- Millimeter Wave band Frequency Study Group (MWFSG) pour la Corée du Sud ;
- Australian Communications and Media Authority (ACMA) pour l'Australie.

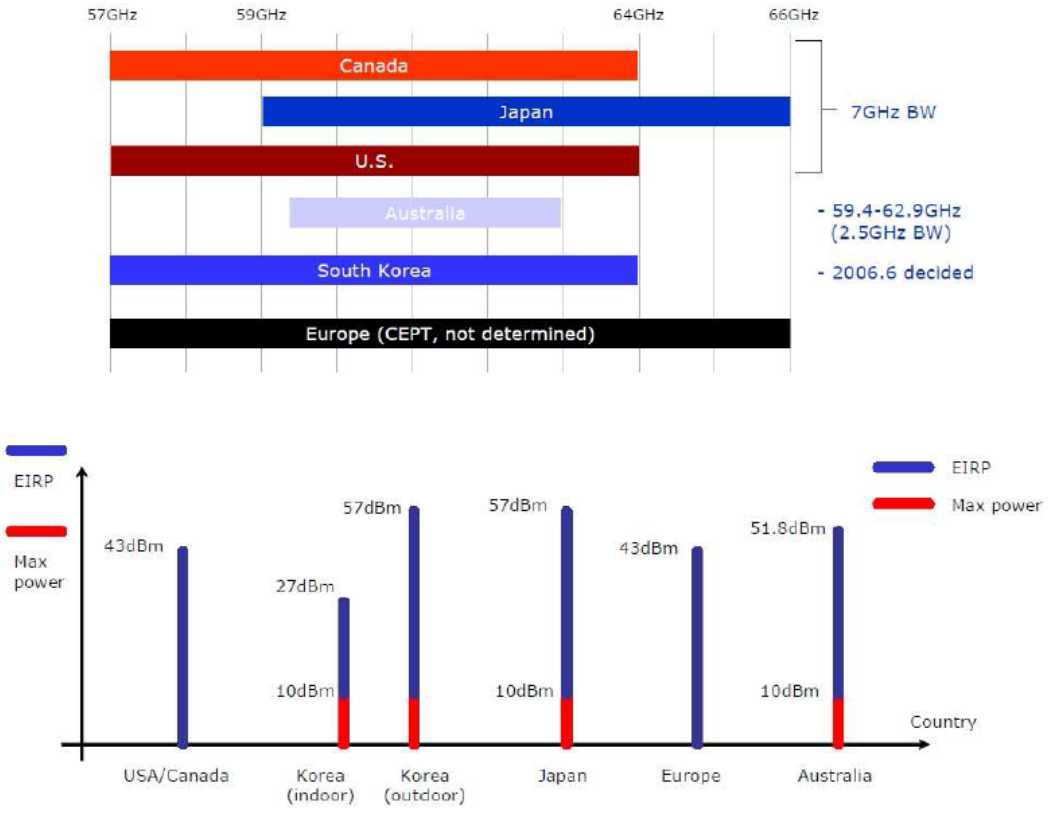


Figure I.2. Régulation de fréquence de la bande 57-66 GHz

Cette bande de fréquences est employée différemment selon la zone géographique (figure I.2) [5]. Une bande passante de 7 GHz est disponible dans la plupart des pays (sauf l'Australie : 4 GHz) avec une PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente, EIRP en anglais) d'au moins 43 dBm (sauf en Corée du Sud pour des applications indoor). Notons que la PIRE est calculée par l'équation I.3 :

$$\text{PIRE[dBm]} = P_{TX}\text{[dBm]} + G_{ant}\text{[dBi]} \qquad \text{(I.3)}$$

avec P_{TX}, la puissance électrique appliquée à l'antenne, et G_{ant}, le gain de l'antenne.

II.2 Applications potentielles

Plusieurs groupes de normalisation comme ECMA TC48, IEEE 802.15.3c (TG3c) et le IEEE 802.11 VHT60 Task Group, se sont mis en place afin de répondre à une demande d'applications WPAN (Wireless Personal Area Network) à 60 GHz [6].

Le groupe IEEE 802.15.3 a été formé en Mars 2005. Les principaux contributeurs de ce groupe sont IBM, Motorola, Samsung et Panasonic. Il a développé une couche PHY alternative au standard 802.15.3 WPAN (Wireless Personal Area Network) qui utilise les fréquences autour de 2,4 GHz. Les systèmes IEEE 802.15.3c devront fonctionner dans la bande libre 57-66 GHz, c'est le premier standard IEEE qui travaille sur les transmissions sans fils multi-gigabit avec des systèmes de communication millimétriques.

Comme l'illustrent la Figure I.3 et le Tableau I.1, ce groupe de standardisation a prévu de diviser la bande allant de 57 GHz à 66 GHz en quatre canaux principaux de 2,16 GHz. Cette bande de fréquences est exploitée différemment d'une région à une autre, selon les applications visées.

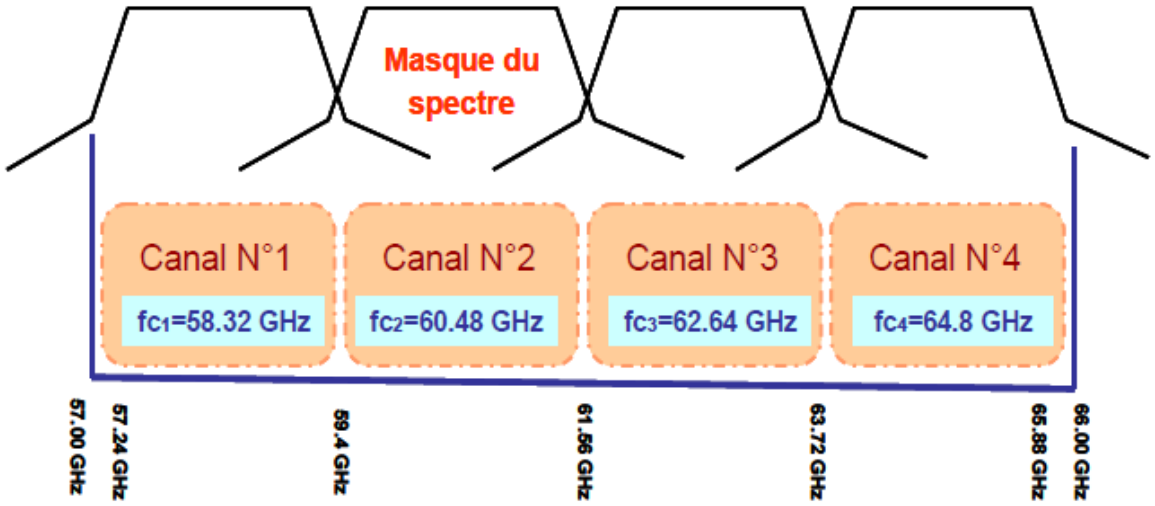


Figure I.3. Canaux définis par la norme IEEE 802.15.3c pour les applications WPAN [6].

CHNL ID	Center Frequency [GHz]	Low Frequency [GHz]	High Frequency [GHz]
1	58,32	57,24	59,40
2	60,48	59,40	61,56
3	62,64	61,56	63,72
4	64,80	63,72	65,88

Tableau I.1. Division de la bande 57-66 GHz en canaux [6].

Avec la bande passante allouée de 7 GHz dans la plupart des pays, la bande à 60 GHz est intéressante pour des nombreuses applications de transmissions à haut-débit. Les applications de cette bande peuvent être divisées suivant différentes catégories:

- Flux de vidéo à haute définition ;
- Transfert de fichiers ;
- Gigabit Ethernet sans fils ;
- Station d'amarrage sans fils et connexion de points à multipoints pour les ordinateurs de bureau ;
- Réseaux ad hoc sans fils.

Les trois premières catégories sont considérées comme des applications majeures. Dans chaque catégorie, il y a différents cas d'utilisation basés sur :

- Le lieu d'utilisation, dans le secteur résidentiel ou le bureau ;
- La distance entre les émetteurs et récepteurs ;
- La position des émetteurs-récepteurs ;
- La mobilité des dispositifs.

Un exemple connu du grand public est la diffusion de vidéos non compressées pour l'utilisation résidentielle. Le flux audio/vidéo de la télévision haute définition (HDTV) est envoyé depuis un lecteur DVD. La distance typique entre ces deux dispositifs est de 5 à 10 mètres avec des connexions LOS ou NLOS.

Dans la partie suivante, nous exposons quelques exemples de systèmes d'émission-réception (front-ends) intégrés à 60 GHz et exposés dans la littérature.

III. Intégration de systèmes d'émission-réception à 60 GHz

Les systèmes de télécommunications sont composés d'une chaîne d'émission, d'une chaine de réception et d'un canal de transmission. Les chaînes d'émission et de réception peuvent être plus ou moins complexes selon l'application envisagée, et comportent généralement pour un système sans fils un segment numérique et un segment analogique.

Les architectures d'émetteur-récepteur pour la bande 60 GHz représentent depuis les années 80 jusqu'à aujourd'hui un sujet de recherche assez actif et innovant aussi bien pour les industriels que pour les laboratoires de recherche. En fonction de l'application envisagée, les solutions proposées vont différer en termes de débit recherché, de portée entre émetteur et récepteur, de couverture, de bande passante, de puissance consommée ...

Les architectures peuvent être classées selon les modes de communication utilisés. Prenons par exemple les architectures basées sur la technique de modulation multi-porteuses de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) [7], utilisée dans les systèmes de communications radio à très haut débit. L'émetteur et le récepteur OFDM se composent de deux parties, une partie numérique et une partie analogique RF. Le segment numérique consiste à générer le signal en bande de base, le codage source, le codage canal ainsi que les modulations QAM (Quadrature Amplitude Modulation) et OFDM, pour la partie émission. Pour la partie réception, le segment numérique comporte la démodulation QAM et OFDM, le décodage source et le traitement du signal. La partie analogique correspond aux antennes, aux étages de filtrage, de transposition de fréquence et d'amplification. Les **Figure I.4.** Exemple synoptique d'architecture en réception [7].Figure I.4 et Figure I.5 présentent les architectures respectivement d'un récepteur et d'un émetteur compatibles avec cette technique de modulation [7].

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la partie analogique RF des systèmes E/R et notamment à la co-intégration des filtres, des amplificateurs et des antennes dans la chaine d'émission ou de réception. Dans l'exemple précédent, on voit par exemple que l'antenne est connectée à un filtre passe bande (BPF1) dans le récepteur. De la même manière, en émission, un amplificateur de puissance (PA) et le filtre (BPF) sont connectés à l'antenne émettrice. De notre point de vue, l'intégration optimale des antennes et des circuits dans les front-ends est nettement souhaitable car non seulement elle réduit la complexité, le coût et la

taille, mais elle permet également d'atteindre un haut niveau de performances (efficacité, consommation …) en appliquant une stratégie de co-conception des fonctions [8,9].

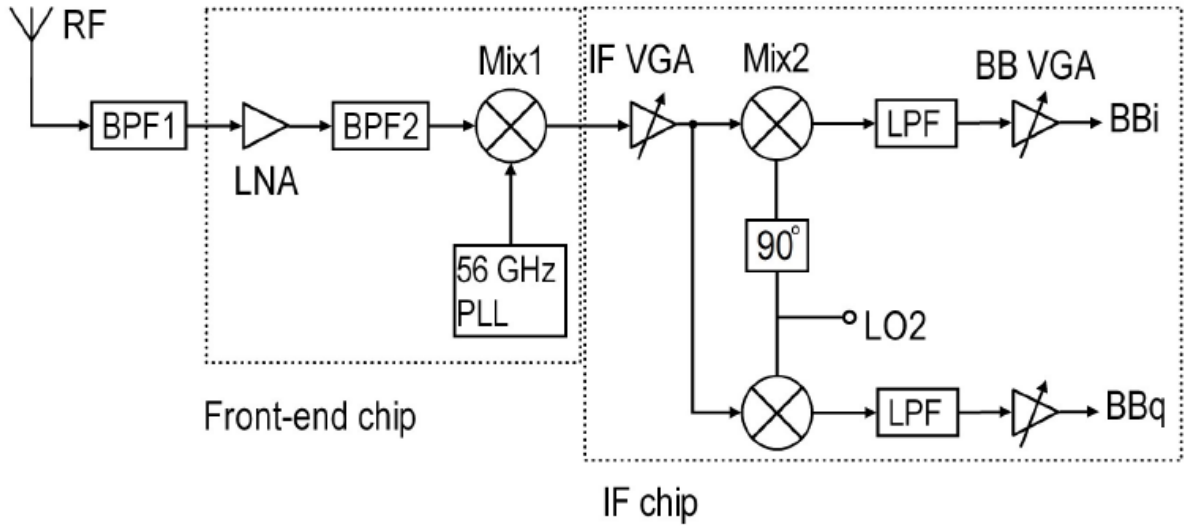


Figure I.4. Exemple synoptique d'architecture en réception [7].

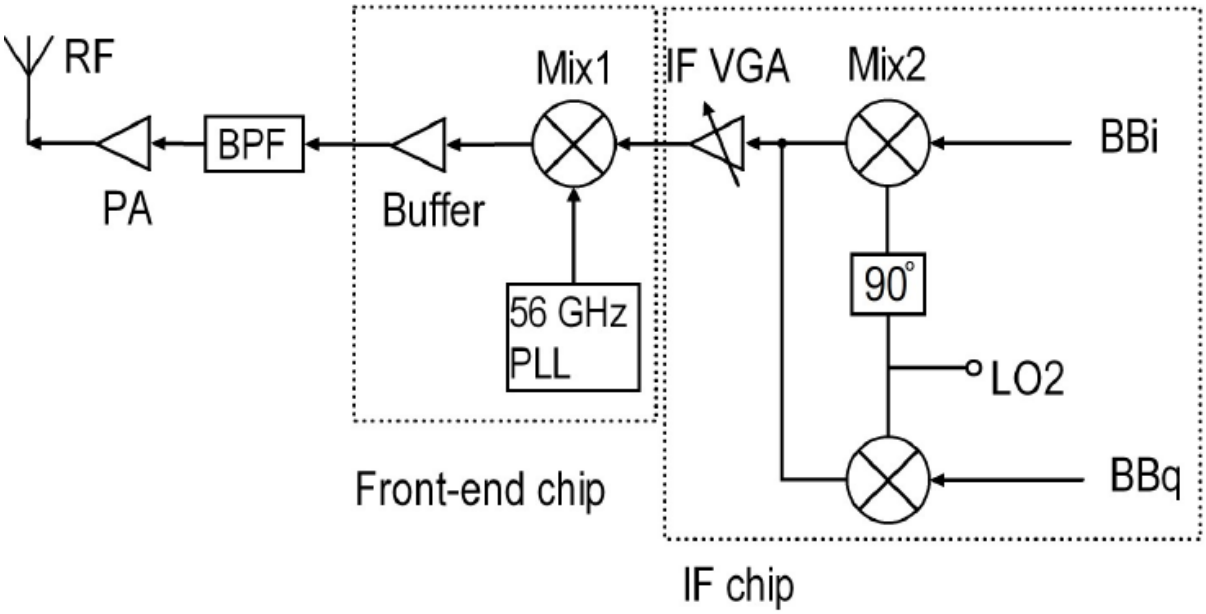


Figure I.5. Exemple synoptique d'architecture en émission [7].

Plusieurs travaux de recherche ont été menés sur l'intégration de systèmes E/R millimétriques réalisés dans différentes technologies. Nous présentons ici un état de l'art des technologies employées pour des applications à 60 GHz.

III.1 Technologies microélectroniques

III.1.1 Technologie silicium sur isolant (SOI)

Le silicium sur isolant (SOI pour Silicon On Insulator en anglais) est une structure constituée d'un empilement d'une couche de silicium (de 50 nm à quelques µm d'épaisseur) sur une couche d'isolant. Cet isolant peut être du saphir (Silicon-On-Sapphire), de l'air (Silicon-On-Nothing) ou du dioxyde de silicium (SiO2).

Cette technologie est une alternative prometteuse au silicium brut pour la réalisation de transistors opérant à de hautes fréquences. En effet, malgré son coût de développement supérieur de 10 % par rapport aux technologies classiques sur substrat massif, le gain en performance est évalué entre 20 et 35 %. Les fréquences de coupure sont supérieures à 150 GHz pour la technologie 130 nm. Avec l'utilisation de substrats fortement résistifs, les pertes sont diminuées et les performances accrues notamment au niveau du bruit micro-onde. Ainsi, les performances fréquentielles des dispositifs fabriqués sur des technologies silicium sont à revoir à la hausse.

Pour permettre le développement de systèmes d'E/R (émission/réception) sans fils, des antennes sont intégrées dans cette technologie. Nous donnons ici quelques exemples.

- **Exemple 1 : Co-intégration d'une antenne dipôle et d'un amplificateur faible bruit**

Le premier exemple concerne l'implémentation d'une antenne dipôle en employant la technologie SOI. Cette antenne est alimentée par un ruban coplanaire (Figure I.6) [10]. Cette configuration est choisie pour limiter les modifications de rayonnement. Le substrat SOI utilisé est constitué de six couches métalliques, d'une couche d'oxyde enterrée et finalement d'une couche de passivation. Lorsque ces couches métalliques ne sont pas utilisées, elles sont remplacées par de la silice.

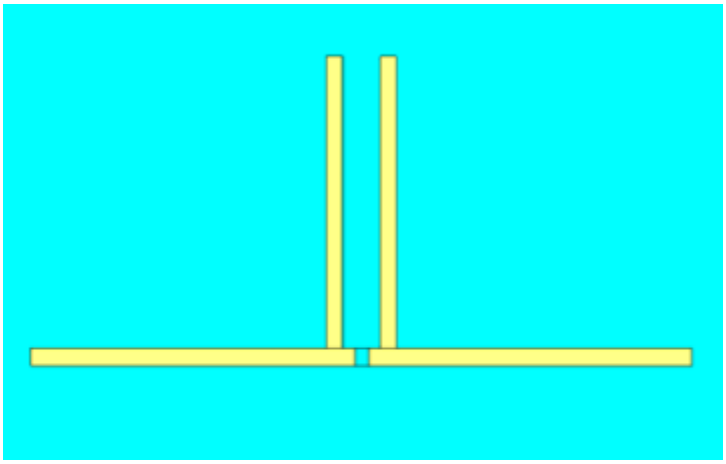


Figure I.6. Schéma de l'antenne dipôle alimentée par un ruban coplanaire [10].

L'efficacité de rayonnement de l'antenne simulée est de 67% avec un gain maximum de 2.5 dB à 60 GHz (Figure I.7). Cette antenne est ensuite intégrée avec un amplificateur faible bruit (LNA : low-noise amplifier) en technologie SOI.

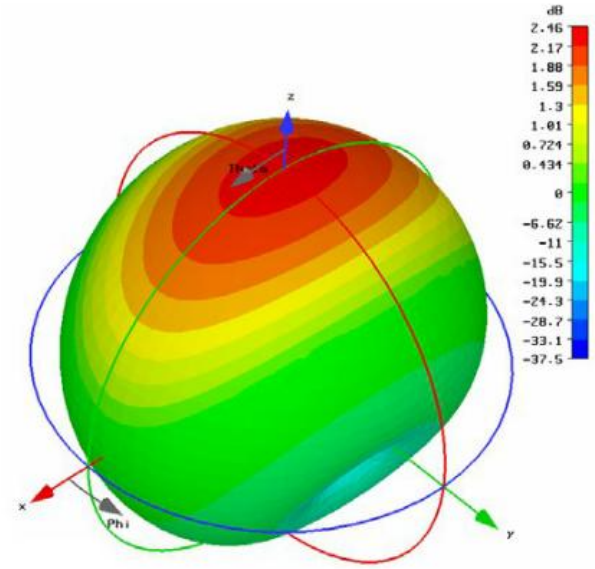


Figure I.7.Diagramme de gain (3D) de l'antenne dipôle [10].

La Figure I.8 montre l'architecture de l'amplificateur faible bruit conçu avec une antenne dipôle repliée en technologie SOI. Une bonne adaptation autour de 60 GHz est trouvée grâce à une optimisation des différents composants de cet ensemble (LNA + antenne). Un gain de 11 dB est trouvé pour la conception conjointe.

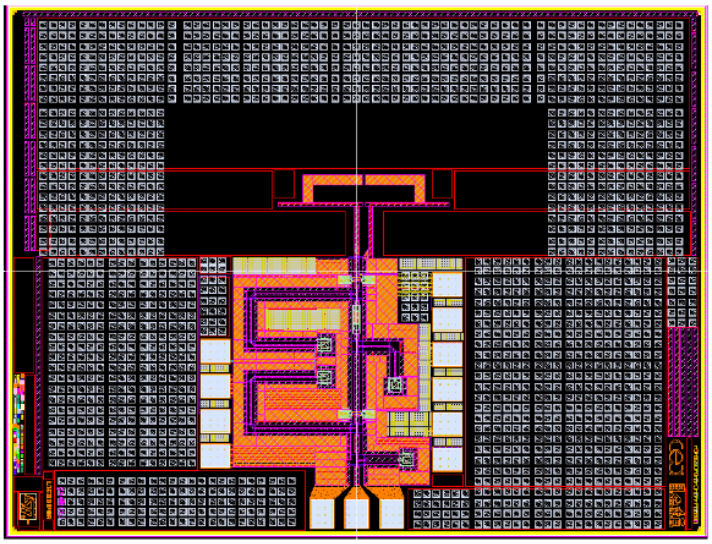


Figure I.8. Schéma de la conception conjointe du LNA et du dipôle replié [10]

- **Exemple 2 : Antenne dipôle intégrable avec un amplificateur faible bruit à 60 GHz**

M. Barakat [11] présente dans ses travaux une antenne dipôle intégrée sur la technologie 0,13 µm SOI de STMicroelectronics. Cette antenne est un dipôle imprimé sur un substrat de silice (SiO2) de permittivité relative de 4.2, destinée à être intégrée avec un amplificateur faible bruit à 60 GHz. Un plan de masse se trouve à une distance de 350 µm sous l'antenne. Le balun à large bande passante est conçu pour transformer l'alimentation coplanaire des entrées radiofréquences en une alimentation pour l'antenne dipôle (Figure I.9.a). L'efficacité de rayonnement de cette antenne est de 85% avec un gain de 4.5 dB à 60 GHz.

(a) (b)

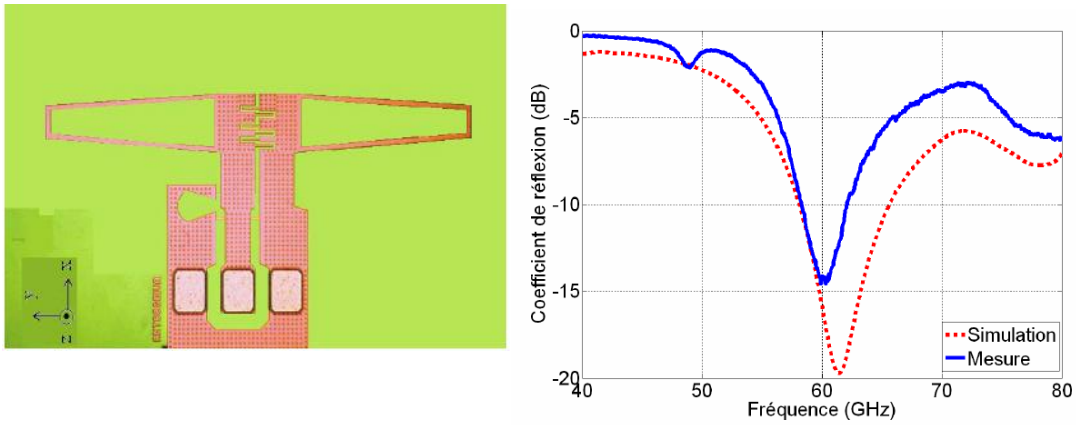


Figure I.9. a) Antenne dipôle interdigitée et b) coefficient de réflexion simulé et mesuré [11].

III.1.2 Technologies CMOS et BiCMOS

Par rapport à la technologie SOI, les technologies CMOS sur substrat massif garantissent aujourd'hui de bonnes performances pour les éléments actifs des parties analogiques et radiofréquences. Par contre, pour réaliser des systèmes mixtes intégrés, les technologies doivent disposer d'interconnexions de bonne qualité (faible résistivité et faibles capacités parasites) afin de réduire les pertes. Par rapport à ces difficultés, les technologies SOI RF peuvent apporter des avancées significatives.

- **Exemple 3 : Emetteur en technologie SiGe BiCMOS 0,18µm**

L'Université de Taïwan est la première à avoir développé un émetteur en technologie SiGe BiCMOS 0,18µm avec antenne intégrée [12]. L'émetteur est composé d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO pour Voltage Controlled Oscillator en anglais), d'un mélangeur subharmonique, d'un amplificateur de puissance et d'une antenne à fentes évasées (figure I.10Figure I.10).

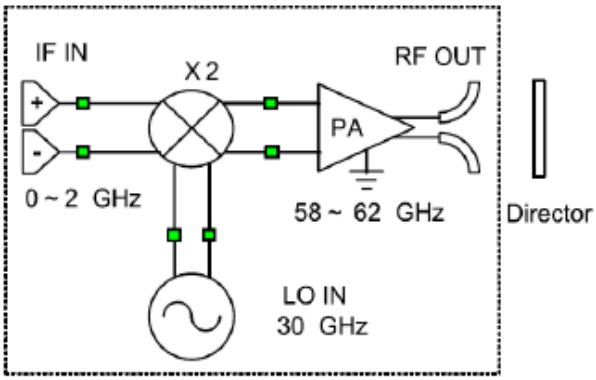


Figure I.10. Synoptique de l'architecture de l'émetteur (Technologie SiGe BiCMOS) [12].

Il présente une puissance de sortie de 15,8 dBm et un gain de conversion de 20,2 dB avec une consommation de 281 mW. La taille de la puce est de 1,3 x 0,8 mm² (Figure I.11). Le choix de l'antenne s'est porté sur une antenne à fentes coniques afin de réduire le rayonnement dans la direction du substrat. Cette topologie permet de concentrer le champ électromagnétique entre les deux brins et d'orienter la propagation sur la surface et non vers le substrat. Un directeur est également ajouté en dehors de la puce pour augmenter le gain et la directivité de l'antenne.

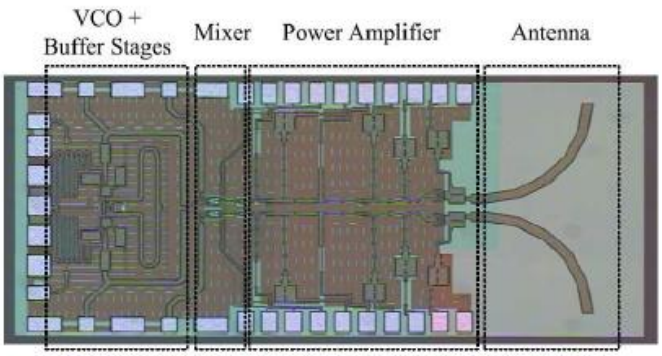


Figure I.11. Photo de l'émetteur SiGe 60 GHz [12]

Aucune démonstration de liaison millimétrique n'a été réalisée mais l'émetteur complètement intégré en technologie SiGe BiCMOS 0,18µm présente un niveau d'intégration très élevé, du fait de la co-intégration PA-Antenne. La technologie BiCMOS permet également de réaliser des front-ends radio moins gourmands en énergie, compte tenu des tensions de polarisation plus basses.

Les gains des antennes imprimées en technologie microélectronique sont faibles. Plusieurs chercheurs ont donc adopté l'idée d'intégrer la fonction de rayonnement et une partie des fonctions RF à l'aide de technologies plus distribuées conduisant à des architectures hybrides afin d'augmenter le gain et le rendement.

III.1.3 Technologies hybrides

- **Exemple 1 : Antenne en technologie CMOS-65mm associée à une lentille 3D plastique**

Aimeric Bisognin [13] présente dans ses travaux de recherche une antenne en transmission et en réception à 60 GHz en technologie CMOS-65mm associée à une lentille fabriquée en impression 3D plastique. Le module émetteur-récepteur est assemblé à l'aide de la technologie de packaging bas coût BGA (Ball Grid Array). La photographie de ce module fabriqué est présentée sur la Figure I.12. Cette antenne présente un gain de l'ordre de 4 dBi. Une lentille plastique est fabriquée en utilisant une technologie d'impression rapide 3D dans le but d'accroitre le gain de l'antenne de 10 dB à 60 GHz. L'antenne est placée au centre de la lentille suivant l'axe y (Figure I.13.a). La Figure I.13 présente le modèle HFSS et la photographie de la lentille fabriquée, ainsi que les résultats de simulation et de mesures du gain du système global réalisé dans les deux polarisations.

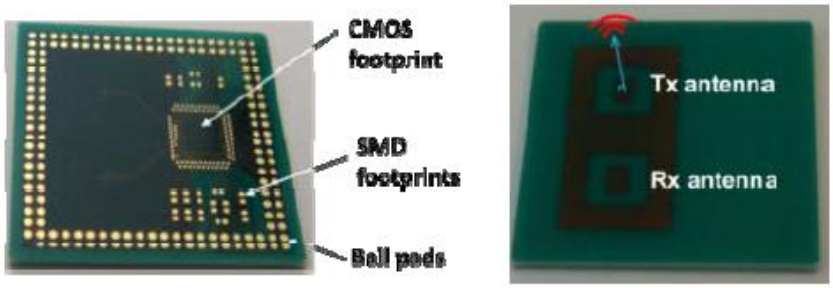


Figure I.12. Photographie du module BGA à 60GHz [13].

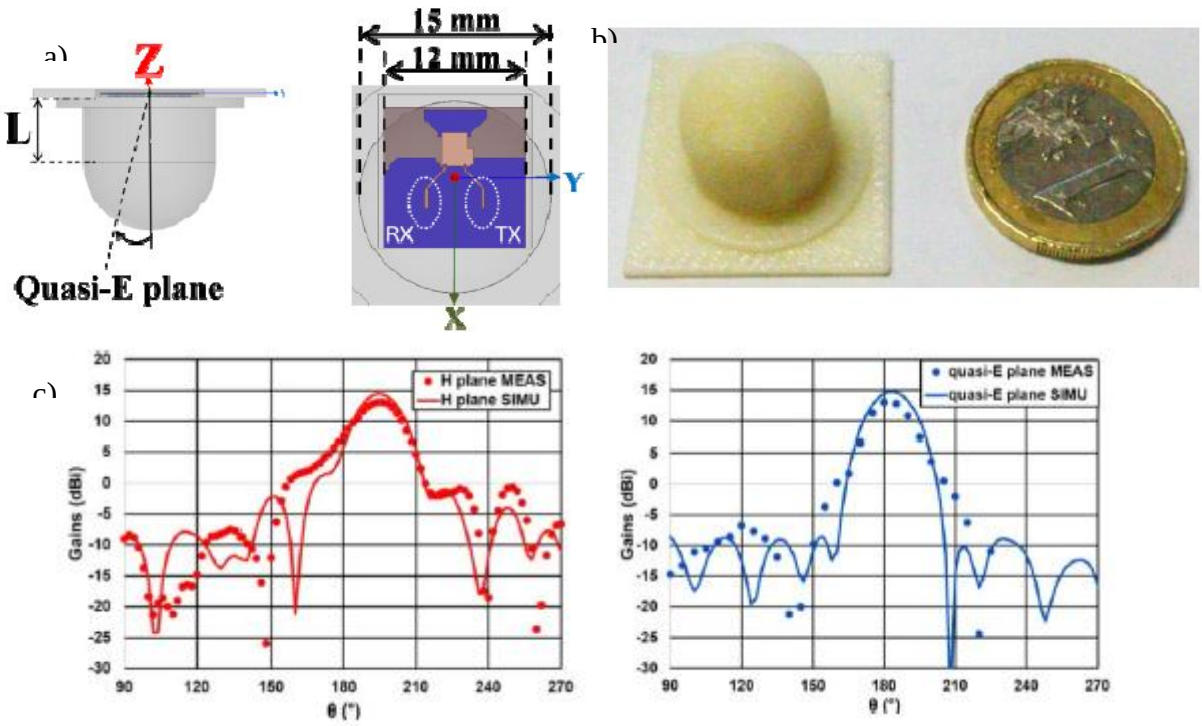


Figure I.13. a) Modèle HFSS du la lentille plastique et le module à 60GHz. b) La photographie de la lentille imprimée. c) Résultats de mesures et de simulations du gain réalisé de l'antenne TX à 60 GHz dans les deux plans [13].

- **Exemple 2 : Amplificateur de puissance (PA) intégré et associé à une antenne à résonateur diélectrique (DRA)**

Dans cette partie, nous présentons les travaux de recherche de C. Person, E. Kerhervé et R. Pilard [14]. Ils présentent un système intégré constitué d'un amplificateur de puissance (PA) associé à une antenne à résonateur diélectrique (DRA pour dielectric resonator antenna en anglais). Pour réaliser ce dispositif, le choix s'est porté sur un système en boitier (SiP : System in-package). L'intégration des composants et l'utilisation de cette technologie flexible permettent d'améliorer le gain. Par contre, la technologie SiP souffre des pertes dues aux interconnections entre les composants et le circuit imprimé (PCB : Printed Circuit Board).

Une antenne dipôle est excitée par une ligne coplanaire (CPW) qui couple l'énergie avec un résonateur diélectrique (DRA). Le gain mesuré de cette antenne dépasse 6 dBi sur la bande de fréquence [57-64] GHz. L'antenne est excitée par l'amplificateur. Ces deux composants sont placés sur un substrat d'alumine (ε_r = 9.8, h= 0.25 mm). Ils sont connectés à l'aide d'un fil d'or de diamètre 25 µm. L'amplificateur est réalisé à l'aide de la technologie CMOS-65nm (Figure I.14). Il représente 16.8 dB de gain à 65 GHz.

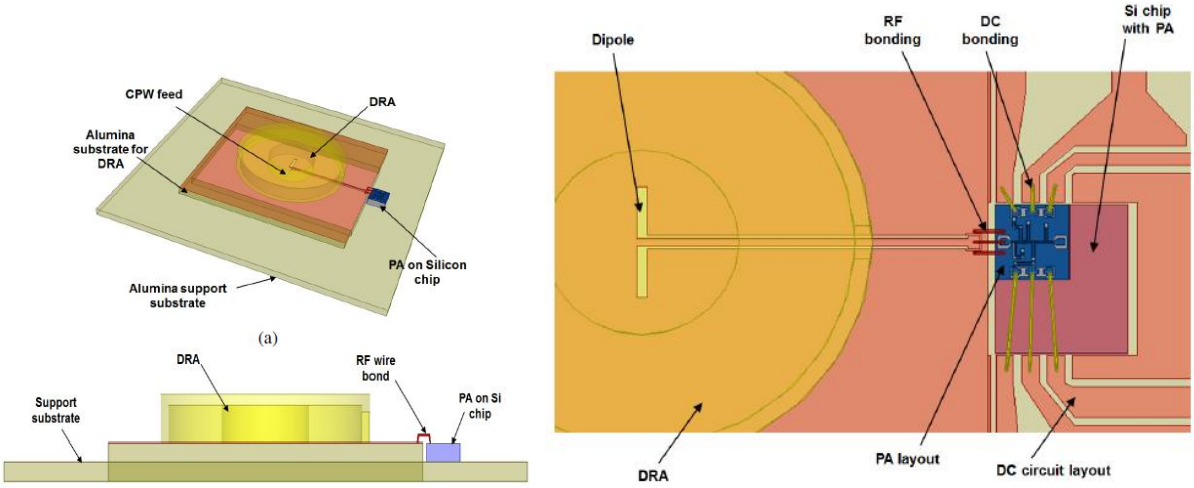


Figure I.14. Schéma d'un amplificateur de puissance (PA) intégré et associé à une antenne à base de résonateur diélectrique (DRA) [14].

Le fil de connexion qui relie les deux composants crée un effet inductif ce qui perturbe l'impédance d'adaptation entre l'antenne et l'amplificateur. Pour résoudre ce problème, un stub a été rajouté afin de compenser cet effet inductif. Cependant cette compensation réduit

non seulement la bande passante du gain réalisé de l'antenne mais elle influe aussi fortement sur le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement.

Ce système co-intégré de l'antenne et de l'amplificateur a été réalisé et caractérisé. La Figure I.15 présente la photographie d'un prototype du module SiP réalisé ainsi les résultats de mesure. A partir de ces résultats, on note un maximum de gain de 21,5 dB obtenu à 64 GHz, le gain étant de l'ordre de 14 dB sur la bande [55-60] GHz. Le gain mesuré de l'amplificateur seul est de 16.8 dB.

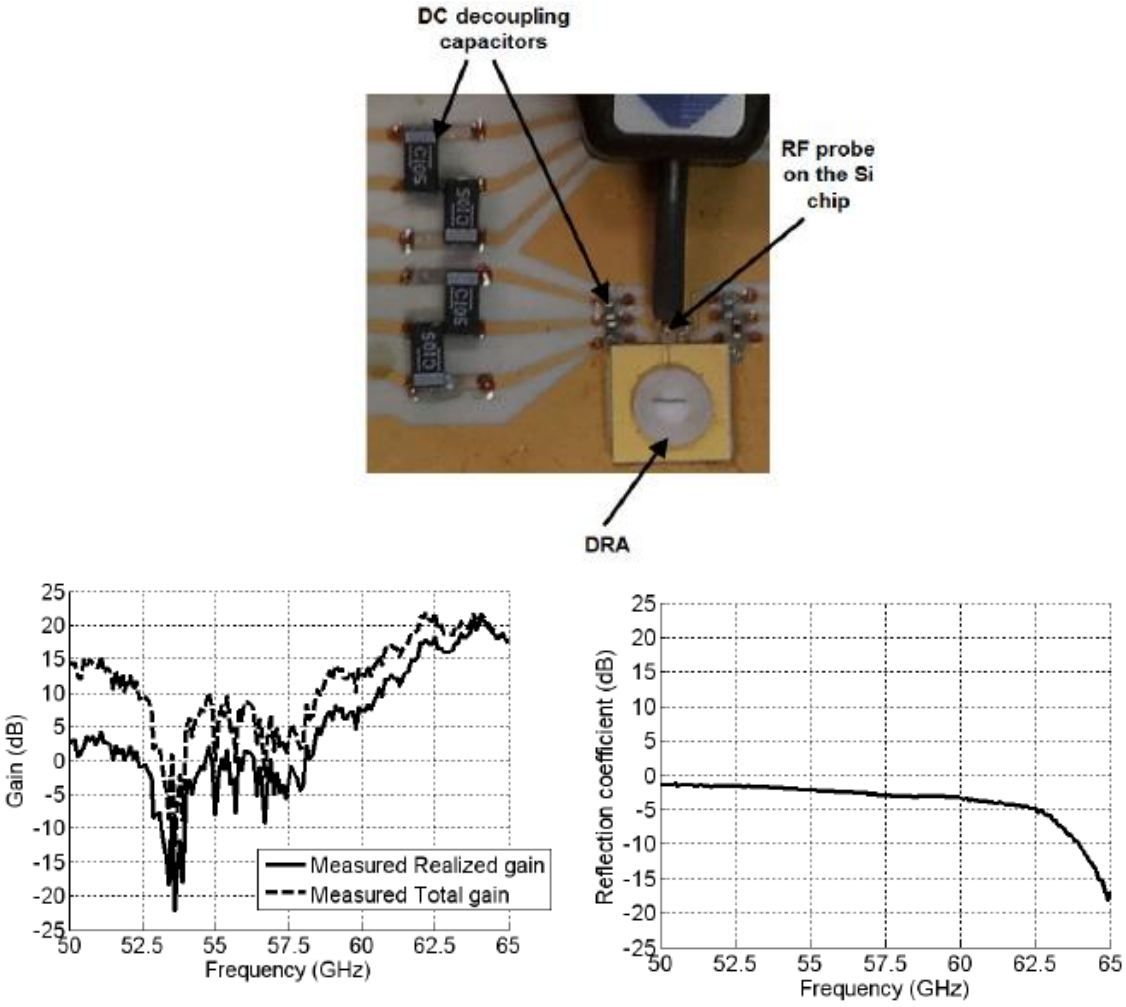


Figure I.15. a) Prototype de la solution SiP proposé. Les résultats de mesure du PA+DRA ;b) Gain réalisé, c) et du coefficient de réflexion.

L'association de plusieurs technologies pour réaliser des modules d'E/R implique non seulement des pertes d'interconnexion entre chaque brique de base mais pose aussi des problèmes de conception et de fabrication. Bien que le coût, le rendement électrique, et la densité d'intégration soient moindres, les performances des modules d'E/R peuvent être

sensiblement améliorées par l'utilisation de technologies imprimées céramiques ou organiques, notamment multicouches.

III.2 Technologies multicouches

Pour satisfaire les compromis en termes de performances, de coût et de compacité, des filières technologiques d'intégration multiniveaux ont été développées : les technologies multicouches. L'objectif est de permettre l'association de fonctions (antenne, filtres, amplificateurs…) sur une surface planaire faite de plusieurs couches diélectriques dans lesquelles des motifs conducteurs et des éléments passifs sont déposés par divers procédés. Par rapport aux technologies microélectroniques, ces technologies sont considérées plus encombrantes, mais elles permettent d'intégrer de manière très efficace des modules d'E/R en réalisant également certaines fonctions RF comme le filtrage et le rayonnement. Nous détaillons, ci-après, deux filières technologiques multicouches pour l'intégration des fonctions hyperfréquences.

III.2.1 Technologie LTCC

- **Exemple 1 : Module TX et RX en technologies AsGa et LTCC**

NEC [15] a développé un module 60 GHz pour les transmissions sans fil de signaux vidéo haute définition non-compressés. Les émetteurs et récepteurs sont composés de puces MMICs en technologie 0,15 µm AlGaAs/InGaAs HJFET (filière pHEMT 0,15µm AsGa) et de filtres planaires [14]. La Figure I.16 montre la structure de l'émetteur et du récepteur. L'émetteur est composé d'un oscillateur, d'un doubleur de fréquence, d'un modulateur d'amplitude, d'un filtre passe bande et d'un amplificateur de puissance (PA). Le récepteur est quant à lui composé d'un amplificateur faible bruit (LNA), d'un filtre passe-bande, d'un démodulateur et d'un amplificateur.

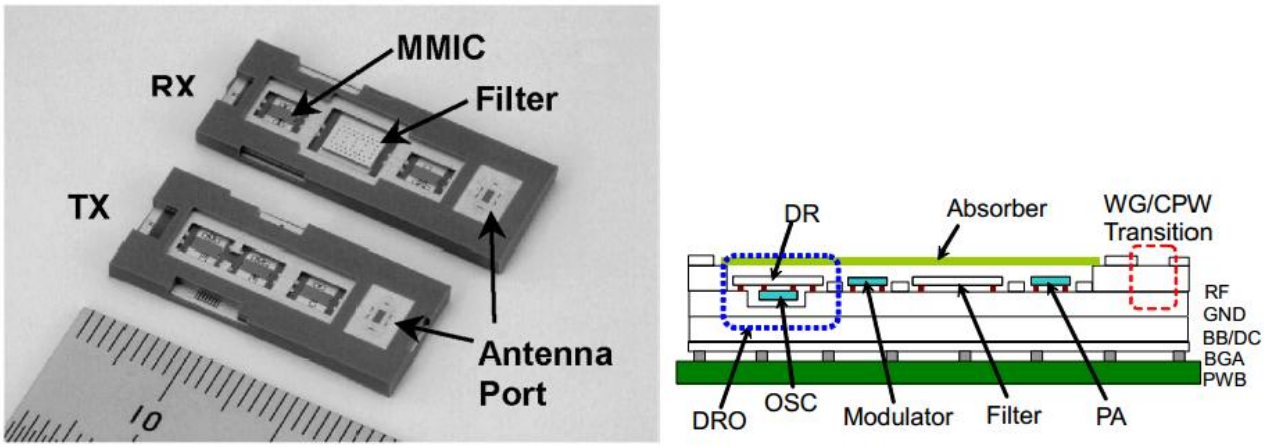


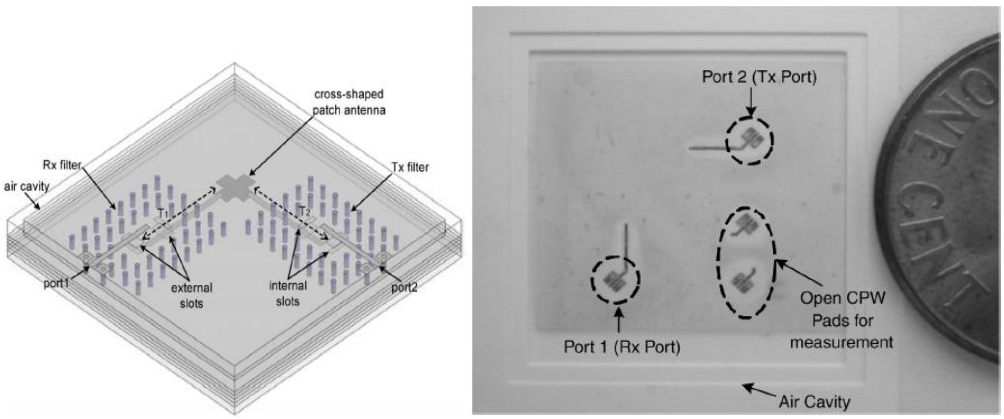
Figure I.16. Module TX et RX en technologies AsGa et LTCC [14].

Pour minimiser les pertes d'interconnexion, les puces MMICs et les filtres planaires sont montés par report de type flip-chip dans des modules multi-puces (MCM : multichip module en anglais) en technologie LTCC. Ces modules sont couplés à un réseau d'antennes atteignant un gain de 17 dBi à l'aide d'une transition coplanaire-guide. Ce module permet de transmettre une vidéo non-compressée avec un débit de 1,047 Gb/s pour une distance d'environ 7 mètres.

Le choix des technologies (LTCC et AsGa) n'en fait pas une solution bas coût mais le niveau d'intégration de ce module est relativement élevé même si l'antenne n'est pas directement intégrée au module et est non reconfigurable. L'hybridation de composants MMICs et de filtres planaires avec la technologie LTCC implique des pertes d'interconnexion entre chaque brique de base. De plus, la technologie AsGa est très gourmande en énergie et son coût de production est important par rapport aux technologies telles que le CMOS ou BiCMOS.

- **Exemple 2 : Filtre-antenne en technologie multicouches LTCC**

L. Jong-Hoon présente un système intégré en trois dimensions (3D) comprenant un duplexeur et une antenne patch [16]. Le système en bande V comporte une voie pour le récepteur (Rx) sur la bande de 59 à 61,5 GHz, et une pour l'émetteur (Tx) sur la bande de 61,5 à 64 GHz. Le module est intégré en utilisant la technologie LTCC. Les canaux Rx et Tx sont réalisés à l'aide de cavités empilées afin d'obtenir un duplexeur compact entièrement intégré. Le duplexeur est constitué des deux filtres 3 pôles, avec une jonction microruban en T, qui relie les deux filtres et l'antenne patch (Figure I.17).



a) b)

Figure I.17. (a) Aperçu 3D de l'intégration des filtres et de l'antenne à l'aide de la technologie multicouches LTCC (b) Vue du haut de la fonction intégrée [16].

La Figure I.18 montre une comparaison entre la simulation et les mesures du coefficient de réflexion de la fonction filtre/antenne (S11/S22). On voit que pour le premier canal, l'adaptation est supérieure à 10 dB pour une largeur de bande d'environ 2,4 GHz (~4,18%) autour de 57,45 GHz (2,1 GHz soit ~3,65% en simulation). Le second canal présente un coefficient de réflexion inférieur à -12 dB pour une largeur de 2.3 GHz (~3,83%) autour de 59.85 GHz (légèrement plus large que les résultats simulation également).

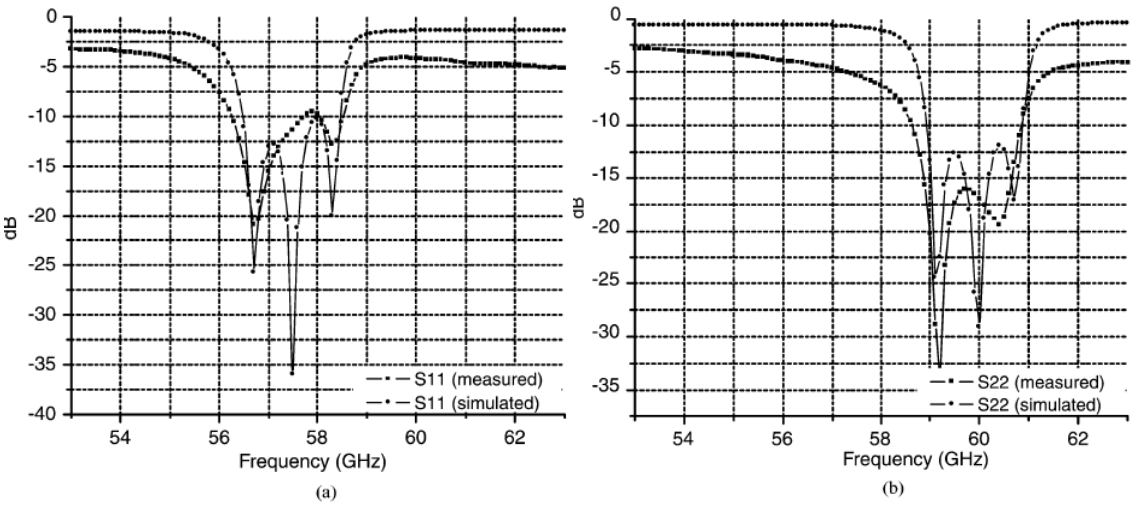


Figure I.18. Comparaisons entre simulation et mesure des coefficients de réflexion (a) du premier canal et (b) du second canal [16].

Les performances globales du système sont complétées par une excellente isolation en fréquence (49 dB dans la bande Rx et mieux que 51,9 dB dans la bande Tx). Les

performances de l'antenne seule n'ont pas été mentionnées, mais en général, le gain des antennes patch ne dépasse pas une dizaine de dB.

- **Exemple 3: Filtre-antenne intégré en technologie LTCC**

L. Jong-Hoon [17] a également optimisé une structure filtre antenne intégrée, en bande V, en technologie LTCC. La structure est composée d'un filtre 4 pôles quasi-elliptique connecté grâce à une transition micro-ruban à un réseau de quatre antennes patchs comme illustré sur la Figure I.19.

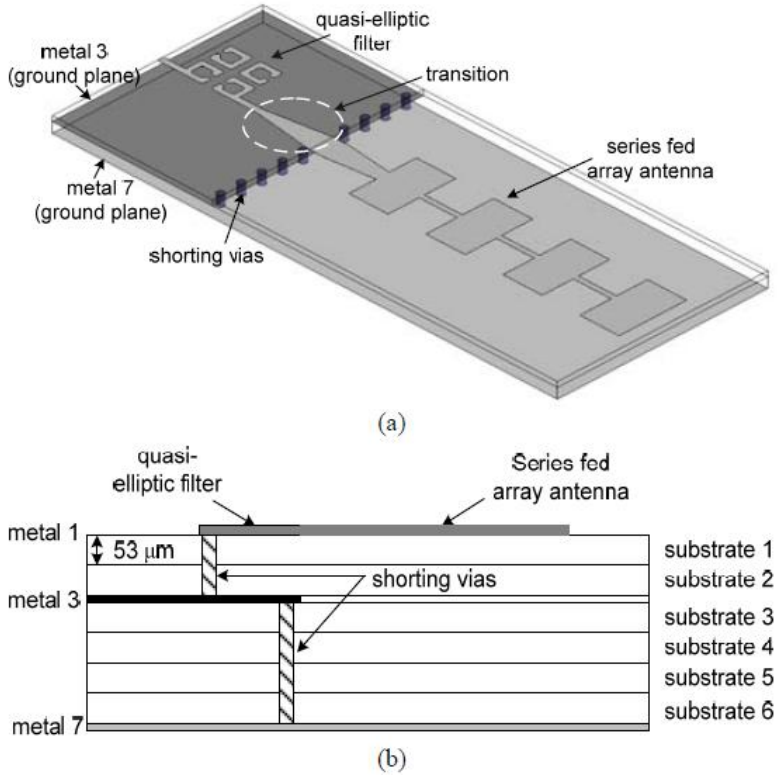


Figure I.19. (a)Aperçu 3D (b) et vue en coupe de la fonction filtre/antenne intégrée [17].

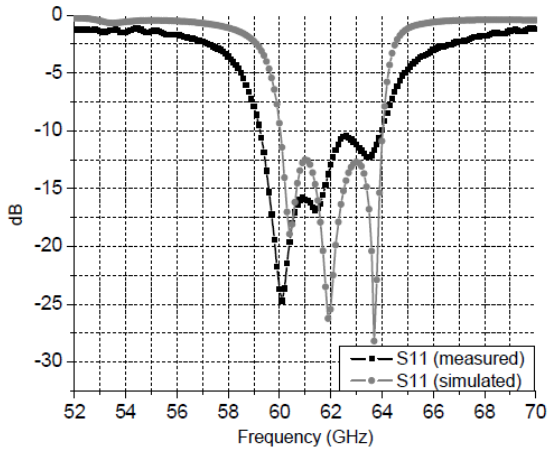


Figure I.20. Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion S11 du filtre/antenne intégré [17].

La Figure I.20 présente les performances de la solution proposée avec une bande passante de 4,8 GHz (de 59,2 à 64 GHz) présentant une adaptation supérieure à 10 dB. Le front-end intégré fabriqué occupe un volume de 9,616 × 1,542 × 0,318 mm3. Le gain maximum de l'antenne est de 12.6 dB à 61.5 GHz.

III.2.2 Technologies organiques

Des technologies alternatives, moins chères que la technologie LTCC, sont proposées pour intégrer des systèmes d'E/R à 60 GHz. Par exemple, David J. Chung présente dans [18] un système filtre antenne intégré sur substrats organiques. Le système (SOP pour System-on-a-Package en anglais) combine une banque de trois filtres alors que l'antenne dipôle couvre la totalité de la bande. Le système intégré, d'une dimension totale de 9 mm x 18 mm, est décrit sur la Figure I.21.

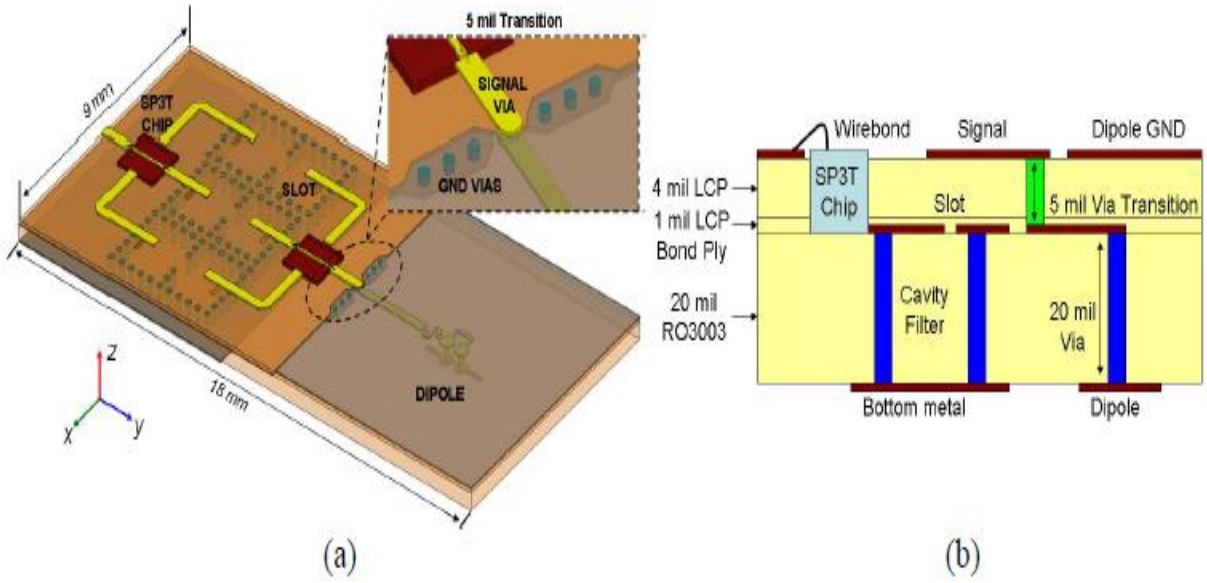


Figure I.21. (a) Disposition de la banque de filtres et de l'antenne dipôle verticale, et (b) vue en coupe transversale [18].

Comme présenté sur la Figure I.21.b, ce filtre/antenne est composé d'une couche de polymère à cristaux liquides (LCP) collée à une couche de RO3003 par l'intermédiaire d'une fine couche de LCP. Le substrat RO3003 a des propriétés électriques comparables au LCP, avec une constante diélectrique de 3 et une tangente de pertes inférieure à 0,003 à 60 GHz. Les trois filtres en cavité possèdent chacun à peu près 2 GHz de bande passante.

Le paramètre S_{11} et le rayonnement de l'ensemble du système sont représentés sur la Figure I.22 pour chaque bande. Le gain total varie de 3,6 dBi à 57,7 GHz à 4,2 dBi à 61,2 GHz. En fait, l'antenne seule présente un gain de 7.83 dBi, la chute du gain du système global étant expliquée par les pertes engendrées par la transition entre le filtre et le dipôle. Cette longueur de ligne supplémentaire s'ajoute aux pertes et décale légèrement la réponse du S_{11}.

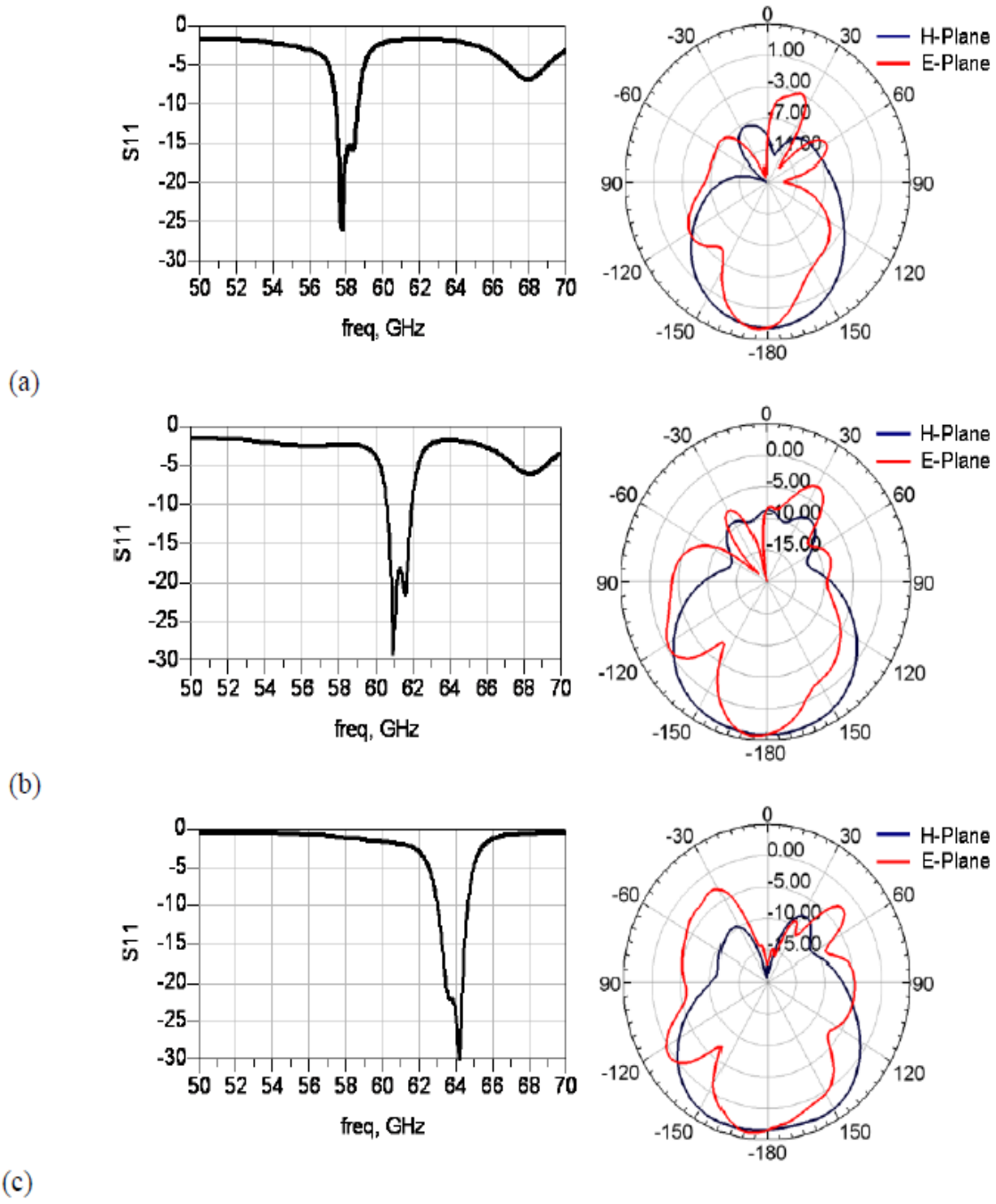
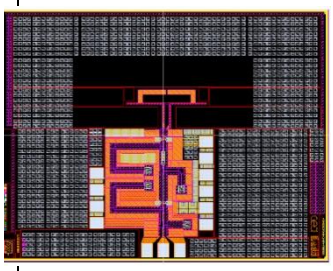
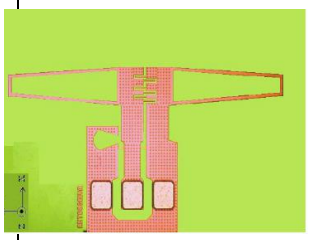
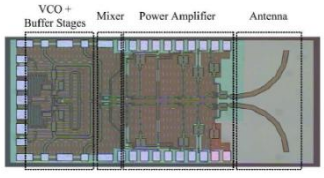
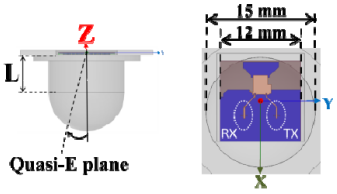


Figure I.22. Résultats de simulation du système filtre/antenne présentant S_{11} et diagrammes d'antenne à (a) 57.7 GHz (b) 61.2 GHz (c) 64.1 GHz [18].

III.3 Bilan

Nous avons vu précédemment quelques exemples de systèmes d'E/R intégrés à 60 GHz. Ainsi nous avons constaté que l'intégration compacte de l'antenne et des circuits RF est une question cruciale et que cela impacte les performances telles que l'efficacité ou la sélectivité. Le tableau I.2 dresse un bilan des exemples de modules E/R présentés.

Technologie	Module d'E/R	Gain (dB)
Technologies microélectroniques		2.5 dB (11dB de gain pour le système antenne/amplificateur)
		4.5 à 60GHz
		Généralement <10 dB
Technologies hybrides		• 4 dB à 60GHz (sans la lentille plastique) • 14dB à 60GHz (avec la lentille plastique)

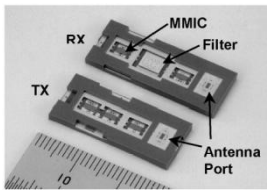
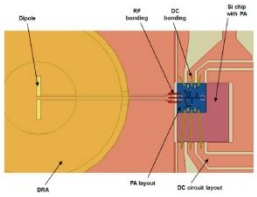
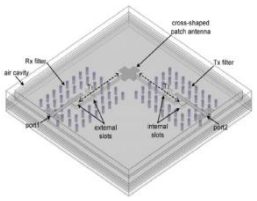
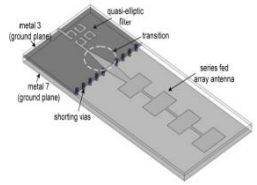
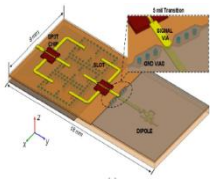
		Généralement <10 dB
		• >6 dB : gain d'antenne seule sur [57-64] GHz, • 14dB pour le sous-système antenne/PA sur [55-60] GHz, • 16.8 dB : gain d'amplificateur seul.
Technologies multicouches céramiques et organiques		Généralement <10 dB
		12.6 dB à 61.5GHz
		3.6dB à 57.7 GHz 4.2dB à 61.2 GHz

Tableau I.2. Bilan des exemples des systèmes E/R.

D'une manière générale, les exemples présentés dans la partie précédente aboutissent à des gains d'antenne faibles à modérés et à des pertes dues à l'interconnexion des circuits. En effet, la plupart des travaux menés sur cette bande portent sur la réalisation d'antennes intégrées en technologies microélectroniques. Ces antennes sont généralement omnidirectionnelles, d'une efficacité moyenne et de faible gain. Donc pour garantir des

communications à haut débit avec une portée qui peut atteindre la dizaine de mètres, il est nécessaire de réaliser une antenne large bande présentant un gain élevé et de la connecter au reste du front-end. Pour réaliser cette antenne qui doit être directive, il est nécessaire d'employer une technologie distribuée qui peut par ailleurs permettre de réaliser des fonctions de routage et/ou de filtrage performantes et limiter les pertes dues aux interconnections.

Partant de ce constat, l'objectif de cette thèse est de réaliser une antenne large bande et très directive à 60 GHz (gain supérieur à 13 dBi) et d'intégrer grâce à un même procédé technologique les fonctions de routage et de filtrage d'un système d'E/R pour les communications à haut-débit. De ce fait, nous avons choisi de travailler sur un système combinant un dispositif de filtrage et une antenne cornet illuminant un réseau réflecteur comme présenté sur la Figure I.23.

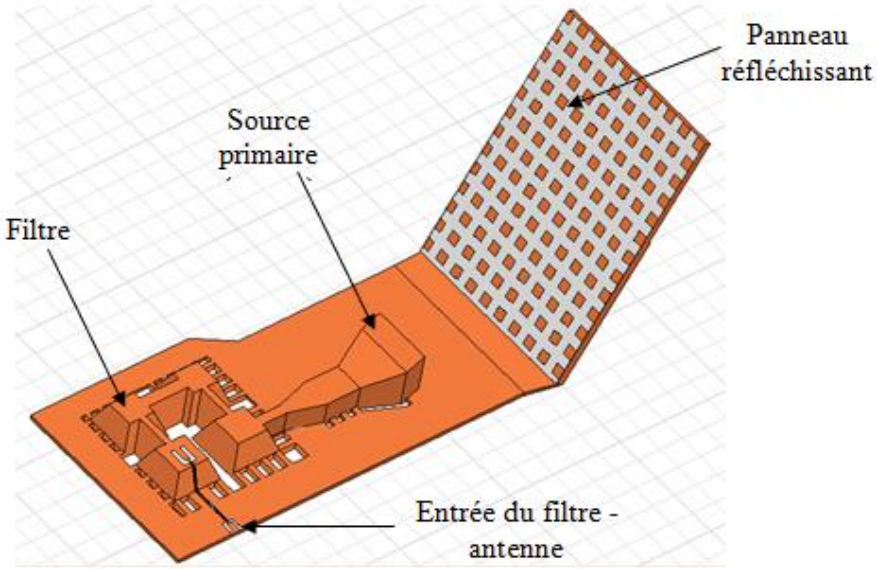


Figure I.23. Schéma de principe de dispositif.

Le cornet constitue une source primaire qui illumine un réseau de cellules déphaseuses permettant de pointer dans une direction qui peut être pilotée électriquement [19]. La technologie d'intégration choisie pour ce système est le procédé de stéréolithographie céramique 3D développé par le SPCTS à Limoges. Le choix de cette technologie est justifié par le fait qu'elle permet de réaliser des pièces en 3D dans des matériaux céramiques présentant de faibles tangentes de pertes et une très bonne stabilité en température. La partie suivante expose donc la technologie de stéréolithographie (désigné par l'acronyme SLA) qui est envisagée pour intégrer le système précédent à 60 GHz.

IV. Stéréolithographie céramique 3D pour l'intégration de fonctions RF

Développée en premier lieu par J.C. André au laboratoire du DCPR, à l'ENSCI [20] puis par Hull [21], la stéréolithographie 3D est l'un des premiers procédés de prototypage rapide à avoir été commercialisé [22]. Dans cette partie, nous décrirons cette technologie spécifique développée à Limoges, la stéréolithographie céramique, permettant la réalisation en céramique d'objets tridimensionnels complexes. Nous verrons que ce procédé peut amener des solutions technologiques innovantes pour des applications variées.

La stéréolithographie céramique 3D permet de réaliser des composants par couches successives en utilisant un laser qui polymérise une pâte composée de résine photosensible et de céramique [21]. La fabrication de pièces céramiques 3D ouvre de nouvelles perspectives dans différents domaines, en particulier dans le domaine des télécommunications. Plusieurs exemples de composants et d'antennes réalisés grâce à cette technologie céramique seront présentés pour des applications jusque dans les gammes de fréquences millimétriques et submillimétriques [23].

IV.1 Procédé de fabrication

Le principe repose sur la polymérisation couche par couche d'un monomère liquide photosensible par irradiation à l'aide d'un faisceau laser UV piloté par ordinateur [24]. La première étape, présentée sur la Figure I.24, consiste à concevoir à l'aide d'un logiciel de CAO une vue 3D de l'objet à réaliser. La deuxième étape consiste à convertir l'objet 3D en tranches d'épaisseur pouvant aller de dix à quelques centaines de micromètres (format STL). Ces tranches seront réalisées successivement les unes à la suite des autres et permettront de recréer l'objet souhaité. N. Delhote, lors de ses travaux de thèse [25] a présenté en détail les différentes étapes permettant de fabriquer une pièce en céramique 3D par stéréolithographie. Ce procédé qui est montré sur la Figure I.24, est utilisé par le CTTC de Limoges (Centre de Transfert de Technologies Céramiques) et la société 3D CERAM, présente également à Limoges.

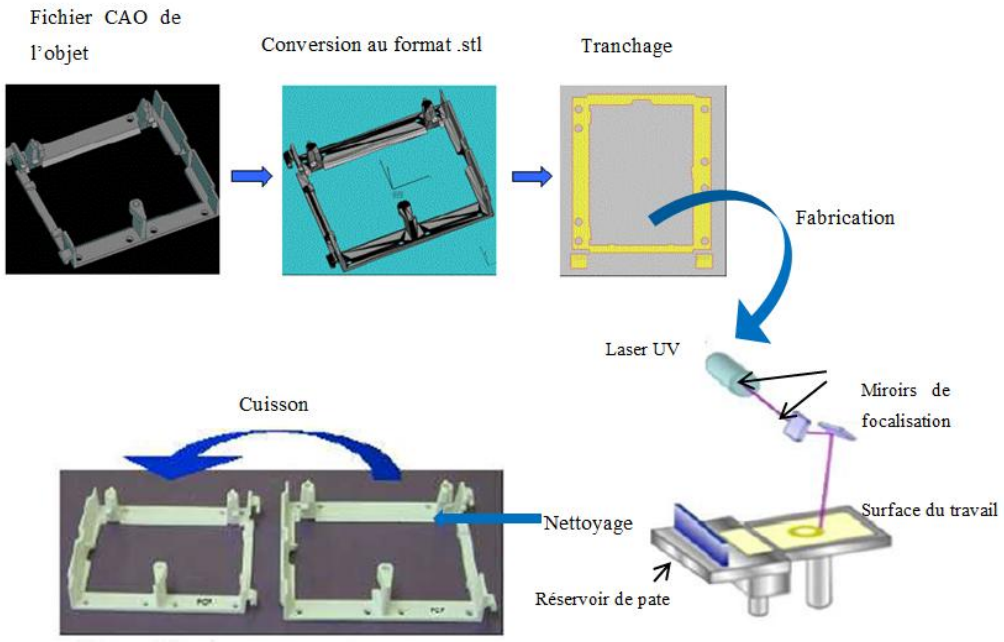


Figure I.24. Principe de la fabrication d'objets céramiques 3D par SLA 3D

Pour la fabrication, un laser UV à l'Argon (λ=351 nm) dont le faisceau vient se réfléchir sur un miroir galvanométrique est utilisé pour la polymérisation sélective des multiples couches afin de réaliser l'objet 3D désiré. La machine de stéréolitihographie utilisée est munie d'un système de distribution de pâte. Par la pression d'un piston, ce système dispose la quantité de pâte nécessaire à la réalisation d'une couche. Par la suite, un système de raclage très spécifique piloté par ordinateur vient déposer la pâte et étaler des suspensions dont la viscosité est très élevée. Ce racleur permet d'étaler de manière uniforme les pâtes les plus visqueuses en utilisant une lame à double tranchant. Ensuite, il est nécessaire que la densité d'énergie amenée par le faisceau laser soit suffisante pour déclencher la polymérisation et que celle-ci se fasse sur une profondeur légèrement supérieure à l'épaisseur de la couche afin que la couche en cours de fabrication adhère à la couche précédente.

A la fin de la fabrication, la pièce polymérisée solide peut être retirée de la matrice de monomères liquides. Il faut alors enlever tout ce surplus de pâte en passant par une étape de nettoyage qui nécessite des bains successifs dans différents solvants. Cette pièce tridimensionnelle reproduit alors l'objet dessiné informatiquement. La pièce à la fin de cette étape est dite crue, et elle nécessite plusieurs cycles de cuisson afin d'atteindre ses propriétés finales.

IV.2 Exemples de circuits et d'antennes réalisés

Des objets céramiques très complexes ont été élaborés par stéréolithographie 3D et ont prouvé leur pertinence dans différents secteurs d'activité [26], notamment dans celui des hyperfréquences. L'utilisation de matériaux céramiques ayant une forte permittivité et surtout de faibles pertes diélectriques est prisée pour la conception de structures RF et microondes innovantes.

- **Exemple 1 : Résonateur diélectrique encapsulé**

La Figure I.25 montre le résonateur réalisé par N. Delhote [25] constitué d'une pièce monobloc avec son support et sa cavité. Ce résonateur a été fabriqué en alumine ($\varepsilon r = 8,3$ et $\tan\delta = 1,3.10^{-4}$) avec le procédé de SLA 3D. La forme est optimisée pour limiter les perturbations avec le mode du résonateur. La cavité est ensuite métallisée sur ses faces extérieures et la gravure d'un système d'excitation coplanaire permet de coupler le résonateur encapsulé.

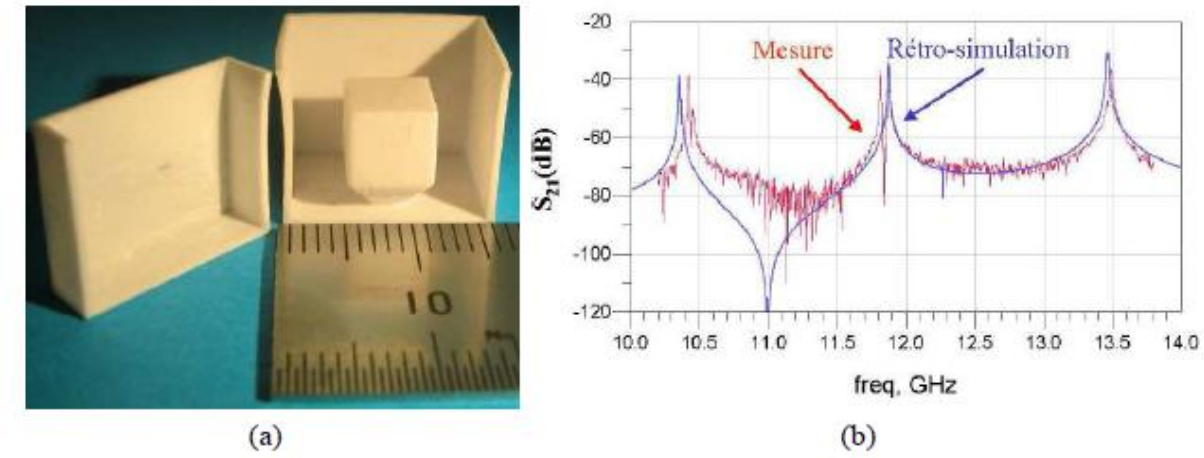


Figure I.25. Résonateur monobloc encapsulé; b) Réponse simulée et mesurée [24]

Ce résonateur fonctionne sur mode TE01δ à 11,88 GHz, qui présente un facteur de qualité mesuré de l'ordre de 3900, avec une isolation fréquentielle de 3 GHz.

- **Exemple 2 : Guide d'onde à bande interdite électromagnétique en bande D fabriqué par microstéréolithographie (µSLA):**

La microstéréolithographie (µSLA) est une évolution récente de la stéréolithographie 3D (SLA). Le système développé par le SCPTS fait appel quasiment au même procédé que la stéréolithographie mis à part qu'une image de la surface à polymériser est formée pour chaque couche grâce à matrice de micro-miroirs venant dévier ou non le faisceau. Les précisions de fabrication de la µSLA sont inférieures à 10 µm, ce qui permet la fabrication de structures fonctionnant à 100 GHz et au-delà. Cependant, la taille des objets réalisables est considérablement réduite.

La Figure I.26 présente un cristal 2D à bande interdite électromagnétique fabriqué par microstéréolithographie céramique (µSLA) [27]. Cette structure contient un réseau de tiges cylindriques d'alumine formant un guide pour une bande de fréquence entre 110 à 180 GHz.

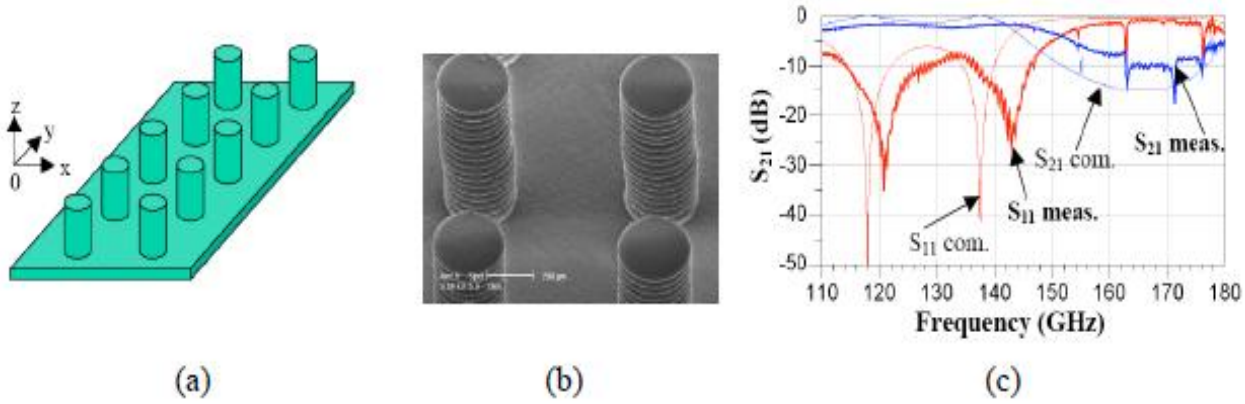


Figure I.26. (a) Vue 3D du cristal; (b) Photographie SEM de quatre cylindres; (c) Réponses simulées et mesurées correspondantes [26]

La pièce est insérée dans un guide d'onde WR6 pour valider sa capacité à présenter une bande interdite dans la gamme submillimétrique. Le bon accord qui est observé entre les réponses mesurées et simulées a validé l'utilisation de cette technologie pour fabriquer des microstructures au-delà de 100 GHz.

➢ **Exemple 3 : Filtre à résonateurs de type papillon [28]**

A.Khalil [28] présente dans sa thèse un filtre quatre pôles réalisé par stéréolithographie céramique 3D. Comme montré sur la Figure I.27, les motifs d'excitations coplanaires sont gravés après la métallisation.

La différence entre les dimensions optimisées et celles fabriquées implique un changement dans le comportement du filtre. Ainsi, un décalage fréquentiel et une légère désadaptation sont observés.

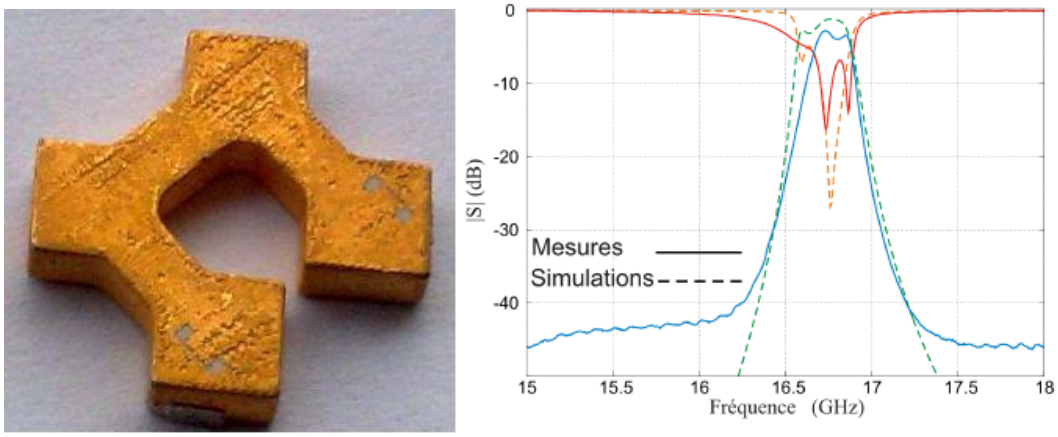


Figure I.27. a) Photographies du filtre fabriqué par stéréolithographie céramique et métalisé. b) Comparaison entre les réponses mesurée et retro-simulée du filtre [28].

➢ **Exemple 4 : Antenne lentille à 60 GHz**

Des antennes lentilles réalisées en alumine par stéréolithographie céramique 3D ont été étudiées dans la bande 60 GHz [29]. La surface de cette antenne est linéairement corruguée afin de réduire les réflexions internes et améliorer les performances de l'antenne. Les mesures expérimentales sont effectuées autour 60 GHz et l'antenne est excitée par un guide d'onde WR15 rempli d'alumine.

La Figure I.28 montre une vue 3D globale de l'antenne avec une photographie du prototype après la fabrication. Le diagramme du rayonnement dans le plan H présente un bon accord avec les résultats de simulation. Cet exemple valide la technologie SLA 3D céramique pour fabriquer des composants complexes aux fréquences qui nous intéresse.

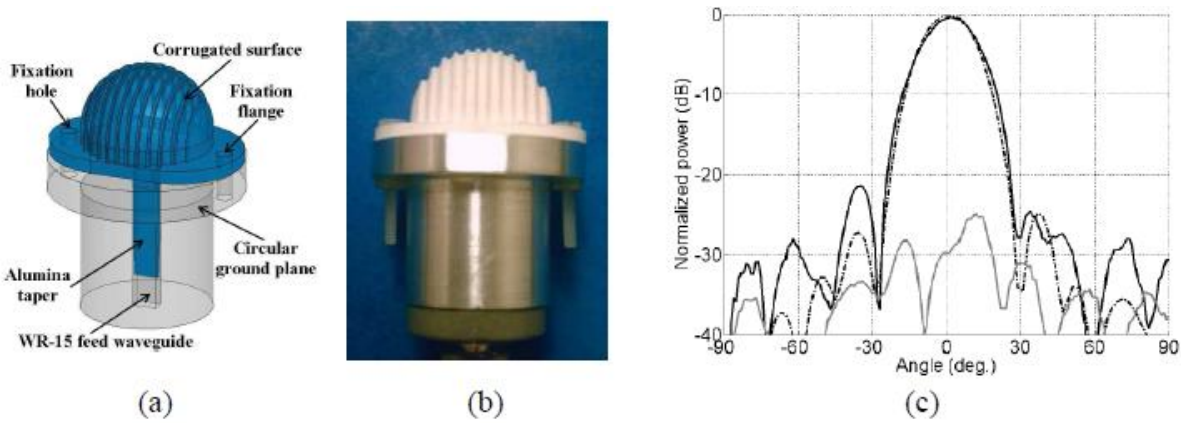


Figure I.28. (a) Vue 3D de l'antenne ; (b) Photographie du prototype ; (c) Diagramme de rayonnement à 60.5 GHz [29].

IV.3 Bilan

Comme nous venons de le voir, la technologie de stéréolithographie céramique permet de fabriquer des composants RF en bandes millimétriques avec des structures très complexes.

Dans ces travaux de thèse, nous avons choisi d'utiliser cette technologie pour la réalisation d'un sous-système réalisant les fonctions de filtrage et de rayonnement dans un même dispositif, pour des applications de communication sans-fil à haut débit.

Après leur fabrication par SLA, ces objets «tout céramique» doivent subir une étape de métallisation sur leur surface extérieure afin de confiner le champ à l'intérieur de la structure. Ce procédé de métallisation est présenté dans la partie suivante.

V. Procédé de métallisation des circuits céramiques 3D

Le procédé de métallisation utilisé pour métalliser les pièces céramiques est un bain auto-catalytique. Le terme anglais équivalent est electroless plating que nous appellerons pour plus de commodité electroless-3D dans la suite de ce manuscrit. Ce procédé, qui a été mis en place au laboratoire Xlim en 2011, permet de recouvrir une pièce 3D d'une fine couche de cuivre par succession de bains chimiques.

V.1 Principe du dépôt par electroless-3D

Classiquement, plusieurs procédés de métallisation peuvent être utilisés, notamment par évaporation, ou pulvérisation ionique. Ces techniques sont utilisées pour des substrats homogènes et plans. En revanche les dépôts homogènes et uniformes sur des objets 3D sont beaucoup plus problématiques.

Le dépôt chimique «electroless-3D» [30] apparait comme une bonne solution pour obtenir des dépôts homogènes sur les pièces 3D non conductrices (céramiques, plastiques...) que nous souhaitons métalliser. Les avantages de cette technique couramment utilisée sont sa simplicité de mise en œuvre, sa reproductibilité en utilisant le même état de surface du céramique (ou du plastique…), ainsi que la possibilité de déposer une couche de métal hautement conductrice (cuivre) qui permet par exemple d'atteindre de forts facteurs de qualité pour l'intégration de résonateurs 3D en céramique.

Il s'agit d'un bain chimique contenant des ions du métal à déposer. Au préalable, il s'avère nécessaire d'employer des bains de sensibilisation et d'activation. En effet, la présence d'un catalyseur sur la surface du matériau à recouvrir est nécessaire au dépôt du métal, ceci favorise la précipitation des ions sur la surface de la céramique. C'est seulement après ces différents traitements que l'on procède au dépôt de cuivre par bain chimique electroless.

V.2 Composition des bains et matériel utilisé [31,32]

Le procédé de métallisation par electroless mis en place au sein de la salle blanche commence par une étape de nettoyage. Le nettoyage est l'une des étapes principales dans la ligne de prétraitement. Quelle que soit la technique de dépôt utilisée, l'état de surface du

substrat, avant le traitement proprement dit, joue un rôle fondamental sur la qualité et l'adhérence des dépôts. Le but de cette phase est d'enlever les contaminants, les sols légers tels que les empreintes digitales, la saleté, et d'autres débris des pièces qui existent sur la surface. Pour ce nettoyage, on utilise habituellement de l'acétone et de l'isopropanol dans un bac à l'ultrason, pendant 5 puis 2 minutes, et on sèche à l'azote.

Une fois la pièce nettoyée, elle doit être plongée dans différentes solutions chimiques avec des températures et des temps d'immersion bien précis pour chaque solution, ayant pour objectif d'obtenir l'épaisseur de couche de cuivre désirée. La pièce à métalliser a été immergé successivement dans trois bains, le dernier étant le bain d'electroless.

Afin d'obtenir des revêtements de bonne qualité avec une vitesse de dépôt correcte, il est nécessaire d'ajuster précisément un certain nombre de paramètres tels que le PH, la température, ou l'agitation du bain. La température joue un rôle primordial en modifiant considérablement le comportement thermodynamique des réactions chimiques. Celle-ci influe fortement sur les cinétiques de réaction. En règle générale, les bains fonctionnent au-dessus de 40° (la température idéale est de 47°) de manière à ce que la vitesse de dépôt soit suffisante. Inversement au-dessus de 95°C cela entraîne une décomposition rapide du réducteur et l bain devient instable. Dans notre cas nous souhaitons métalliser nos pièces avec une épaisseur de cuivre de 2,25 µm, ce qui correspond à cinq fois l'épaisseur de peau à 60 GHz (~460 µm). Cette épaisseur permet donc de confiner le champ électromagnétique au sein des structures que nous serons amenés à réaliser. L'agitation du bain est un autre point important qui permet d'avoir une meilleure homogénéisation de la température et un apport constant d'espèces chimiques à la surface de la pièce à recouvrir.

Le matériel nécessaire pour réaliser une métallisation par electroless (Figure I.29) comprend:

- Deux plaques chauffantes pour amener les bains à leur température de fonctionnement, et deux sondes de température afin de contrôler la température,
- Un agitateur pour chaque bain afin renouveler en permanence la solution en contact avec la surface de la pièce à métalliser. Au cours du dépôt, l'appauvrissement des espèces au voisinage de la surface catalytique et le dégagement d'hydrogène peuvent conduire à des dépôts inhomogènes (défauts de métallisation, rugosité). L'agitation permet en outre une homogénéité du PH et de la température.

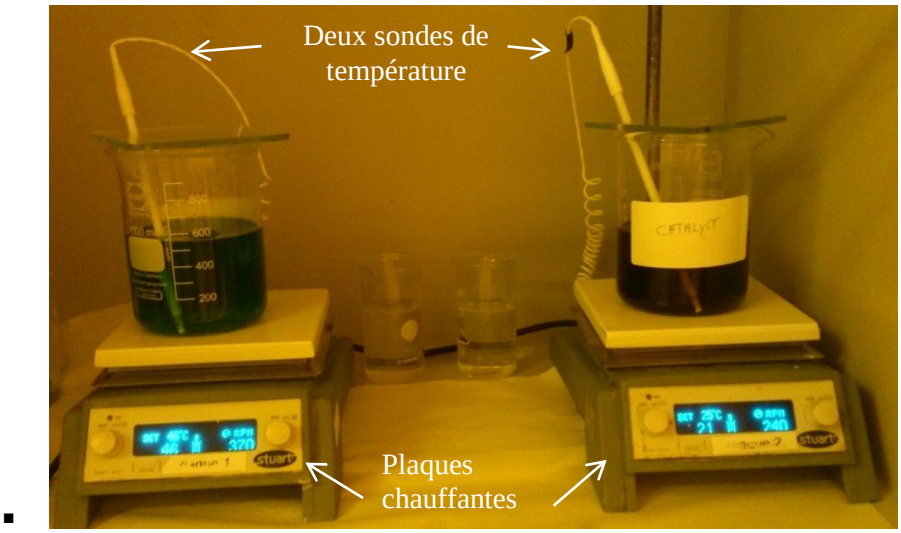


Figure I.29. Matériel nécessaire pour métalliser les objets 3D dans un banc electroless

V.3 Caractérisation des dépôts métalliques

Afin de mesurer la conductivité de la couche de cuivre déposée, nous avons effectué une caractérisation à l'aide d'une cavité cylindrique. Dans un premier temps, une mesure à vide a été effectuée pour la cavité vide, afin d'extraire la fréquence (autour de 33 GHz) et le facteur de qualité d'un mode de résonance particulier. A l'aide d'un modèle développé par Olivier Tantot [33], on peut déterminer la conductivité globale de la cavité, connaissant les dimensions de la cavité cylindrique, le facteur de qualité et la fréquence de résonance mesurés. Pour caractériser la conductivité du cuivre déposé avec le procédé d'electroless sur un substrat céramique, nous avons placé une plaque du substrat métallisé à une extrémité de la cavité à la place d'un capot. En appliquant la même démarche, et connaissant la conductivité des autres parois de la cavité, il est alors possible d'estimer, à partir de la nouvelle fréquence et du nouveau facteur de qualité mesurés d'extraire la conductivité du dépôt réalisé. Typiquement pour des épaisseurs de cuivre supérieures à 2 µm, nous avons estimé que le cuivre déposé sur le résonateur en céramique avait une conductivité (σ) de l'ordre de 35,5 S/µm.Nous avons utilisé le procédé de métallisation présenté précédemment pour métalliser les dispositifs réalisés au cours de cette thèse, que ce soit l'antenne cornet dont la conception est détaillée au chapitre 2, ou les dispositifs de filtrage qui seront présentés au chapitre 3.

VI. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté dans un premier temps, les caractéristiques de propagation des ondes et les applications dans la bande de fréquence autour de 60 GHz. Nous avons ainsi expliqué pourquoi cette bande de fréquences était intéressante pour obtenir un débit de plusieurs Gb/s pour des communications sans fils de courtes portées.

Dans un second temps, un état de l'art a été proposé sur les systèmes d'émission réception (front-ends) intégrés dans les bandes millimétriques. Nous avons montré plusieurs exemples réalisés dans des technologies différentes. La principale conclusion est que la plupart des systèmes proposés utilisent des antennes très intégrées qui aboutissent à un faible gain, donc à une faible portée. Pour augmenter le gain du système, l'antenne doit être déportée et intégrée dans une technologie différente du reste du front-end.

Pour réaliser un système d'émission-réception améliorant la portée de manière significative, nous avons proposé une architecture de réseau en réflexion illuminé par une source primaire à fort gain, de type cornet. De plus, nous proposons d'intégrer de manière monolithique les fonctions de rayonnement et de filtrage, en employant la technologie de stéréolithographie céramique. Ce procédé de fabrication rapide développé au SPCTS permet la réalisation d'objets, en particulier de composants hyperfréquences, en 3D dans des matériaux adaptés aux exigences que nous pouvons avoir en termes de performances. Plusieurs exemples ont été donnés pour montrer la pertinence de cette technologie pour la conception de circuits et de systèmes performants aux fréquences millimétriques.

Dans le chapitre suivant, nous présentons les différentes étapes ayant mené à la conception de l'antenne cornet à 60 GHz.

VII. Références

[1] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead," IEEE Communications Magazine, vol. 41, no. 7, pp. 66–74, 2003.

[2] T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. Rahman, H. Harada, and S. Kato, "IEEE 802.15.3c : the first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s," IEEE Communications Magazine , vol. 49, no. 7, pp. 114 –121, 2011.

[3] C. E. Shannon, "Communication in the presence of noise", In Proceedings of the IRE, volume 37, pages 10–21, Jan. 1949.

[4] T. Sarrazin, "Conception et réalisation d'antennes reconfigurables à base de MEMS en intégration hétérogène 3D pour systèmes de communication millimétriques." thèse de doctorat à l'institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes ISTIC - UFR Informatique Électronique , Avril 2013.

[5] R. Abdaoui, "Architectures multi-bandes en mode impulsionnel et circuits, pour des applications nomades très haut débit autour de 60GHz", Thèse de Doctorat de l'Université Paris-Est, décembre 2012.

[6] :T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. Rahman, H. Harada, and S. Kato, "Ieee 802.15.3c : the first ieee wireless standard for data rates over 1gb/s,"IEEE, Communications Magazine , vol. 49, no. 7, pp. 114 –121, july 2011. (Cité en pages 8, 11 et 12.).

[7] Y. Sun, "Design of an Integrated 60 GHz Transceiver Front-End in SiGe:C BiCMOS Technology", thèse de doctorat de l'université technique de Brandebourg, février 2009.

[8] M.Troubat, "Développement d'une méthodologie de synthèse pour la conception avancée de fonctions de filtrage et de rayonnement combines", thèse de doctorat de l'université de Limoges, septembre 2006.

[9] B. Froppier, "Contribution à l'optimisation des performances des terminaux de communication : Etude théorique et expérimentale de l'intégration antenne/filtreé", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2004.

[10] J. Guzman, "Co-design of integrated PA (Power Amplifier) Antenna Modules on silicon Technologies for the optimization of power efficiency"Thèse de Doctorat à l'Université de Bretagne Occidentale, Janvier 2013.

[11] M. Barakat , C. Delaveaud , F. Ndagijimana " Performance of a 0.13 μm SOI integrated 60 GHz dipole antenna", Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE, june 2007.

[12] C. H. Wang, et al., "A 60GHz transmitter with integrated antenna in 0.18mm SiGe BiCMOS technology", 2006 International Solid-State Circuit Conference Digest, pp. 186-187, 2006.

[13] A. Bisognin, D. Titz, F. Ferrero, R. Pilard, C. Fernandes, J. Costa, C. Corre, P. Calascibetta, J. Rivière, A. Poulain, C. Badard, F. Gianesello, C. Luxey, P. Busson, D. Gloria, D. Belot, "3D Printed Plastic 60 GHz Lens: Enabling Innovative Millimeter Wave Antenna Solution and System ", Microwave Symposium (IMS), IEEE MTT-S International, pp. 1-4,Juin 2014.

[14] Muhammad S.A. ; Guzman J. P., Ney M., Person C." System in-Package Solution with Dielectric Resonator Antenna and Power Amplifier for a 60 GHz High Data-Rate Transmitter" Published in Antenna and Propagation (EUCAP), 2013 7th European Conference on, pp. 2820-2923.

[15] K. Maruhashi, S. Kishimoto, M. Ito, K. Ohata, Y. Hamada, T. Morimoto, and H. Shimawaki,"Wireless uncompressed-hdtv-signal transmission system utilizing compact 60-GHz band transmitter and receiver," in IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest, june 2005, p. 4 pp.

[16] L. Jong-Hoon, "A V -Band Front-End With 3-D Integrated Cavity Filters/Duplexers and Antenna in LTCC Technologies", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 7, 2006.

[17] L. Jong-Hoon, "A V -Band Front-End With 3-D Integrated Cavity Filters/Duplexers and Antenna in LTCC Technologies", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 7, 2006.

[18] D. Chung, A.Amadjikpè, and J. Papapolymerou," 3D Integration of a Band Selective Filter and Antenna for 60 GHz Applications", APSURSI IEEE, pp. 1-4, 2010.

[19] C. Menudier, "Caractérisation des performances d'antennes à réflecteurs paraboliques illuminées par une source focale BIE Application à l'optimisation d'une couverture multimédia multi-faisceaux, " thèse de doctorat à l'université de limoges, octobre 2007.

[20] J.C. Andre, A. Mehaute, O. Witte, "Dispositif pour réaliser un modèle de pièce industrielle," Brevet français, 84.11.241, 1984.

[21] C.W. Hull "Apparatus for production of three dimensional objects by stereolithography" US patent, 4.475.330, 1986.

[22] M. Furman "Conception et fabrication par stéréolithographie d'un catalyseur monolithique en vue de l'intensification du procédé photocatalytique pour la dépollution de l'air" Thèse de doctorat de l'Institut national polytechnique de Lorraine E.N.S.I.C. - NANCY, Décembre 2006.

[23] T. Chartier, C. Duterte, N. Delhote, D. Baillargeat, S. Verdeyme, C. Delage & C. Chaput "Fabrication of millimeter wave components via ceramic stereo and microstereolithography processes, " Journal of the American Ceramic Society, vol. 91, n°8, pp. 2469-2474, 2008.

[24] O. Dufaud, S. Corbel "Oxygen diffusion in ceramic suspension for stereolithography" Chemical Engineering Journal, vol. 92, n°1-3, p. 55-62, Avril 2003.

[25] N. Delhote, « Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie. Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes», Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2007.

[26] J.F. Boussie, S. Boussie, S. Sharrock And D. Duran "Stereolithographic models derived from x-ray computed tomography – Reproduction accuracy" Journal of Surgical and Radiologic Anatomy, vol. 19, n°3, p. 193-199, 1997.

[27] C. Duterte, N. Delhote, D. Baillargeat, S. Verdeyme, Y. Abouliatim & T.Chartier, "3D ceramic microstereolithography applied to sub-millimeter devices manufacturing", Proceedings of the 37th European Microwave Conference, p. 814-817, 8 -12 Octobre 2007, Munich, Germany.

[28] A. Khalil, «Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques», Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges Octobre 2012.

[29] N. T. Nguyen, N. Delhote, M. Ettoirre, D. Baillargeat, L. Le Coq, & R.Sauleau "Design and Characterization of 60-GHz Integrated Lens Antennas Fabricated Through Ceramic Stereolithography", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Mai 2010.

[30] S. Benalia, "Metallisation elecroless des polymeres par le cuivre: application de plasma froid dans le prétraitement des surfaces'', Thèse de Doctorat de l'Université Ibn khaldoun d'Algérie, juin 2006.

[31] J.R. White and P. Bindra, "Electroless Plating – Fundamentals and Application'', William Andrew Publishing, pp. 289-329, 1990

[32] G. Wen, Z.X. Guo,C.K. Davies, "Electroless platting for the enhancement of material performance'' Mat Tech & Adv Perf Mat, vol.14, n°4, pp. 210-217, 1999.

[33] Rim Rammal, "Conception de composants adaptés à une technologie d'impression métallo-diélectrique 3D. Développement de nouvelles technologies'', Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, juillet 2014.

CHAPITRE II

SYNTHESE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE A 60 GHZ

I. Introduction

Dans le premier chapitre nous avons souligné l'importance du gain des antennes dans la performance d'une chaîne de communication. Le gain des antennes impacte directement le débit des liaisons, et particulièrement pour les systèmes à 60 GHz qui sont limités aux très courtes portées. Les structures focalisantes du type réflecteur parabolique ou lentille sont les meilleurs candidats pour réaliser des fortes directivités tout en conservant des efficacités importantes. La mise au point de tels systèmes antennaires repose principalement sur l'optimisation de la source primaire, positionnée au foyer du réflecteur ou de la lentille.

Dans ce chapitre nous envisageons la conception d'une source focale dont le rayonnement sera optimisé pour éclairer un réflecteur parabolique ou un reflect-array. L'optimisation du rayonnement de la source primaire devra couvrir toute la bande [57-66] GHz.

La petitesse de l'objet à concevoir et la recherche de l'efficacité globale justifient la mise en œuvre d'une conception conjointe des fonctions de filtrage et de rayonnement ainsi que le recours à une technique de fabrication unique et simultanée du filtre et de l'antenne. Les précisions annoncées des procédés de stéréolithographie céramique ont retenu notre préférence pour développer l'objet monolithique qui remplira les deux fonctions, rayonnement et filtrage.

L'objet monolithique filtre-antenne sera présenté dans le chapitre 3. Le chapitre 2 se limite à définir une géométrie de source primaire en céramique capable de réaliser l'éclairement optimisé d'un réflecteur sur la bande [57-66] GHz.

Une première partie du travail consiste à dresser un cahier des charges qui permettra dans un second temps de dimensionner une antenne cornet. Les défis induits par l'utilisation d'une matrice de céramique dans la mise en œuvre d'un cornet seront analysés. Finalement, une maquette préliminaire, transposée pour fonctionner plus bas en fréquence, sera conçue et réalisée en plastique ABS par une technologie d'impression 3D.

Toutes les structures exposées dans ce chapitre ont été modélisées grâce au simulateur électromagnétique CST Microwave Studio.

II. Définition des spécifications pour l'antenne cornet

Les spécifications de l'antenne cornet vont dépendre des performances et de l'encombrement du réflecteur qu'elle devra éclairer.

II.1 Spécifications pour l'antenne à réflecteur

Le point de départ consiste à identifier le gain requis pour l'antenne à réflecteur. Le choix se résume à un compromis entre la directivité et le confort d'alignement des antennes. Nous avons convergé sur un lobe directif d'environ 15° d'ouverture angulaire ce qui correspond à un gain approximatif de 23dB pour l'antenne à réflecteur.

Cette hypothèse va maintenant permettre de dimensionner le réflecteur.

Le rendement d'une antenne à réflecteur dépend principalement de la loi d'éclairement de la source primaire. Les phénomènes qui impactent majoritairement ce rendement sont l'apodisation de la loi d'éclairement et le spill-over. Ces deux phénomènes agissent de manière contradictoire sur le rendement d'une antenne à réflecteur. L'apodisation traduit l'inhomogénéité de l'éclairement de la surface du réflecteur : au centre de la surface éclairée les courants sur le réflecteur sont maxima, ils sont induits par le gain du diagramme de la source. En s'éloignant du centre de cette surface, les courants décroissent à l'image de l'intensité du gain du diagramme de la source primaire. Ainsi l'aire effective de l'antenne à réflecteur est toujours inférieure à la surface du réflecteur, elle est donnée par la loi d'apodisation. Plus l'apodisation est prononcée, plus l'aire effective est faible. Le spill-over correspond quant à lui aux pertes par débordement. C'est la puissance rayonnée par la source primaire qui n'est pas interceptée par le réflecteur. On comprend aisément que le réflecteur ne peut réfléchir que la fraction d'énergie qu'il intercepte (Figure II.1). Tout ce qui n'est pas intercepté constitue les pertes par spill-over. Ainsi, une forte apodisation limitera les pertes par spill-over en concentrant au maximum l'énergie rayonnée par la source primaire sur le réflecteur, mais affaiblira l'efficacité de surface du réflecteur c'est-à-dire fera chuter sa directivité. En revanche, une faible apodisation permettra d'augmenter la directivité de l'antenne mais limitera son gain par les pertes par débordement (spill-over).

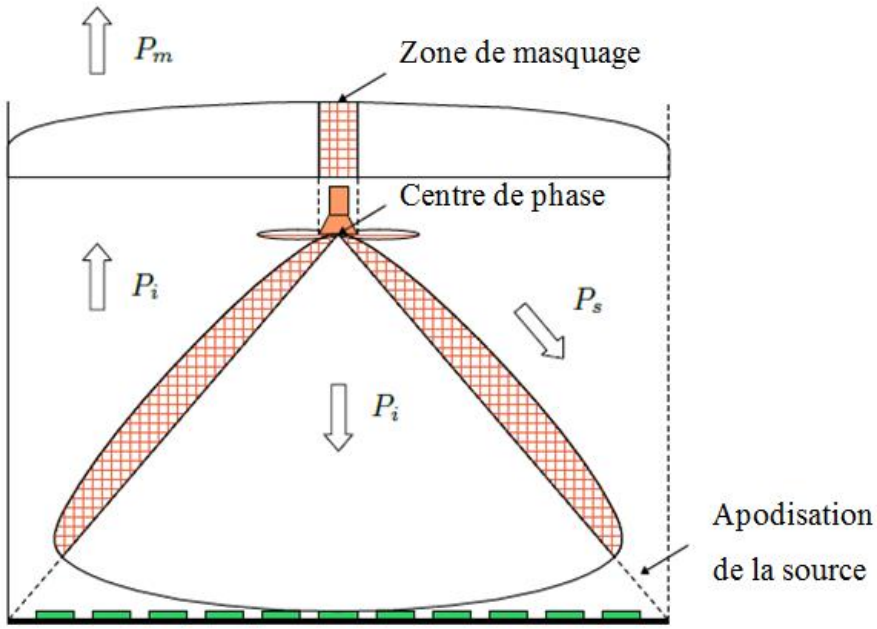


Figure II.1. Débordement et apodisation d'un reflectarray illuminé par une source primaire.

On définit un terme de rendement d'apodisation qui diminue quand l'apodisation augmente et un rendement de spill-over qui augmente quand l'apodisation augmente.

Le produit de ces deux rendements atteint son optimum lorsque la loi d'éclairement réalise une apodisation de l'ordre de 11 à 12 dB entre le centre et les bords du réflecteur. Ce compromis correspond à l'optimum d'efficacité qui peut être atteint. Ce rendement maximum vaut environ 60%. Cette efficacité est encore pondérée par d'autres contributeurs liés à la polarisation et aux défauts de surface. Ainsi l'efficacité dépasse rarement 55%.

Nous allons prendre cette efficacité pour dimensionner le réflecteur. Cette efficacité établit le rapport entre l'aire effective de l'antenne à réflecteur et la surface projetée du réflecteur. Le gain de l'antenne à réflecteur est donné par son aire effective :

$$G=10*\log_{10}(4\pi.A_{eff}/\lambda^2) \qquad \text{(II.1)}$$

avec $A_{eff} = 0.55 .\pi.\Phi^2/4$ (Φ est le diamètre projeté du réflecteur)

Ainsi l'aire effective A_{eff} contient les spécificités de la loi d'éclairement du réflecteur.

L'application numérique prenant pour objectif un gain de 23dB à 60 GHz conduit à un diamètre apparent Φ de 30 mm pour le réflecteur.

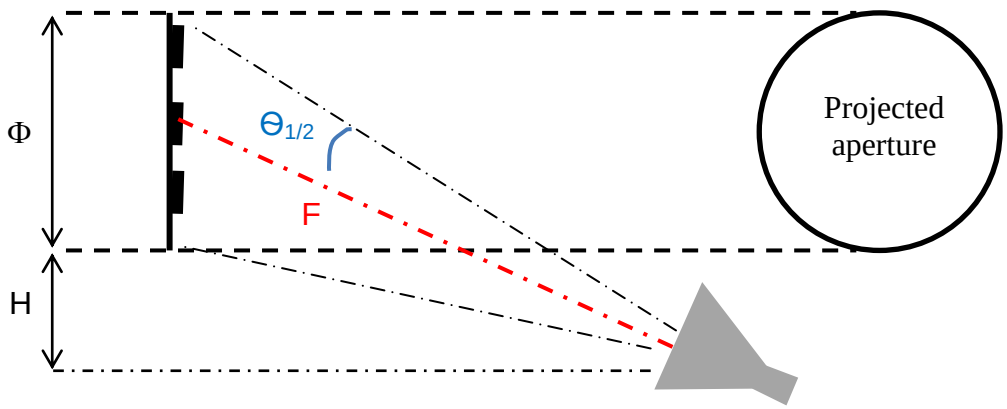


Figure II.2. La source principale éclaire le centre de l'ouverture projetée du réflecteur en offset.

L'apodisation de l'éclairement est définie pour le demi-angle d'interception $\theta_{1/2}$.

Le demi-angle d'interception $\theta_{1/2}$ dépend uniquement du diamètre et de la focale du réflecteur ($\theta_{1/2} \approx \text{atan}(\Phi/2F)$). Cet angle conditionne le pincement du lobe de rayonnement de la source principale ($G_{(\theta_{1/2})} \approx G_{(\theta=0°)}$-11dB) (Figure II.2). La source primaire sera d'autant plus directive que la focale sera longue.

II.2 Spécifications pour la source primaire

Le procédé de stéréolithographie auquel nous avons accès permet de réaliser des pièces pouvant être contenues dans un cylindre de section carrée de 10 mm d'arête. Cette contrainte a donc guidé le dimensionnement de la source.

Un pré-dimensionnement grossier du cornet, limité à une ouverture de 10 mm de diamètre, permet d'espérer atteindre une aire effective maximum :

$$A_{eff} \approx 0.6\ A \qquad \text{(II.2)}$$

Avec $A=.\pi.10^2/4$ mm^2. (A est la surface de l'ouverture de l'antenne cornet)

La directivité est obtenue par :

$$D = 10*\log_{10}(4.\pi.A_{eff}/\lambda^2) \qquad \text{(II.3)}$$

Pour λ=5mm, on obtiendrait alors la directivité D = 13.7dBi.

A ce niveau de performances correspondrait le demi-angle d'interception $\theta_{1/2}\approx35°$. On obtiendrait alors une focale F de 21 mm ($F = \Phi/2.\tan(\theta_{1/2})$).

$\theta_{1/2}\approx35°$ est l'angle d'interception pour lequel une source focale de 14 dBi de directivité réalisera l'apodisation à 11dB.

Dans la mesure où le réflecteur n'existe pas, cette valeur de $\theta_{1/2}$ ne constitue pas un objectif de conception. L'objectif est de concevoir la source la plus directive, couvrant toute la bande des fréquences et aux dimensions compatibles avec le procédé de fabrication. Un cornet conique (à section circulaire) sera préféré à un cornet pyramidal. Le cornet conique est le prolongement naturel du guide circulaire. Ce type de cornet est presque toujours excité par le mode dominant du guide cylindrique, c'est-à-dire le mode TE_{11}. Les cornets coniques, grâce à leur complète symétrie de révolution, peuvent rayonner n'importe quelle polarisation du mode dominant TE_{11}. Mais leur diagramme de rayonnement n'a pas la symétrie de révolution puisque le mode TE_{11} n'a pas cette symétrie.

Pour optimiser l'efficacité du dispositif, il sera nécessaire d'optimiser l'éclairement du réflecteur en symétrisant les plans de rayonnement. A cet effet, l'usage de corrugations sera étudié.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter les différentes étapes abordées au cours de cette thèse pour réaliser une antenne cornet miniature céramique à 60 GHz pour les communications à très haut débit. Ensuite, un prototype d'une antenne cornet en plastique ABS à 10 GHz sera présenté pour valider le concept.

III. Conception du cornet en céramique à 60 GHz

Le choix de la stéréolithographie comme procédé de fabrication induit des contraintes de conception. La première a déjà été citée, elle est d'ordre dimensionnel : le diamètre de l'ouverture du cornet ne dépassera pas 10 mm. La seconde est liée au matériau céramique. La forte permittivité de la céramique crée une désadaptation d'impédance aux interfaces avec l'air. Pour conserver un fonctionnement large bande, il faudra veiller à ce que le cornet ne se comporte pas comme un résonateur diélectrique. La difficulté consistera à permettre à la distribution du champ, confinée dans la forme du cornet, à rayonner vers l'extérieur.

La conception du cornet va être décrite en trois grandes parties : le développement d'un dioptre d'adaptation, la mise en place des corrugations et le développement d'une transition qui permettra la caractérisation expérimentale de l'antenne.

Nous rappelons le cahier des charges.

- Les fréquences de fonctionnement couvrent la bande [57-66] GHz
- La directivité doit atteindre 13-14 dB
- Les diagrammes doivent permettre d'optimiser l'efficacité d'éclairement d'un réflecteur (symétrie de révolution et lobes secondaires < -15dB)
- Le matériau à utiliser pour la conception est une alumine de permittivité 9.8 et de tangente de perte 5.10^{-4}.

III.1 Optimisation du dioptre céramique

III.1.1 Problématique

Nous mettons ici en évidence la problématique du cornet diélectrique. Le cas d'école présenté sur la Figure II.3 est un cornet pyramidal rempli de diélectrique de permittivité 9.8. Les faces latérales sont métallisées et le guide d'alimentation qui est également rempli de céramique est monomode à 60 GHz.

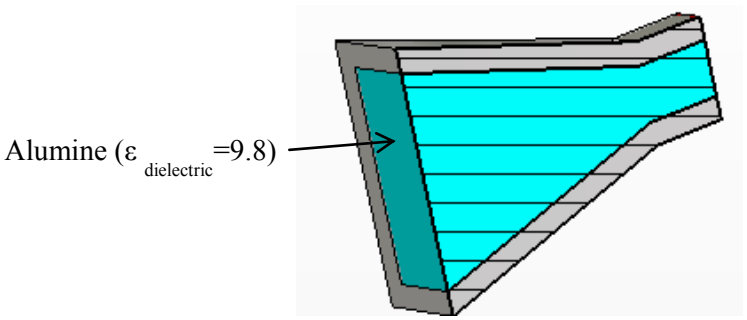


Figure II.3. Vue en coupe d'une antenne cornet diélectrique rectangulaire.

Cette structure a été simulée avec le logiciel CST MWS en appliquant une excitation modale sur le port matérialisé par l'entrée du guide d'onde d'alimentation. La distribution du champ électrique à l'intérieur du cornet est illustrée sur la Figure II.4.

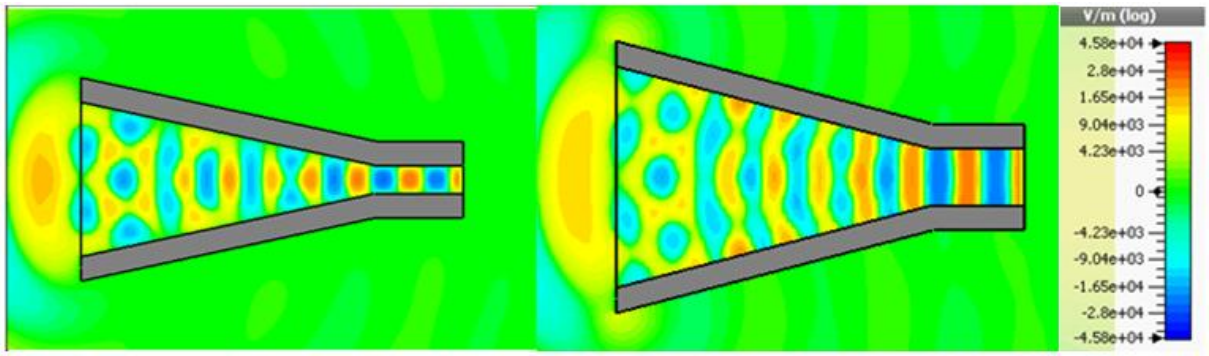


Figure II.4. Distribution du champ E dans le cornet céramique (plan H à gauche et plan E à droite).

Un cornet est un évasement qui sert à prolonger un guide d'onde afin de réaliser une adaptation d'impédance progressive entre l'impédance caractéristique du guide d'onde et l'impédance du vide. Les illustrations de la Figure II.4 montrent des interférences à l'intérieur du cornet. Ces interférences n'ont pas lieu d'exister dans un cornet. Dans le cas présent elles sont générées par la forte désadaptation d'impédance au niveau du dioptre plan qui matérialise la séparation entre la céramique et l'air. Les réflexions sur ce dioptre entrainent l'excitation de modes supérieurs dans l'ouverture du cornet. Cette désadaptation de l'impédance d'onde entre les deux milieux se traduit également par une désadaptation d'impédance sur l'accès du guide d'onde : une grande partie de la puissance injectée est réfléchie vers le guide d'alimentation. La Figure II.5 illustre cette désadaptation d'impédance.

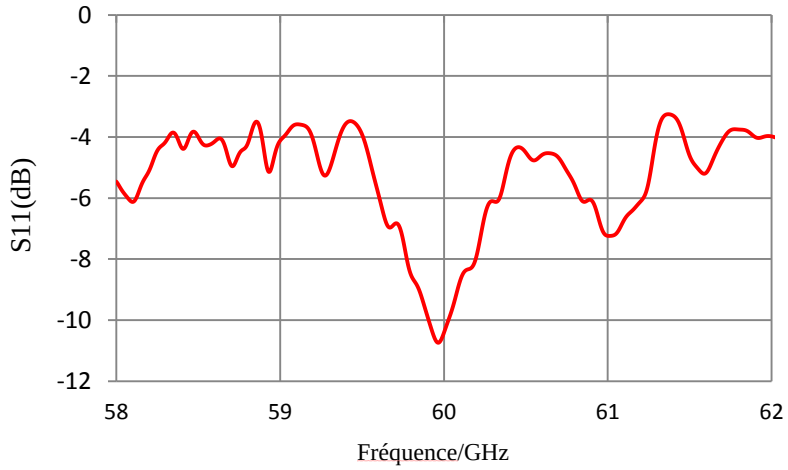


Figure II.5. Coefficient de réflexion à l'entrée du guide d'alimentation de l'antenne cornet céramique.

Le diagramme de directivité est montré pour la fréquence 60 GHz sur la Figure II.6.

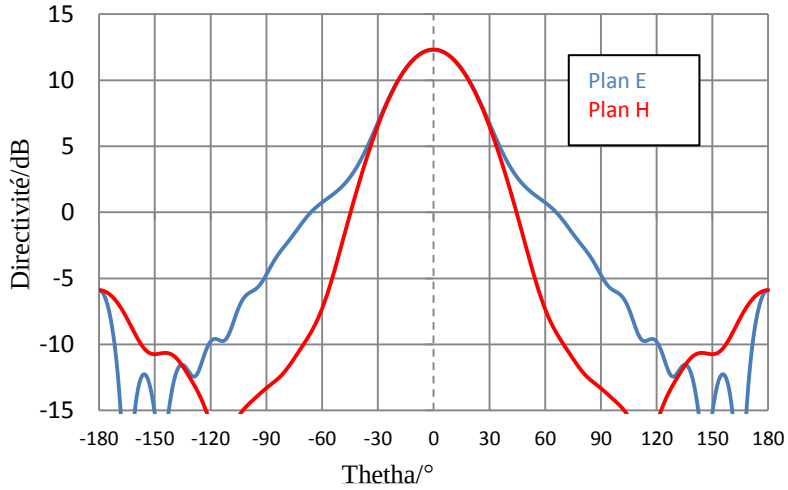


Figure II.6. Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet diélectrique rectangulaire.

Il est évident que la première action consiste à chercher comment éviter l'excitation de modes supérieurs dans l'ouverture du cornet. Nous allons procéder en deux étapes.

III.1.2 Elimination des modes supérieurs en changeant la forme du dioptre

Sur l'exemple de la Figure II.3 les modes supérieurs de l'ouverture sont excités par la réflexion de l'onde sphérique incidente (portée par les évasements du cornet) sur le dioptre plan à forte réflectivité (Figure II.4). Ces modes supérieurs ne seraient pas excités si la réflexion sur le dioptre ne modifiait pas la polarisation des champs incidents. Pour éviter cette

dépolarisation il suffit de réaliser une interface conforme à la courbure du champ électromagnétique incident.

L'évasement du cornet est matérialisé par des parois concourant en un même point et le dioptre diélectrique est porté par une sphère dont le centre coïncide avec le point de concours des parois. La structure étudiée est présentée sur la Figure II.7.

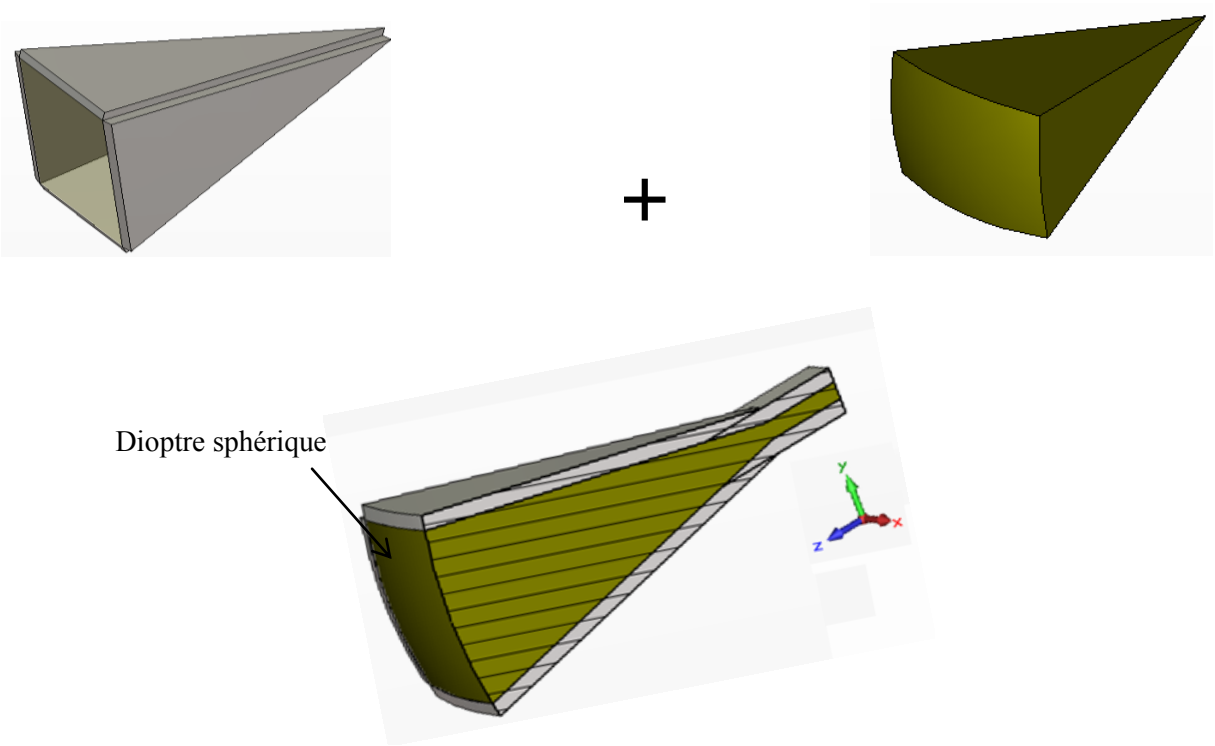


Figure II.7. Vue en coupe de la nouvelle géométrie d'antenne cornet.

La

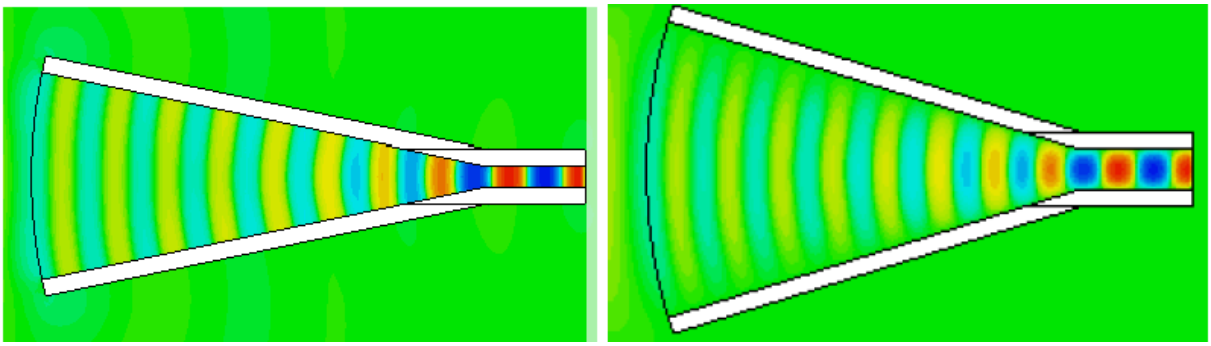


Figure II.8 montre la distribution du champ électrique dans le nouveau cornet céramique. La conformation du dioptre a permis de limiter l'excitation des modes supérieurs dans l'évasement du cornet. Le champ électromagnétique peut être refocalisé dans la matrice diélectrique vers le guide d'accès. Le fort contraste de permittivité avec l'air reste néanmoins

problématique car il subsiste un taux élevé d'ondes stationnaires (TOS) à l'intérieur de la céramique (Figure II.9). Les champs réfléchis sur le dioptre sont ainsi renvoyés dans le guide d'accès entrainant la désadaptation de l'antenne. Cette désadaptation est illustrée sur la Figure II.10.

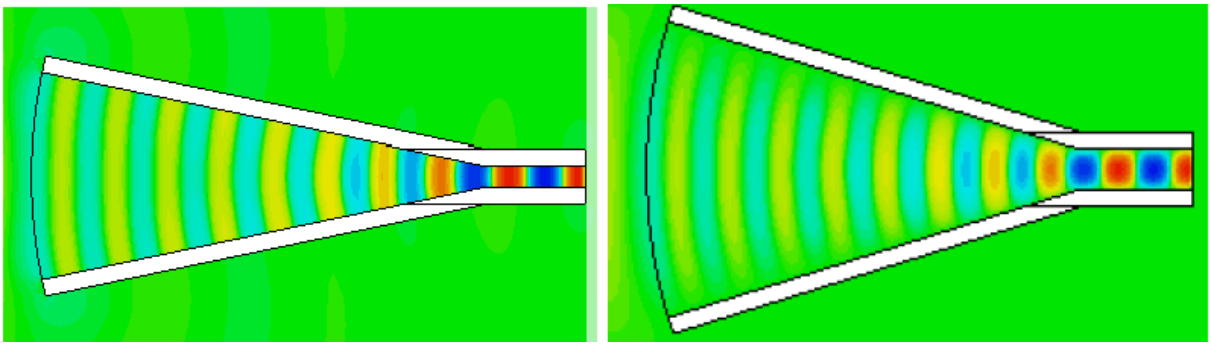


Figure II.8. Distribution calculée du champ électrique à 60 GHz dans le cornet céramique à dioptre sphérique (plan E à gauche – plan H à droite)

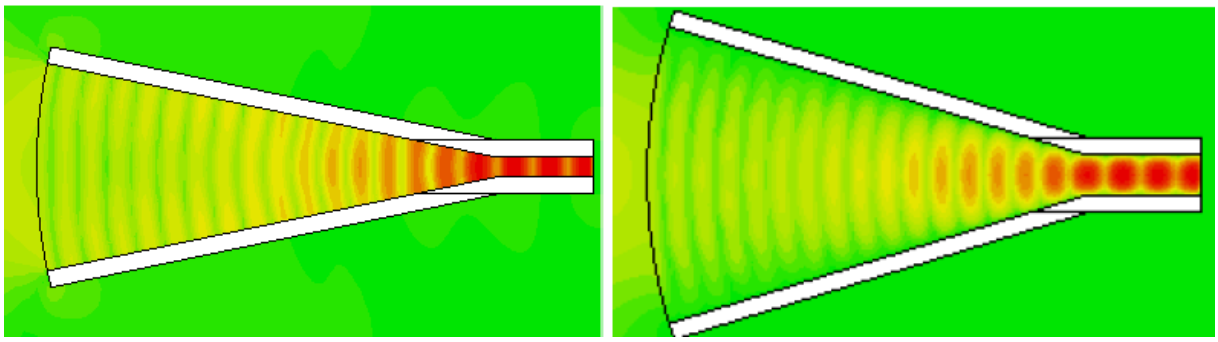


Figure II.9. Le module du champ électrique montre le TOS dans la matrice diélectrique.

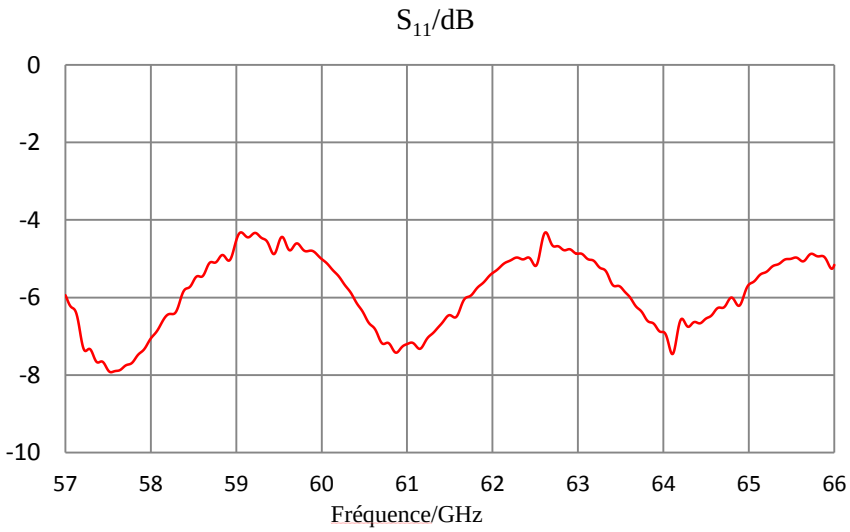


Figure II.10. Coefficient de réflexion au niveau du guide d'accès de l'antenne cornet.

Le diagramme de directivité de ce cornet calculé à 60 GHz est illustré sur Figure II.11. Les lobes secondaires qui sont présents dans le plan E sont 15 dB en dessous du lobe principal. La directivité obtenue est 13.8 dBi. La forme rectangulaire de l'ouverture du cornet a été choisie pour symétriser les plans E et H.

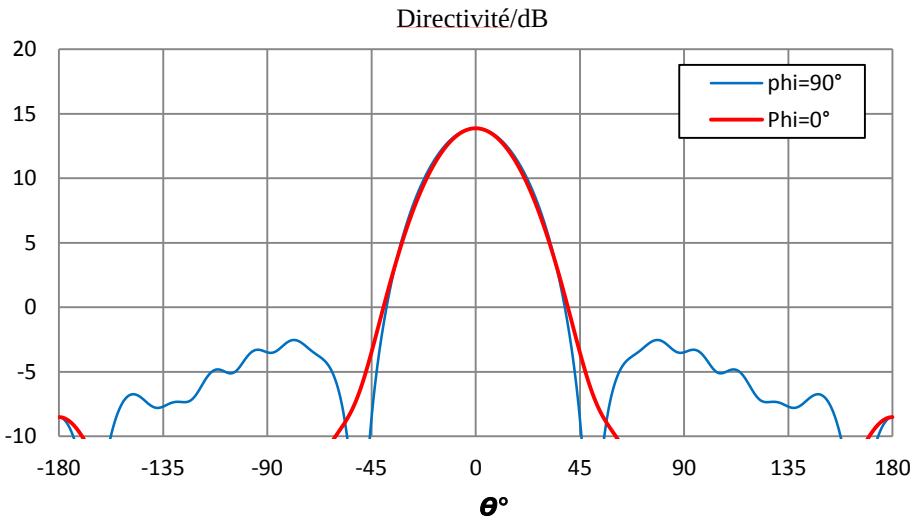


Figure II.11. Diagramme de directivité à 60GHz pour les plans E (phi=90°) et H (phi=0°)**.**

Cette solution simple permet d'obtenir de bonnes caractéristiques pour le rayonnement d'une polarisation linéaire bien que l'antenne reste fortement désadaptée. Pour adapter le dispositif il faudrait s'appuyer sur une fonction de filtrage qui engendrerait des résonances à l'intérieur du cornet. Cette solution serait risquée car très sensible à d'éventuels défauts de fabrication qui risqueraient de créer des résonances involontaires dans la matrice céramique.

Nous avons ainsi conclu qu'il était nécessaire de diminuer la réflexion à l'interface de la céramique et de l'air. Ceci aura le double avantage de réduire le risque d'exciter des modes supérieurs dans l'ouverture et d'améliorer l'adaptation électrique de l'antenne.

III.1.3 Principe d'un dioptre adaptateur d'impédance

L'idée consiste à réaliser une couche antireflet à l'interface céramique-air. Une telle couche sera composée d'un autre diélectrique dont l'épaisseur et la permittivité permettront d'adapter les deux milieux air et céramique l'un à l'autre.

Pour définir le meilleur couple {épaisseur ; permittivité} on peut appliquer la relation (II.4) issue de la théorie des lignes.

$$Z_{e1}=Z_1 \frac{Z_2+j.Z_1.tan\left(\frac{2.\pi.f}{3.10^8}.L.\sqrt{\varepsilon_1}\right)}{Z_1+j.Z_2.tan\left(\frac{2.\pi.f}{3.10^8}.L.\sqrt{\varepsilon_1}\right)} \quad \text{(II.4)}$$

avec $Z_i = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_i}}$: impédance d'onde d'un milieu diélectrique

Ici Z_0 est l'impédance d'onde du vide, Z_2 est l'impédance d'onde dans la céramique ($Z_2=Z_0/\text{sqrt}(9.8)$) et $Z_1=Z_0/\text{sqrt}(\varepsilon_1)$ est l'impédance associée au diélectrique qui constituera la lame d'adaptation. L'impédance ramenée par la lame ε_1 d'épaisseur L, sur l'interface côté air est Z_{e1}.

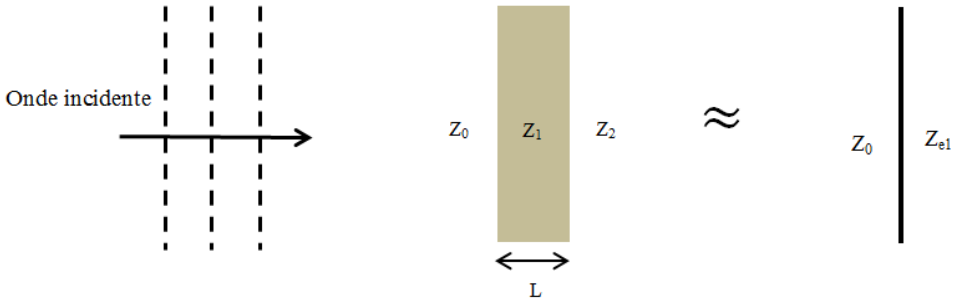


Figure II.12. Z_{e1} est l'impédance ramenée par la lame diélectrique {Z_1;L} au niveau de l'interface avec l'air**.**

Lorsque l'impédance du milieu est ramenée au niveau de l'interface du dioptre, il est facile de calculer le coefficient de réflexion d'une onde plane en incidence normale:

$$\boldsymbol{\rho} = \frac{Z_{e1}-Z_0}{Z_{e1}+Z_0} \quad \text{(II.5)}$$

Le coefficient de réflexion a été calculé et tracé en fonction de la permittivité et de l'épaisseur de la lame. Ce coefficient est présenté sur la Figure II.13 pour la fréquence 60 GHz. Le coefficient de réflexion est minimum à 60 GHz pour une lame de permittivité de 3.1 et d'épaisseur 0.71 mm. Pour ces valeurs de la permittivité et de l'épaisseur, le coefficient de réflexion est tracé en fonction de la fréquence sur la Figure II.14.

La figure II.14 prévoit un coefficient de réflexion en onde plane inférieur à -40 dB de 52 à 68 GHz.

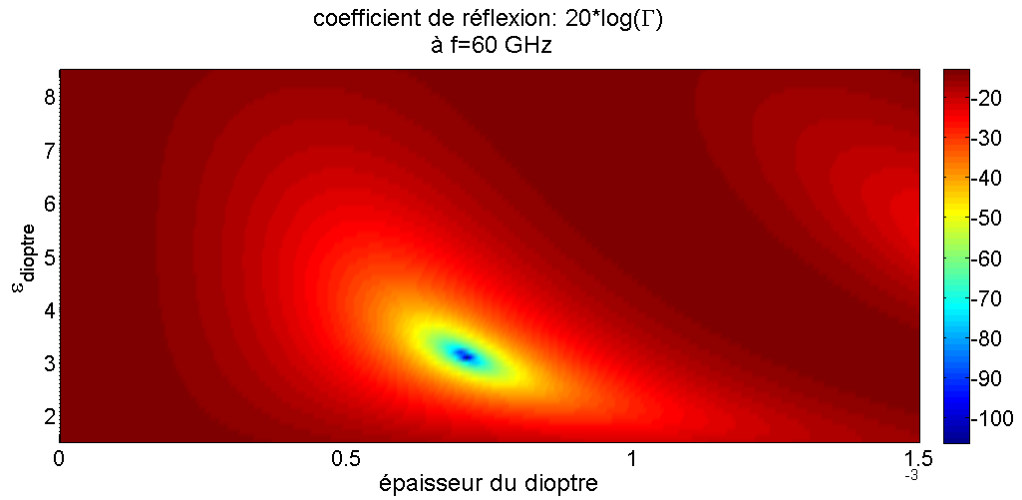


Figure II.13. Coefficient de réflexion à 60 GHz en fonction de l'épaisseur et de la permittivité du dioptre d'adaptation

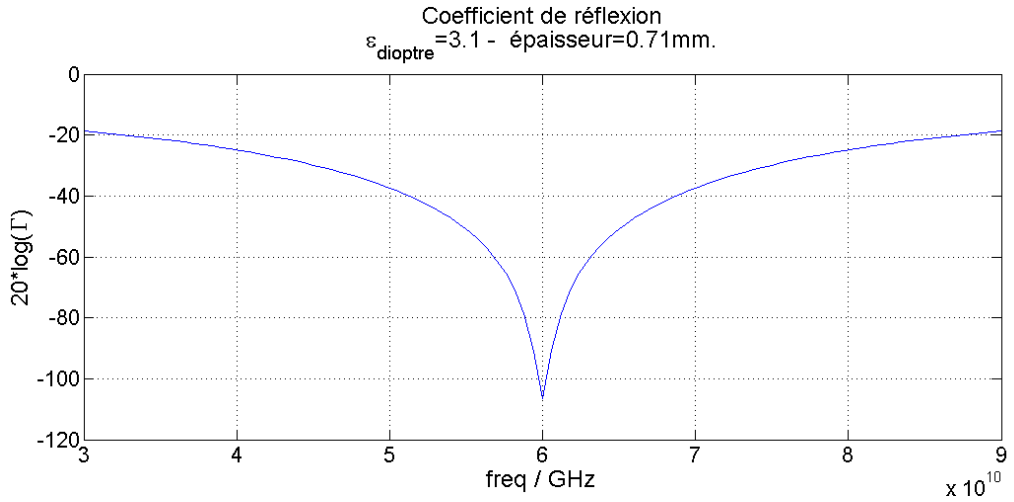


Figure II.14. Evolution fréquentielle du coefficient de réflexion lorsque le dioptre d'adaptation a une couche de 0.71 mm de diélectrique ε_1=3.1

Remarque : On constate ici l'efficacité du **transformateur quart d'onde** qui est par ailleurs utilisé pour l'optimisation des circuits. D'après la relation (II.4), on a :

- $L=\lambda_g/4 \Rightarrow Z_{e1}=Z_1^2/Z_2$
- $\lambda_g = \lambda_0/\mathrm{sqrt}(\varepsilon_1)$, avec λ_0=5mm à 60GHz
- $Z_{ei} = Z_0$ (condition d'adaptation)
- $Z_i=Z_0/\mathrm{sqrt}(\varepsilon_i)$
- ε_2=9.8

On obtient bien: $\varepsilon_1 = \mathrm{sqrt}(\varepsilon_2)*\mathrm{sqrt}(\varepsilon_0) = 3.13$ et $L = \lambda_0/4/\mathrm{sqrt}(\varepsilon_1) = 0.706$ mm

III.1.4 Vérification du principe sur un cornet conique diélectrique

Afin de valider le concept du dioptre adaptateur d'impédance, une simulation électromagnétique a été faite d'une antenne cornet en céramique (ε_2=9.8) équipée d'une fine couche diélectrique de permittivité 3.1 et d'épaisseur de 0.71 mm. Le choix de la géométrie de l'antenne s'est porté sur un cornet conique afin de garder une forme symétrique. Le dioptre est une calotte sphérique dont le centre est confondu avec le sommet du cône matérialisé par les parois métallisées du cornet. La Figure II.15 illustre le nouveau cornet avec son dioptre diélectrique. Cette antenne est excitée par un guide d'onde diélectrique circulaire de diamètre 1.42 mm. Le mode propageant dans ce guide est le mode TE_{11}. La longueur d'évasement du cornet permet d'optimiser le rayonnement.

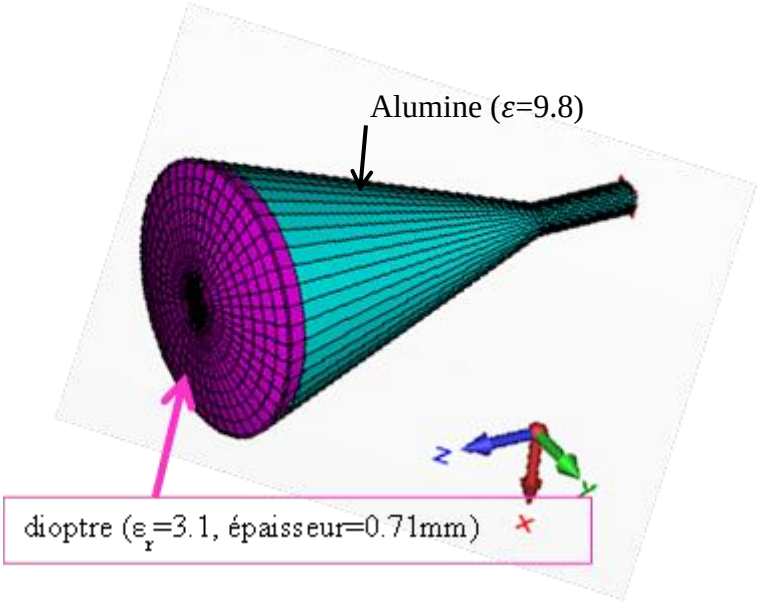


Figure II.15. Cornet céramique conique avec le dioptre d'adaptation d'impédance.

La Figure II.16 montre le coefficient de réflexion calculé à l'entrée du guide circulaire d'alimentation de l'antenne cornet. La réflexion reste inférieure à -17dB sur les 8 GHz de bande passante. Par comparaison avec la Figure II.10 on constate que le dioptre diélectrique a réalisé l'adaptation d'impédance du cornet céramique.

L'observation de l'amplitude du champ électrique dans l'ouverture du cornet (Figure II.17) montre une très nette diminution du TOS dans les deux plans.

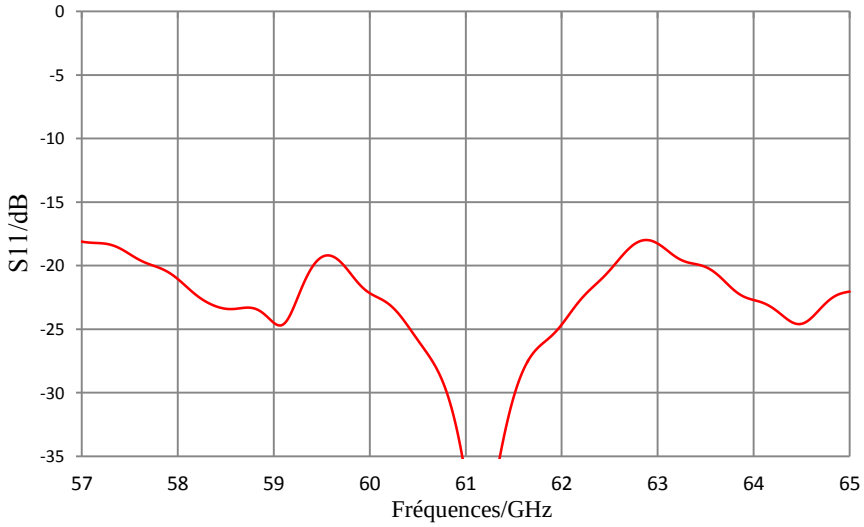


Figure II.16. Coefficient de réflexion de l'antenne cornet.

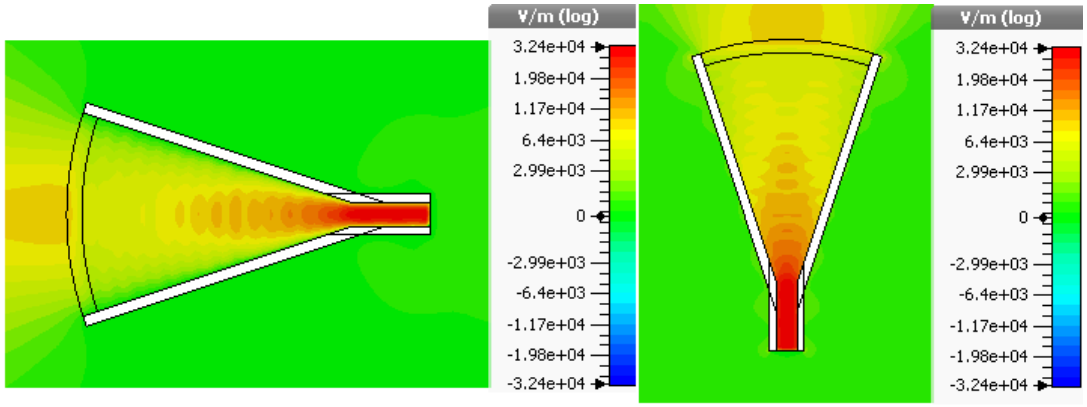


Figure II.17. Amplitude du champ E dans l'ouverture du cornet équipé du dioptre d'adaptation (plan H à gauche et plan E à droite).

Le diagramme de directivité à 60 GHz issu de la simulation est représenté sur la Figure II.18. La directivité atteint 14 dBi. Le diagramme n'est pas symétrique en raison de la distribution modale du champ électrique dans l'ouverture.

Ces simulations électromagnétiques ont permis de valider le concept du dioptre adaptateur d'impédance. Ce développement apparait indispensable au fonctionnement d'un cornet en alumine: un tel dioptre réalise l'adaptation de l'impédance d'onde, évitant ainsi l'excitation de modes supérieurs dans l'ouverture du cornet ainsi que les ondes stationnaires dans la matrice d'alumine. Il réalise de fait l'adaptation électrique sur le guide d'accès.

Il reste à trouver le moyen technologique qui permettra de concrétiser la réalisation d'un cornet en alumine.

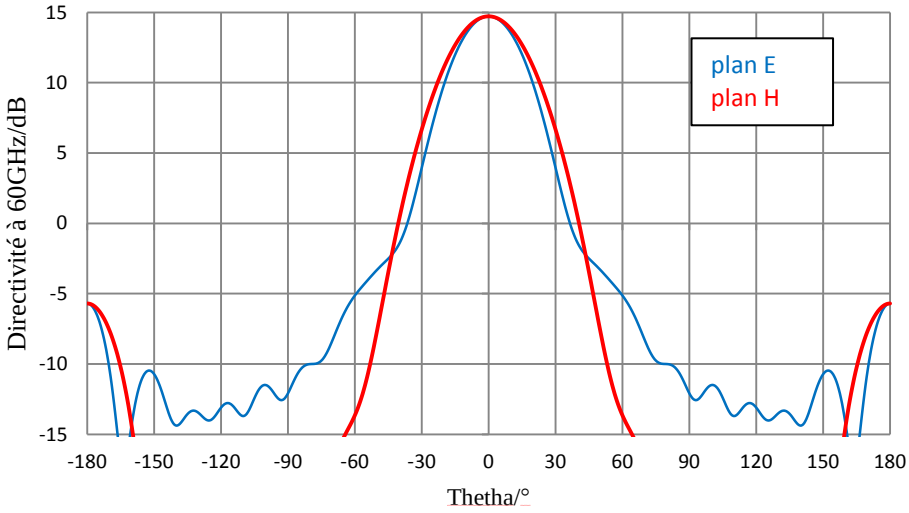


Figure II.18. Diagramme de directivité du cornet conique à 60GHz.

La fabrication par stéréolithographie céramique n'utilise qu'un seul matériau, l'alumine (voir chapitre I). La fabrication du dioptre avec un matériau différent n'est donc pas possible avec ce procédé. Pour résoudre ce problème, deux pistes s'offrent à nous :

- la première piste qui est développée dans le paragraphe suivant consiste à concevoir un matériau structuré (dioptre inhomogène) combinant l'air et l'alumine pour réaliser la permittivité effective du dioptre,
- la seconde piste consisterait à reporter, par collage sur une forme brute, une couche supplémentaire remplaçant le dioptre. Il existe des substrats hyperfréquences avec des propriétés diélectriques très proches de celle recherchée pour le dioptre [3]. Le substrat RO3003 de chez Rogers de permittivité ε_r=3.1 est disponible dans une épaisseur de 710 µm. Sa malléabilité le rend potentiellement suffisamment souple pour espérer pouvoir le faire épouser la forme sphérique du dioptre. Ce matériau très souple, composé d'alumine et de teflon, a été caractérisé à 30 GHz dans le laboratoire Xlim de Limoges. La caractérisation a fourni une permittivité de 3.05 et une tangente de perte de 7.56 10^{-4}. Dans la littérature [3], à 60 GHz ce matériau a une permittivité de 3 et une tangente de perte de 2.10^{-3}. La simplicité apparente de cette solution technologique méritera d'être essayée.

III.1.5 Structuration d'un dioptre inhomogène

Notre volonté de développer un cornet monolithique, c'est-à-dire issu d'un seul procédé de fabrication, nous a conduits à développer un concept de dioptre entrelaçant les permittivités de l'alumine et de l'air, qui sont les deux diélectriques présents à l'interface. La conception va consister à trouver une structuration des deux diélectriques qui synthétisera les mêmes caractéristiques que le dioptre homogène présenté au paragraphe précédent III.1.4.

L'architecture à laquelle nous avons abouti n'est pas un hasard. Des impératifs ont guidé la structuration du dioptre :

- Le dioptre épouse la forme de la calotte sphérique,
- l'épaisseur de ce dioptre est de 0.71 mm,
- les structurations du matériau seront suffisamment denses pour être perçues comme un matériau homogène pour des ondes provenant de l'intérieur du cornet (alumine),
- la symétrie révolution permettra d'éviter d'avoir à aligner le dioptre avec le mode excité,
- les interactions du champ électromagnétique avec le dioptre seront indépendantes de la polarisation (E_θ ou E_ϕ).

Pour réaliser la permittivité équivalente, le dioptre est structuré en anneaux concentriques autour de l'axe du cornet et en secteurs angulaires. La Figure II.19 est une illustration des premiers développements.

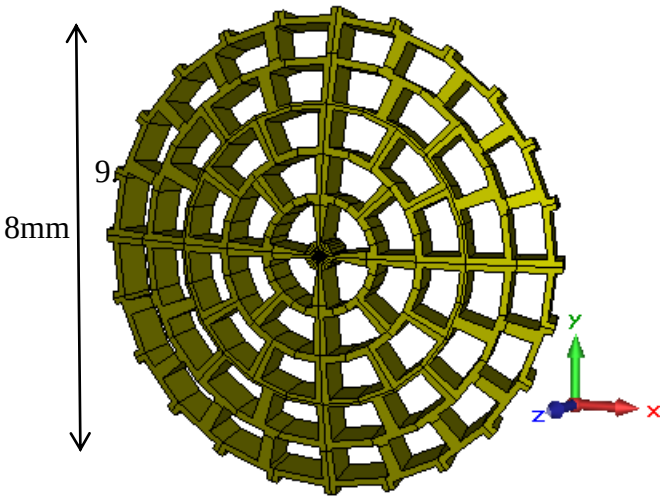


Figure II.19. Le dioptre est structuré en secteurs angulaires et en anneaux concentriques pour interagir indifféremment avec toutes les orientations du champ électrique tangent.

Etant donnée la sphéricité du dioptre, le vecteur champ électrique excité depuis l'intérieur du cornet sera toujours tangent aux interfaces. Les largeurs des anneaux et des parois d'alumine séparant les secteurs angulaires définissent la permittivité effective du dioptre.

Pour calculer la permittivité homogénéisée d'un matériau inhomogène nous nous sommes appuyés sur les travaux de Alekseyev et Narimanov [4]. Nous avons conclu que l'alumine doit représenter 24% du volume de matière dans le dioptre. La plus grande dimension des secteurs et le pas entre les anneaux devrait rester inférieur à 0.8 mm ($\sim\lambda_{céram}/2$) pour que le dioptre interagisse comme un dioptre homogène avec les ondes sphériques provenant depuis l'intérieur du cornet.

Après plusieurs mises au point prenant en compte les contraintes de fabrication fournies par le laboratoire SPCTS nous avons convergé vers la structure illustrée par la

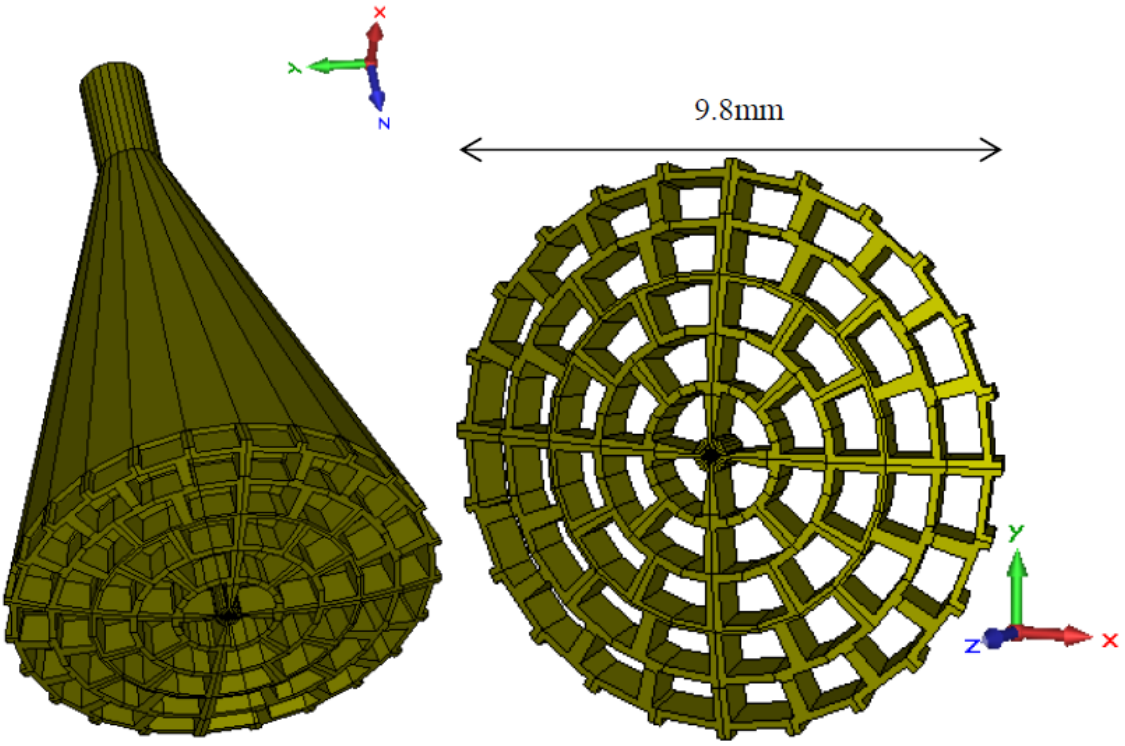


Figure II.**20**. La géométrie du dioptre permettra au champ EM (tangent) de traverser le dioptre quelle que soit son orientation (E_θ ou E_ϕ). La symétrie rendra le fonctionnement du cornet indifférent à la polarisation excitée.

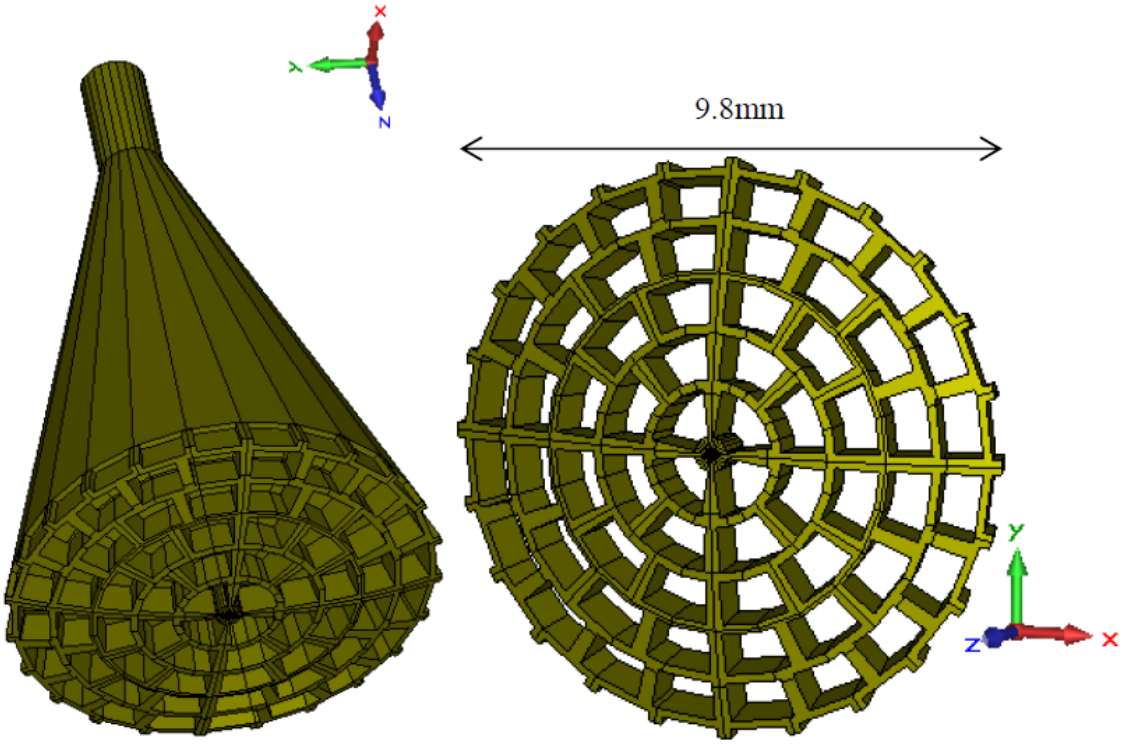


Figure II.20. Architecture du dioptre inhomogène entrelaçant l'air et la céramique.

Le dioptre a été conçu en optimisant plusieurs paramètres :

- La largeur des mailles est inférieure à la longueur d'onde guidée (λ_g) afin de limiter les diffractions dans la matrice diélectrique. Si cet ordre de grandeur n'est pas respecté, des modes supérieurs risquent d'être excités dans l'ouverture du cornet créant des ondes stationnaires qui perturberont le rayonnement de l'antenne. Cet ordre de grandeur est appliqué dans les deux plans ϕ et θ.
- Le rapport entre les volumes d'alumine et d'air constituant le dioptre est donné par le facteur R :

$$R = \frac{(\varepsilon_{dioptre} - 1)}{(\varepsilon_{céramique} - 1)} \qquad \text{II.6}$$

avec: $\varepsilon_{dioptre}$: permittivité équivalente du dioptre ($\varepsilon_{dioptre}$ =3)

$\varepsilon_{céramique}$: permittivité du cornet ($\varepsilon_{céramique}$=9.8)

Pour un taux de remplissage R de céramique, le dioptre contiendra un taux (1-R) d'air. La conception a retenu R=24%.

- La sphéricité du dioptre conforme au front sphérique de l'onde électromagnétique excitée dans le cornet impose que le champ électrique sera toujours tangent aux interfaces du dioptre.
- L'épaisseur du dioptre est de 760 µm.

Les performances associées à ce développement sont étudiées par la simulation électromagnétique grâce au simulateur CST MWS. La structure présentée

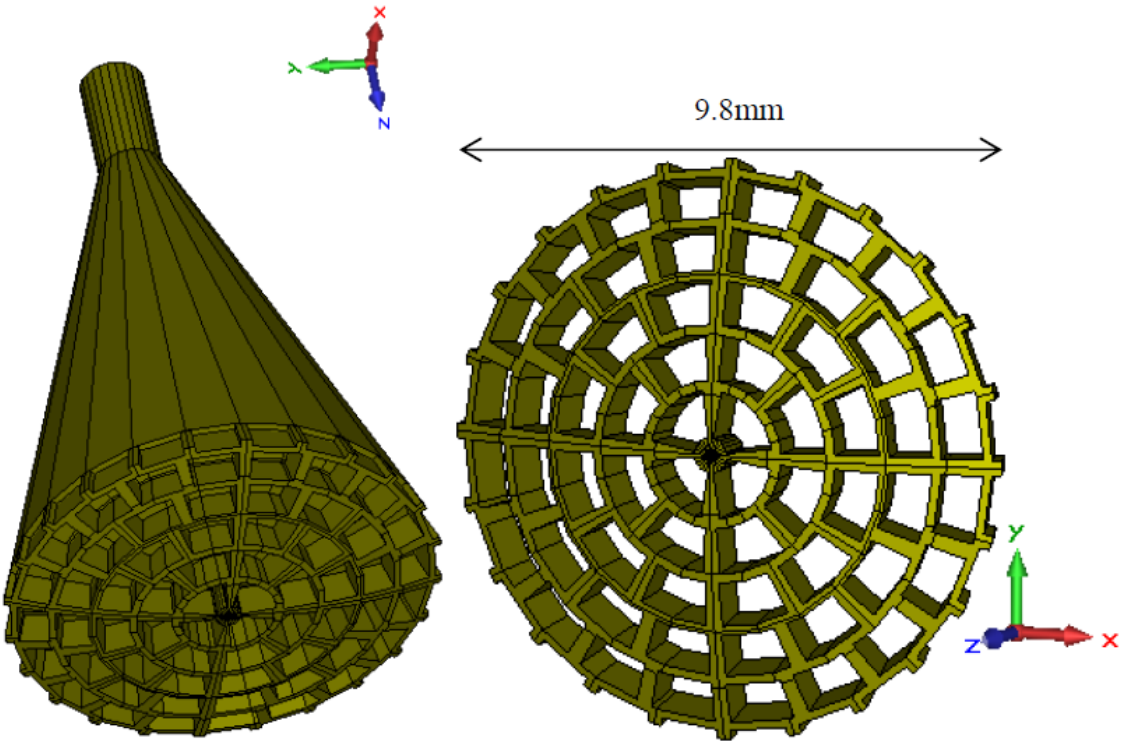


Figure II.20 **a été modélisée avec des métallisations sur les contours du cornet et du guide d'onde. La simulation permet d'évaluer visuellement sur la**

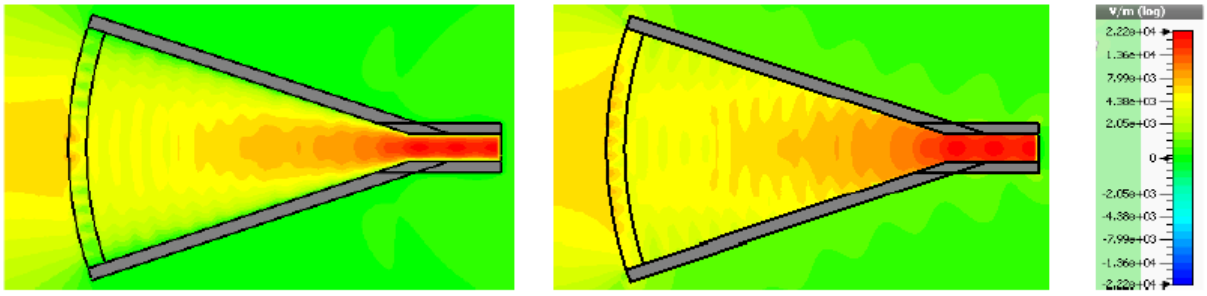


Figure II.21 l'efficacité du nouveau dioptre d'adaptation. Les distributions sont très semblables à celles obtenues avec le dioptre homogène (Figure II.17). Les réflexions sur le dioptre apparaissent faibles.

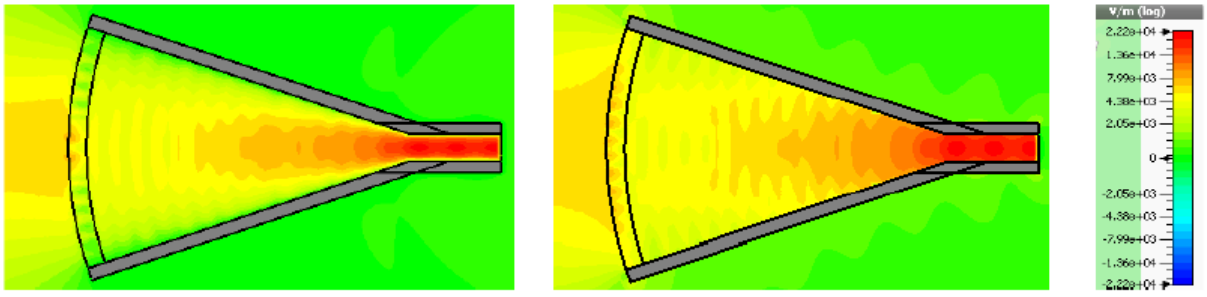


Figure II.21. Distribution du champ électrique (module) à l'intérieur du cornet céramique équipé du dioptre d'adaptation structuré (plan H à gauche et plan E à droite).

Les figures II.22 et II.23 montrent les résultats de la simulation électromagnétique de cette antenne avec son dioptre inhomogène. L'adaptation est supérieure à 17 dB sur une très large bande. Ceci confirme bien l'absence d'ondes stationnaires dans le cornet ainsi que le bon fonctionnement du dioptre. Par contre, le diagramme de rayonnement n'est pas symétrique à 60 GHz. Le niveau des lobes secondaires est important dans le plan E. Il présente une directivité de 14.8 dBi ce qui répond à notre cahier des charges. Afin de rendre cette source utilisable pour éclairer un réflecteur, il est maintenant indispensable de travailler la forme du rayonnement de l'antenne.

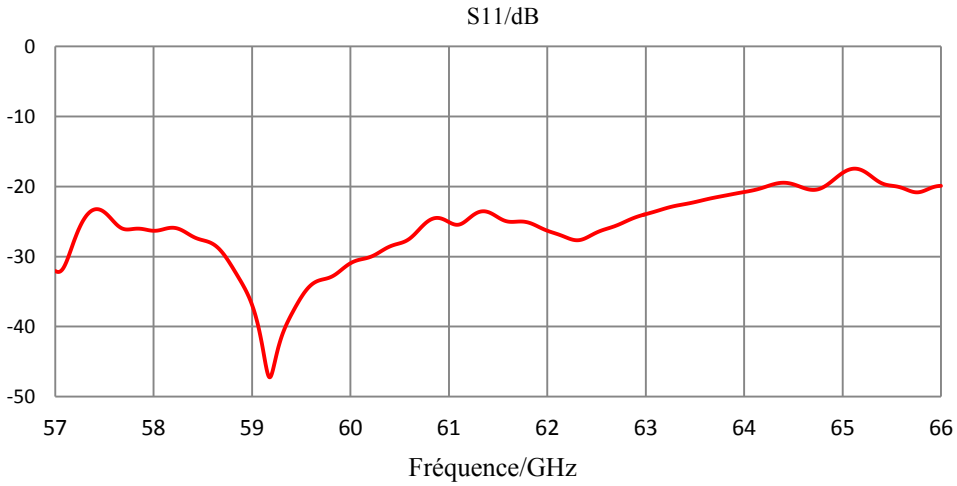


Figure II.22. Coefficient de réflexion calculé dans le guide d'onde d'alimentation de l'antenne cornet équipée du dioptre structuré.

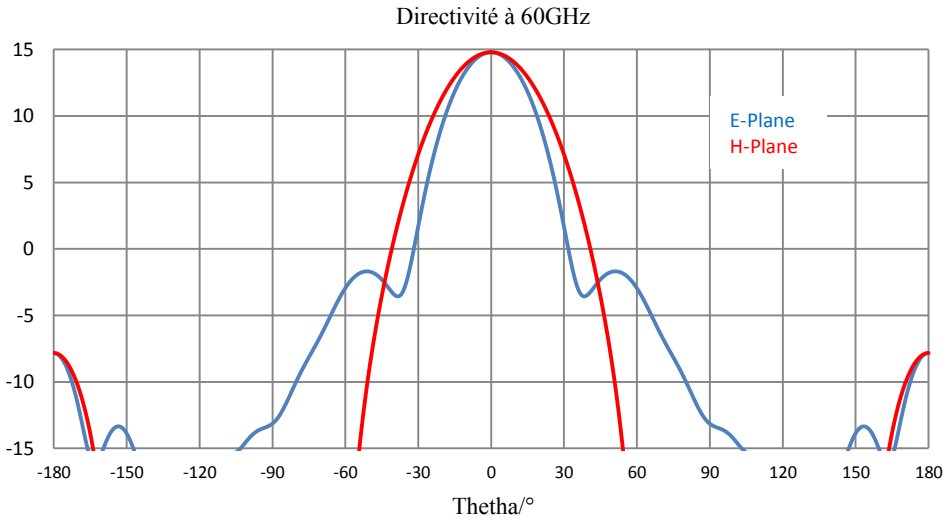


Figure II.23. Diagramme de directivité à 60GHz de l'antenne cornet équipée du dioptre structuré**.**

III.2 Symétrisation des diagrammes

L'optimisation de l'efficacité d'une antenne à réflecteur passe par l'optimisation de la loi d'illumination réalisée par la source focale. Cette illumination dépend de la distribution du champ électromagnétique dans l'ouverture du cornet. Afin de symétriser le rayonnement il faut symétriser la distribution du champ électromagnétique dans l'ouverture du cornet.

Les sources primaires optimisées pour éclairer un réflecteur sont soit des cornets de 'Potter', soit des cornets corrugués. Ces deux types de cornets offrent des performances comparables. Les cornets de 'Potter' sont moins répandus car ils nécessitent une ingénierie de conception beaucoup plus délicate [4]. Les cornets corrugués sont les plus utilisés [5,6], car ils sont beaucoup plus simples à optimiser. Nous utiliserons un système de corrugations pour améliorer l'optimisation du cornet en alumine initiée précédemment dans ce chapitre II.

Les corrugations usinées dans les flancs d'un cornet permettent de créer les mêmes conditions limites pour les champs électrique et magnétique. Les modes compatibles avec ces conditions aux limites sont des modes dits « hybrides », mélanges de mode TE et TM. Le mode fondamental est le mode HE_{11}.

Un cornet conique corrugué comprend quatre zones (Figure II.24) : l'ouverture, la zone des corrugations, le convertisseur du mode et le guide circulaire. Le diamètre et l'angle de l'ouverture ont un rôle significatif dans la détermination de la largeur du faisceau et de la directivité de l'antenne pour une utilisation à large bande. Les spécifications des corrugations ont des effets sur la propagation du mode hybride HE_{11}. Le convertisseur de mode est compris entre la zone des corrugations et le guide d'entrée circulaire à paroi lisse, dont le mode propageant est le mode fondamentale TE_{11}. Une bonne conception pour le convertisseur de mode garantit une transition douce entre le mode TE_{11} et le mode hybride HE_{11}. Cette transition conditionne l'adaptation électrique de l'antenne.

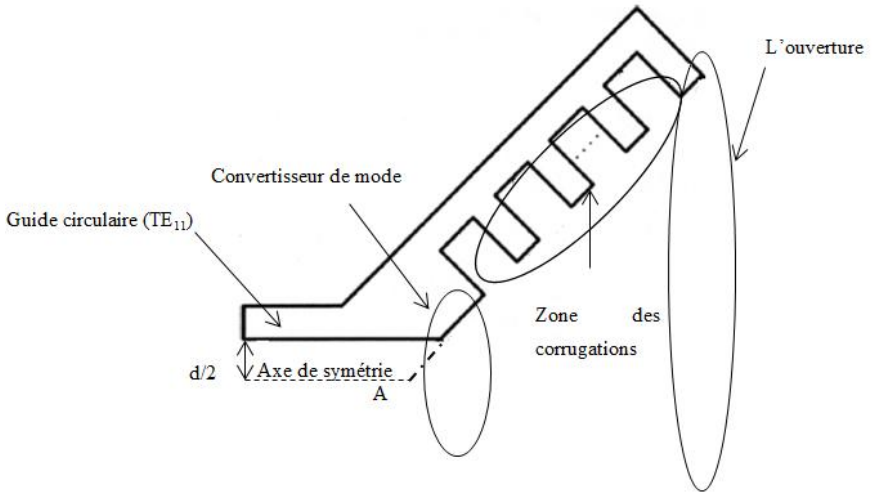


Figure II.24. Fonctionnement d'une antenne cornet corrugué.

Une paroi métallique structurée de corrugations bien dimensionnées impose l'annulation du champ total sur la paroi. Ainsi les deux modes TE_{11} et TM_{11} à l'intérieur d'un guide corrugué ont la même fréquence de coupure. Ils se propagent alors simultanément à la même vitesse. Le mode HE_{11} résultant permet d'obtenir une polarisation très pure. Les corrugations doivent avoir une profondeur de $\boldsymbol{\lambda}_g/4$ ($\boldsymbol{\lambda}_g$ étant la longueur d'onde propagée dans la matrice diélectrique).

Dans le cas du cornet céramique, les corrugations doivent interagir avec les longueurs d'onde guidées dans la céramique. Leurs dimensions deviennent donc très petites. A 60 GHz, le pas comme la profondeur des corrugations seront de l'ordre de 400 μm.

La Figure II.25 montre une vue en coupe de l'antenne cornet corruguée conçue à 60 GHz. Les corrugations forment un angle de 90° avec les parois du cornet. Cette matrice diélectrique sera métallisée.

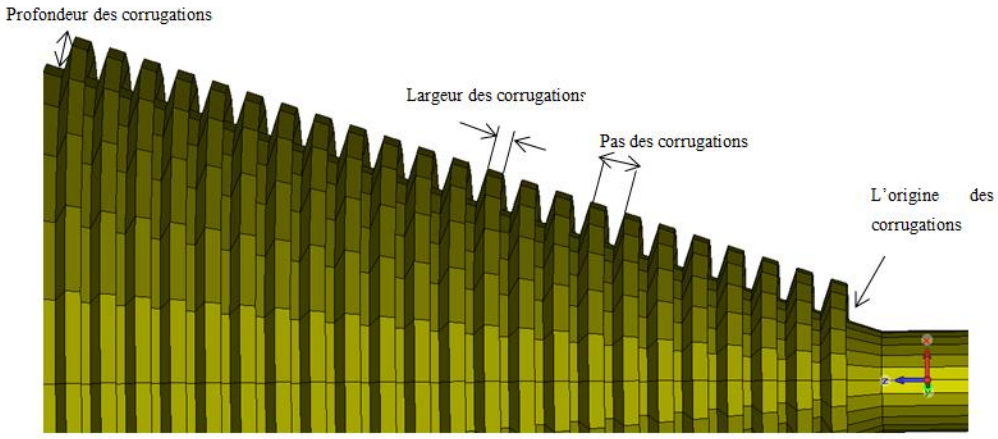


Figure II.25. Vue en coupe du cornet corrugué sans la métallisation**.**

Ce nouveau cornet a été simulé avec le moteur transitoire de CST MWS. Le noyau en céramique comprenant le guide d'accès circulaire, le cornet conique avec ses corrugations et le dioptre inhomogène décrit au paragraphe III.1.5 sont entourés de métal (Figure II.26). L'excitation de l'antenne est confiée à un port numérique plaqué à l'extrémité du guide d'accès circulaire.

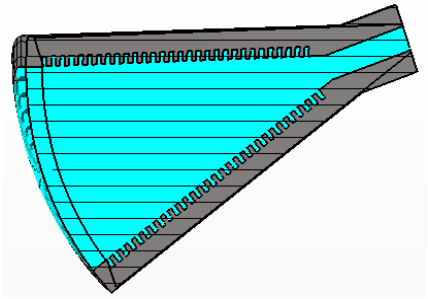


Figure II.26. Le cornet est simulé avec CST MWS.

Les résultats de simulation fournissent, sur la Figure II.27, l'adaptation calculée à l'entrée du guide d'accès. L'antenne est adaptée à 15 dB sur l'ensemble de la bande utile. Ce résultat est assez semblable au cas sans corrugations (Figure II.22).

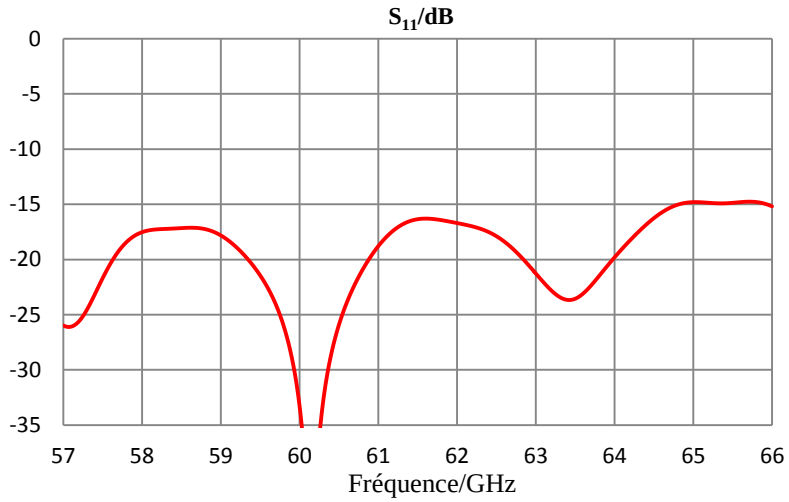


Figure II.27. Coefficient de réflexion calculé à l'entrée du guide d'accès circulaire.

La Figure II.28 illustre la distribution du champ à l'intérieur du cornet diélectrique corrugué. Les parois corruguées ont permis de réaliser une distribution symétrique (plans E et H) de l'intensité du champ électromagnétique entre les parois métallisées du cornet. La symétrie du champ dans l'ouverture permet de réaliser le diagramme de rayonnement optimisé (Figure II.29).

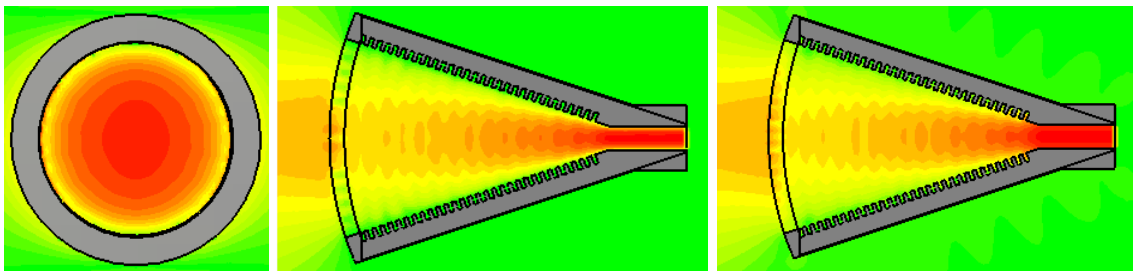


Figure II.28. Distribution du module du champ électrique dans le cornet céramique, dans l'ouverture (à gauche), vue en coupe plan H (au milieu), vue en coupe plan E (à droite).

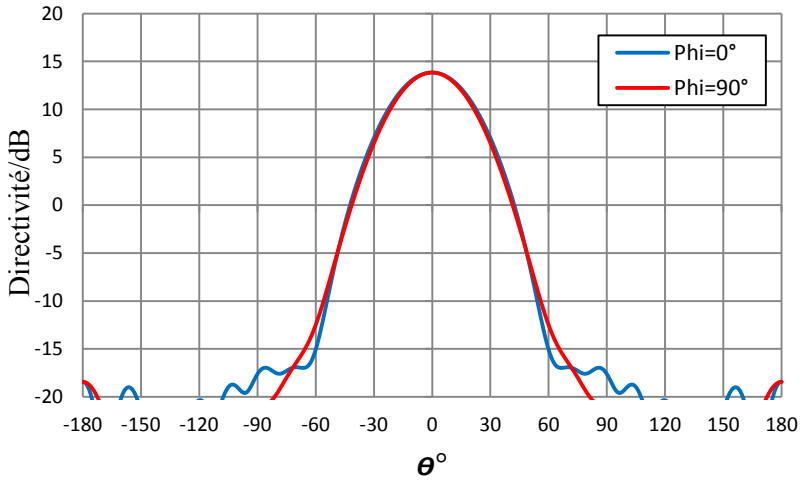


Figure II.29. Diagramme de directivité de l'antenne cornet corrugué diélectrique à 60 GHz. Le diagramme est identique dans les plans de coupe ϕ=0°(plan E) et ϕ=90°(plan H).

III.3 Conception d'un dispositif de test

Tous les défis de conception ont été relevés. A l'issue des essais de fabrication il est envisagé de réaliser une mesure des performances électromagnétiques du cornet. Cela nécessite le développement d'une connectique entre l'antenne cornet et les instruments de mesure. Le raccordement se fera sur un guide d'onde rectangulaire standard [WR-15]. La forme de la terminaison du guide diélectrique a été optimisée simultanément avec la conception d'une transition réalisant le passage de la section circulaire du guide céramique à la section rectangulaire du guide standard. Cette transition transforme le mode TE_{11} du guide circulaire en TE_{10} du guide rectangulaire. Ce développement est illustré sur la Figure II.30.

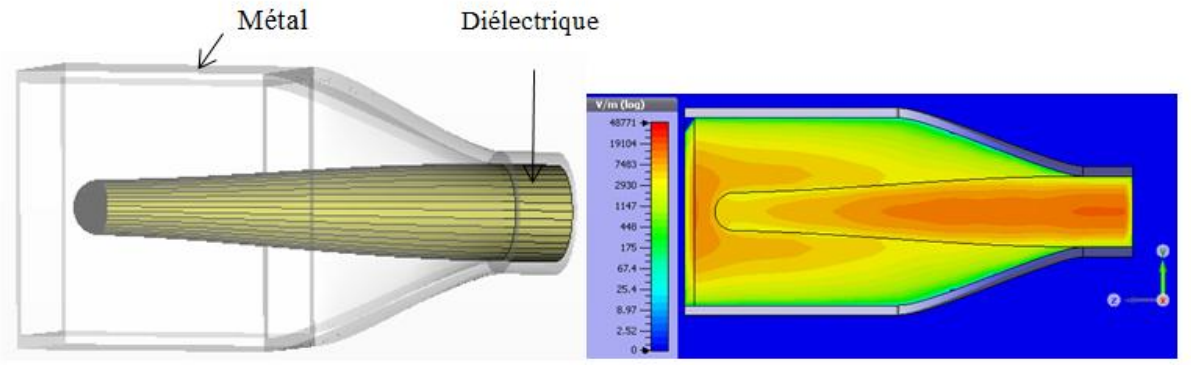


Figure II.30. Conception d'une transition entre la section circulaire du guide d'accès du cornet et la section rectangulaire du guide standard [WR-15].

La Figure II.31 montre le coefficient de réflexion calculé pour la transition passant du guide à air rectangulaire au guide circulaire en alumine. Il est inférieur à -16 dB sur toute la bande [57-66] GHz.

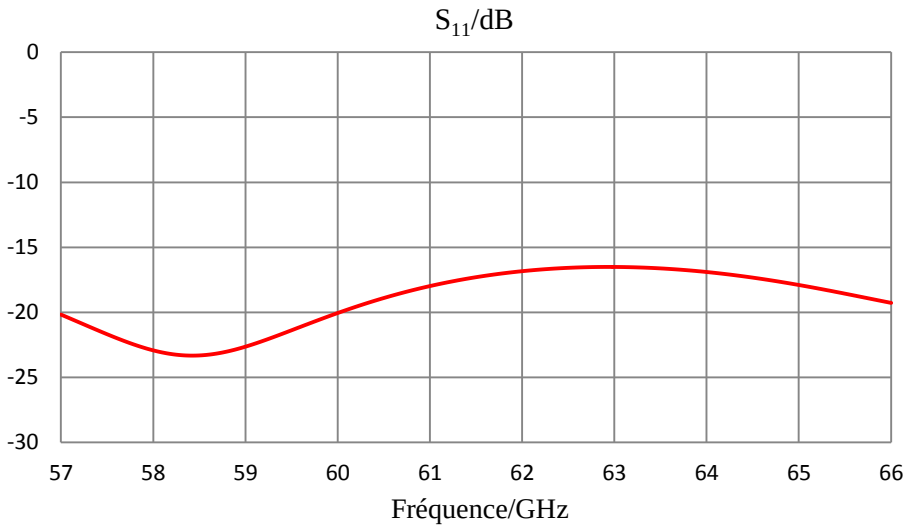


Figure II.31. Coefficient de réflexion de la transition passant du guide à air rectangulaire au guide circulaire en alumine.

La terminaison en alumine sera réalisée avec le cornet (Figure II.32). Une pièce d'instrumentation intégrant les spécificités de la transition est également conçue. Cette pièce participera au maintien du cornet diélectrique pendant les phases de mesure et intègrera une bride de raccordement au guide d'onde standard. Une vue de cette pièce est proposée sur la Figure II.33.

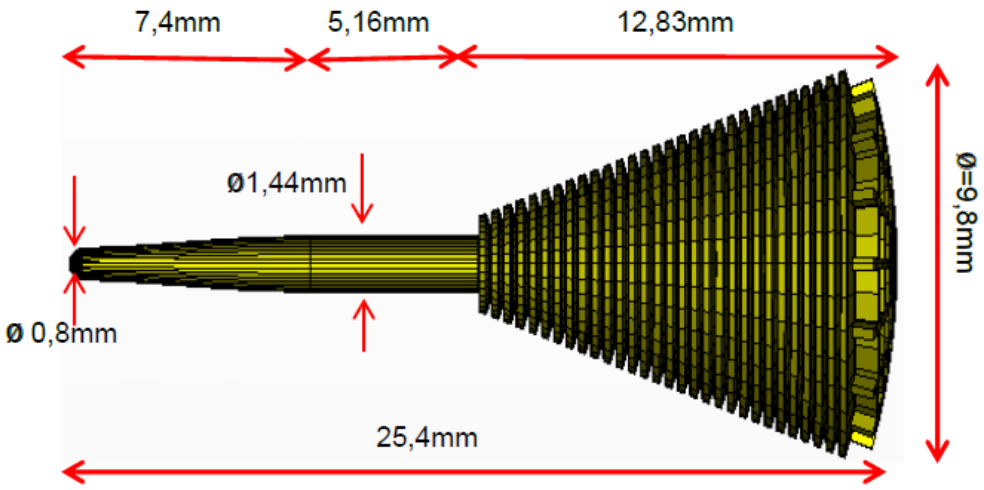


Figure II.32. Antenne cornet et la terminaison du guide diélectrique optimisée pour la transition.

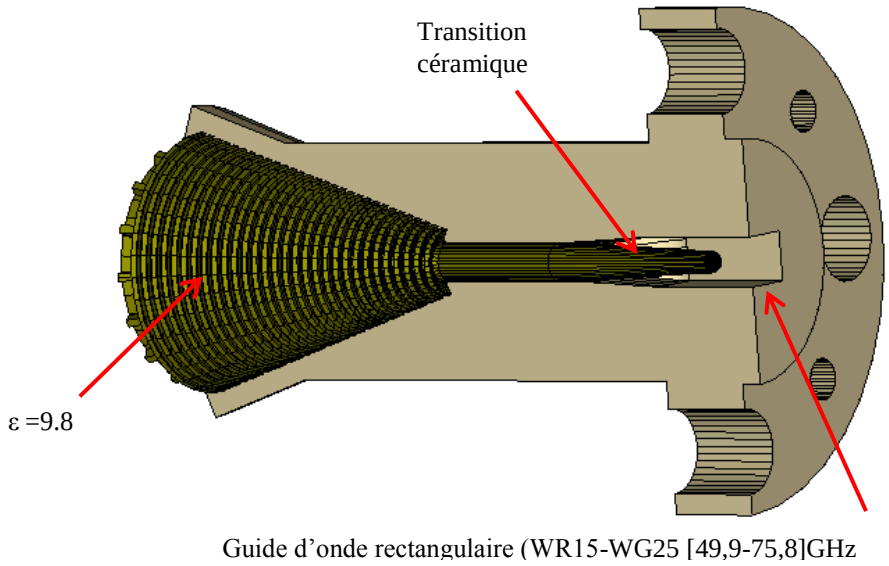


Figure II.33. Instrumentation réalisant la transition et le support du cornet pendant la phase de mesure.

Une simulation complète a été faite pour l'antenne cornet maintenue dans son support faisant office de transition. L'excitation est réalisée par un port numérique plaquée à l'entrée du guide rectangulaire de la bride standard. La Figure II.34 illustre la distribution du champ dans le volume de calcul.

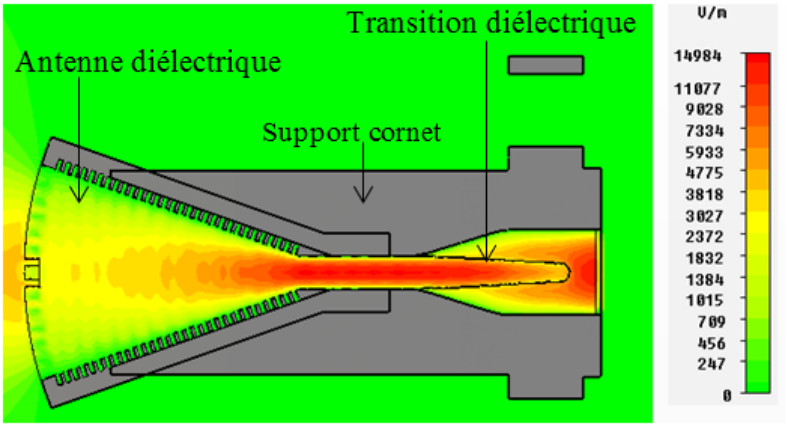


Figure II.34. Distribution de l'amplitude du champ électrique dans le cornet (plan H).

Les figures II.35 et II.36 montrent le coefficient de réflexion calculé à l'entrée de la bride standard et le diagramme de directivité à 60 GHz. L'adaptation réalisée est supérieure à 14 dB sur la bande [57-66GHz]. La directivité atteint 14.6 dBi et les lobes secondaires sont de 31 dB inférieurs lobe principal. Le gain réalisé est de 14.22 dB. Le rayonnement reste identique dans les deux plans orthogonaux.

L'évolution fréquentielle du diagramme de directivité sur la bande [57-66] GHz sera présentée dans l'annexe.

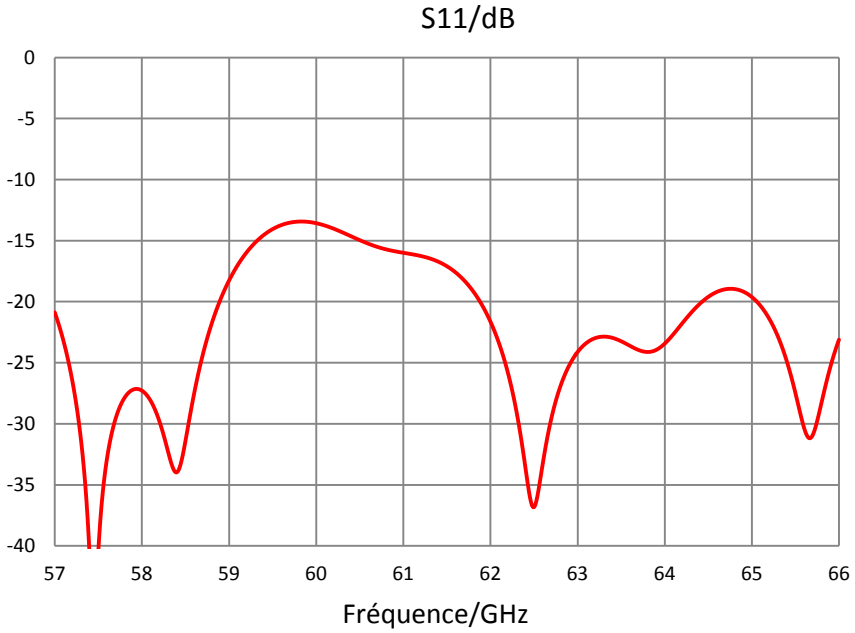


Figure II.35. Coefficient de réflexion de l'antenne calculé à l'entrée du guide rectangulaire de la bride standard.

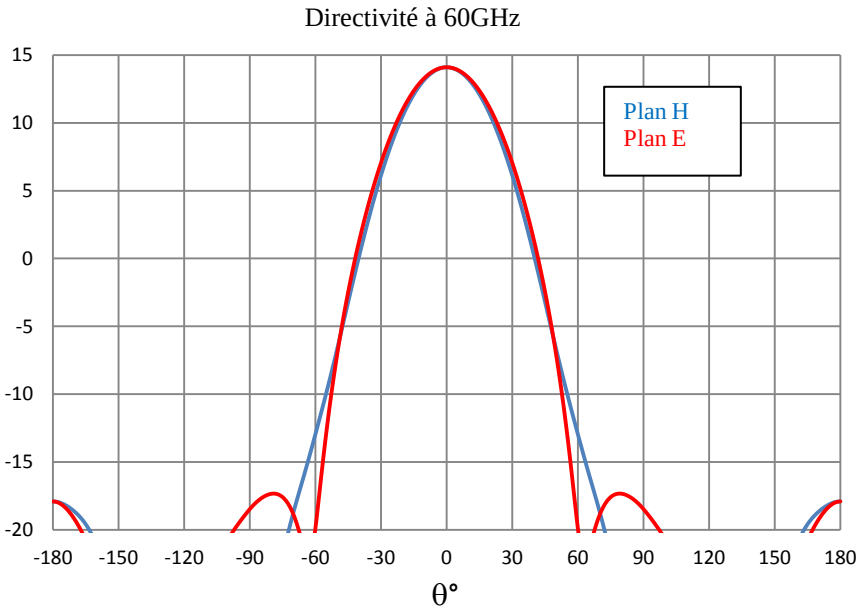


Figure II.36. Diagramme de directivité à 60GHz de l'antenne sur son support.

L'antenne cornet a été fabriquée par stéréolithographie comme présenté sur la Figure II.37. Pour une première réalisation, les anneaux circulaires formant le dioptre adaptateur d'impédance n'ont pas été fabriqués. Un test de métallisation au cuivre a été fait pour le cornet en utilisant le procédé de métallisation « electroless 3D» décrit au chapitre I. Les surfaces du dioptre et de la transition diélectrique ont été protégées par une couche épaisse de résine durcie par une étape de séchage en four à 120° pendant 20 min.

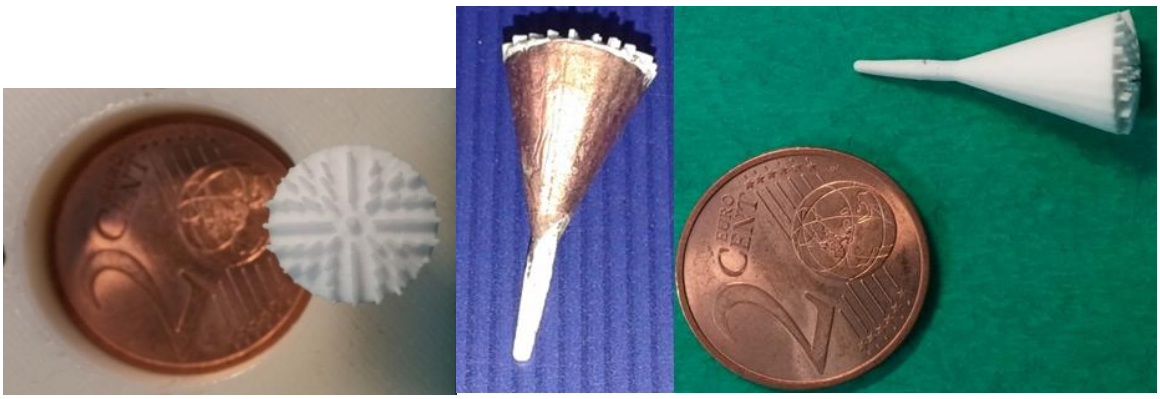


Figure II.37. Antenne cornet fabriquée par stéréolithographie céramique.

Cette fabrication constitue le premier essai de réalisation.

III.4 Conclusion

Les simulations électromagnétiques ont confirmé les choix de conception proposés pour permettre à un cornet en céramique de réaliser l'éclairement d'un réflecteur. Elle fonctionne sur l'ensemble de la bande [57-66] GHz. La source a été dimensionnée pour être réalisée à terme avec le procédé de stéréolithographie. La finesse des détails de la structure, laisse entrevoir les défis technologiques qu'il faudra relever. Afin de proposer une validation préalable des concepts, nous avons proposé de réaliser un démonstrateur nous permettant de nous affranchir des contraintes technologiques et dimensionnelles. C'est l'objet du paragraphe suivant.

IV. Validation expérimentale à 10 GHz

Afin de valider rapidement l'architecture du cornet diélectrique, nous avons transposé sa conception à 10 GHz en nous appuyant sur une technologie de prototypage dédiée à la fabrication d'objets 3D en plastique (ABS).

IV.1 Procédé de fabrication

Le laboratoire XLIM a l'accès à une machine d'impression 3D qui permet de prototyper des objets complexes en plastique ABS [7] (Figure II.38). La plus grande dimension des objets à fabriquer ne doit pas dépasser 20 cm. Cette solution de prototypage est très économique et les pièces 3D imprimées en cette matière sont mécaniquement solides et stables dans le temps.

Le thermoplastique ABS se présente sous la forme d'un fil qui permet de réaliser des précisions théoriques de 250 à 300 µm.

Le thermoplastique a été caractérisé au laboratoire Xlim. Il offre une permittivité de 2.55 à 10 GHz pour une tangente de perte de 3.9 10^{-3}. Nous avons utilisé ces caractéristiques pour dimensionner un cornet en plastique à 10 GHz suivant les principes utilisés pour la conception du cornet céramique à 60 GHz.



Figure II.38. La machine d'impression 3D [7].

IV.2 Conception du cornet à 10 GHz

Nous avons repris l'ensemble des étapes de développement du cornet céramique. La première étape consiste à identifier l'épaisseur et la permittivité du dioptre adaptateur l'impédance à plaquer sur la calotte sphérique constituant la terminaison de l'ouverture du cône d'ABS formant le nouveau cornet diélectrique.

Afin d'optimiser les caractéristiques de cette couche, un coefficient de réflexion a été calculé et tracé en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de la lame comme présenté sur la Figure II.39. Les résultats de calculs nous donnent un minimum de coefficient de réflexion pour une permittivité de 1.6 et une épaisseur de lame de 5.9 mm à 10 GHz. Pour ces valeurs de la permittivité et de l'épaisseur, le coefficient de réflexion est tracé en fonction de la fréquence sur la Figure II.40.

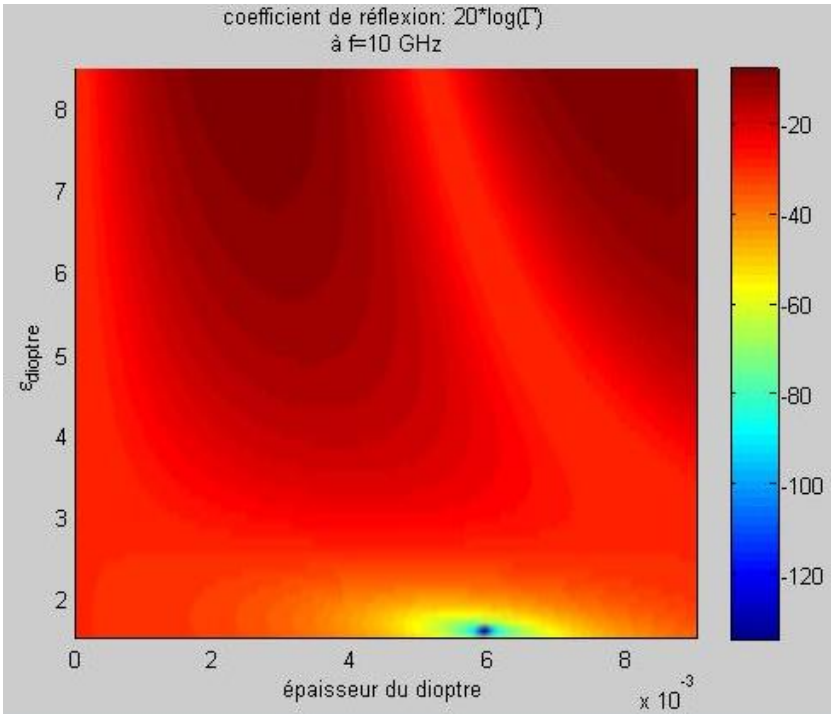


Figure II.39. Coefficient de réflexion à 10 GHz en fonction de l'épaisseur et de la permittivité du dioptre d'adaptation.

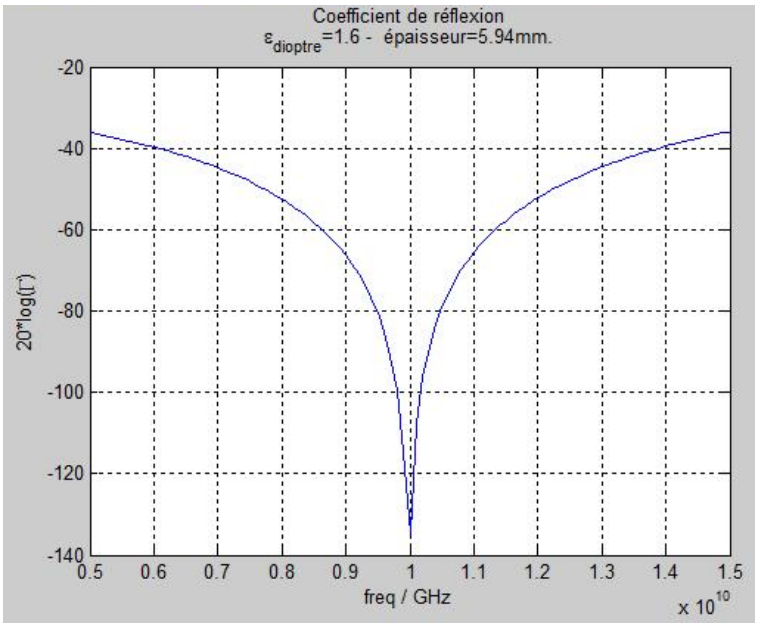


Figure II.40. Evolution fréquentielle du coefficient de réflexion lorsque le dioptre d'adaptation est une couche de 5.9 mm et de permittivité relative ε_1=1.6.

Pour évaluer l'efficacité du dioptre d'adaptation, des simulations électromagnétiques ont été effectuées sans et avec le dioptre constitué d'une couche homogène de diélectrique. Les parois du cornet sont corruguées et métallisées. Le cornet est excité par un guide circulaire diélectrique comme montré sur la Figure II.41.

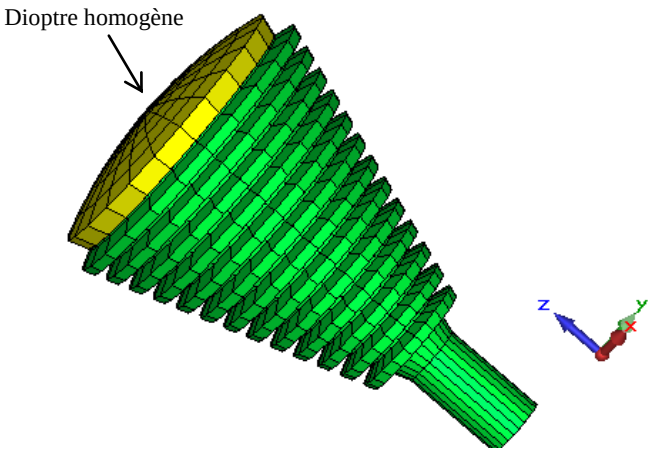


Figure II.41. Le cornet corrugué conçu en plastique ABS est simulé avec un dioptre adaptateur d'impédance homogène

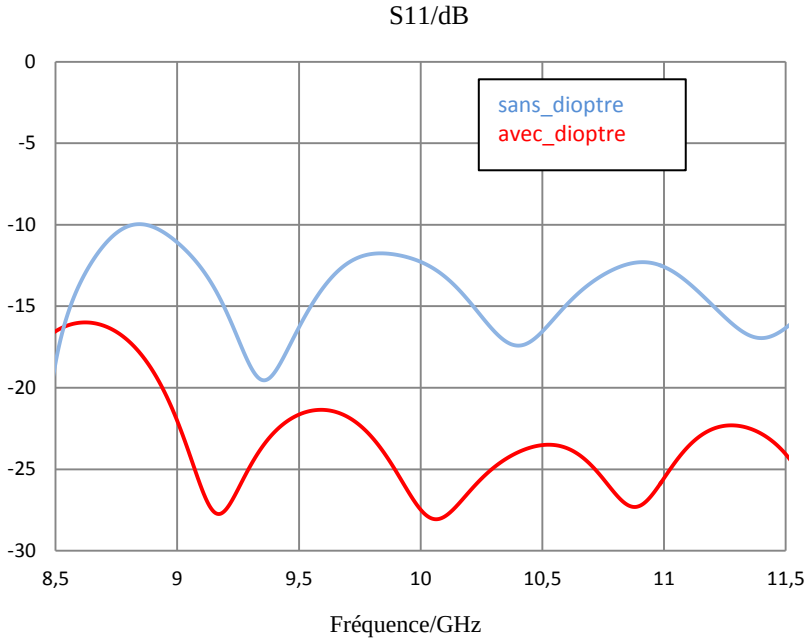


Figure II.42. Comparaison des coefficients de réflexion du cornet ABS sans et avec le dioptre adaptateur d'impédance homogène

La Figure II.42 illustre une comparaison des cornets avec et sans dioptre. On voit une adaptation supérieure à 10 dB pour l'antenne sans dioptre et une meilleure adaptation, supérieure à 20 dB à partir de 9 GHz, en rajoutant la couche diélectrique homogène.

L'étape suivante consiste à synthétiser les propriétés du dioptre homogène par une structuration géométrique semblable aux développements proposés dans la partie III.1.5. Le calcul prévoit que le dioptre doit contenir 39% de plastique ABS et 61% d'air.

Pour avoir les mêmes caractéristiques que le dioptre homogène, la structuration doit offrir, en tous lieux sur le dioptre, les mêmes propriétés quelle que soit l'orientation du champ électrique tangent. Le cornet en ABS terminé par un dioptre structuré est étudié par simulation électromagnétique (Figure II.43). Un port numérique est plaqué sur la section circulaire du guide rempli d'ABS. Le coefficient de réflexion calculé à l'entrée du guide diélectrique est représenté sur la Figure II.44. Comme pour le dioptre homogène, l'adaptation atteint 20 dB à partir de 9 GHz.

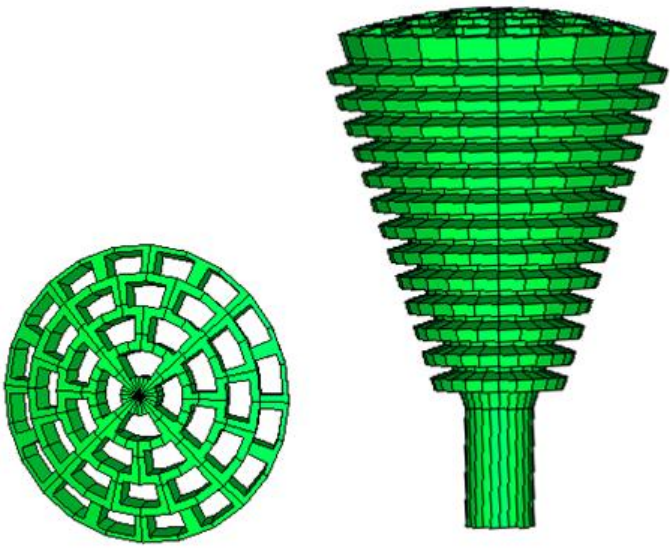


Figure II.43. Le cornet corrugué recouvert d'un dioptre adaptateur d'impédance est simulé avec CST MWS

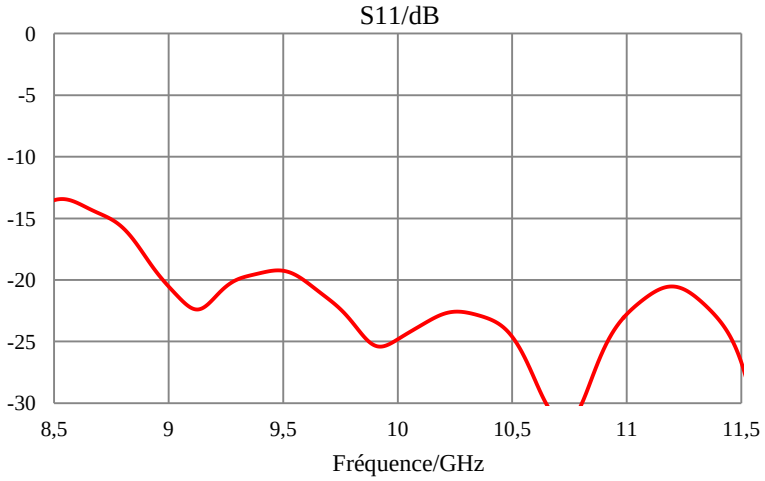


Figure II.44. Coefficient de réflexion du cornet en ABS chargé par son dioptre adaptateur d'impédance est calculé dans la section circulaire du guide diélectrique d'alimentation.

Pour pouvoir réaliser les caractérisations électromagnétiques d'un prototype, il faut développer une connectique entre l'antenne cornet et les instruments de mesure. Comme dans l'étude de l'antenne en céramique, le raccordement se fera sur un guide d'onde rectangulaire standard. La forme de la terminaison du guide diélectrique a été optimisée simultanément avec la conception d'une transition réalisant le passage de la section circulaire du guide ABS à la section rectangulaire du guide standard.

L'antenne cornet, son guide diélectrique d'alimentation et sa terminaison optimisée sont présentées sur la Figure II.45.

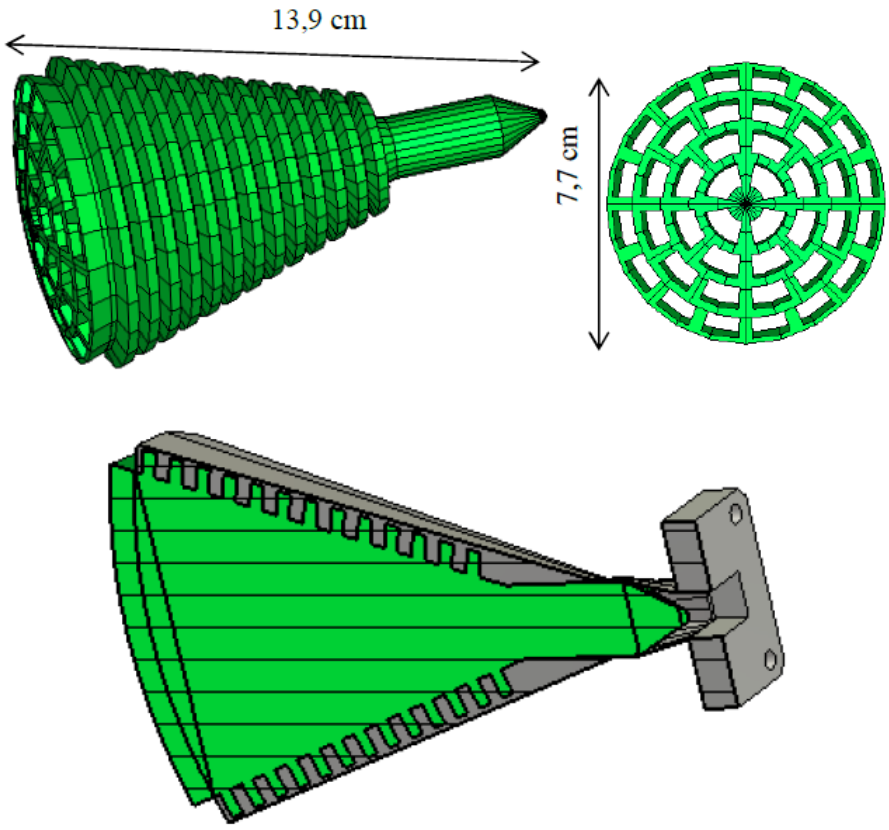


Figure II.45. Le guide d'alimentation du cornet en ABS est équipé d'une terminaison participant à la réalisation d'une transition vers un guide rectangulaire.

Le cornet, positionné dans son support d'accueil qui réalise le maintien et joue également le rôle de transition, est simulé avec CST MWS. Un port numérique est plaqué sur la section rectangulaire de la transition. Le calcul du coefficient de réflexion du cornet sur son support est représenté sur la Figure II.46. Le diagramme de directivité simulé à 10.25 GHz est montré sur la Figure II.47. Le rayonnement est identique dans les deux plans, la directivité atteint 16.5 dB et les lobes secondaires sont 25 dB en dessous du lobe principal. Le gain réalisé est 15.55 dB à 10.25 GHz.

Une évolution fréquentielle de diagramme de directivité sur la bande [8.5-11.5] GHz sera présentée dans l'annexe.

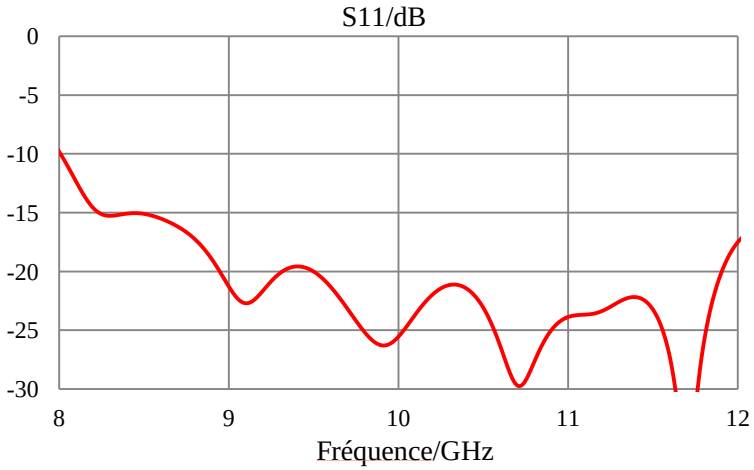


Figure II.46. Coefficient de réflexion de l'antenne cornet calculé à l'entrée de la section rectangulaire du support d'accueil.

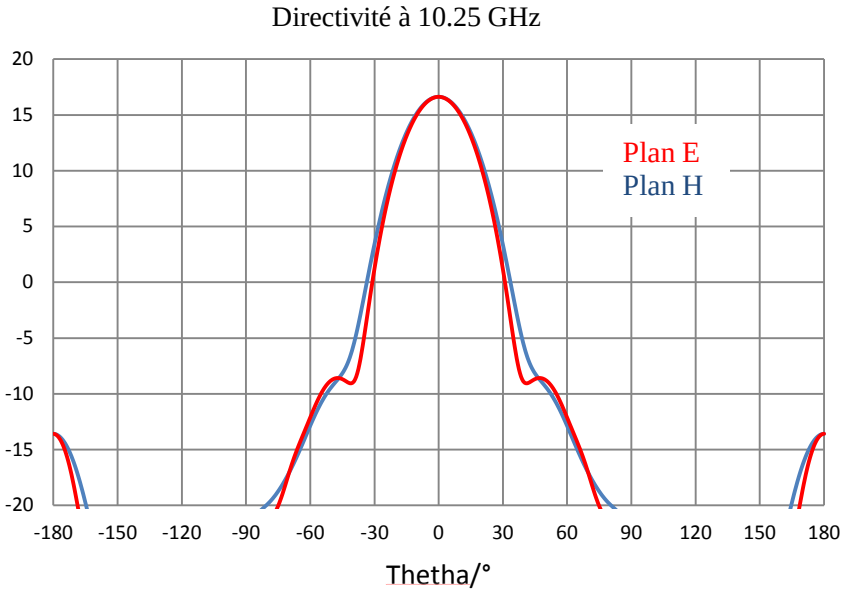


Figure II.47. Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet avec la transition diélectrique.

IV.3 Fabrication et mesure de l'antenne cornet à 10 GHz

L'antenne cornet à 10 GHz a été fabriquée en utilisant la machine d'impression plastique 3D. La Figure II.48 présente l'antenne cornet avant et après la métallisation. La métallisation a été déposée par peinture à la laque d'argent. Trois couches de métallisation

sont superposées. Entre chaque couche, une étape de séchage de plusieurs heures à 60°C permet d'augmenter la conductivité.

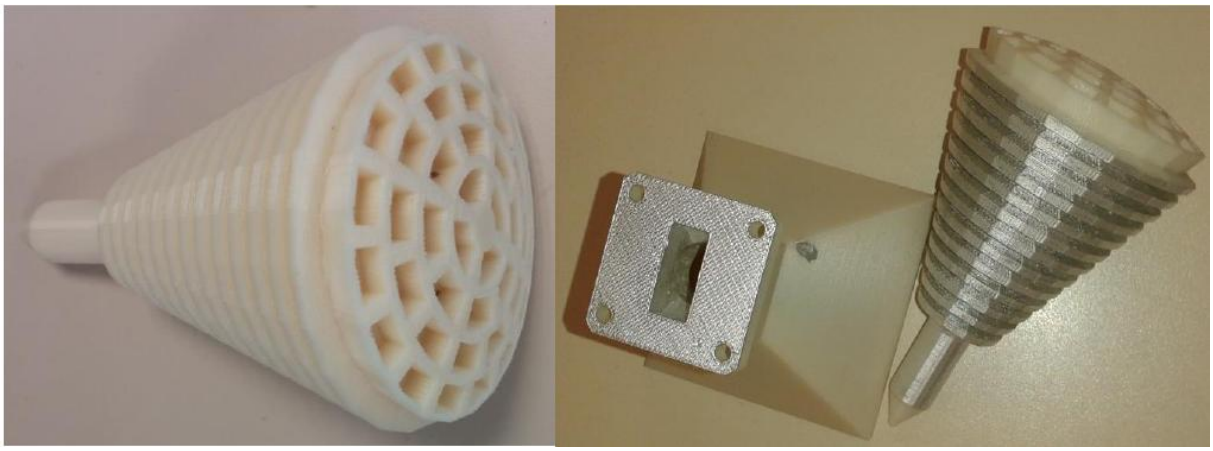


Figure II.48. Antenne cornet et son support avant et après métallisation

Le coefficient de réflexion de l'antenne cornet a été mesuré avec un analyseur de réseau vectoriel. La Figure II.49 compare les coefficients de réflexion mesuré et simulé à l'entrée de la transition à section rectangulaire. On observe un écart significatif entre la mesure et la simulation. Des ruptures de conductivité à l'intérieur de la transition, ou une faible conductivité de la laque d'argent peuvent avoir un impact fort.

Pour valider le fonctionnement de l'antenne nous proposons de comparer les diagrammes des directivités simulé et mesuré. Toutes les mesures ont été faites avec les moyens expérimentaux du laboratoire XLIM.

La Figure II.51 présente une comparaison entre le diagramme de rayonnement mesuré et simulé à 10.1 GHz dans les plans E et H de l'antenne en ABS sur son support. La comparaison montre que le diagramme de rayonnement est sensiblement plus large dans le plan E que dans le plan H. Ces diagrammes ressemblent tout de même beaucoup au diagramme simulés.

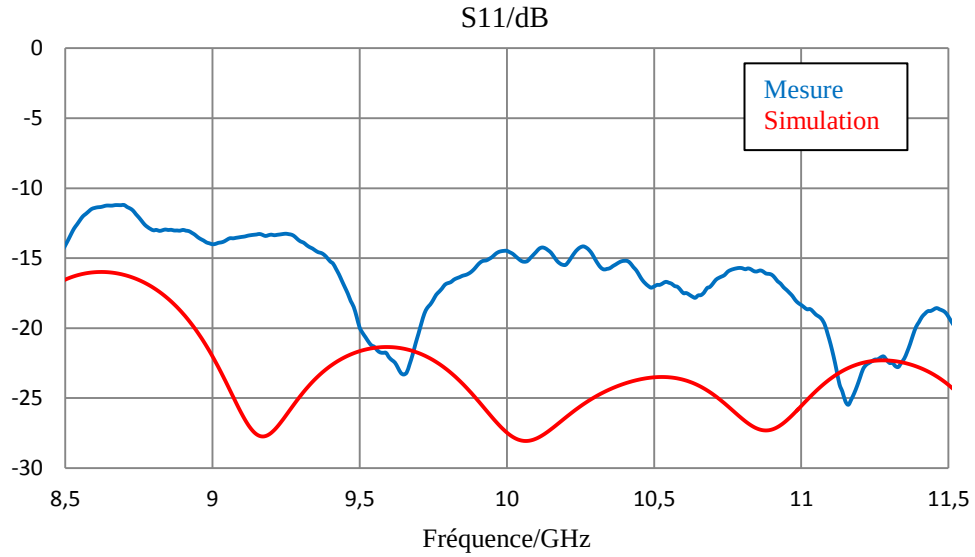


Figure II.49. Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne cornet ABS mesurée et simulée.

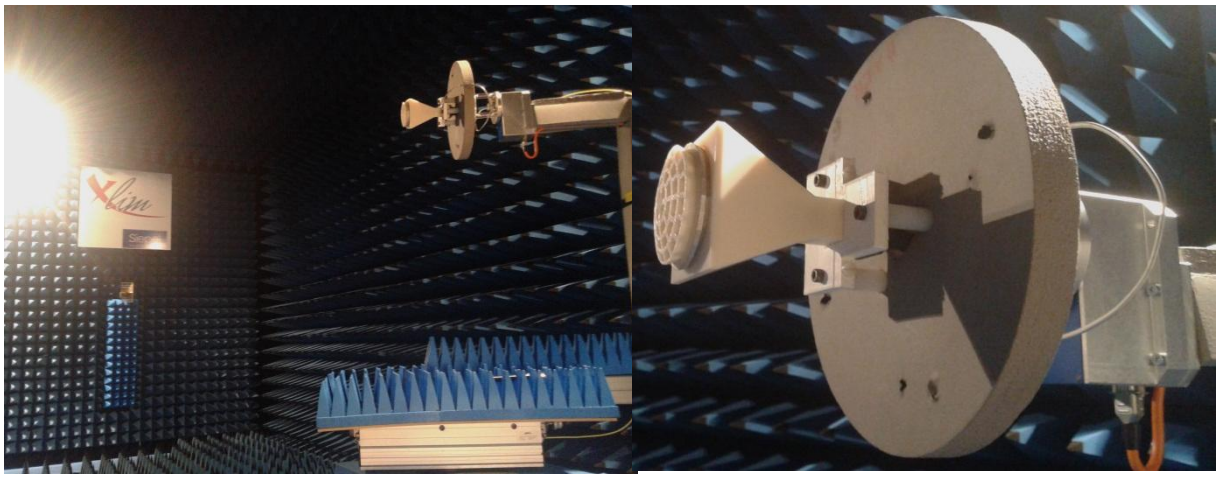


Figure II.50. Antenne sous test dans une base de mesure d'antenne d'XLIM

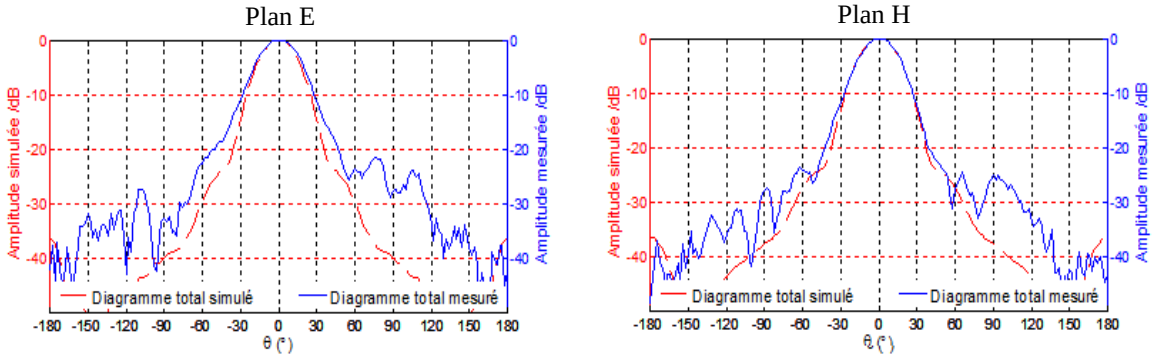


Figure II.51. Diagramme de rayonnement du cornet diélectrique mesuré à 10.1 GHz

La directivité mesurée est recomposée avec 12 plans de mesure (tous les 15°). La Figure II.52 compare les directivités mesurée et simulée de l'antenne cornet à 10.1 GHz. Une différence de seulement 0.7dB entre les deux courbes est observée.

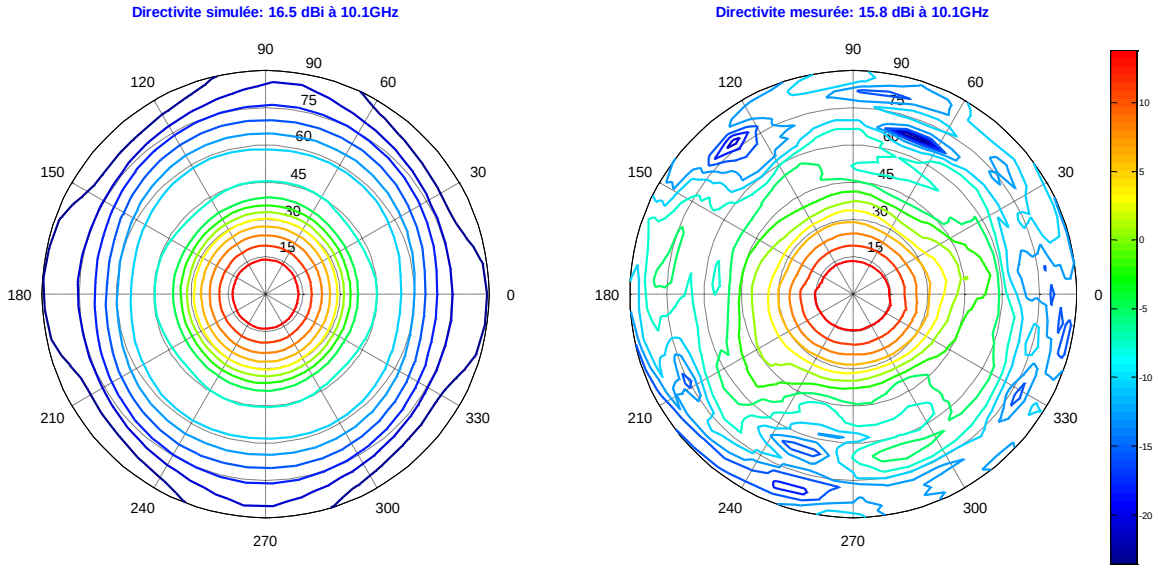


Figure II.52. Comparaison entre les directivités mesurée et simulée de l'antenne cornet ABS à 10.1 GHz.

La Figure II.53 présente les évolutions fréquentielles de la directivité et du gain réalisé sur la bande [8.5-11.5] GHz. On constate une différence inférieure à 0.9 dB entre les deux courbes de directivité et une différence inférieure à 1.9 dB entre les deux courbes de gain réalisé. Une évolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés seront présentés dans l'annexe.

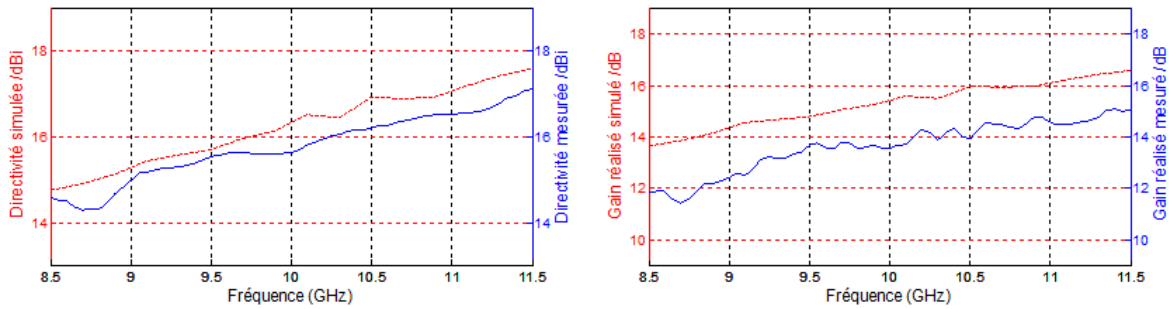


Figure II.53. Evolution fréquentielle de la directivité et du gain réalisé en simulation et mesure.

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous proposons la conception d'un cornet permettant d'éclairer un réflecteur dans la bande [57-66GHz]. Ce type d'architecture est une des meilleures alternatives pour réaliser des sources directives large bande avec de très fortes efficacités. La garantie de la meilleure efficacité permettra en effet d'améliorer la portée des liaisons haut débit.

Le cornet est initialement conçu en céramique pour pouvoir être fabriqué conjointement avec le filtre par un procédé de stéréolithographie maîtrisé au laboratoire SPCTS. Cette approche de co-conception est également favorable à l'amélioration des performances globales.

Pour faire rayonner un cornet en céramique et rendre ses diagrammes compatibles avec les lois d'éclairement des réflecteurs, il a fallu développer certains aménagements :

- le cornet conique en alumine intègre un dioptre d'adaptation d'impédance à profil sphérique et structuré qui limite les résonances dans la matrice diélectrique et réalise une adaptation large bande de l'antenne,
- des corrugations gravées dans les flancs du cornet conique sont métallisées pour créer les diagrammes qui optimiseront le rendement de l'antenne à réflecteur.

Les simulations prévoient les performances conformes aux spécifications données.

Même si le procédé de stéréolithographie est bien maîtrisé, la réalisation du cornet reste un challenge de par les finesses des détails induits par les longueurs d'onde et la forte permittivité de la céramique. Parallèlement aux essais de prototypage nous avons proposé de valider le concept du dioptre adaptateur d'impédance avec la réalisation d'un cornet à 10 GHz par un procédé d'impression tridimensionnelle plastique (ABS). Cette gamme de fréquence comme la permittivité de l'ABS permettent de relâcher considérablement les contraintes dimensionnelles. Une source a pu être fabriquée et mesurée dans une base d'antenne d'XLIM.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les systèmes de filtrage réalisés au cours de cette thèse et permettant de concevoir et de fabriquer des systèmes combinés filtre/antenne.

VI. Références

[1] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Bandwidth improvement of reflectarray antennas using closely spaced elements", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 18, 19-29, 2011.

[2] R. Todd Lee and Glenn S. Smith, " A Design Study for the Basic TEM Horn Antenna", Antennas and Propagation Magazine, IEEE, Vol. 46, pp. 86 – 92, 2004.

[3] Arnaud L. Amadjikpè, D. Choudhury, E. Ponchak, and J. Papapolymerou, "Highly Directive Package-Integrated Dipole Arrays for Low-Cost 60-GHz Front End Modules", 2010 IEEE MTT-S International, pp. 348-351, May 2010.

[4]Leonid V.Alekseyev et Evgenii Narimanov, "Slow light and 3D imaging with non-magnetic index systems". , OPTICS EXPRESS 11184. ,13 November 2006, Vol. 14, No.23.

[5] S. B. Sharma, D. Pujara, S. B. Chakrabarty, and R. Dey, "Cross-Polarization Cancellation in an Offset Parabolic Reflector Antenna Using a Corrugated Matched Feed, " IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 8, pp. 861–864, 2009.

[6] M. Abbas-Azimi, F. Mazlumi, and F. Behnia, "Design of Broadband Constant-Beamwidth Conical Corrugated-Horn Antennas [Antenna Designer's Notebook], " IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 51, no. 5, pp. 109–114, Oct. 2009.

[7]http://www.stratasys.com/3d-printers/idea-series/uprint-se

Chapitre III

SYNTHESE ET CONCEPTION DES FONCTIONS DE FILTRAGE A 60 GHZ

I. Introduction

Dans les systèmes de télécommunication modernes, les filtres hyperfréquences sont des composants qui jouent un rôle essentiel. Ils sont intégrés dans de nombreuses applications puisqu'ils permettent de limiter la perturbation d'un système par rapport à un autre. Pour satisfaire une demande croissante de forte intégration, il est nécessaire de développer des composants tels que les filtres microondes de plus en plus compacts. Durant cette thèse nous avons décidé que les filtres conçus et réalisés seront intégrés au plus près de l'antenne et dans la même technologie céramique. Ils seront fabriqués en une seule étape à l'aide du procédé de stéréolithographie céramique 3D [1].

Pour la réalisation de filtres à base de résonateurs diélectriques céramiques fonctionnant dans la gamme millimétrique, le choix des matériaux est effectué en considérant la forte permittivité, mais également une faible tangente de pertes et une très bonne stabilité en température. La première partie de ce chapitre expose donc la synthèse et la conception des dispositifs de filtrage : un multiplexeur à 4 canaux et un filtre large bande.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous proposerons la conception combinée de fonctions filtre-antenne, regroupant l'antenne cornet présentée dans le chapitre précédent et les dispositifs de filtrage présentés dans ce chapitre, pour l'intégration de front-ends destinés aux communications haut débit à 60 GHz.

La dernière partie de ce chapitre se consacre à la partie expérimentale réalisée au cours de cette thèse. Cette partie va décrire l'étude et la mise au point des techniques de gravure qui ont permis de réaliser des filtres hyperfréquences en céramique. Un prototype de filtre, réalisé à 10 GHz et fabriqué grâce à la technologie d'impression 3D plastique décrite dans le chapitre précédent, sera également présenté pour valider le concept.

Toutes les structures exposées dans ce chapitre ont été modélisées par des simulations électromagnétiques 3D grâce au logiciel HFSS développé par Ansoft.

II. Synthèse des dispositifs de filtrage

II.1 Spécifications

En général les spécifications d'un filtre définissent un gabarit qui présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir le filtre dont la réponse entre dans le gabarit. Lors du premier chapitre, nous avons précisé que les spécifications à 60 GHz divisent la bande Wifi de 57 à 66 GHz en quatre canaux (Figure III.1). Pour traiter séparément ces bandes, il est nécessaire de réaliser un multiplexeur à 4 canaux. Nous étudierons également le cas du filtre large bande pour un traitement simultané des 4 canaux.

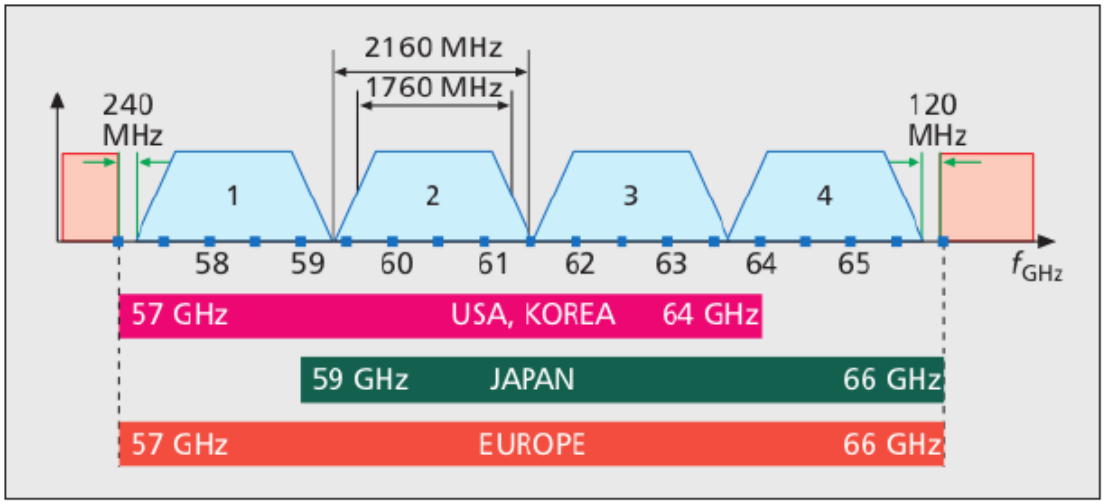


Figure III.1. Canaux définis par la norme IEEE 802.15.3c pour les applications WPAN [2].

II.2 Synthèse du multiplexeur à 4 canaux

Les spécifications de filtrage consistent à réaliser un dispositif de multiplexage divisant la bande de fréquence [57-66] GHz en 4 canaux de 1,65 GHz. La première étape est donc la réalisation des 4 filtres répondant à ces spécifications.

Les spécifications auxquelles nous souhaitons répondre sont respectivement :

- Des fréquences centrales (f_{0i}) à : 58,32, 60,48, 62,64, et 64,8 GHz,
- Des bandes passantes (équi-ondulation) de 1.65 GHz,
- Des pertes d'insertion dans la bande < 3 dB,

- Une adaptation dans la bande > 15 dB,
- Des réjections hors bande à 20 dB @ f_{0i} ±1.1 GHz et 25 dB @ f_{0i} ±1.6 GHz.

La première étape de la conception est la définition de la fonction de filtrage répondant aux spécifications et la détermination, à partir de cette fonction, d'une matrice de couplage caractérisant les fréquences de résonance et les couplages à réaliser entre les résonateurs dans le dispositif de filtrage.

En utilisant le logiciel FELO développé par Stéphane Bila [3], la synthèse du filtre en éléments localisés est réalisée afin de satisfaire le cahier des charges imposé. Pour satisfaire les spécifications pour chaque canal, une fonction d'ordre 7 est nécessaire. La fonction de transfert satisfaisant les spécifications électriques pour chaque filtre est montrée sur la Figure III.2.

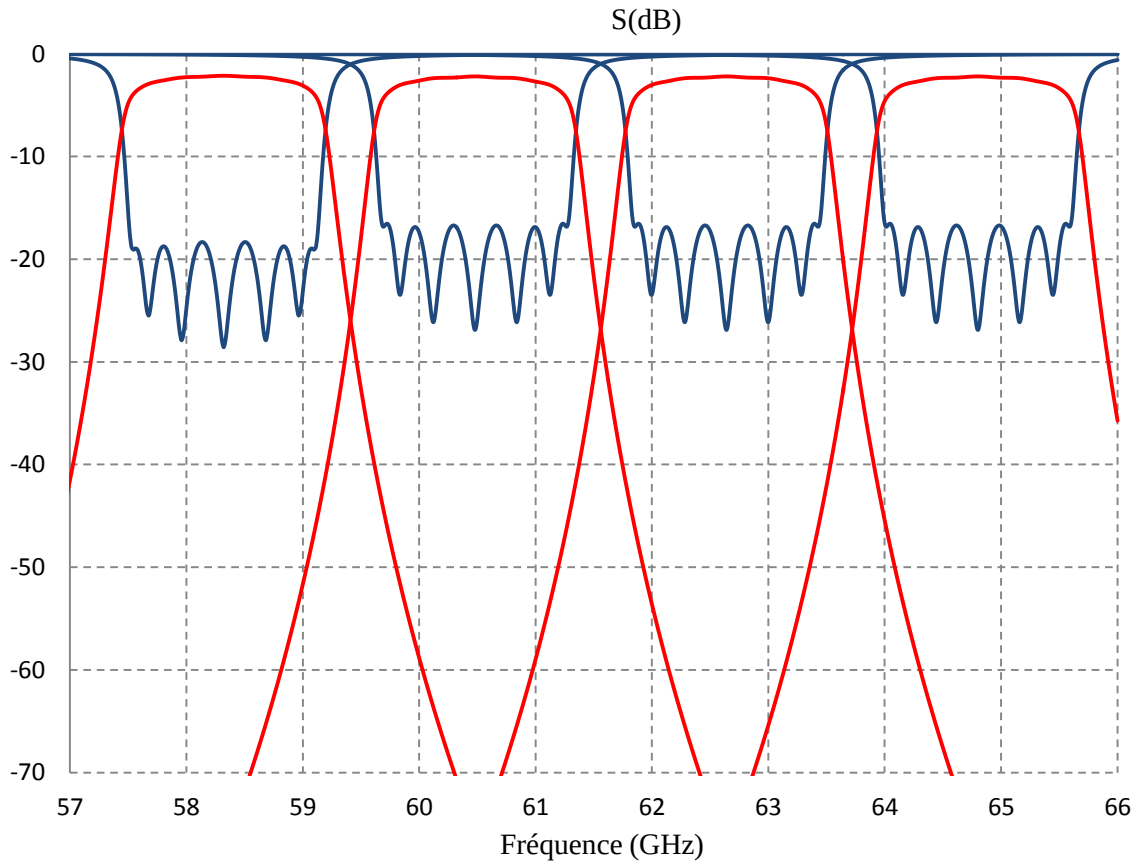


Figure III.2. Fonctions de transfert satisfaisants les spécifications électriques pour chaque filtre.

La matrice de couplage, normalisée par rapport à la fréquence centrale et la largeur de bande équi-ondulation, est la même pour chaque canal et telle que donnée sur la Figure III.3.

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	0.93	0	0	0	0	0	0	0
1	0.93	0	0.78	0	0	0	0	0	0
2	0	0.78	0	0.58	0	0	0	0	0
3	0	0	0.58	0	0.55	0	0	0	0
4	0	0	0	0.55	0	0.55	0	0	0
5	0	0	0	0	0.55	0	0.58		0
6	0	0	0	0	0	0.58	0	0.78	0
7	0	0	0	0	0	0	0.78		0.93
L	0	0	0	0	0	0	0	0.93	0

Figure III.3. Matrice de couplage pour chaque filtre de canal

Ces termes sont liés aux paramètres géométriques du filtre, à savoir :

- Les couplages d'entrée-sortie (M_{S1} et M_{7L}) sont rattachés au facteur de qualité extérieur Q_e et dépendent de dimensions des systèmes d'excitation.
- Les couplages entre les éléments résonants (paramètres $M_{i,i+1}$) dépendent des dimensions des éléments de couplage inter-résonateurs
- Les auto-couplages (M_{ii}) sont rattachés aux fréquences de résonance de chacun des résonateurs et dépendent des dimensions même des résonateurs.

Le réglage de chaque filtre de canal constitué de sept résonateurs passe donc par l'optimisation des fréquences de résonance, des couplages inter-résonateurs et des couplages entrée-sortie. Un pré-dimensionnement de chaque élément permet d'obtenir les dimensions géométriques initiales de la structure (diamètres des cavités résonantes, dimensions du système d'excitation coplanaire, largeurs et longueurs des iris entre cavités) à partir des informations fournies par la matrice de couplage.

On note que la matrice est symétrique ce qui permet d'avoir des structures géométriquement symétriques.

II.3 Synthèse du filtre large bande

La seconde approche consiste à filtrer sur l'ensemble des canaux grâce à un filtre large bande. Les spécifications de ce filtre couvrant intégralement la bande [57-66] GHz sont :

- Une fréquence centrale f_0 de 61.5 GHz,
- Une bande passante (équi-ondulation) de 8.38 GHz,

- Des pertes d'insertion dans la bande < 3 dB,
- Une adaptation dans la bande > 15 dB,
- Des réjections hors bande de 20 dB @ f_{0-} 4.28 GHz et @ f_{0+} 4.4 GHz.

Un filtre six pôles permet de satisfaire le gabarit imposé. La fonction de transfert satisfaisant les spécifications électriques présentées dans le paragraphe précédent est montrée sur la Figure III.4.

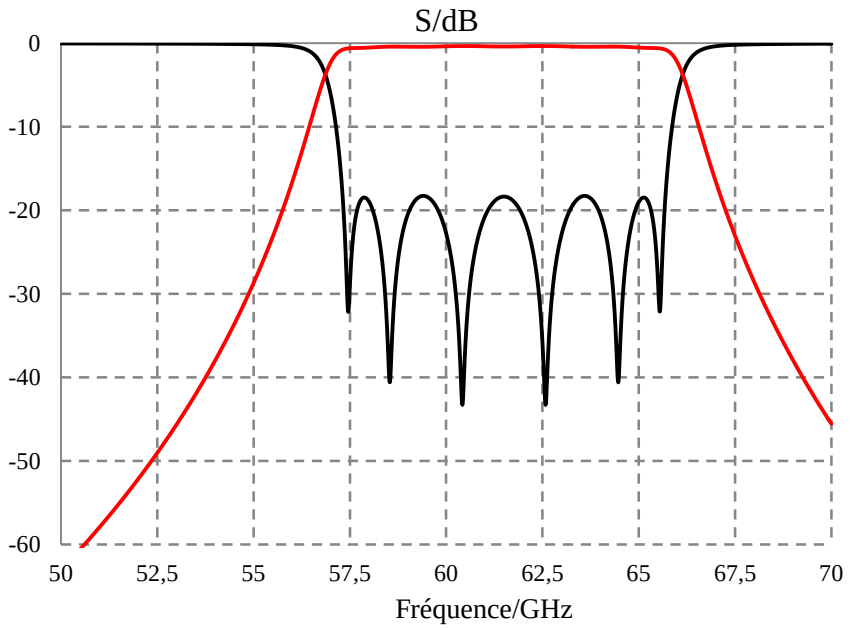


Figure III.4. Fonction de transfert d'un filtre six pôles

La matrice de couplage idéale, présentée sur la Figure III.5 et synthétisée comme expliqué précédemment, nous permet d'avoir une idée sur la topologie du filtre à concevoir:

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	0.96	0	0	0	0	0	0
1	0.96	0	0.807	0	0	0	0	0
2	0	0.807	0	0.598	0	0	0	0
3	0	0	0.598	0	0.573	0	0	0
4	0	0	0	0.573	0	0.598	0	0
5	0	0	0	0	0.598	0	0.807	0
6	0	0	0	0	0	0.807	0	0.96
L	0	0	0	0	0	0	0. .96	0

Figure III.5. Matrice de couplage d'un filtre six pôles

III. Conceptions électromagnétiques

Le modèle du filtre est basé sur le logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS. Ce dernier emploie la méthode des éléments finis (FEM). Pour minimiser les temps de calcul, le maillage de la structure a été réduit pendant les premières simulations. De plus, lors des phases d'optimisation, les pertes métalliques et diélectriques ne sont pas prises en compte, ce qui permet d'accélérer grandement le temps de calcul. A partir de la matrice de couplage synthétisée pour chaque filtre de canal, ou pour le filtre large-bande, il est possible de calculer les dimensions initiales de chaque élément de la structure de manière indépendante. Cependant, pour atteindre un dimensionnement fin de la structure complète il est nécessaire d'employer une méthode d'optimisation spécifique à la conception de filtre que nous allons détailler maintenant.

III.1 Méthode d'optimisation

La mise au point de la méthode d'optimisation a été l'objet du travail de thèse S. Bila [3], dans le cadre d'une convention entre le CNES, l'INRIA et XLIM. Cette procédure d'optimisation est basée sur l'identification systématique des différents termes de la matrice de couplage après chaque simulation électromagnétique. Cette approche est applicable de manière générale à la conception de filtres à résonateurs couplés, quelle que soit la technologie employée [4], [5].

A l'aide du logiciel "Presto", développé par l'INRIA, on peut identifier la matrice de couplage du filtre. Ce logiciel, dédié à l'approximation rationnelle de fonctions, permet d'approcher les paramètres S simulés en utilisant le modèle EM sous une forme polynomiale rationnelle et de déterminer ensuite, par une synthèse classique, la matrice de couplage équivalente. Cette dernière sera ensuite comparée avec la matrice de couplage idéale afin d'identifier les corrections à apporter sur les différents éléments constituant le filtre. Cette étape d'identification, effectuée après chaque simulation, permet d'apporter les modifications suivantes sur les dimensions telles que:

- Les diamètres des résonateurs pour ajuster les fréquences,
- Les largeurs des iris pour augmenter ou diminuer les valeurs des couplages M_{ij},

- Les largeurs des systèmes d'excitation pour corriger les valeurs de couplages d'entrée-sortie.

Après avoir modifié et corrigé les dimensions du filtre, ce dernier est de nouveau simulé afin d'extraire à nouveau la matrice de couplage et tendre de manière itérative vers la fonction de filtrage désirée. La Figure III.6 présente le schéma complet de cette procédure d'optimisation.

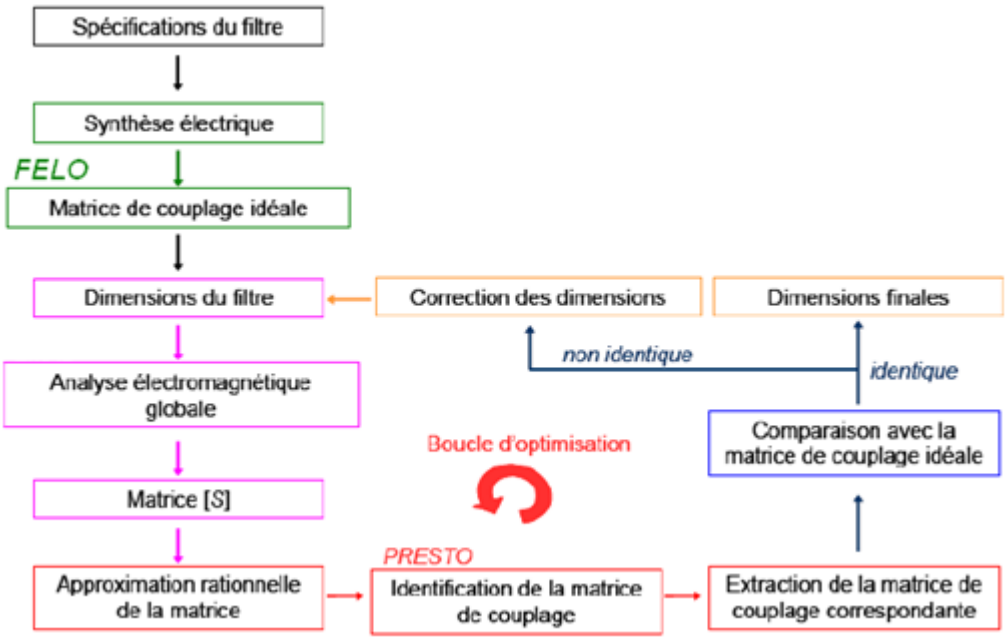


Figure III.6. Schéma de principe de la méthode d'optimisation.

III.2 Conception des filtres de canal

III.2.1 Résonateurs cylindriques

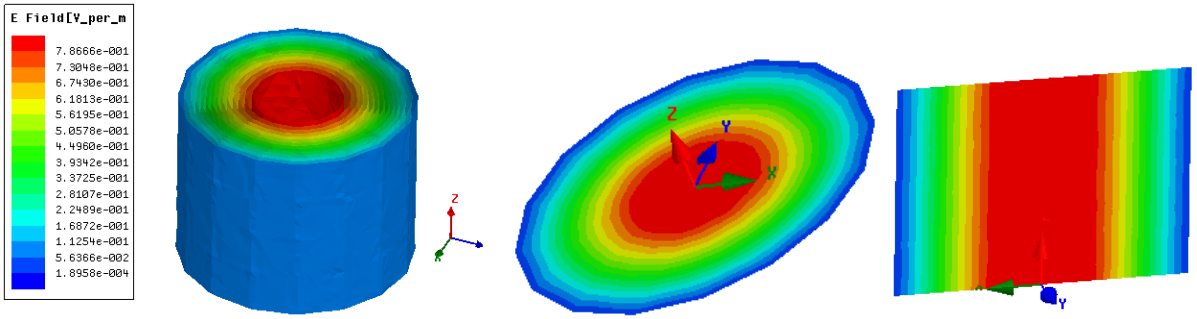
Le mode choisi est le mode fondamental de résonance de la cavité TM_{010} pour lequel le champ électrique est vertical et maximum au centre (Figure III.7). A l'inverse, le champ magnétique est azimutal, minimum au centre. Le principal avantage de ce mode est l'isolation fréquentielle qu'il peut offrir, ce qui est nécessaire dans notre application dans laquelle plusieurs canaux sont utilisés. Par contre, son inconvénient majeur est qu'à des fréquences de résonance élevées, il conduit à des dimensions de résonateur très réduites.

Le diamètre *d* du résonateur diélectrique est fixé par rapport à la fréquence centrale du filtre. Cette dernière ne dépend pas de la hauteur (suivant l'axe z). Nous pouvons donc étudier

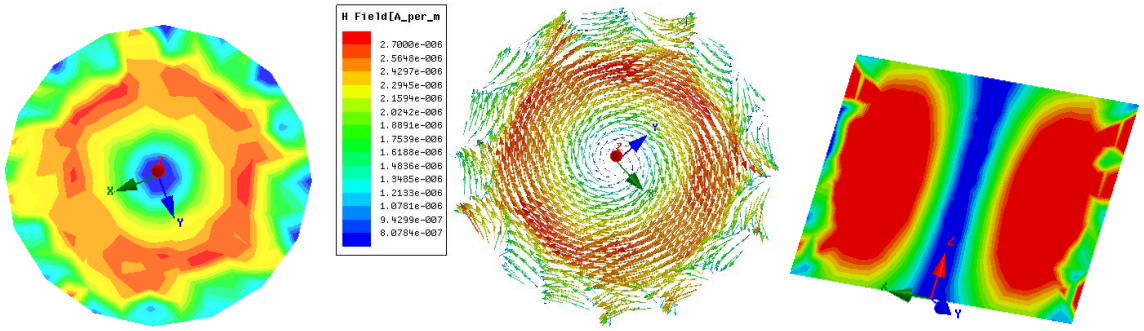
l'effet de la hauteur de la cavité diélectrique sur le facteur de qualité à vide par des simulations EM en oscillations libres.

La résolution en oscillations forcées permet de calculer les paramètres S en fonction de la fréquence, ainsi que la configuration des champs EM à une fréquence donnée. La résolution en oscillations libres permet quant à elle d'avoir accès aux différents modes propres de la structure ainsi qu'à leurs facteurs de qualité à vide et à leur répartition de champs EM.

L'alumine utilisée par le SPCTS a une permittivité relative de 9.8 et une tangente de pertes de 4 ±0,5 10^{-4} à 60 GHz. La structure est considérée entièrement métallisée sur ses faces extérieures avec conductivité supposée de 35 10^{7} S/m. La métallisation des résonateurs et des filtres 3D fabriqués par stéréolithographie céramique (chapitre I) se fait en utilisant un dépôt chimique «electroless-3D» (chapitre II).



(a)



(b)

Figure III.7. a) Répartition des champs électriques b) et magnétiques du mode TM_{010} à la résonance de la cavité cylindrique (59.6 GHz).

Afin d'isoler le mode fondamental TM_{010} sur la bande [57-66] GHz, le rapport *d*/*h* (*d* et *h* correspondant respectivement au diamètre et à la hauteur du résonateur) doit être

supérieur ou égal à 1. Une étude en oscillations libres est alors conduite afin de connaître le facteur de qualité du mode TM_{010} ainsi les fréquences de résonance des modes supérieurs en fonction de la hauteur *h* (Tableau III.1.Evolution du facteur de qualité à vide en fonction de la hauteur de la cavité résonante.).

***h* (mm)**	**$F_{0\ TM010}$ (GHz)**	**$Q_{0\ TM010}$**	**$F_{0\ sup}$ (GHz)**
0.8	59,66	760	75
0.9	59,66	780	70
1	59,67	803	66.14
1.5	59,67	844	67
1.9	59,67	926	64.7

Tableau III.1.Evolution du facteur de qualité à vide en fonction de la hauteur de la cavité résonante. $F_{0\ TM010}$ et $Q_{0\ TM010}$ sont respectivement la fréquence de résonance et le facteur de qualité du mode TM_{010} et $F_{0\ sup}$, la fréquence de résonance du premier mode supérieur

Afin de satisfaire les critères d'isolation fréquentielle et de facteur de qualité, une hauteur de 0.9 mm apparait être un bon compromis.

III.2.2 Couplage entrée-sortie par des guides d'ondes

Afin de réaliser un filtre, il est nécessaire d'étudier son couplage avec des guides d'ondes via des systèmes d'excitation. Ce couplage est quantifié par le coefficient de qualité externe Q_e. L'équation III.1 donne la valeur du facteur de qualité en charge Q_L lié aux deux autres facteurs de qualité Q_0 et Q_e :

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_{e2}} \qquad \text{(III.1)}$$

avec Q_{e1} et Q_{e2} respectivement les coefficients de qualité extérieurs de l'accès 1 et 2 et Q_0 le facteur de qualité à vide.

Si les accès 1 et 2 sont excités symériquement, $Q_{e1} = Q_{e2} = Q_e$. Le facteur à vide Q_0 tend vers l'infini quand la structure est considérée sans pertes et l'équation III.1 devient $Q_L \approx Q_e/2$ [6]. Inversement, en considérant les pertes dans la structure, lorsque le résonateur est couplé très faiblement, les coefficients de couplage extérieurs tendent vers l'infini et $Q_L \approx Q_0$.

Le coefficient Q_l d'un résonateur est obtenu à partir de l'équation III.2 où f_0 et Δf_{-3dB} sont respectivement la fréquence de résonance du résonateur et la largeur de bande à -3dB par rapport au maximum de la réponse en transmission.

$$Q_l = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \qquad \text{(III.2)}$$

Nous avons choisi d'exciter le filtre par des guides d'onde rectangulaires dont le mode de fondamental est le TE_{10}. Le maximum du champ magnétique H est tangentiel aux parois du guide d'onde rectangulaire et le champ E est maximal au centre. Un couplage magnétique est donc possible entre la cavité circulaire et le guide d'onde à l'aide d'un iris de couplage rectangulaire. La Figure III.8. Répartition du champ magnétique H dans le résonateur cylindrique diélectrique excité par deux guides d'onde rectangulaires. illustre la répartition du champ magnétique H du résonateur cylindrique diélectrique excité en entrée/sortie par des guides d'onde rectangulaires. Ce dispositif est entièrement métallisé sur toutes ses faces extérieures.

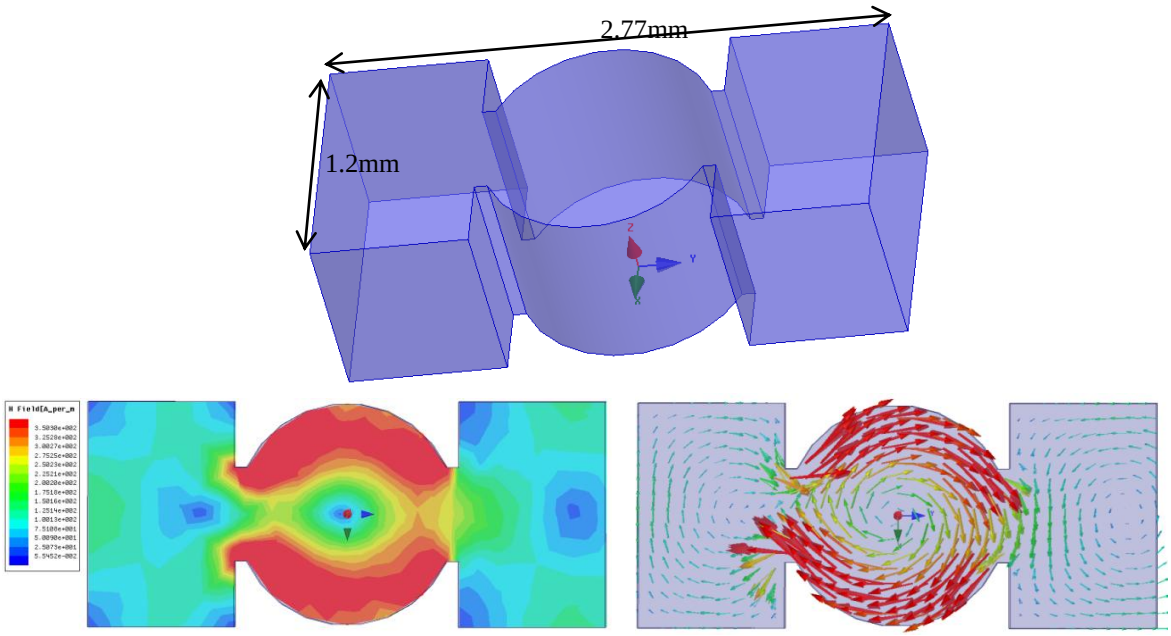


Figure III.8. Répartition du champ magnétique H dans le résonateur cylindrique diélectrique excité par deux guides d'onde rectangulaires.

Nous avons fixé la géométrie de l'iris de couplage et nous avons étudié l'influence des dimensions *W* et *L* sur le facteur de qualité extérieur Q_e par des simulations électromagnétiques en oscillations forcées (Figure III.9 et Figure III.10). Pour les deux Figure III.9 et Figure III.10, le résonateur possède un rayon de 0.59 mm et une hauteur de 0.9 mm. Le mode de résonance est toujours le mode fondamental TM_{010}.

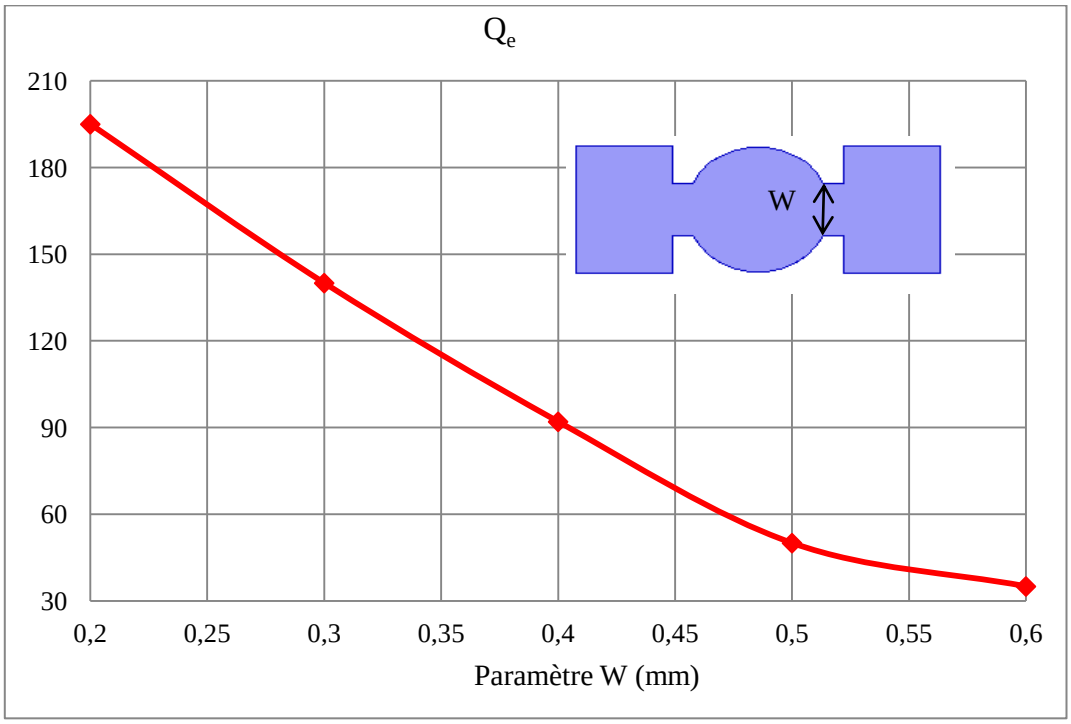


Figure III.9. Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension *W* de l'iris de couplage (L=0.22mm).

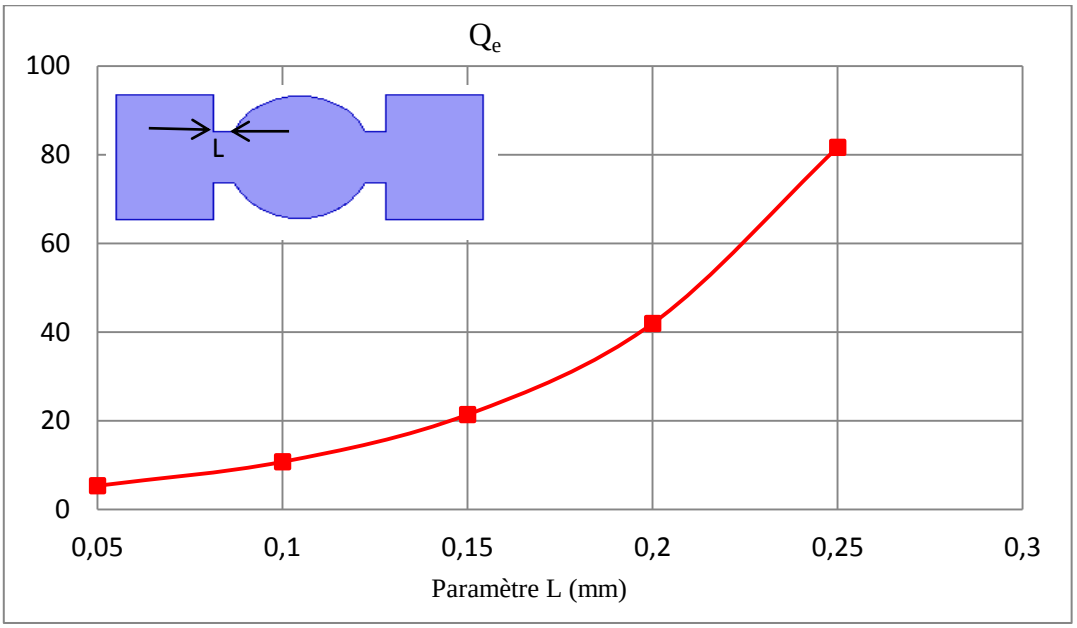


Figure III.10. Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension L de l'iris de couplage (w=0.45mm)..

A partir des courbes précédentes, nous avons constaté que les paramètres dimensionnels sont suffisants pour atteindre des valeurs de Q_e qui pourraient être adaptées aux fonctions de filtrage que nous souhaitons réaliser.

III.2.3 Couplage entrée-sortie par des systèmes d'excitation coplanaires

Afin de caractériser le filtre sous pointes, nous pouvons également exciter la structure par des motifs coplanaires. Les motifs coplanaires pourront ainsi être gravés au niveau de la métallisation de la face supérieure. Ce motif court-circuité à son extrémité permet une concentration du champ électromagnétique qui induit un couplage avec le champ électromagnétique du mode dans la cavité (Figure III.11).

En jouant sur la position et la taille globale du motif coplanaire, on peut régler et contrôler le coefficient de couplage extérieur Q_e.

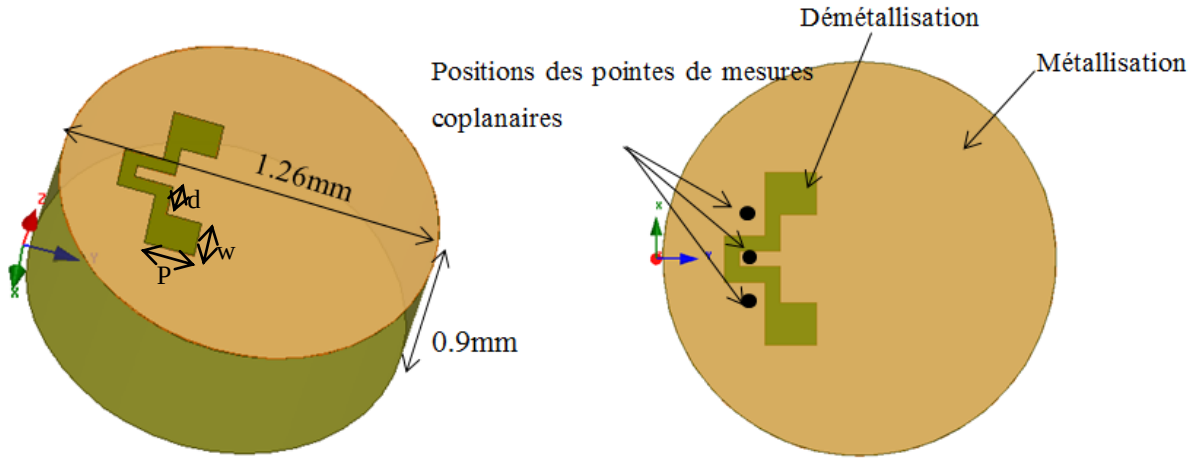


Figure III.11. Forme du motif coplanaire

Afin de caractériser le couplage entre les pointes de mesure et le résonateur, une étude a été réalisée. Cette dernière consiste alors de fixer la géométrie et la position de l'excitation, et étudier l'influence des dimensions *P*, *w* et *d* sur le facteur de qualité Q_e par des simulations électromagnétiques en oscillations forcées.

Les dimensions des gaps (50 µm) et du conducteur central (50 µm) de la ligne coplanaire ont été fixées pour s'adapter au banc de mesures sous pointes qui est équipé de sondes Cascade Microtech avec des distances entre pointes de 125 µm.

Les Figure III.12, Figure III.13et Figure III.14 présentent respectivement l'évolution du facteur de qualité en fonction des paramètres *P*, *w* et *d*.

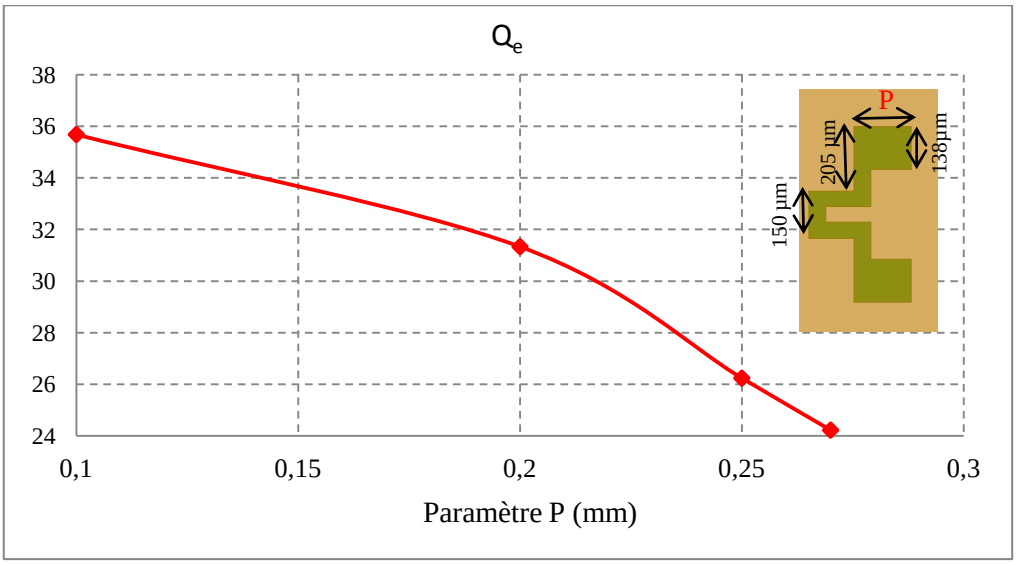


Figure III.12. Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension P du système d'excitation.

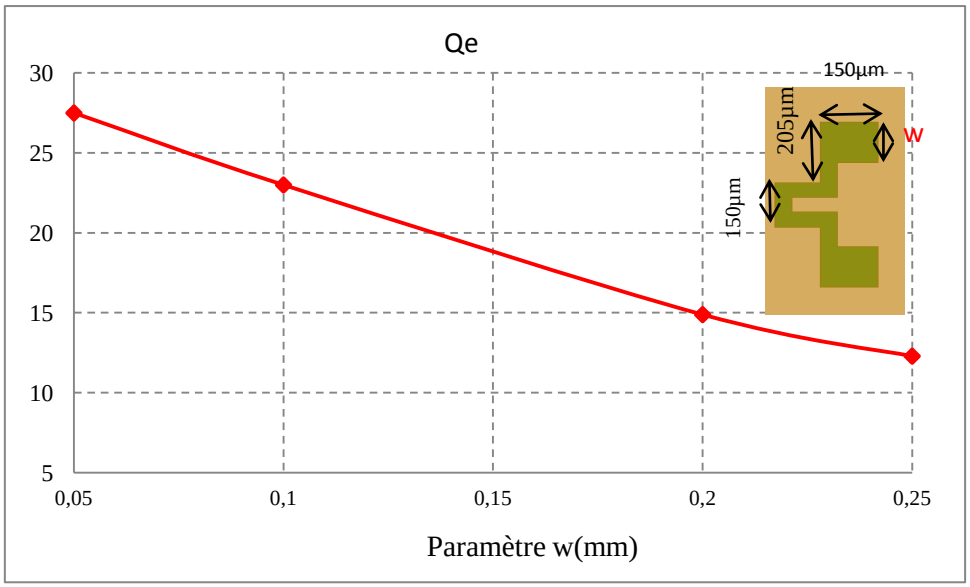


Figure III.13. Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension w du système d'excitation

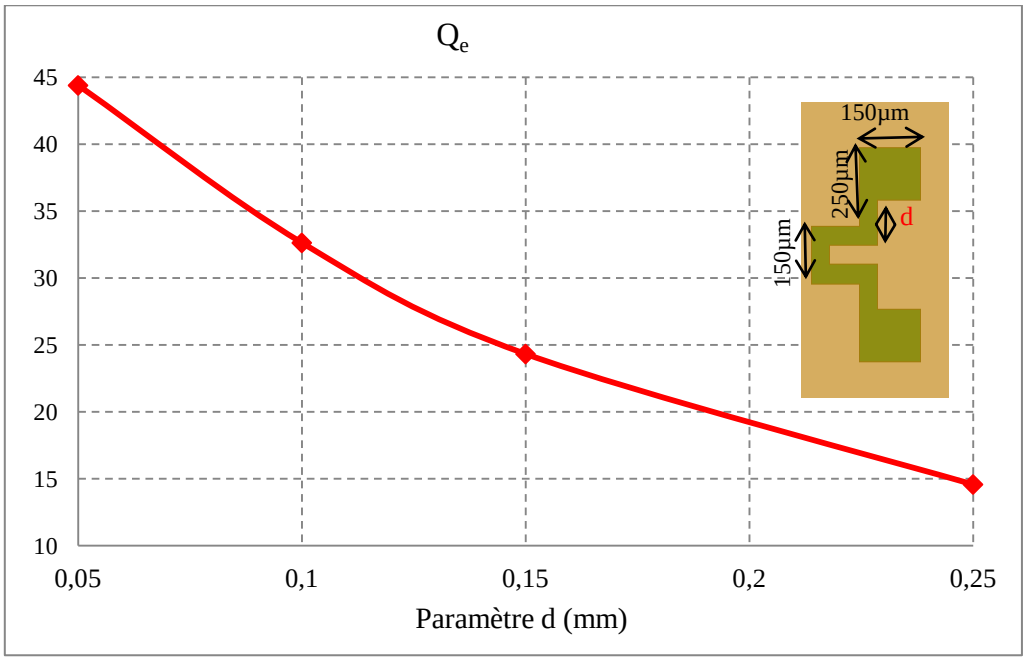


Figure III.14. Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension *d* du système d'excitation.

A partir des courbes précédentes, nous pouvons observer qu'on jouant sur ces paramètres dimensionnels, on peut atteindre des valeurs de Q_e qui permettent de réaliser les fonctions de filtrage souhaitées.

III.2.4 Couplages inter-résonateurs

Pour réaliser le filtre sept pôles, il est nécessaire d'étudier le couplage entre résonateurs cylindriques.

Les cavités cylindriques peuvent être connectées par un iris rectangulaire pour assurer leur couplage. L'iris et les cavités ont la même hauteur et ils forment une seule pièce céramique. En considérant une excitation par des guides rectangulaires, le modèle utilisé pour étudier le couplage inter-résonateur est celui montré sur la Figure III.15.

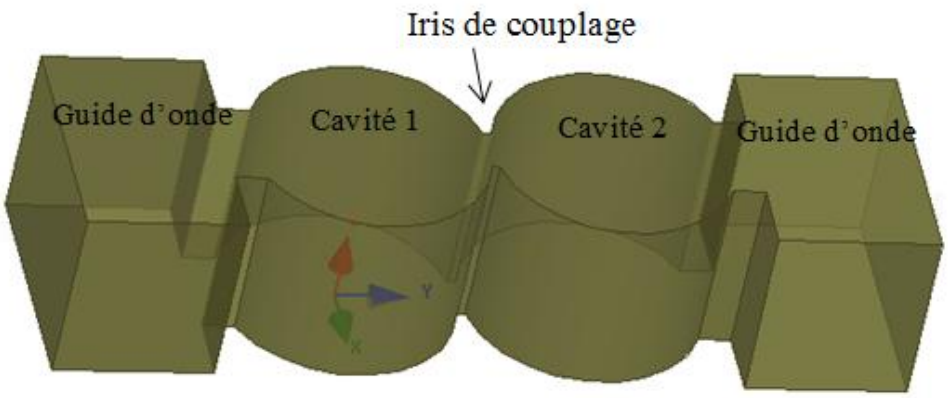


Figure III.15. Structure d'étude du couplage inter-résonateur

Le coefficient de couplage inter-résonateur K_{12} peut être modulé par le dimensionnement de la largeur et la longueur d'iris connectant les deux cavités. La Figure III.16 et la Figure III.17 montrent l'évolution du couplage K_{12} en fonction de ces paramètres. Ce dernier peut être calculé en utilisant l'équation III.3.

$$K_{12} = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad \text{(III.3)}$$

Avec f_1 et f_2 respectivement les fréquences des modes pair et impair.

Notons, que ce coefficient de couplage dénormalisé est lié au coefficient normalisé de la matrice de couplage via la relation :

$$K_{ij} = \frac{\Delta f}{f_0} M_{ij} \quad \text{(III.4)}$$

A partir de ces deux courbes (Figure III.16 et Figure III.17), on peut constater qu'en augmentant la largeur de l'iris W_{iris}, le couplage entre les deux résonateurs augmente. Par contre, ce dernier diminue en augmentant la longueur de l'iris de couplage L_{iris}. Ces abaques sont pris en compte afin d'optimiser les dimensions du filtre.

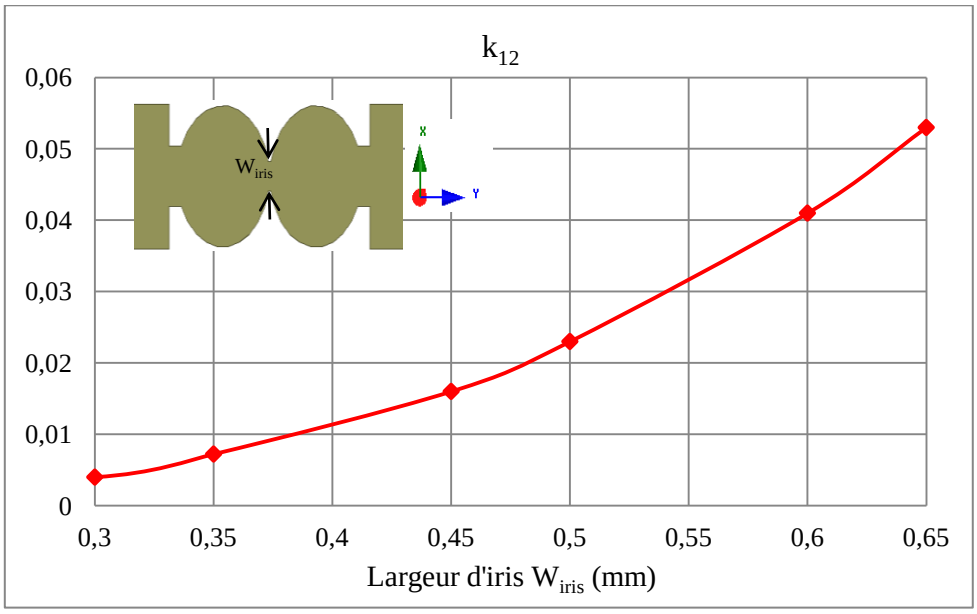


Figure III.16. Le coefficient de couplage K_{12} en fonction de la largeur d'iris W_{iris}

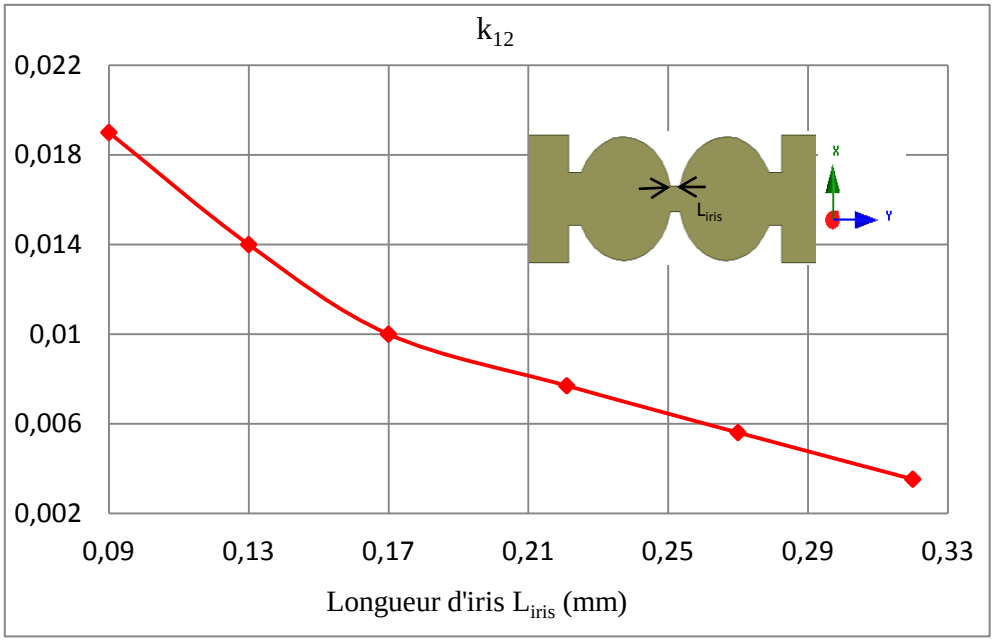


Figure III.17. Le coefficient de couplage K_{12} en fonction de la largeur d'iris L_{iris}

III.2.5 Dimensionnement des filtres

Les quatre filtres à résonateurs couplés sont optimisés suivant la même procédure. La Figure III.18 présente la structure de filtrage comportant sept résonateurs couplés et excitée par des guides rectangulaires en entrée et en sortie.

La conception est détaillée pour le premier filtre dont la fréquence de résonnance est de 58.32 GHz. La hauteur de ce dernier est toujours fixée à 0.9 mm.



Figure III.18. Structure du filtre diélectrique sept pôles

Connaissant les coefficients inter-résonateurs désirés, à savoir $K_{12} = K_{67} = 0{,}022$, $K_{23} = K_{56} = 0{,}016$ et $K_{34} = K_{45} = 0{,}015$, les dimensions initiales des iris sont estimées en utilisant les abaques présentés sur la Figure III.16 et la Figure III.17. La structure ainsi dimensionnée est analysée et la réponse obtenue est approchée afin d'extraire la matrice de couplage correspondante. Les dimensions sont alors corrigées de manière itérative pour converger vers les couplages et les fréquences de résonance synthétisés.

La réponse électromagnétique du premier filtre prenant en compte les différentes pertes métalliques et diélectriques ($\sigma = 30\ 10^7$ S/m et $\tan\delta = 5\ 10^{-4}$), est présentée sur la Figure III.19. Cette réponse optimisée satisfait les spécifications de filtrage avec des pertes d'insertion inférieures à 1.5 dB et une adaptation supérieure à 14 dB. De plus, les réjections fréquentielles sont toujours inférieures à –20 dB à 58,32 GHz ±1.1 GHz.

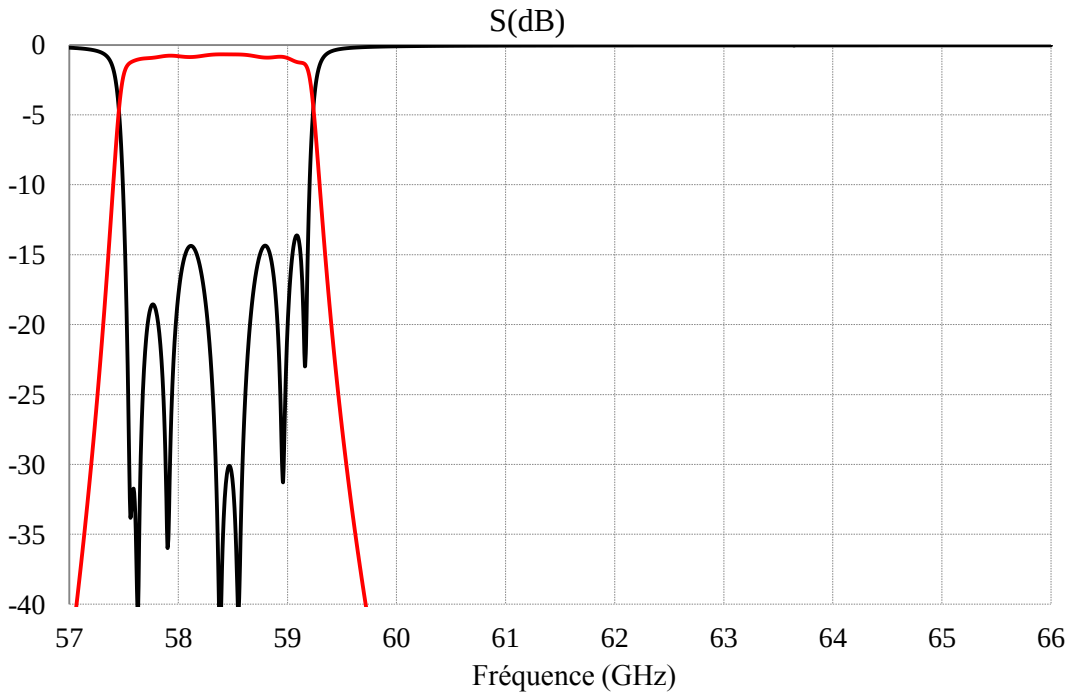


Figure III.19. Simulation EM du filtre sept pôles optimisée

Les trois autres filtres sont optimisés en utilisant la même méthode. Nous rappelons que ces filtres sont centrés respectivement sur 60.48, 62.64, et 64.8 GHz.

La Figure III.20 présente les structures et les dimensions des quatre filtres optimisés. D'autre part, la Figure III.21 montre les réponses en fréquence des 4 filtres superposées sur la bande [57-66] GHz. On constate que les réponses des filtres optimisés satisfont les gabarits de filtrage, avec des pertes d'insertion inférieures à 1.5 dB, des adaptations supérieures à 14 dB et des réjections fréquentielles à 20 dB à f_{0i} ±1.1 GHz.

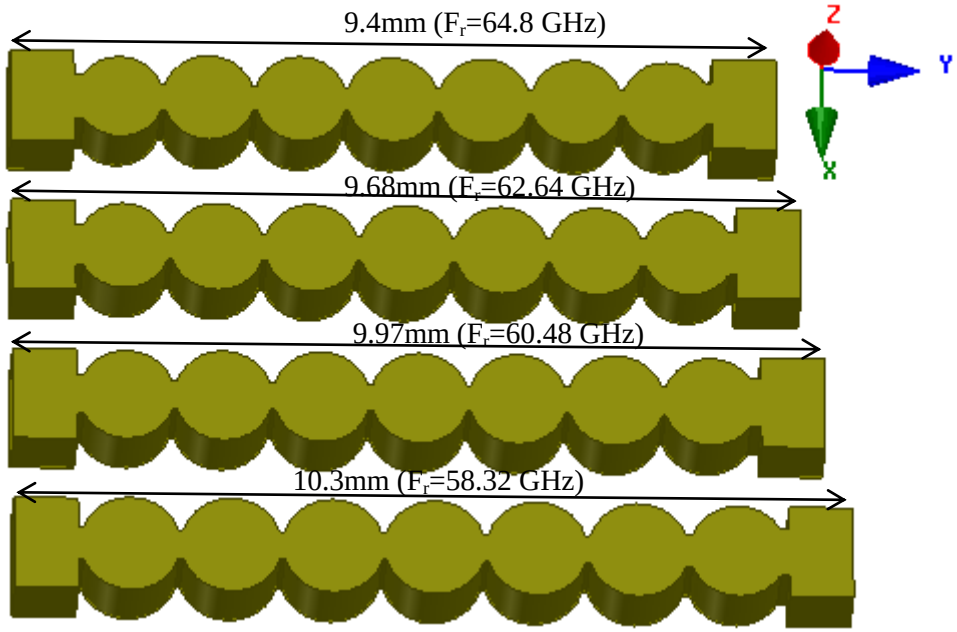


Figure III.20. Structures et dimensions des quatre filtres.

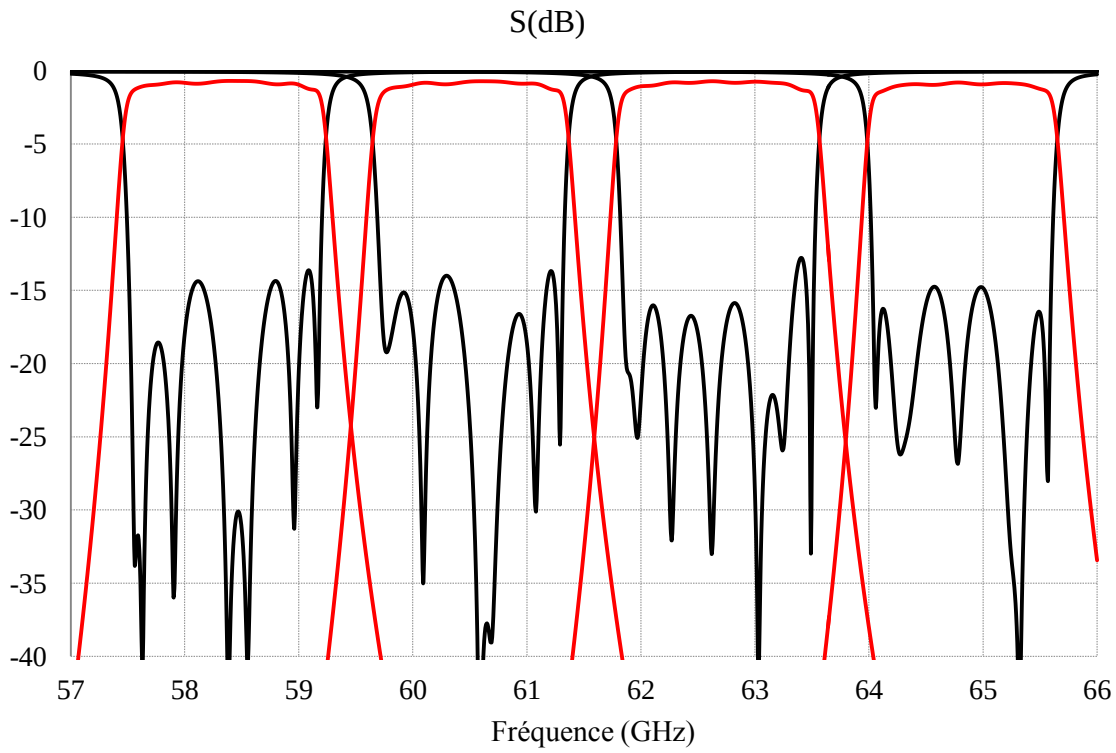


Figure III.21. Simulations EM des quatre filtres

III.3 Conception du multiplexeur

Le multiplexage consiste à recombiner les signaux provenant des différents canaux vers une seule voie avant l'antenne. Pour un système en émission on parlera d'un multiplexeur de sortie (OMUX pour output multiplexer en anglais). Afin de préserver la sélectivité des filtres, il faut limiter ou contrôler les interactions entre les canaux. Il existe plusieurs techniques pour réaliser ces dispositifs [7], [8], [9]. Ici, nous nous intéressons à la technique la plus utilisée: la recombinaison par guides d'ondes (ou manifolds).

III.3.1 Synthèse de multiplexeurs sur manifold [9], [10]

Un manifold est un dispositif comportant des jonctions en guides d'ondes qui est utilisé pour connecter les filtres passe bande réglés à la fréquence de chaque canal et combiner les signaux vers un accès commun. L'autre extrémité du guide commun est court-circuitée ou chargée par un stub pour faciliter l'adaptation de la structure complète. Parmi les avantages de cette topologie, on peut noter que :

- ✓ Un seul filtre passe bande est nécessaire par canal,
- ✓ Cette topologie est la plus compacte,
- ✓ Les performances électriques, notamment en termes de pertes, sont optimum.

Par contre, cette topologie n'est pas modulable. Une fois le multiplexeur conçu, il est difficile d'ajouter des canaux sans dégrader la réponse globale.

Nous avons déjà présenté la démarche de dimensionnement des quatre filtres précédemment. Ici, nous nous intéressons à l'initialisation des longueurs de segments de guide constituant le manifold et à la synthèse globale du multiplexeur sur manifold. Plusieurs méthodes de conception des multiplexeurs ont été développées [9], [11]. On trouve ces différentes méthodes détaillées dans le rapport de thèse de D. Bariant [12] et dans les travaux de thèse de P. Lenoir [10].

La Figure III.22 présente la disposition des filtres sur un manifold. De façon générale, les longueurs de ces segments de guide sont calculées de façon à ce que la distance *Li* entre chaque canal et le court-circuit soit égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde guidée, à la fréquence centrale du canal correspondant comme le montre l'exemple de la Figure III.23.

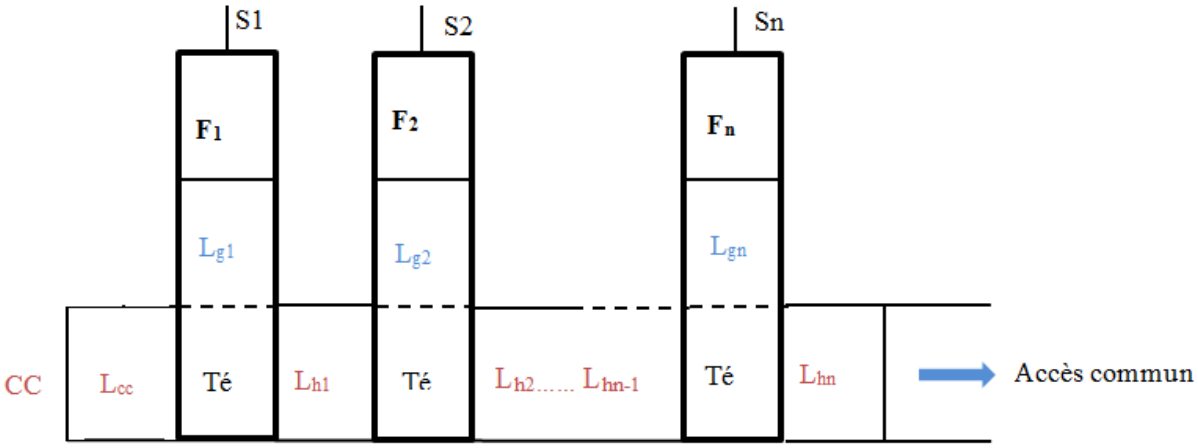


Figure III.22. Architecture d'un multiplexeur sur manifold

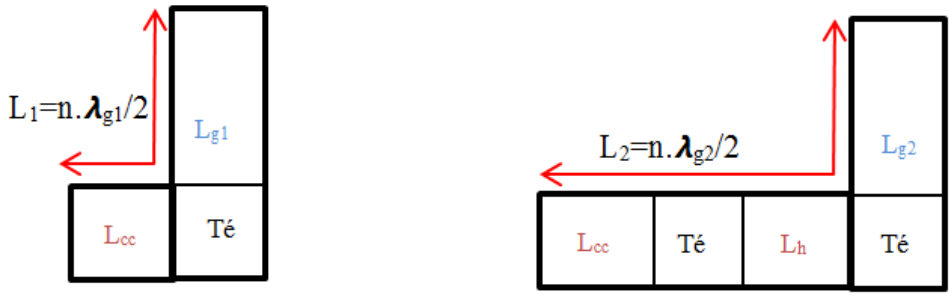


Figure III.23. Initialisation des longueurs verticales et horizontales [13],[14] : (a) canal 1, (b) canal 2

III.3.2 Optimisation du multiplexeur

Pour optimiser la structure, un modèle du multiplexeur sur manifold a été élaboré sur le logiciel ADS. Dans ce modèle, chaque filtre est représenté par sa matrice de couplage et ses couplages d'entrée/sortie (Figure III.24). Les jonctions en Té sont représentées par un modèle (paramètres S) calculé à l'aide du logiciel HFSS. Les dimensions transverses des guides étant généralement fixes, ce modèle ne varie pas au cours de l'optimisation. Les guides uniformes sont quant à eux représentés par un modèle analytique paramétré suivant la longueur du guide et initialisé grâce à la procédure présentée précédemment.

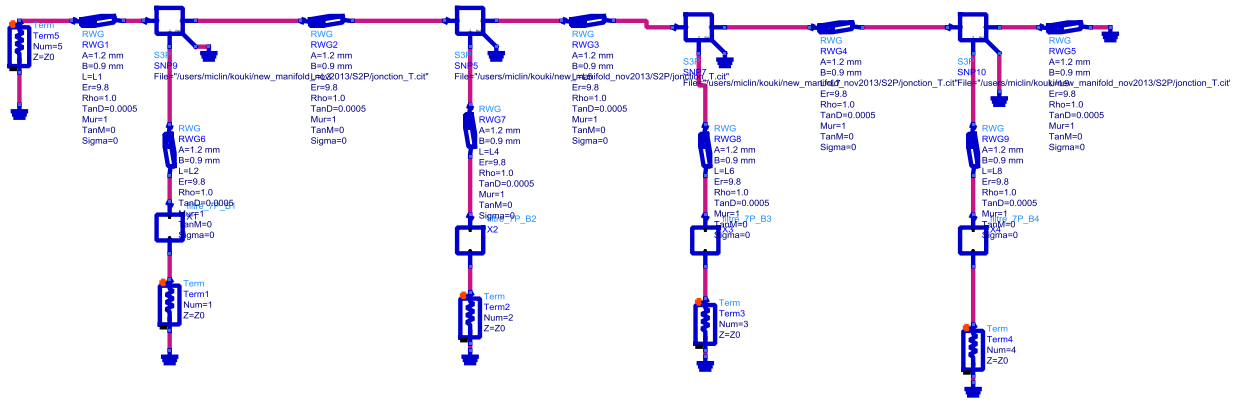


Figure III.24. Modèle électrique équivalent du multiplexeur

Dans un premier temps, l'optimisation porte uniquement sur les longueurs des segments des guides et certains termes de la matrice de couplage pour chaque filtre. Pour chaque filtre, les paramètres à optimiser sont le couplage en sortie (M_{7L}), connectant le filtre au manifold, les couplages vers le dernier résonateur (Mi_7) ainsi les fréquences de résonnances des deux derniers résonateurs (M_{66} et M_{77}).

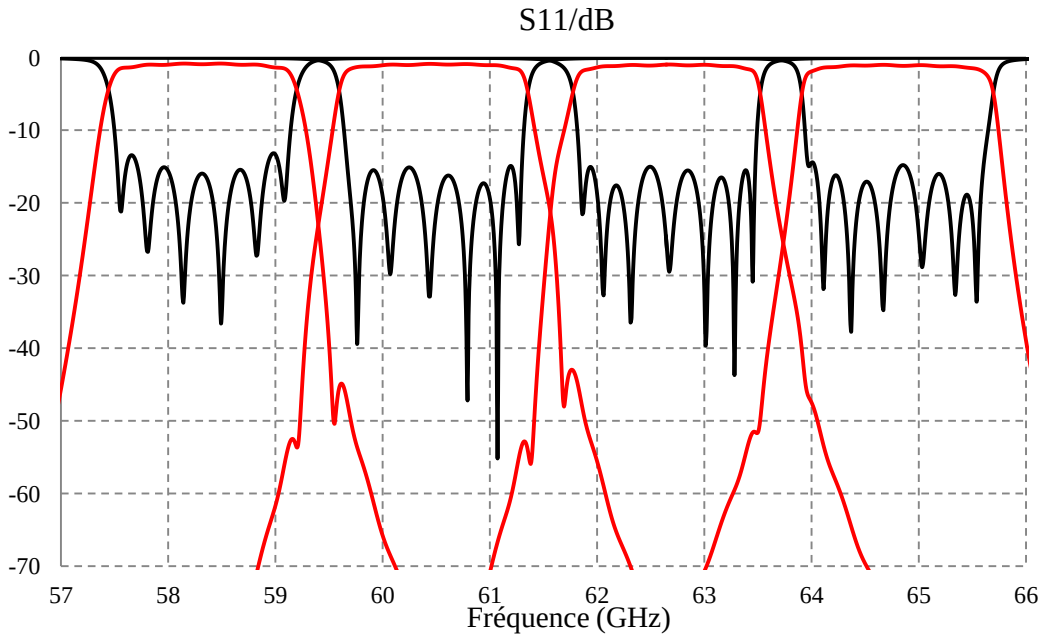
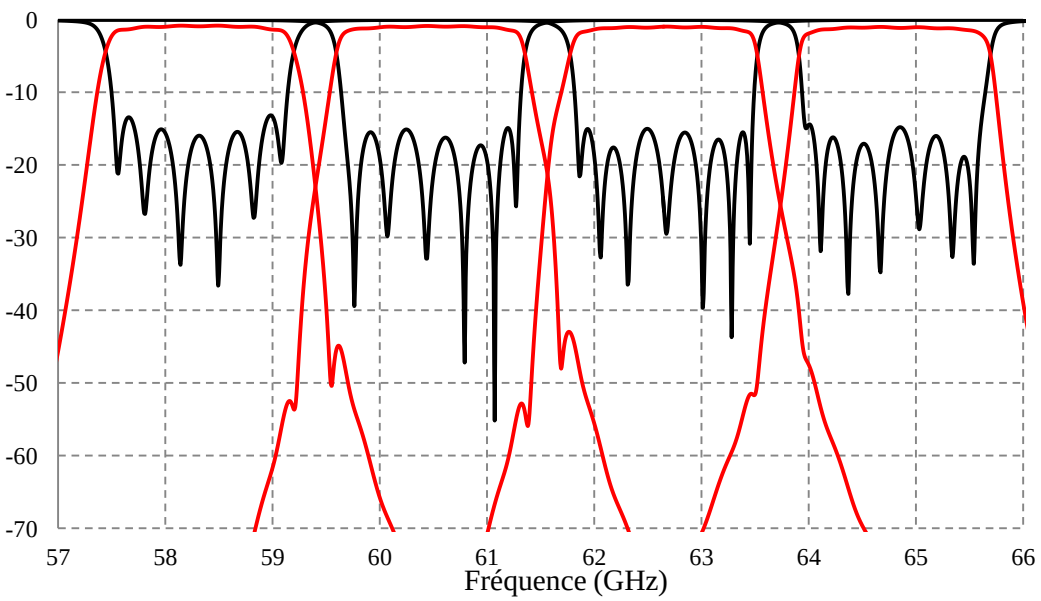


Figure III.25. Réponse optimisée de l'OMUX en modèle circuit équivalent.



La Figure III.25 présente la réponse optimisée du multiplexeur pour ce modèle équivalent. A partir de cette courbe, on distingue bien que les quatre canaux restent isolés avec une adaptation de 15 dB pour chaque canal. Les pertes d'insertions sont inférieures à 2 dB. La bande passante de chaque canal est de l'ordre de 1.65 GHz (≈3% de bande) et les réjections sont de 20 dB à f_0 GHz ±1.1 GHz.

Pour terminer la conception du multiplexeur sur manifold, un modèle électromagnétique complet doit être dimensionné. Les filtres de canal sont dimensionnés conformément aux valeurs optimisées avec le modèle circuit, en utilisant la méthode d'identification rationnelle (logiciel Presto) comme pour un filtre synthétisé classiquement, mais en tenant compte de la nouvelle matrice de couplage optimisée sur le manifold. Une fois le filtre optimisé, sa réponse est intégrée dans le modèle circuit. Lorsque les réponses des 4 filtres sont intégrées au modèle, les dimensions des segments sont légèrement ajustées.

La Figure III.26 montre le modèle mixte (EM/circuit) du multiplexeur avec des modèles électromagnétiques pour les quatre filtres et les jonctions Té et des modèles analytiques des guides.

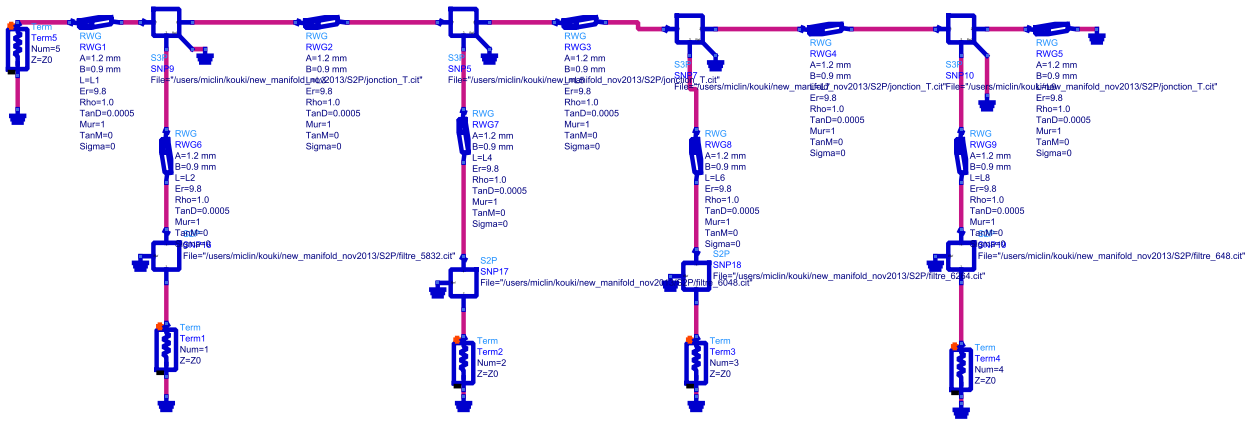


Figure III.26. Modèle mixte (électromagnétique/circuit) d'OMUX

La Figure III.27 présente la réponse du multiplexeur. A partir de cette courbe, on distingue bien les quatre canaux isolés avec une adaptation de 10 dB sur chaque canal. Les pertes d'insertions sont inférieures à 2 dB. La bande passante de chaque canal est de l'ordre de 1.65GHz (≈3% de bande). Les désaccords avec le modèle précédent sont dus à l'utilisation des modèles équivalents des filtres qui ne prennent pas en compte les déphasages aux accès correctement. L'ajustement des dimensions des segments de guide permet de compenser en partie cette approximation, mais la structure globale nécessiterait d'être optimisée plus finement pour atteindre un niveau d'adaptation de 15 dB dans chaque bande.

La Figure III.28 représente la structure du multiplexeur complet. A noter que le dimensionnement d'un multiplexeur se complique lorsque le nombre de canaux est élevé ou que la bande de fonctionnement est large car la réponse de chaque canal est fortement perturbée par le manifold et par les interactions avec les autres canaux. Dans la partie suivante, nous présentons la conception d'un filtre large bande sur la bande [57-66] GHz.

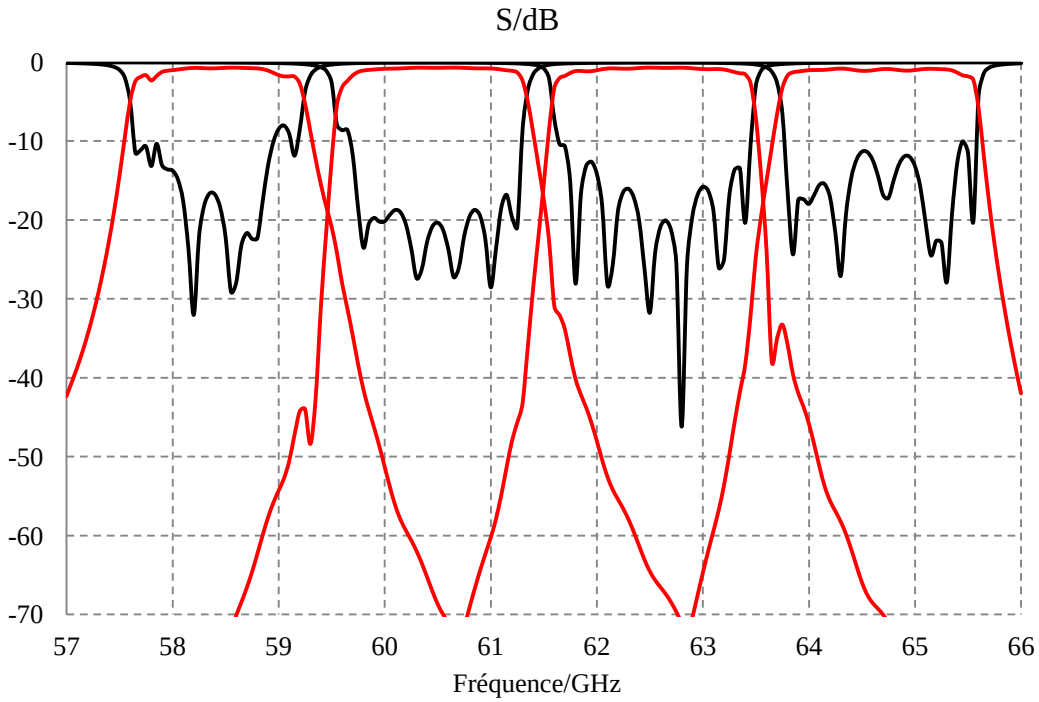


Figure III.27. Simulation EM/circuit du filtre OMUX

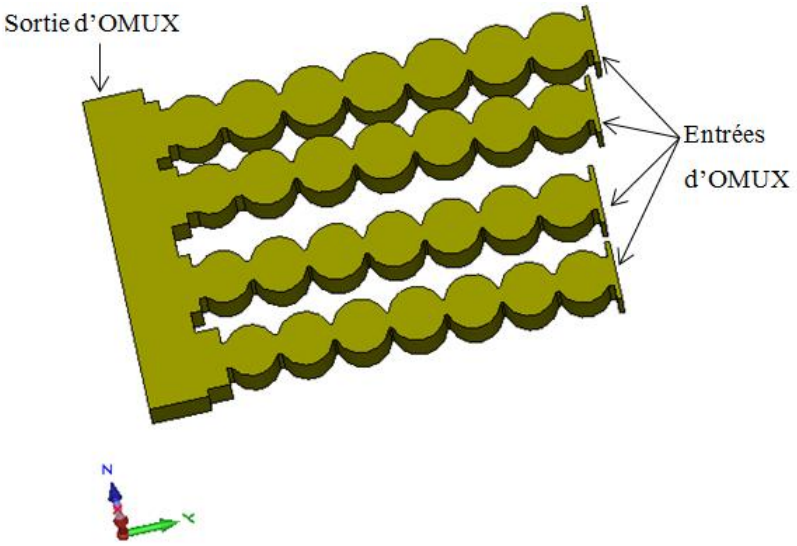


Figure III.28. Structure du filtre OMUX

III.4 Filtre large bande

Dans cette partie, nous allons présenter le dimensionnement du filtre large bande. Ce filtre 6 pôles est excité par des guides d'ondes rectangulaires et il est dimensionné pour fonctionner autour de 61.5 GHz. La conception EM a été réalisée en utilisant la méthode d'identification de la matrice de couplage exposée précédemment. La Figure III.29 présente les dimensions finales du filtre finalement optimisé. La réponse optimisée est présentée sur la Figure III.30. Les spécifications sont satisfaites, avec 1,4 dB de pertes d'insertion et 12.5 dB d'adaptation. Les réjections fréquentielles sont de 20 dB à f_0 -5.32 GHz et f_0 +7 GHz.

Dans la partie qui suit, nous allons présenter la co-intégration de l'antenne cornet avec le multiplexeur 4 canaux et le filtre large bande.

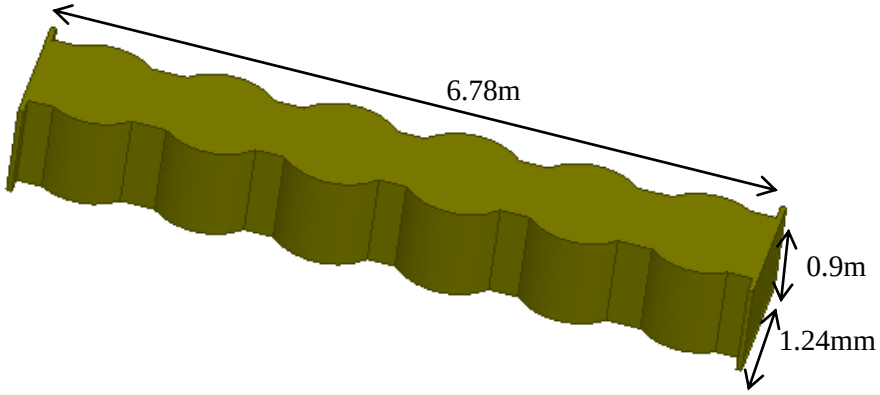


Figure III.29. Filtre large bande optimisé

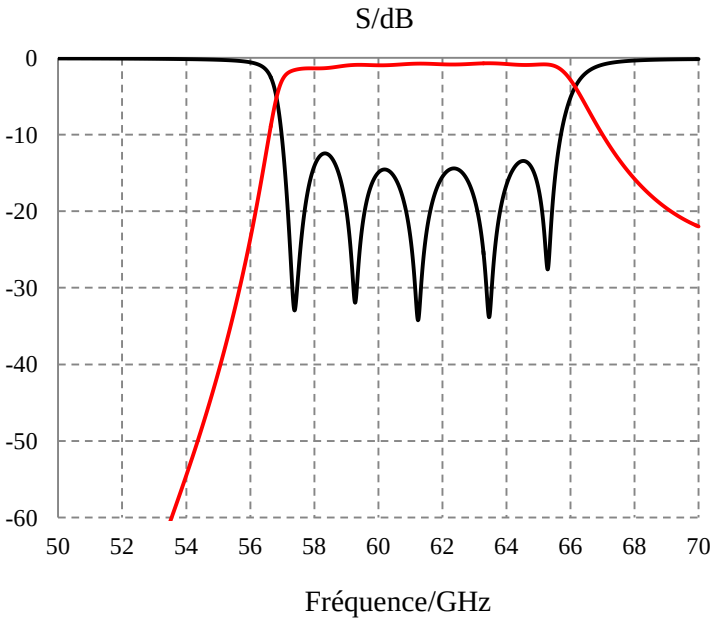


Figure III.30**.** Réponse du filtre six pôles optimisé

IV. Co-intégration du sous-système filtre-antenne

Pour connecter l'antenne cornet et le multiplexeur, il est nécessaire tout d'abord de concevoir une transition permettant de transmettre l'onde électromagnétique entre ces deux dispositif. Cette transition diélectrique permet de convertir le mode dominant TE_{11} du guide circulaire diélectrique vers le mode dominant TE_{10} du guide rectangulaire diélectrique [15].

IV.1 Transition diélectrique

Un convertisseur de mode est nécessaire pour adapter les guides d'ondes circulaire et rectangulaire. Pour éviter la génération de modes d'ordre supérieur, la longueur minimale de la section de transition devrait être plus grande que la longueur d'onde $\boldsymbol{\lambda}_g$ [16] (Figure III.31).

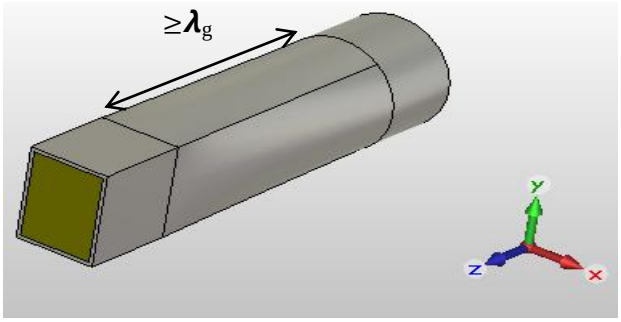


Figure III.31. Principe de la transition entre un guide rectangulaire et un guide circulaire [16].

Une simulation a été faite sur CST pour la transition diélectrique à 60 GHz reliant le guide circulaire et le guide rectangulaire. La Figure III.32 présente la transition diélectrique ainsi la composante du champ E propageant dans chaque guide. Cette transition est métallisée sur ses parois extérieures.

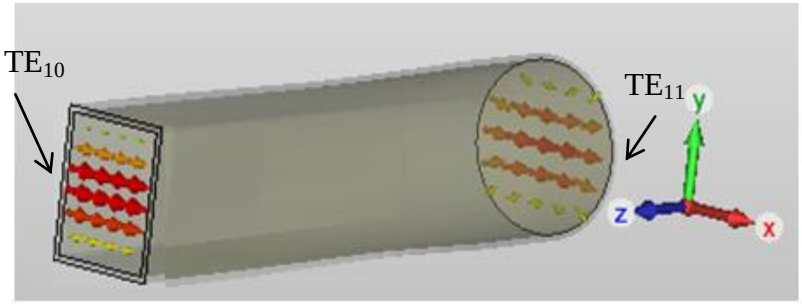


Figure III.32. Transition diélectrique reliant le guide circulaire et le guide rectangulaire dans la bande v.

La Figure III.33 présente le coefficient de réflexion de la transition diélectrique. On observe une très bonne adaptation inférieure à 35dB sur la bande de 9 GHz qui nous intéresse.

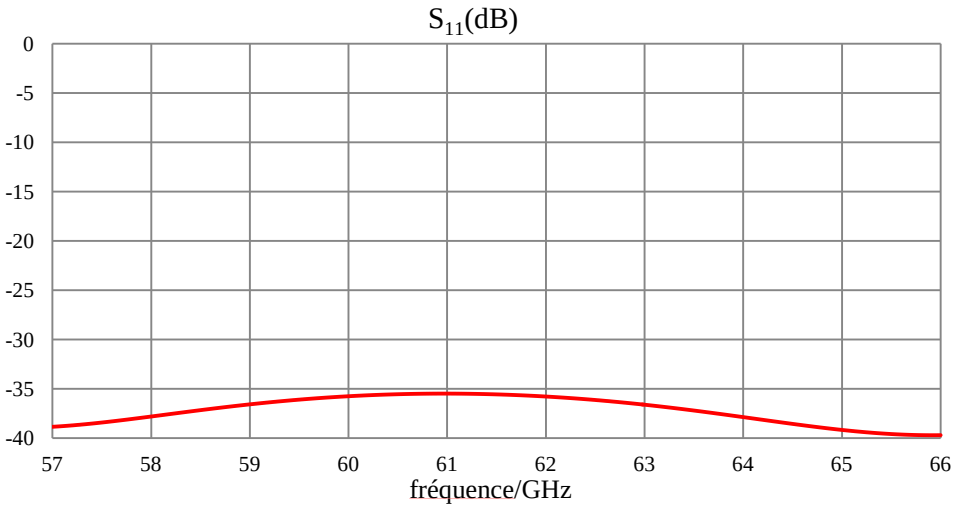


Figure III.33. Le coefficient de réflexion de la transition diélectrique dans la bande v.

Afin de valider le concept de la transition, une simulation électromagnétique a été faite de l'antenne cornet connecté à la transition diélectrique, comme présenté sur la Figure III.34.

La courbe d'adaptation de cette antenne cornet est présentée sur la Figure III.35, où on observe une très bonne adaptation, supérieure à 17dB sur toute la bande [57-66] GHz.

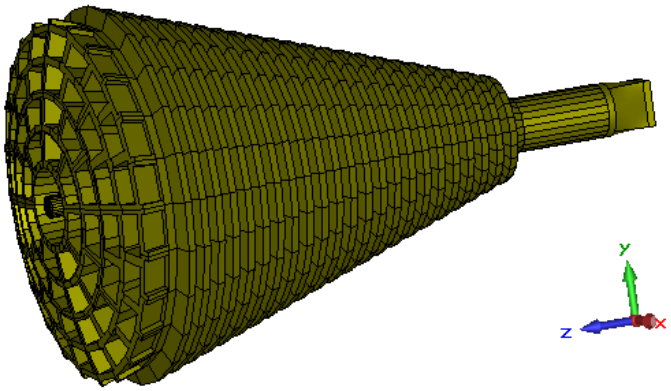


Figure III.34. Antenne cornet avec la transition entre le guide cylindrique et le guide rectangulaire

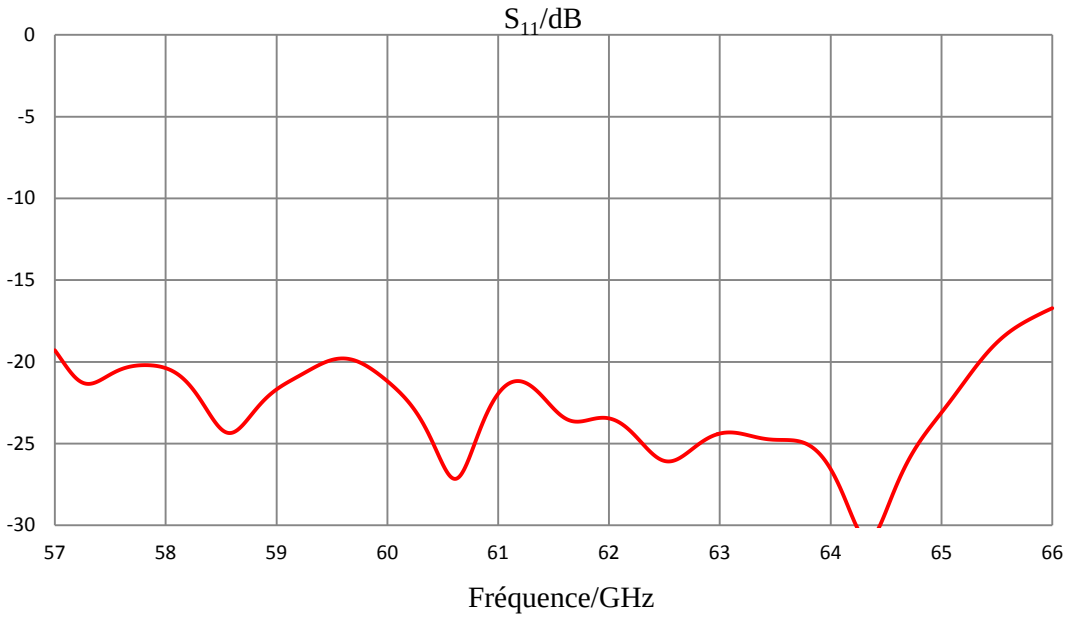


Figure III.35. Courbe d'adaptation de l'antenne cornet avec la transition du guide rectangulaire diélectrique vers le guide cylindrique.

IV.2 Co-intégration avec le multiplexeur

Une simulation du multiplexeur connecté à l'antenne cornet par l'intermédiaire de la transition diélectrique a été effectuée sur le logiciel ADS. Dans ce cas, l'antenne cornet est simplement modélisée par les paramètres S simulés avec CST Microwave Studio. Le reste du sous-système est constitué par le modèle hybride (circuit/EM) comme présenté sur la Figure III.36. Hormis les segments de guide du manifold, toutes les autres parties du sous-système sont donc des modèles électromagnétiques. La Figure III.37 présente le sous-système constitué du multiplexeur 4 canaux connecté à l'antenne cornet grâce à la transition.

Le sous-système n'a pas nécessité d'optimisation supplémentaire puisque le multiplexeur, la transition et l'antenne sont adaptés. Parler de co-conception dans ce cas serait abusif. Le coefficient de réflexion de ce sous-système filtre-antenne est présenté sur la Figure III.38. A partir de cette courbe, on constate que chaque canal possède une largeur de bande de 1.6 GHz avec des adaptations supérieures à 10 dB.

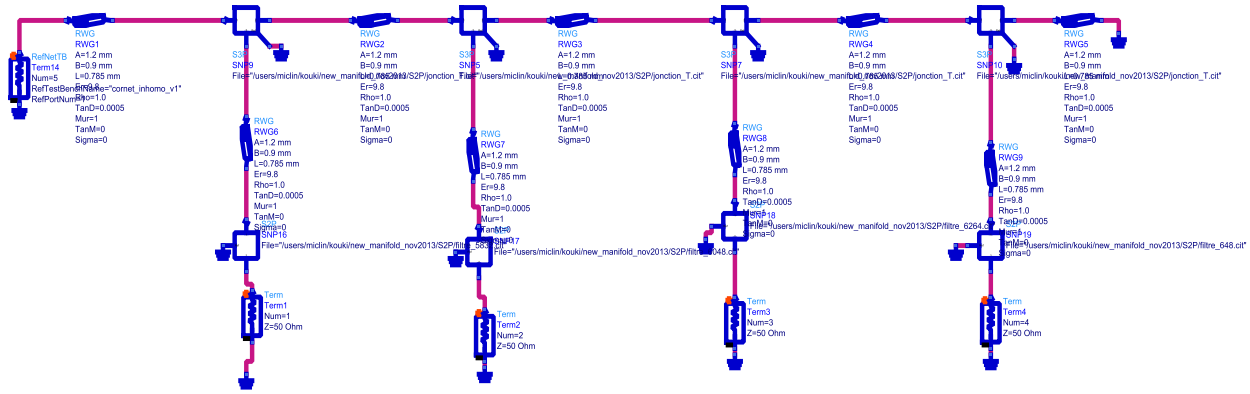


Figure III.36. Modèle mixte (circuit/EM) du sous-système combinant le mutiplexeur et l'antenne cornet

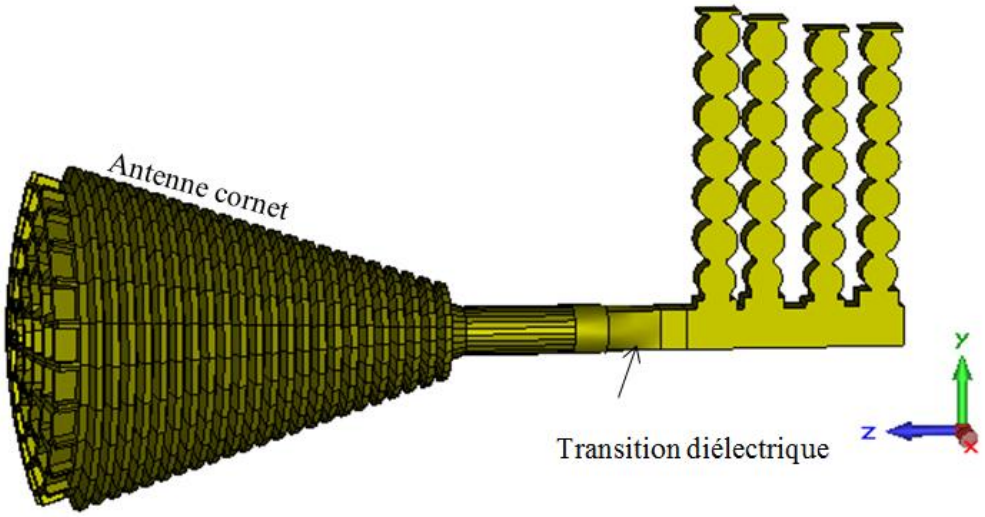


Figure III.37. Sous-système constitué du multiplexeur 4 canaux et de l'antenne cornet

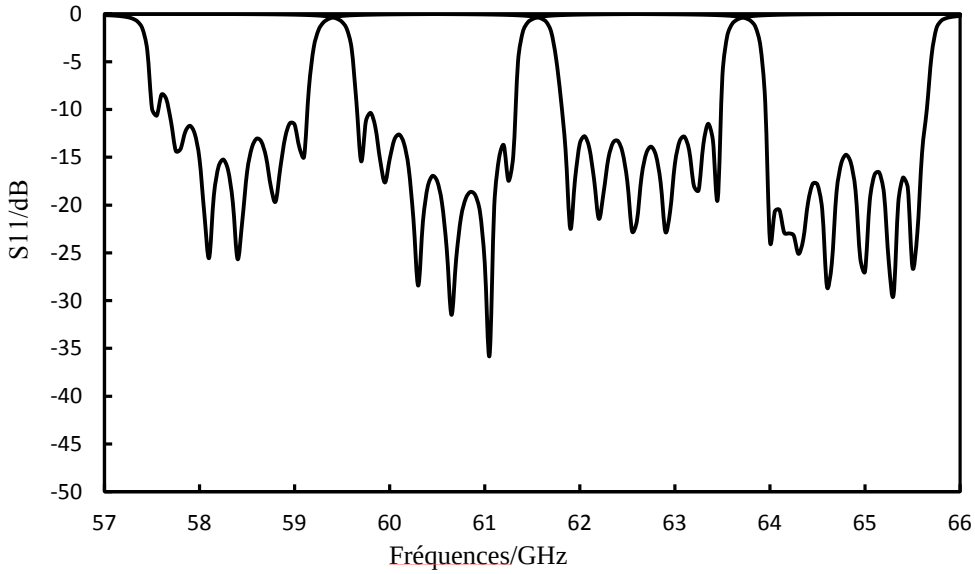


Figure III.38. Coefficient de réflexion du filtre/antenne multi bandes**.**

IV.3 Co-intégration avec le filtre large bande

Comme dans le cas précédent, une transition rectangulaire-circulaire est intercalée entre le filtre large bande et l'antenne cornet. La caractérisation d'un prototype fabriqué par stéréolithographie céramique est envisagée pour cette version du sous-système filtre-antenne. Nous allons donc considérer comme pour l'antenne cornet seule, de développer une transition adéquate pour la mesure avec un guide standard dans la bande V (WR 15). Une optimisation de cette transition a été effectuée en jouant sur sa longueur et sur le rayon à son extrémité.

La transition en entrée du filtre, le filtre large bande, la transition rectangulaire-circulaire et l'antenne cornet sont associés sous le logiciel ADS en prenant en compte les paramètres S calculés par simulations électromagnétiques. L'association des différents éléments ne nécessite pas d'optimisation supplémentaire. La structure du sous-système complet est présentée sur la figure III.39.

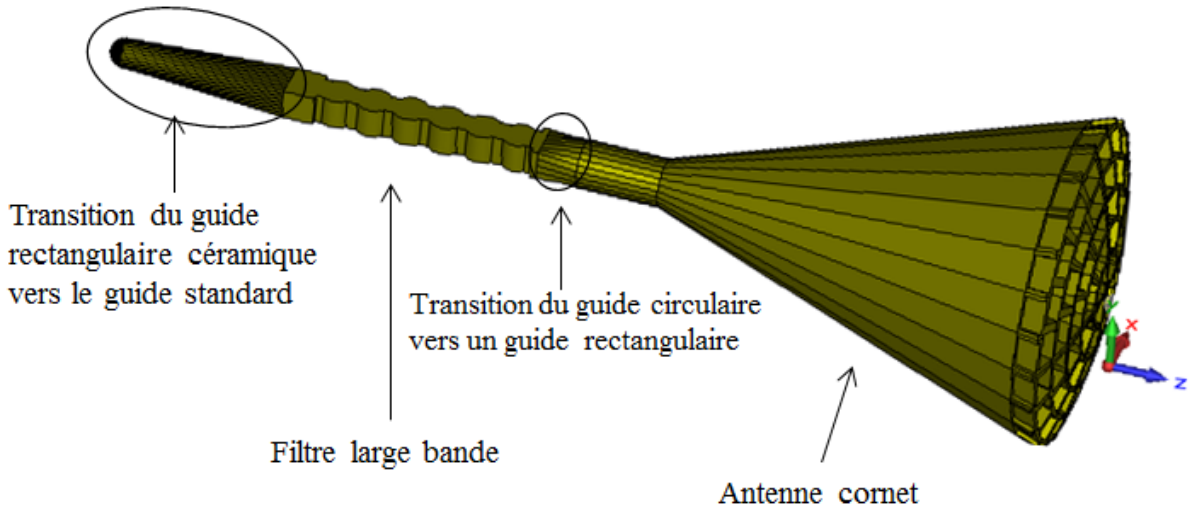


Figure III.39. Structure du sous-système constitué d'un filtre large bande et d'une antenne cornet.

La figure III.40 présente le coefficient de réflexion de la structure globale. La bande passante centrée autour de 61.5 GHz est de l'ordre de 8.2 GHz avec une adaptation de 11 dB. Ce système combiné garde les mêmes performances de rayonnement que celui de l'antenne cornet seule comme présenté sur la Figure III.41. La directivité atteint 14.4 dBi. Le gain réalisé est de 14 dB. Le rayonnement reste identique dans les deux plans orthogonaux.

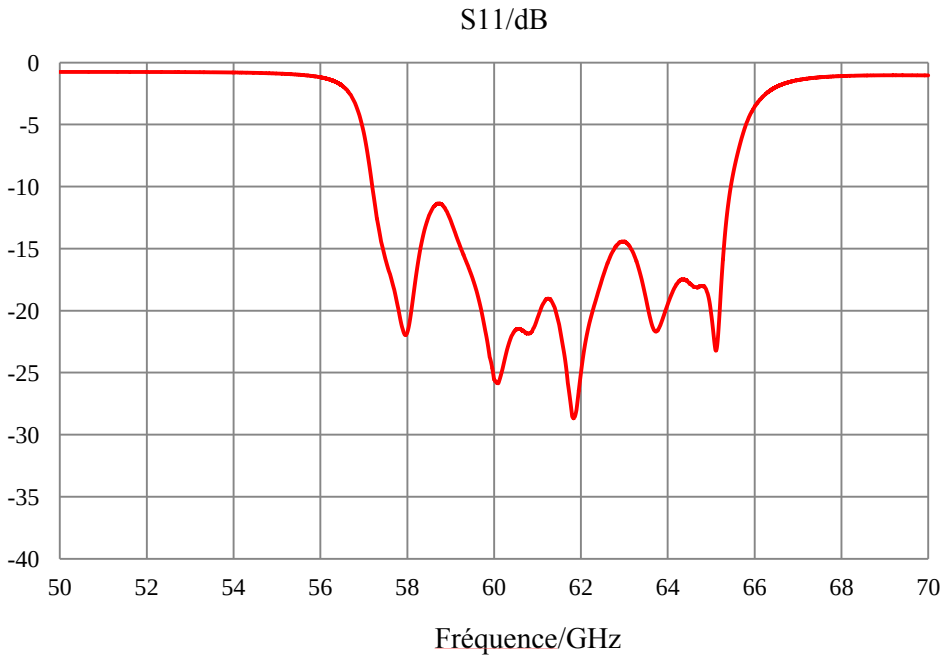


Figure III.40. Coefficient de réflexion du filtre/antenne large bande

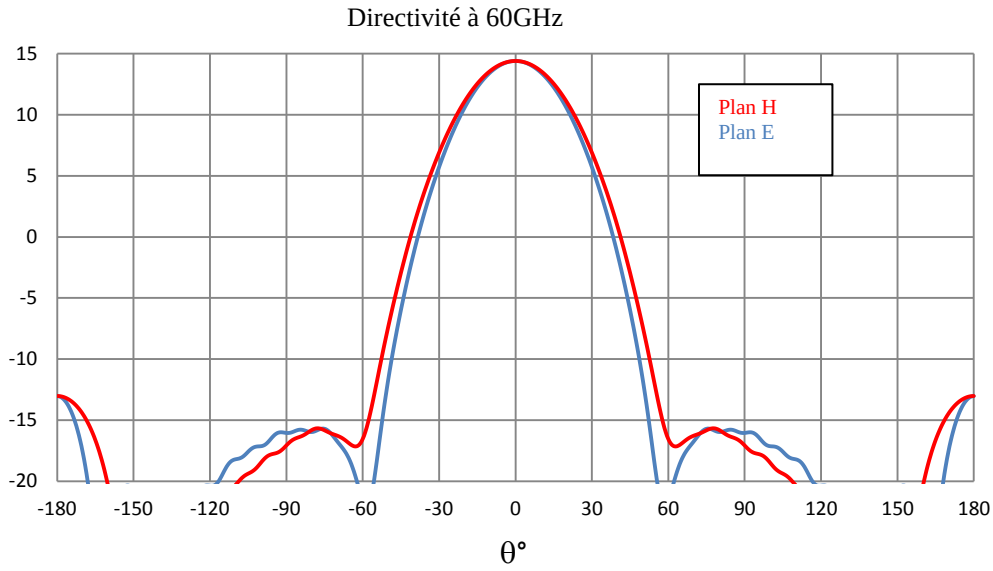


Figure III.41. Diagramme de rayonnement du système filtre-antenne avec les corrugations.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présentons les réalisations expérimentales en technologies céramique et plastique utilisées pour valider les concepts développés.

V. Validations expérimentales

L'objectif initial était de réaliser tous les prototypes à l'aide du procédé de stéréolithographie céramique. Vu la complexité des structures et les niveaux de précision requis à 60 GHz, des développements technologiques ont été nécessaires. D'autre part, afin de valider les concepts développés, nous avons également réalisés des prototypes fonctionnant à des fréquences réduites avec des technologies plastiques d'impression 3D. Nous présentons ici les travaux effectués pour tendre vers une validation expérimentale avec ces 2 technologies.

V.1 Technologie céramique

V.1.1 Gravure laser

En fin d'année 2011, le laboratoire Xlim s'est équipé grâce à l'appui de la région Limousin et de la communauté Européenne d'une machine laser développée par l'entreprise Cerinnov. Cet équipement nous permet de graver le métal et de percer ou découper des objets céramiques relativement fins avec un temps et un coût réduits. Une fois les dispositifs fabriqués par stéréolithographie céramique ou découpés par laser, ils sont métallisés en utilisant le bain electroless décrit au chapitre I. La dernière étape consiste à venir graver des motifs d'excitation avec la machine laser en important le fichier numérique décrivant les motifs souhaités (fichier au format IGS).

La Figure III.42 présente la machine à laser qui est composé de:

- un laser (λ=1080 nm, diamètre de faisceau : 30 μm, pulsé ou continu),
- un poste de contrôle (PC),
- un support,
- un système d'aspiration en cas de projection de matière lors du passage du laser,
- un système d'aspiration pour maintenir la pièce à graver contre le support de travail.

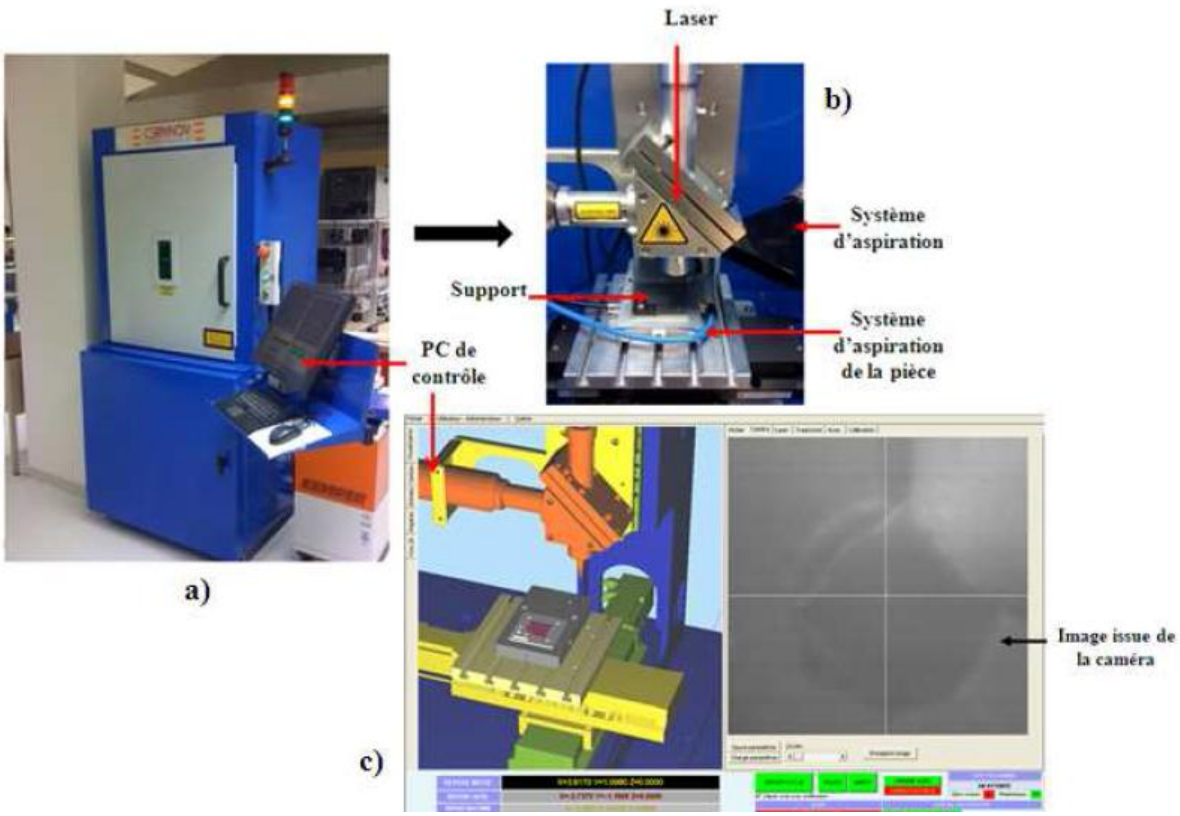


Figure III.42. Machine laser Cerinnov a) vue extérieure ; b) vue intérieure ; c) interface du logiciel de contrôle de la machine.

Afin d'atteindre un niveau de précision de gravure acceptable, nous avons procédé à la gravure de motifs de formes différentes sur des substrats d'alumine ayant préalablement subis une métallisation de cuivre par electroless. Ces essais ont consisté à faire varier les paramètres du laser (puissance, vitesse de déplacement du faisceau sur la surface du dispositif, …) pour évaluer leur influence sur la qualité et la résolution des motifs. L'ajustement des différents paramètres est primordial car la diffusion thermique lors du passage du laser peut engendrer des modifications au niveau des dimensions des motifs et affecter l'état de surface du substrat.

Nous avons donc réalisé plusieurs tests afin de réaliser des motifs d'excitation avec les dimensions prévues en simulation.

Après avoir gravé les motifs, nous avons mesuré, à l'aide d'un profilomètre, l'épaisseur de la couche de cuivre déposée par electroless. L'épaisseur mesurée est alors en moyenne de 2,6 µm. Le profilomètre mécanique utilisé est un Dektak XT piloté par un ordinateur (Figure III.43.a). La pointe de l'appareil servant à la mesure de la rugosité d'une pièce se déplace sur la surface de l'échantillon et en révèle toutes les dénivellations mesurées

en micromètres sur une distance fixée par l'utilisateur. La Figure III.43.b montre la mesure de l'épaisseur de la métallisation de cuivre.

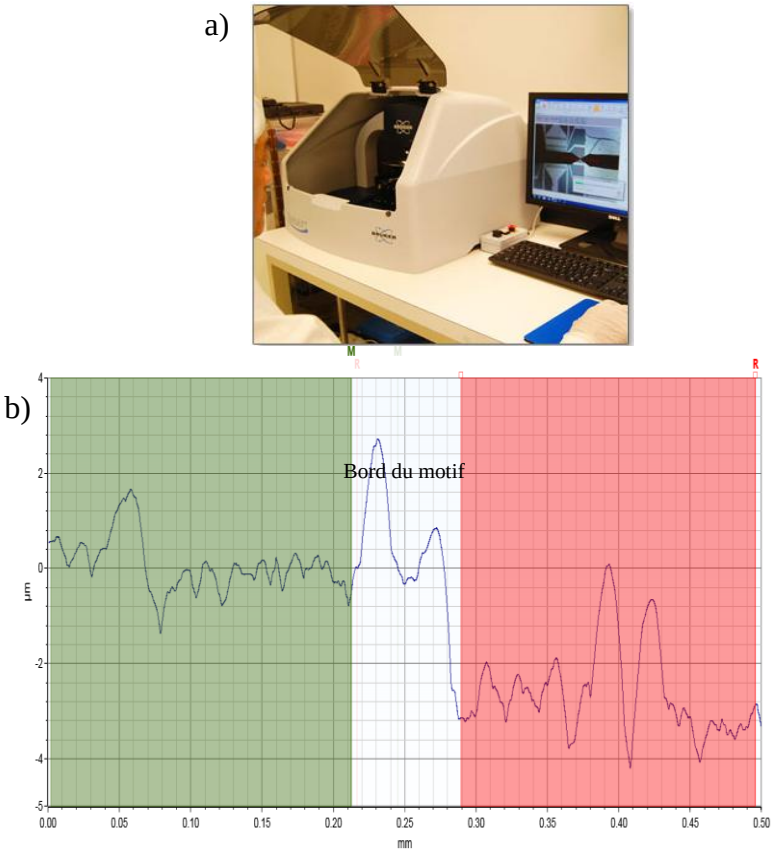


Figure III.43. a) Profilomètre b) et profil permettant d'évaluer l'épaisseur du cuivre déposée sur le résonateur.

Sur le bord du motif coplanaire on observe une augmentation de l'épaisseur de cuivre qui correspond à la formation d'un bourrelet de cuivre dû à l'effet thermique produit par le passage du laser. Dans notre cas, un problème se pose avec la précision du faisceau laser possédant ainsi un diamètre de 50 µm. En effet, la largeur minimale de gap utilisée pour exciter les filtres de canal et le filtre large bande est de 50 µm. Avec ce faisceau laser, le gap fait en réalité d'un peu plus de 60 µm.

V.1.2 Fabrication du filtre de canal

Un prototype du premier filtre de canal a été réalisé par découpe laser par l'entreprise MUL (Micro Usinage Laser) avec une machine à laser de haute précision en utilisant un substrat d'alumine d'épaisseur 520 µm.

La Figure III.44 présente la structure du filtre céramique et la Figure III.45 donne la réponse simulée avec une valeur de permittivité de 9.4 et une tangente de perte de 5.10^{-4}. Ces caractéristiques sont celles données par le fournisseur.

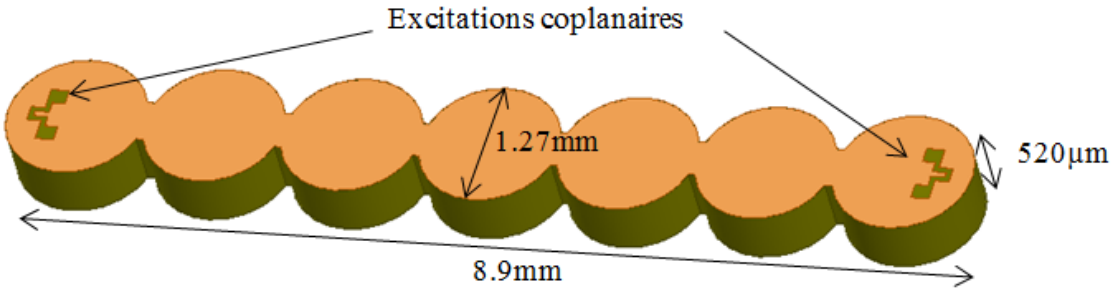


Figure III.44: Filtre sept pôles excité par des motifs coplanaires

Nous observons que la réponse satisfait le gabarit de filtrage fixé pour le premier canal. La fréquence centrale est de 58.32 GHz, la bande passante équi-ondulation est de 1.65 GHz et l'on trouve moins de 3 dB de pertes d'insertion. L'adaptation dans la bande est toujours supérieure à 14 dB.

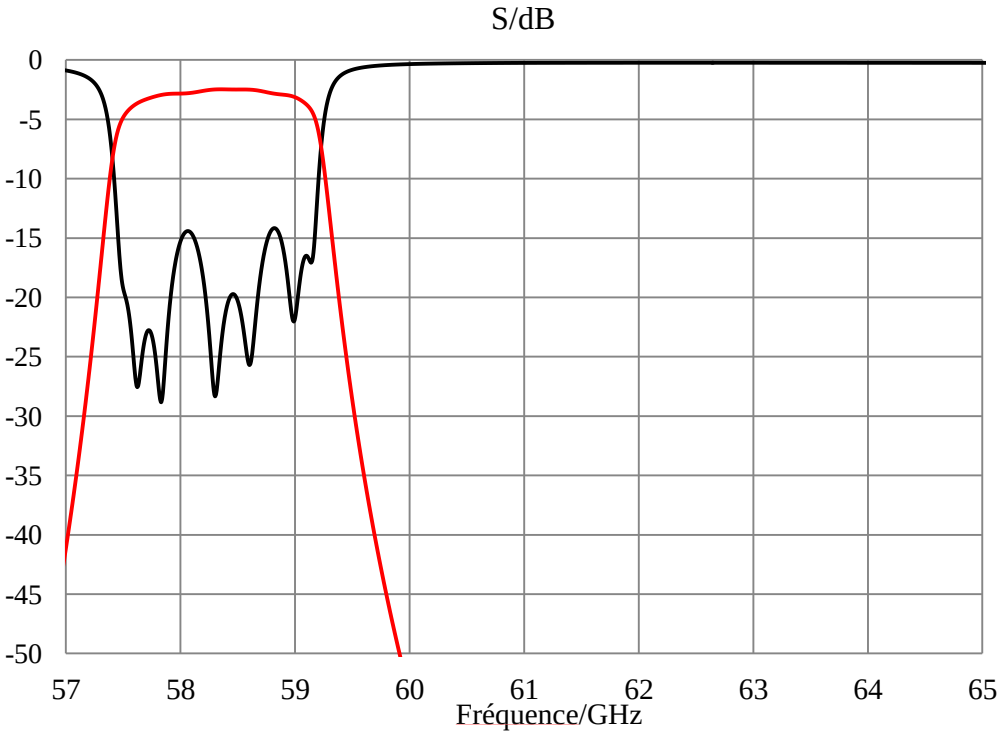


Figure III.45. Réponse simulée du filtre de canal avec une alumine d'épaisseur 520 µm.

La Figure III.46 présente le filtre fabriqué avant et après la métallisation. L'alumine utilisée pour fabriquer ce filtre a une pureté de 99,6%. L'état de surface de cette alumine est très lisse, ce qui se révèle être un inconvénient vis-à-vis de sa métallisation avec le bain d'electroless, le cuivre n'accrochant pas sur les parois.

Par conséquent, la métallisation a été réalisée par évaporation sous vide dans la salle blanche du laboratoire XLIM, avec deux couches de chrome et d'or présentant respectivement des épaisseurs de 25 nm et 250 nm. La couche de chrome déposée est considérée comme une couche d'accroche. Cette méthode est utilisée pour métalliser des surfaces planes. Par conséquent, pour métalliser les deux surfaces du filtre, nous avons répété le procédé pour chaque face. Vu que notre filtre a une épaisseur de 520 µm, les côtés ont été également métallisés. Par contre après quelques essais de métallisation, nous pouvons confirmer que ce résultat n'est pas systématiquement reproductible.

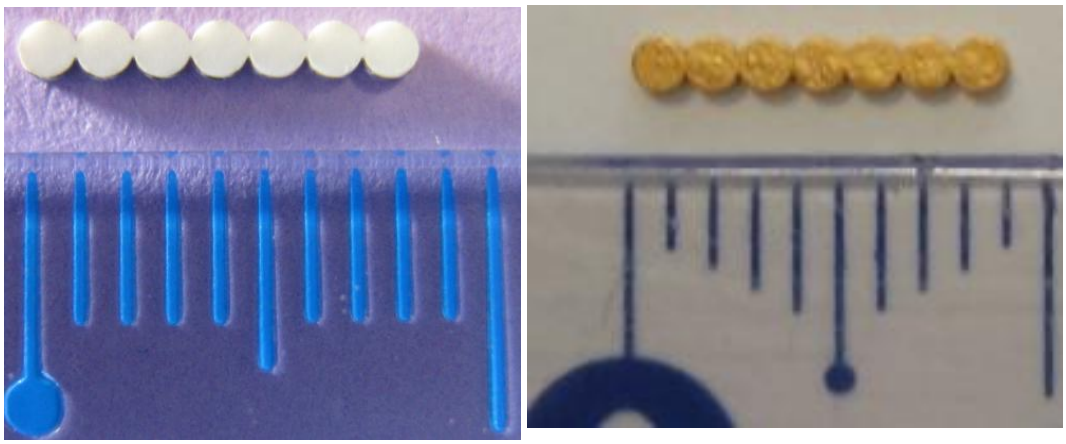


Figure III.46. Filtre de canal fabriqué avant et après métallisation d'épaisseur 520µm.

Par la suite, afin d'accroître l'épaisseur de la couche métallique, nous avons métallisé le filtre en utilisant le bain d'electroless-3D (cuivre) afin d'atteindre 2 µm. Cette étape est suivie par une métallisation or afin de protéger la couche de cuivre qui a naturellement tendance à s'oxyder. Cette étape est réalisée en utilisant le banc d'électrolyse or disponible dans la salle blanche d'XLIM.

Sur la Figure III.46, nous pouvons observer que la surface métallisée n'est pas homogène, avec la présence de bulles d'air entre la couche de métal et l'alumine. Ceci est dû à la faible adhérence de la couche de cuivre sur la surface très lisse de l'alumine.

Pour résoudre ce problème d'adhérence, nous avons ensuite utilisé un autre substrat d'alumine, de pureté 99,7%, mais avec une rugosité plus importante. Nous avons caractérisé l'alumine pour trois fréquences différentes (Tableau III.2).

Ces caractérisations ont été effectuées à 25 et 34 GHz grâce la méthode en cavité résonante développée par Olivier Tantot et J. Rammal [17] et à 55 GHz en utilisant la méthode en cavité ouverte développée par P. Goy [18]. Notons que dans la littérature [19], l'alumine de pureté 99,5% a été caractérisée avec une permittivité de 9.7 et une tangente de perte de 3.10^{-4} à 10 GHz.

Fréquence (GHz)	permittivité	Tangente de perte
25	9.41 ±0.37	$3.285\ 10^{-3} \pm 2.9\ 10^{-4}$
34	9.15 ±0.369	$3.16\ 10^{-3} \pm 2.97\ 10^{-4}$
55	9.34 ±0.407	$3.33\ 10^{-3} \pm 4.08\ 10^{-4}$

Tableau III.2. Résultats de caractérisation d'un substrat alumine 99,7% d'épaisseur 250 µm.

Le filtre a été ré-optimisé en considérant ces nouveaux paramètres caractérisés à 55 GHz et une épaisseur de 250 µm. La Figure III.47 présente la réponse de ce filtre. Nous observons que cette réponse plus le gabarit de filtrage fixé avec notamment plus de 8 dB de pertes d'insertion. L'adaptation dans la bande est toujours supérieure à 15 dB.

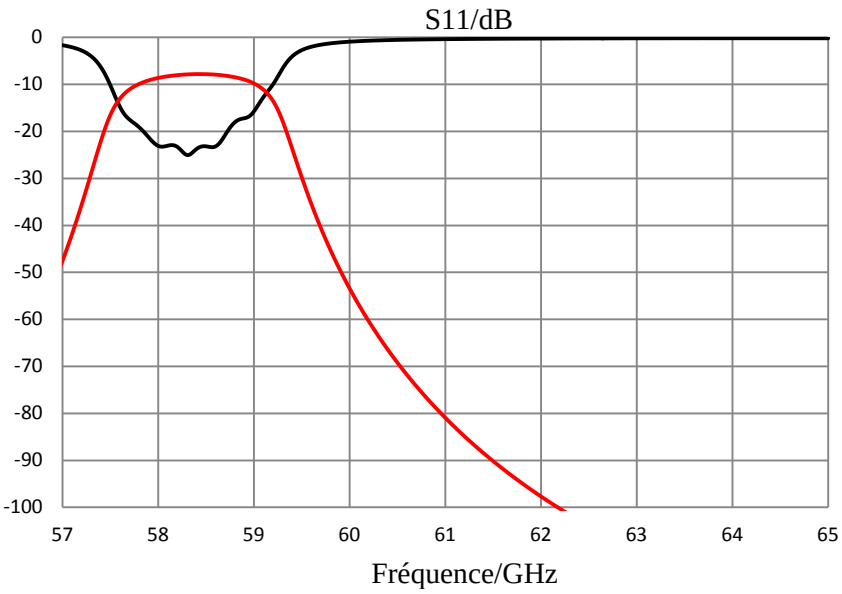


Figure III.47.Réponse simulée du filtre sept pôles d'épaisseur 250µm**.**

Le filtre a été découpé par l'entreprise MUL et métallisé en salle blanche en utilisant bain d'electroless cuivre suivie par une étape d'électrolyse or pour protéger le cuivre de l'oxydation. La Figure III.48 présente le filtre avant et après la métallisation.



Figure III.48. Filtre de canal métallisé (cuivre+or) d'épaisseur 250µm.

La conductivité de la métallisation est estimée à 35 S/µm. Enfin, des accès coplanaires ont été réalisés par gravure laser sur ce filtre.

La comparaison entre la simulation EM et la mesure du prototype est présentée sur la figure.III.49. Les pertes d'insertions sont de l'ordre de 7 dB avec une adaptation dans la bande

supérieure à 12 dB. On constate, de la même manière que la réponse mesurée présente une légère augmentation de la bande passante par rapport à la simulation EM.

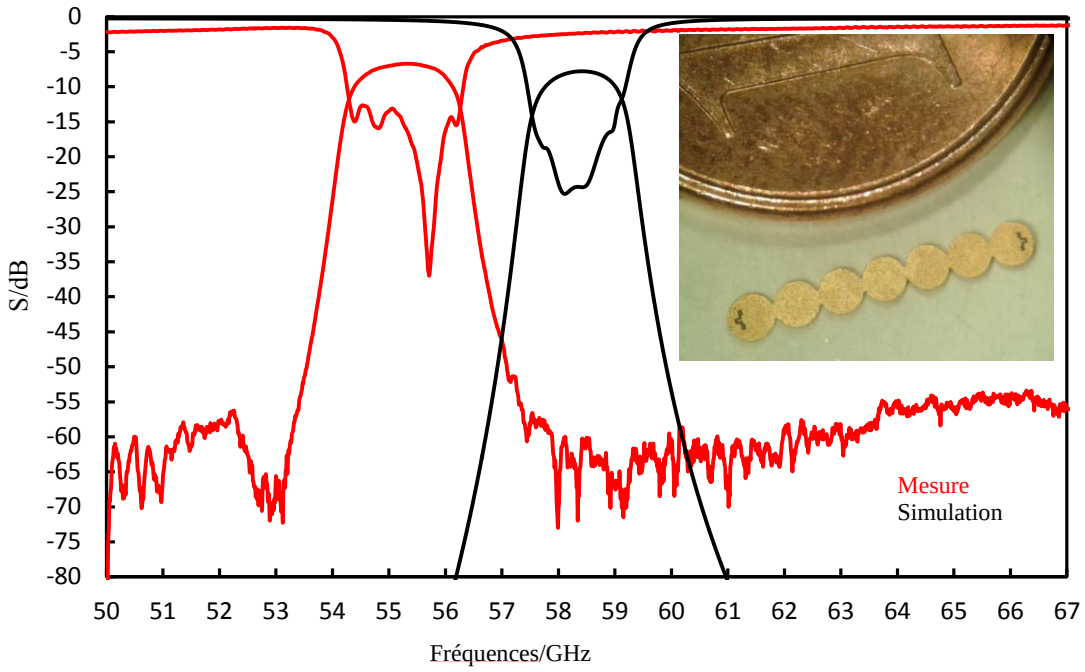


Figure III.49. Comparaison entre simulation et mesure du filtre de canal d'épaisseur 250µm**.**

Une rétro-simulation a été effectuée en modifiant les couplages entre résonateurs et la permittivité de l'alumine. La comparaison entre la réponse obtenue par rétro-simulation et les résultats de mesure est présentée sur la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**50. Le tableau III.3 illustre la variation des valeurs de couplage entre la simulation et la rétro-simulation (environ +40%).

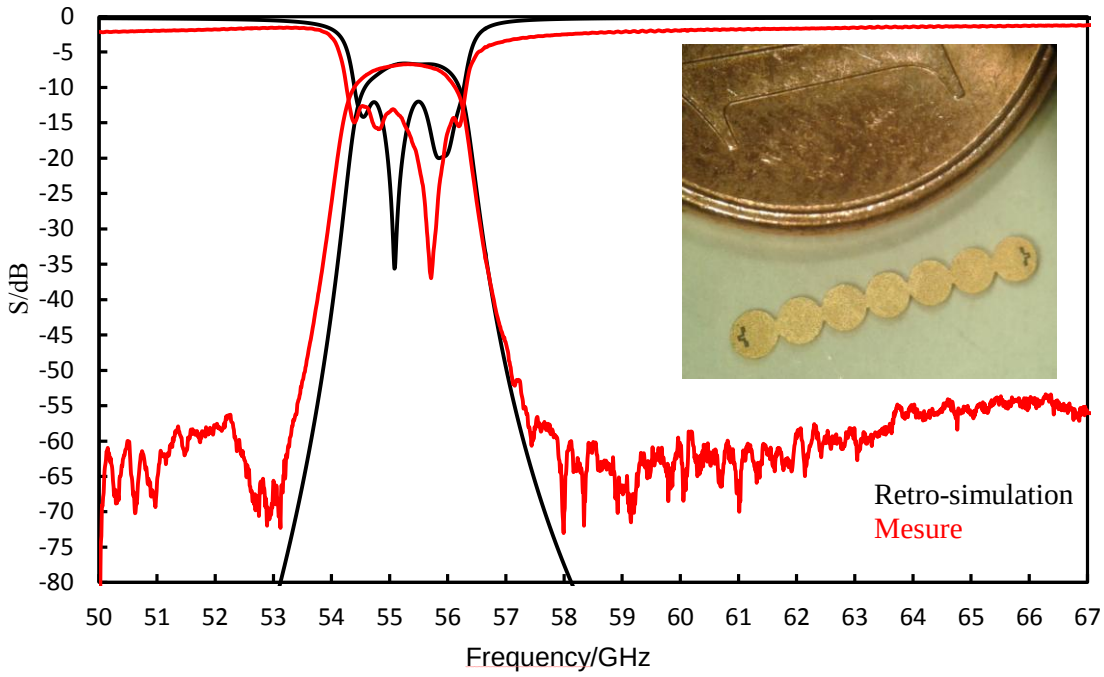


Figure III.50. Comparaison entre rétro-simulation et mesure du filtre de canal d'épaisseur 250µm**.**

	$K_{67}=K_{12}$	$K_{56}=K_{23}$	$K_{45}=K_{34}$
Simulation	0.019	0.014	0.013
Rétro-simulation	0.027	0.02	0.019

Tableau III.3. Comparaison entre les valeurs de couplage entre les résonateurs du filtre 7 pôles en simulation et en rétro-simulation.

V.1.3 Fabrication du filtre large bande

Le filtre large bande a été optimisé avec des excitations coplanaires afin de le caractériser sous pointe. La Figure III.5151 décrit la structure et permet d'observer les motifs de couplage qui couvrent presque la totalité des deux surfaces des résonateurs.

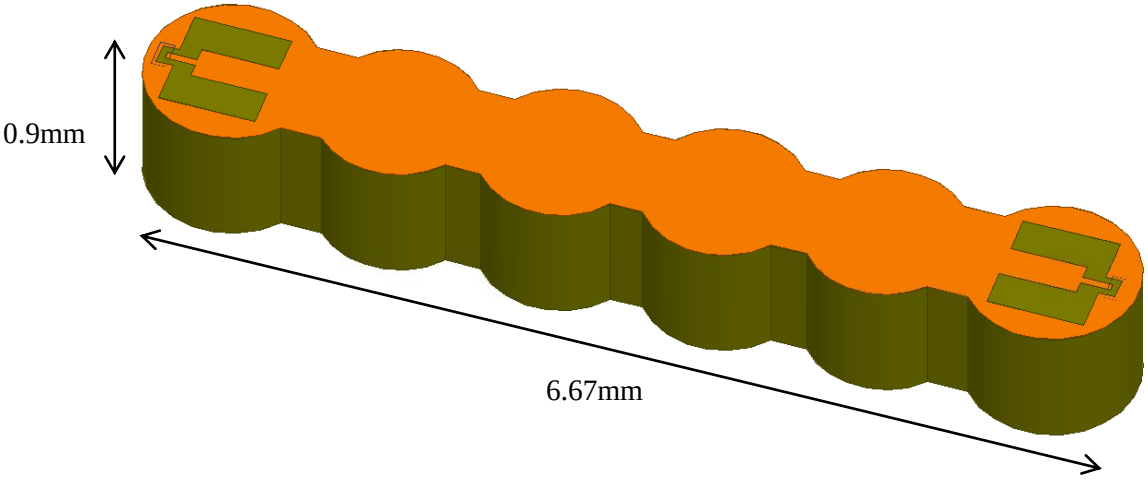


Figure III.51. Filtre large bande excité par des motifs coplanaires

La Figure III.522 présente la réponse du filtre présentant 2,2 dB de pertes d'insertion. L'ondulation dans la bande est de 0,6 dB tandis que l'adaptation est supérieure à 14 dB. Les réjections sont supérieures à 20 dB à f_0 -5.3 GHz et f_0 +6.1 GHz.

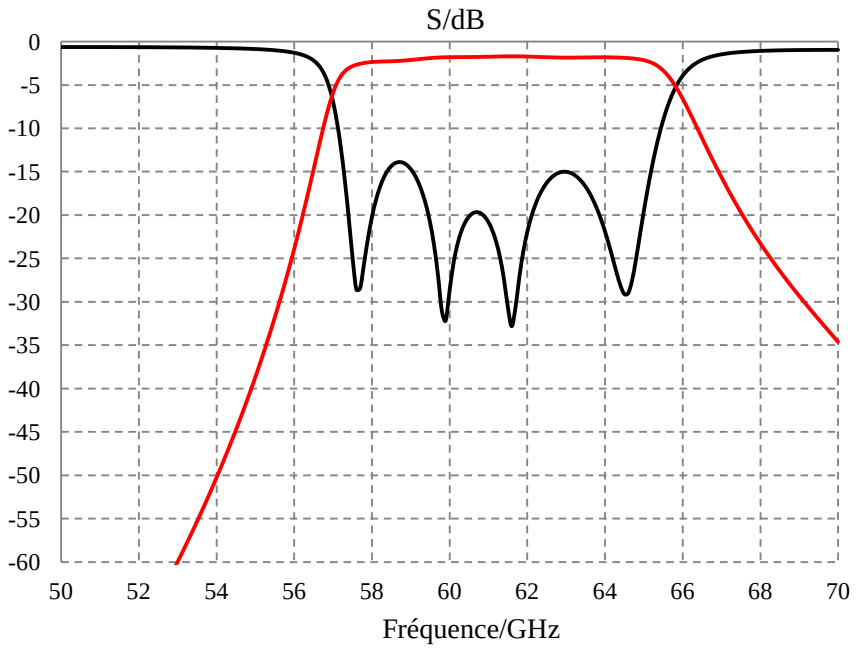


Figure III.52. Réponse simulée de filtre six pôles

En prenant en compte l'alumine d'épaisseur 250 µm caractérisée précédemment, nous obtenons la réponse présentée sur la Figure III.533 qui satisfait toujours le gabarit de filtrage fixé avec 1.8 dB de pertes d'insertion et une adaptation meilleure que 13 dB.

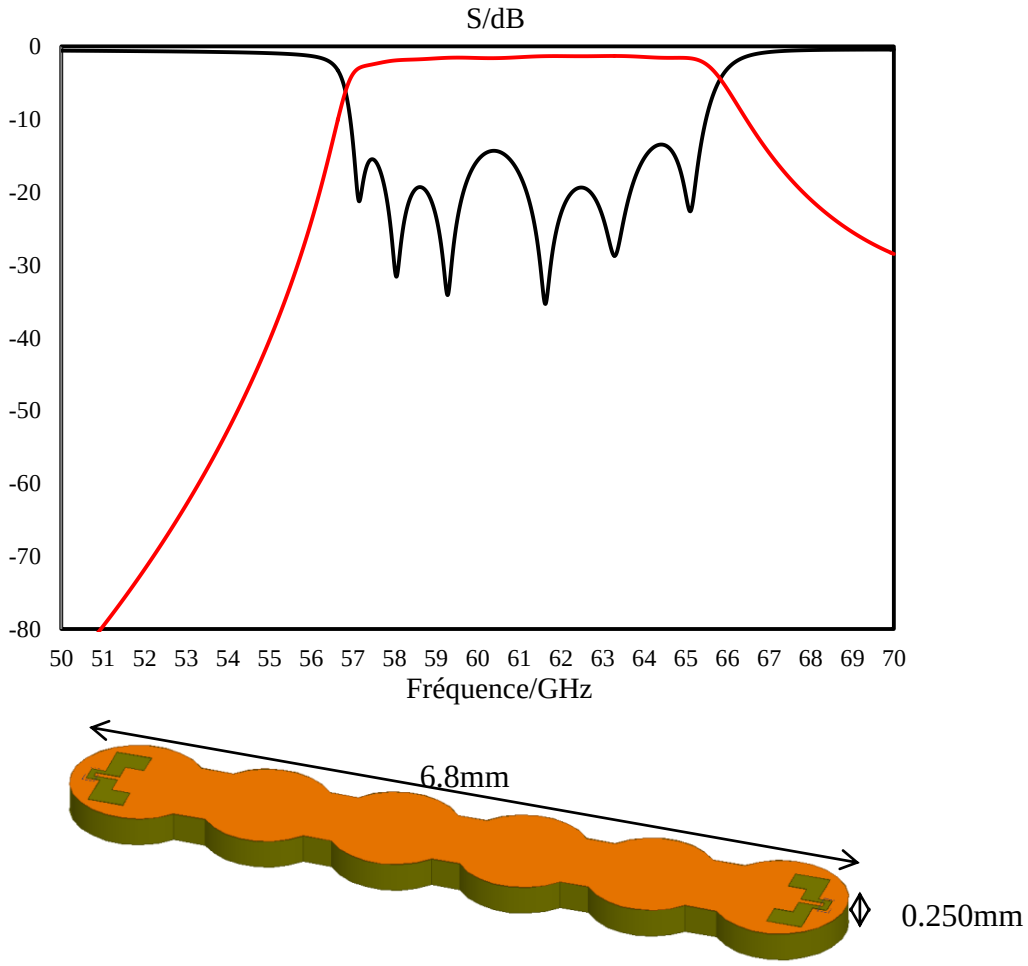


Figure III.53. Réponse simulée de filtre avec une épaisseur de 0.25 mm.

Ce filtre a été découpé par l'entreprise MUL et métallisé grâce aux procédés d'electroless cuivre et d'électrolyse or. La figure III.54 présente une photographie du filtre large bande fabriqué, avant et après métallisation.



Figure III.54. Filtre large bande d'épaisseur 250 µm, avant et après métallisation.

Les mêmes étapes de fabrication ont été suivies pour réaliser le filtre large bande [57-66] GHz. La **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** présente une comparaison entre la réponse obtenue par simulation EM, par rétro-simulation, et les résultats de mesure du filtre six pôles d'épaisseur 250µm. Les couplages entre les résonateurs et en entrée-sortie ont été légèrement modifiés. La réponse mesurée présente une adaptation supérieure à 7dB avec une bande passante de 15% autour de 58.3 GHz (8.9 GHz de bande passante) qui est légèrement supérieure à celle simulée (13% autour de 61.5 GHz). Le Tableau III.4 illustre la variation des valeurs de couplage entre la simulation et la rétro-simulation. Le facteur de qualité estimé pour le filtre de canal et le filtre large bande est de l'ordre de 240.

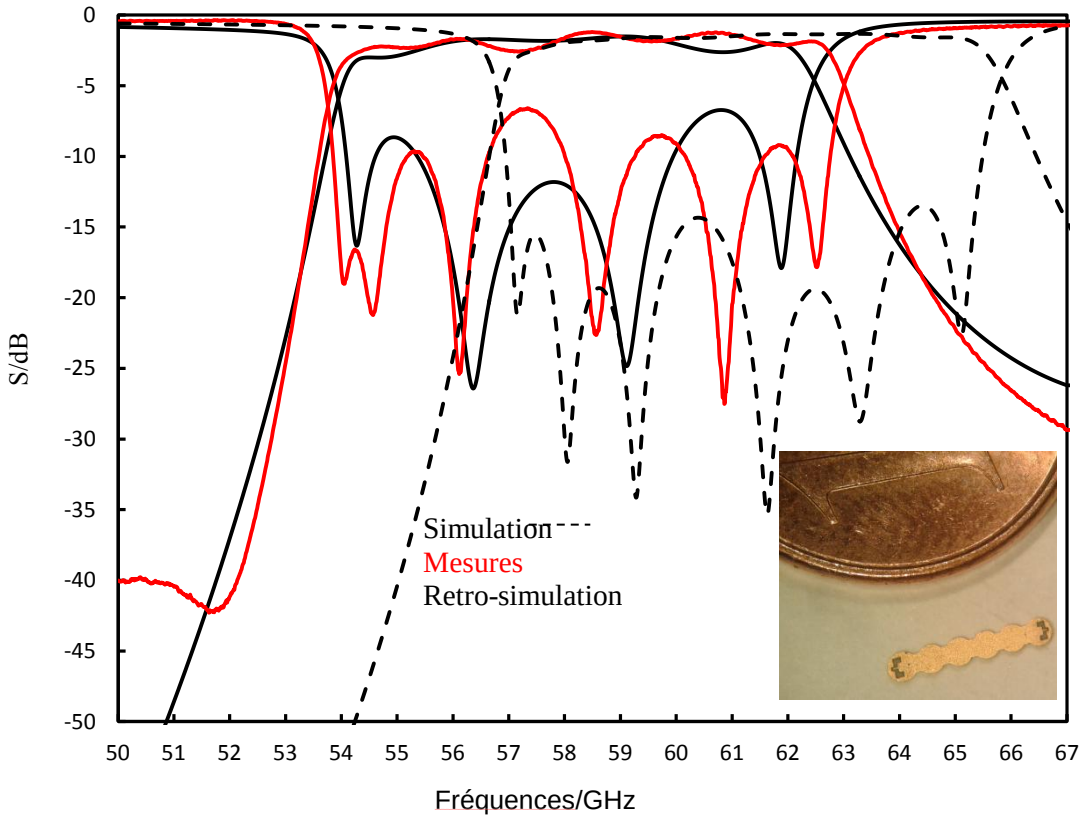


Figure III.55. Comparaison entre simulation EM, mesure et rétro-simulation du filtre large bande d'épaisseur 250µm.

	$K_{56}=K_{12}$	$K_{45}=K_{23}$	K_{34}
Simulation	0.098	0.073	0.068
Rétro-simulation	0.11	0.078	0.07

Tableau III.4. Comparaison des valeurs de couplage entre les résonateurs du filtre large bande pour la simulation et la rétro-simulation.

V.1.4 Fabrication du multiplexeur

Le multiplexeur a été découpé sur le même substrat d'alumine de 250 µm. La Figure III.56 présente le multiplexeur avant et après métallisation. Malheureusement, pendant l'étape d'électrolyse or, le multiplexeur a été cassé.

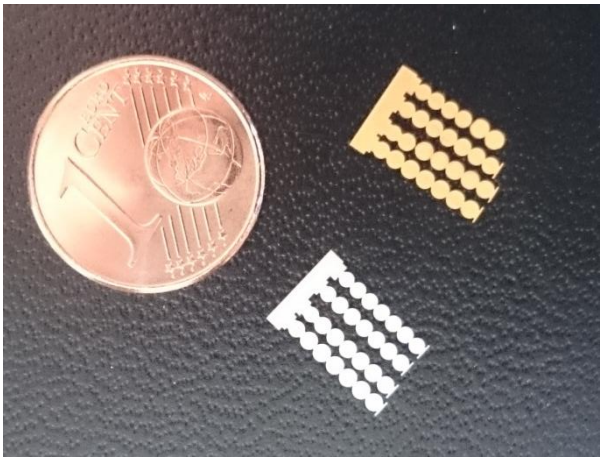


Figure III.56. Filtre OMUX fabriqué avant et après métallisation.

V.1.5 Fabrication du sous-système filtre-antenne large bande

La Figure III.577 présente la photographie du sous-système filtre-antenne large bande fabriqué par 3DCeram en utilisant le procédé de stéréolithographie céramique. Sur la première photographie, on observe que le dioptre présente un défaut de fabrication. En effet, il manque

sur la structure les anneaux circulaires sur la surface du dioptre. Les épaisseurs de ces anneaux sont de l'ordre de 170 µm ce qui rend leur fabrication très compliquée.

Nous avons donc augmenté l'épaisseur de ces anneaux à 210 µm. Nous sommes actuellement en attente des nouvelles pièces pour procéder à leur métallisation et leur caractérisation.

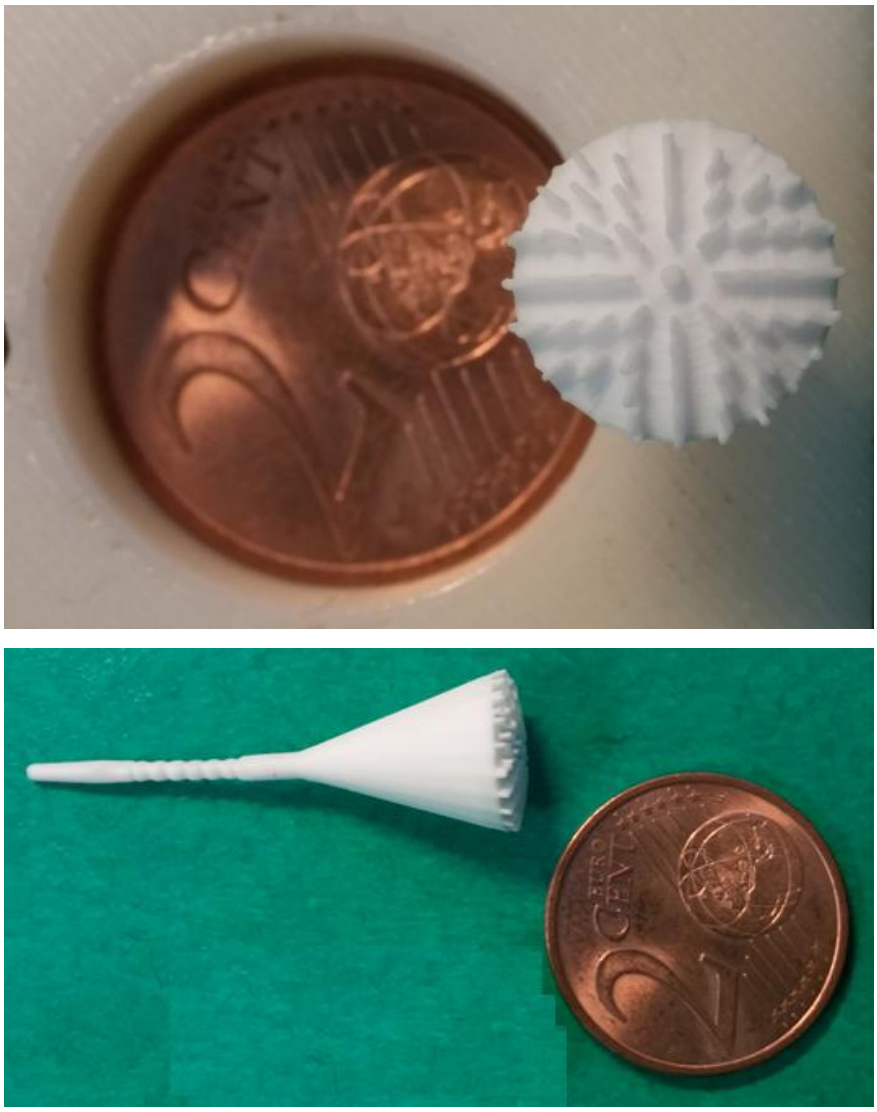


Figure III.57. Photographie du sous-système filtre/antenne large bande fabriqué

V.2 Technologie plastique

Vues les difficultés rencontrées pour réaliser les prototypes par stéréolithographie céramique 3D, nous avons décidé de réaliser des prototypes à une fréquence plus basse et avec une technologie d'impression 3D plastique.

Une nouvelle machine Stratasys [20] de prototypage 3D a été acquise afin de fabriquer et tester des objets plastiques complexes. La technologie employée, par dépôt de fil en fusion (FDM), permet de créer des pièces imprimées en 3D à partir de thermoplastiques, dont l'ABSplus. La précision de cette machine est de 254 µm (largeur du fil), ce qui permet de réaliser de nombreux prototypes que l'on peut ensuite métalliser.

Nous avons choisi de réaliser un prototype du filtre large bande en utilisant cette technologie d'impression. Cependant, ce filtre a été translaté plus bas en fréquence, en gardant une même bande passante relative.

Le matériau ABS ayant été caractérisé au laboratoire XLIM à 10 GHz, nous avons choisi de réaliser le prototype à cette fréquence. A cette fréquence, une permittivité de 2,55 et une tangente de perte de $3{,}9\ 10^{-3}$ ont été obtenues.

Les spécifications du filtre deviennent donc :

- Une fréquence centrale de 10.25 GHz,
- Une bande passante (équi-ondulation) de 1.41 GHz,
- Des pertes d'insertion dans la bande < 3 dB,
- Une adaptation supérieure à 15 dB.

Comme présenté sur la Figure III.588, ce filtre est excité par des guides diélectriques rectangulaires dont les dimensions sont 14,05 mm par 10,5mm.

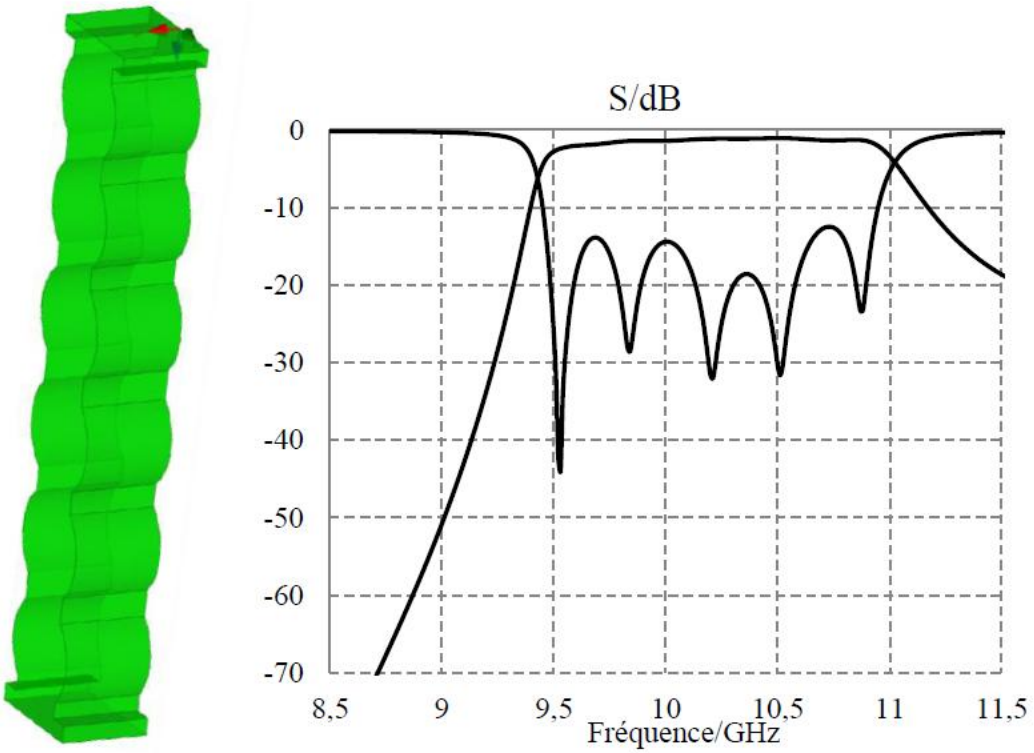


Figure III.58. Le filtre six pôles et sa réponse EM optimisée

Les guides d'accès ne sont pas de dimensions standards. Afin de permettre la mesure du filtre, il a été nécessaire de réaliser des transitions qui prennent la forme de pyramides comme présenté sur la Figure III.599. Le filtre plastique est considéré métallisé sur tous ses surfaces extérieures sauf au niveau de la transition diélectrique qui reste bien évidement non métallisée.

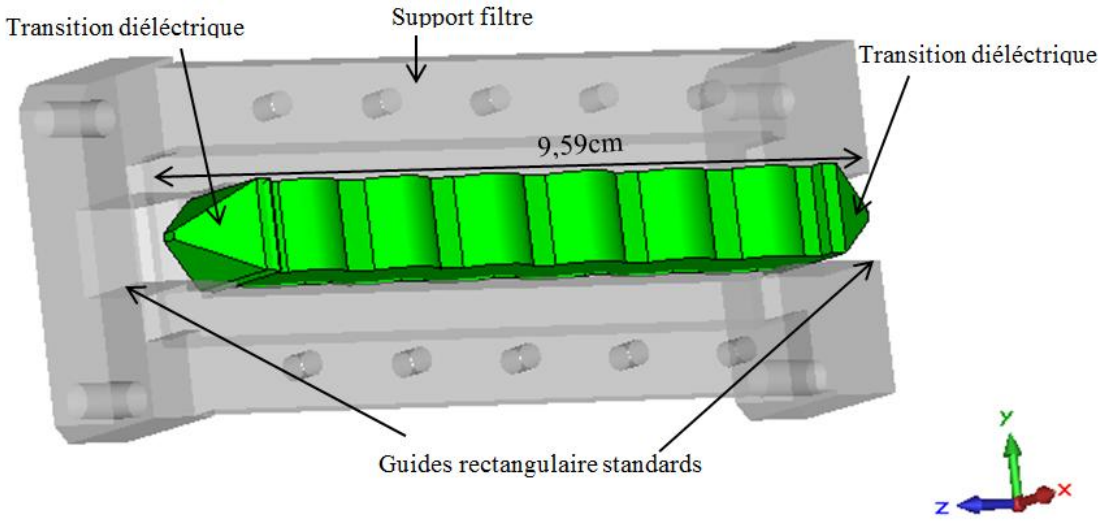


Figure III.59. Filtre six pôles et son support (vue en coupe)

La Figure III.6060 montre le filtre six pôles et son support fabriqué avant et après la métallisation. Pour métalliser ce filtre ainsi que son support, nous avons utilisé la solution de laque d'argent. La réponse optimisée avec la transition de mesure est présentée sur la Figure III.**61**61. La fréquence centrale est de 10,25 GHz, la bande passante est de 1,5 GHz et l'on trouve 2 dB de pertes d'insertion. L'adaptation est supérieure à 12 dB.

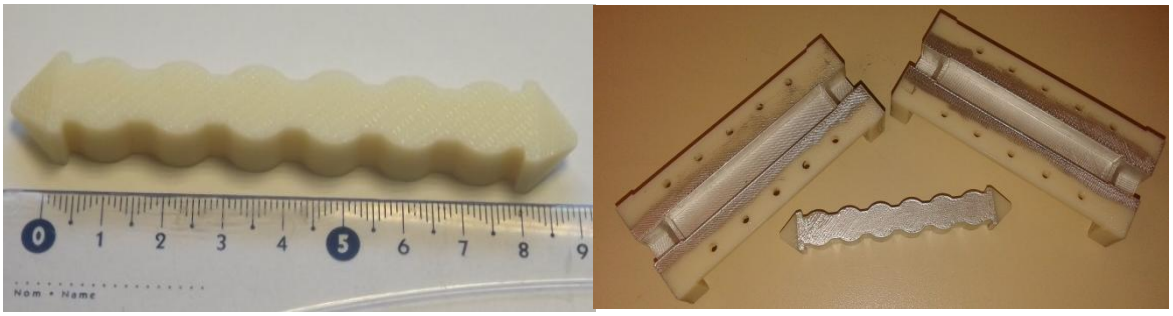


Figure III.60. Filtre fabriqué avant et après métallisation

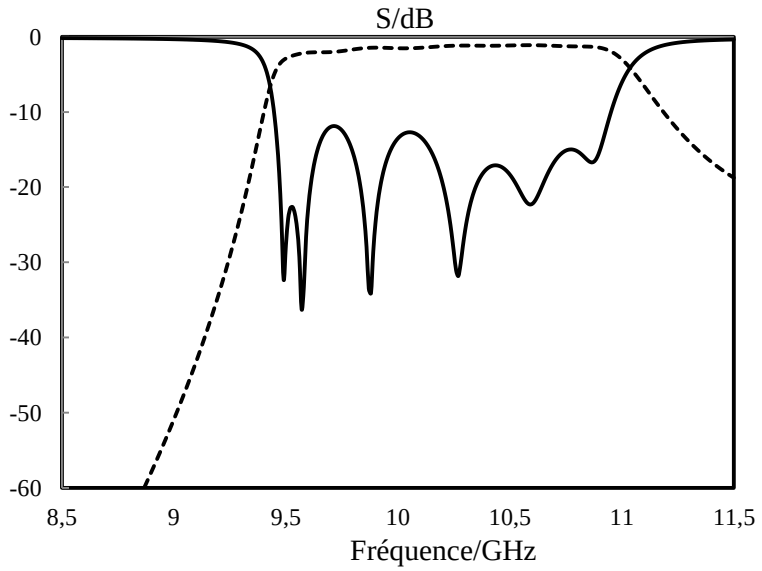


Figure III.61. Réponse de filtre large bande avec les transitions de mesures à 10 GHz.

Une comparaison simulation/mesure du filtre six pôles est présentée sur la Figure III.6262. La réponse mesurée est décalée de 200 MHz en basse fréquence par rapport à la courbe de simulation. L'adaptation est limitée à 7 dB. Cette structure présente 4,2 dB de pertes d'insertion et la bande passante (1,44 GHz) est en légère diminution par rapport à celle attendue en simulation (1,5 GHz).

Ce désaccord est dû principalement à la faible tolérance de fabrication, ainsi qu'à la faible conductivité de l'argent déposé sur le plastique. Pour atteindre une bonne valeur de

conductivité, il est important de déposer plusieurs couches d'argent sur la structure et de les faire ensuite sécher au four (120°) pendant plusieurs heures. Cette opération n'est cependant pas réalisable dans notre cas puisque le plastique ne supporte pas des telles températures. Les côtes du filtre réalisé ont été relevées. En se basant sur ces données, une rétro-simulation a été effectuée. Comme présenté sur la Figure III.633, on remarque que la rétro-simulation et la mesure convergent.

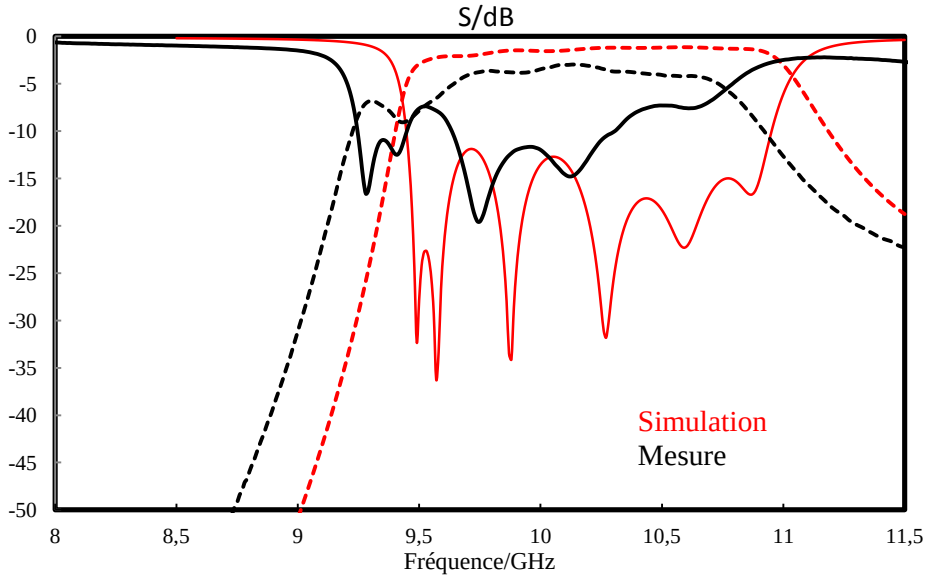


Figure III.62. Résultats de simulation et de mesures du filtre six pôles

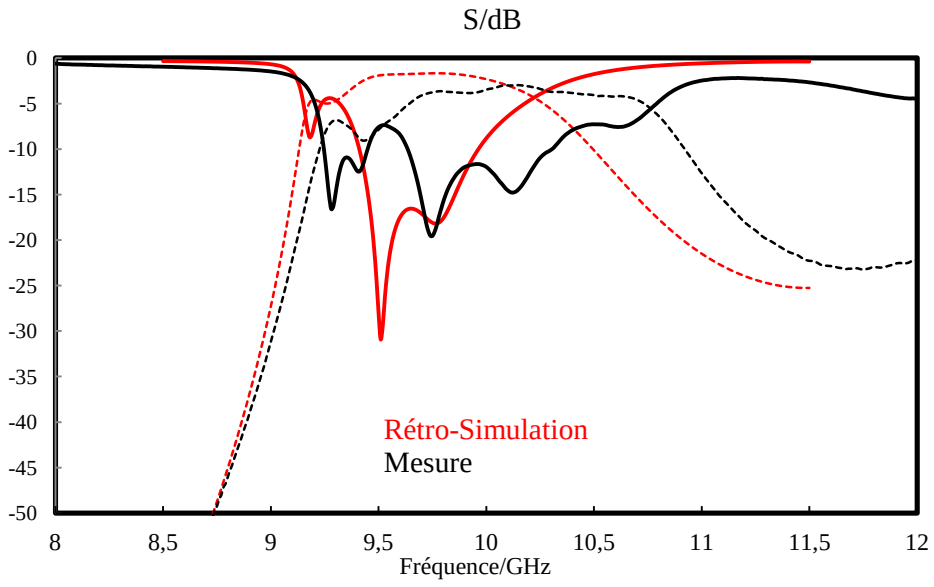


Figure III.63. Réponse mesurée en comparaison avec la réponse de la rétro-simulation.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, des dispositifs de filtrage répondant aux spécifications de systèmes de communication à 60 GHz ont été présentés. Les spécifications de filtrage nécessitent la réalisation, soit d'un multiplexeur comportant 4 canaux dans la bande [57-66] GHz, soit d'un filtre large bande couvrant les 4 canaux. La synthèse et le dimensionnement de ces deux dispositifs de filtrage ont été détaillés.

Dans une seconde partie, la co-intégration de ces dispositifs de filtrage avec l'antenne cornet a été présentée. Les simulations électromagnétiques de ces différentes structures ont permis d'évaluer les performances potentielles des circuits et sous-systèmes proposés.

Finalement, ce chapitre se conclue sur les travaux expérimentaux visant la réalisation de prototypes des circuits et sous-systèmes conçus par la technologie de stéréolithographie céramique. Actuellement, aucun prototype fonctionnel n'a pu être caractérisé mais beaucoup de verrous technologiques, notamment concernant la métallisation et la gravure des pièces céramiques métallisées ont été levés. De plus, afin de valider les concepts développés, différents tests ont été effectués grâce à une technologie d'impression plastique 3D.

VII. Références

[1] P. Filhol "Résonateurs diélectriques: matériaux et composants", Techniques de l'ingénieur, électronique, vol. 3, 2004.

[2] T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. Rahman, H. Harada, and S. Kato "Ieee 802.15.3c : the first ieee wireless standard for data rates over 1gb/s, " IEEE, Communications Magazine , vol. 49, no. 7, pp. 114 –121, july 2011. (Cité en pages 8, 11 et 12.).

[3] S. Bila "Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatique. Application aux dispositifs microondes" Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Mai 1999.

[4] Khalil, A.H. ; Delhote, N. ; Pacchini, S. ; Claus, J. ; Baillargeat, D. ; Verdeyme, S. Leblond, H. "3-D pyramidal and collective Ku band pass filters made in Alumina by ceramic stereolithography" IEEE MTT-S International Microwave Symposium, p.1-4, 2011.

[5] D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme and P. Guillon, "Fast and accurate CAD for narrow band waveguide filters applying an electromagnetic Segmentation method", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, p. 979-982, 2-7 juin 2002, Seattle, WA, USA.m.

[6] D.K. Misra, "Radio-frequency and microwave communication circuits: analysis and design", John Wiley & sons, Inc., 2001

[7] J.D. Rhodes and R. Levy, "A generalized multiplexer theory", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 27 no. 2, pp. 99-111, Feb 1979

[8] J.D. Rhodes and R. Levy, "Design of general manifold multiplexers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 27, no. 2, pp. 111-123, Feb, 1979.

[9] Richard J. Cameron and Ming Yu, "Design of Manifold-Coupled Multiplexers", IEEE Microwave magazine Oct. 2007, pp. 46-59.

[10] P. Lenoir, "Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes", Université de Limoges, thèse 2005.

[11] A.E. Atia, "Computer-aided design of waveguide multiplexers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, March 1974, pp.332-336.

[12] D. Bariant, "Méthodologies d'aide à la conception électromagnétique de dispositifs microondes. Application au filtrage et au multiplexage de charge utile de satellite", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2002

[13] H. Ezzeddine, "Développement de méthodes de conception pour l'intégration de dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences", Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2011

[14] P. Mazet, "Etude de nouveaux dispositifs hyperfréquences pour le multiplexage et le routage dans les charges utiles de satellite", Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 2012

[15] A. Munir, M. Fathi,Y. Musthofa, "Rectangular to Circular Waveguide Converter for Microwave Devices Characterization", International Journal on Electrical Engineering and Informatics - Volume 3, Number 3, 2011.

[16] M. Yeddulla, S. Tantawi, J. Guo, and V. Dolgashev "An Analytical Design and Analysis Method for a High-Power Circular to Rectangular Waveguide Mode Converter and Its Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, NO. 6, JUNE 2009.

[17] J. Rammal, O. Tantot, D. Passerieux, N. Delhote, S. Verdeyme , "Monitorage Electromagnétique des Caractéristiques de Cavité Fendue et de Matériau Diélectrique pour la Caractérisation en Température", Journées Caractérisation et Matériaux (13èmes JCMM), Mars 2014, Nantes.

[18] P. Goy, M. Gross, S. Caroopen, J. Mallat, J. Tuovinen, A. Maestrini, G. Annino, M. Fittipaldi, M. Martinelli "Millimeter-submillimeter measurements in free space, and in resonant structures. Application to dielectrics characterization.", Material Research Society Spring Meeting, April 24-28 2000, Symposium AA "Millimeter-submillimeter wave technology, materials, devices, and diagnostics", invited talk, San Francisco, USA.

[19] Brian C.Wadell, "Transmition Line Design Handbook" , Artech House Antennas and Propagation Library, May 31, 1991.

[20] http://www.stratasys.com/3d-printers/idea-series/uprint-se

CONCLUSION GENERALE

Les nouveaux usages de consommation de contenus multimédias, comme le téléchargement de musique, de vidéos ou le visionnage de programmes TV en direct, demandent des débits de plus en plus importants. Les appareils électroniques grand public doivent donc disposer d'une technologie capable de fournir des débits supérieurs au Gb/s. Dans ce contexte, la bande de fréquence centrée à 60 GHz et ses 9 GHz de bande passante disponible sont à même de répondre à ce besoin.

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit sont axés sur l'intégration de manière monolithique de fonctions de rayonnement et de filtrage, en employant la technologie de stéréolithographie céramique pour améliorer la portée des communications haut débit sans fils à 60 GHz.

Au cours du **premier chapitre**, nous avons procédé à une étude bibliographique sur l'intérêt de la bande de fréquences autour de 60 GHz, les normes ainsi que les applications potentielles dans cette bande. Un état de l'art des systèmes d'émission-réception radiofréquences (front-ends RF) aux longueurs d'ondes millimétriques a été développé, en prenant en compte les principales technologies utilisées et les performances en termes de rayonnement. A partir de cet état de l'art, nous avons mis en évidence que la plupart des front-ends RF fonctionnant à 60 GHz sont limités en termes de gain et, par conséquent, de portée. Nous avons alors présenté la technologique de stéréo-lithographie 3D qui est envisagé pour intégrer des systèmes d'émission-réception sans fils à fort gain pour atteindre des portées augmentées. Nous avons ensuite présenté le procédé de métallisation par bain auto-catalytique ‘‘electroless’’ qui permet de réaliser les objets céramiques 3D réalisés par stéréolithographie.

Dans le **deuxième chapitre**, nous avons proposé la conception d'une antenne cornet en céramique pour éclairer un réflecteur dans la bande [57-66] GHz. Ce type d'architecture est une des meilleures alternatives pour réaliser des sources directives large bande avec de très fortes efficacités. La garantie de la meilleure efficacité permettra en effet d'améliorer la portée des liaisons haut débit. Le cornet céramique est réalisé pour pouvoir être fabriqué conjointement avec le filtre par un procédé de stéréolithographie. Cette approche de co-conception est également favorable à l'amélioration des performances globales.

Un dioptre d'adaptation d'impédance à profil sphérique et structuré a été intégré au cornet conique céramique afin de limiter les résonances dans la matrice diélectrique et réaliser une adaptation large bande de l'antenne. D'autre part, des corrugations gravées dans les flancs

du cornet conique sont métallisées pour créer les diagrammes qui optimiseront le rendement de l'antenne à réflecteur.

Les simulations prévoient des performances conformes aux spécifications. Même si le procédé de stéréolithographie est bien maîtrisé, la réalisation du cornet reste un challenge de par les finesses des détails induits par les longueurs d'onde et la forte permittivité de la céramique.

Parallèlement aux essais de prototypage nous avons proposé de valider le concept du dioptre adaptateur d'impédance avec la réalisation d'un cornet à 10 GHz réalisé par un procédé d'impression tridimensionnelle à base de plastique ABS. Cette gamme de fréquence comme la permittivité de l'ABS permettent de relâcher considérablement les contraintes dimensionnelles. Une source a pu être fabriquée et mesurée dans une base d'antenne d'XLIM.

Le **troisième chapitre** a présenté les dispositifs de filtrage répondant aux spécifications de systèmes de communication à 60 GHz. Les spécifications de filtrage nécessitent la réalisation, soit d'un multiplexeur comportant 4 canaux dans la bande [57-66] GHz, soit d'un filtre large bande couvrant les 4 canaux. La synthèse et le dimensionnement de ces deux dispositifs de filtrage ont été détaillés.

Ensuite, la co-intégration de ces dispositifs de filtrage avec l'antenne cornet a été présentée.

Finalement, ce chapitre se conclue sur les travaux expérimentaux visant la réalisation et la caractérisation de prototypes des circuits et sous-systèmes conçus. Avec la technologie de stéréolithographie céramique, aucun prototype fonctionnel à 60 GHz n'a pour l'instant pu être caractérisé mais beaucoup de verrous technologiques ont été levés. D'autre part, afin de valider les concepts développés, différents tests ont été effectués à 10 GHz grâce à une technologie d'impression plastique.

En conclusion, malgré les difficultés rencontrées, la stéréolithographie céramique apparait comme une technologie candidate à la réalisation de systèmes d'émission réception sans fils à 60 GHz avec des portées importantes.

Actuellement, nous somme en attente des réalisations en stéréolithographie 3D du filtre large bande, de l'antenne et de la structure filtre-antenne afin de les caractériser séparément.

Les travaux de cette thèse ont donc pour perspectives de valider tout d'abord le fonctionnement du dispositif combiné de filtre et de l'antenne cornet, ensuite réaliser et fabriquer en stéréolithographie 3D un réseau réflecteur illuminé par cette source combinée afin d'améliorer son gain.

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

Publications dans les conférences internationales :

Kouki, F., Thevenot, M., Delhote, N., Bila, S.; Chartier, T.; Monediere, T. “Miniature ceramic horn antenna for a high data rates wireless communications systems at 60GHz”, Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM) , pp.1-4 , 25-28 June 2012.

F. Kouki, ; M. Thevenot, ; N. Delhote, ; S. Bila, ; T. Monédière, S.Verdeyme, T. Chartier, “ Miniature Ceramic Filter-Antenna For Wireless Communications Systems at 60GHz”, European Microwave Conference (EuMC), 6-9 October 2014.

Publications dans les conférences nationales :

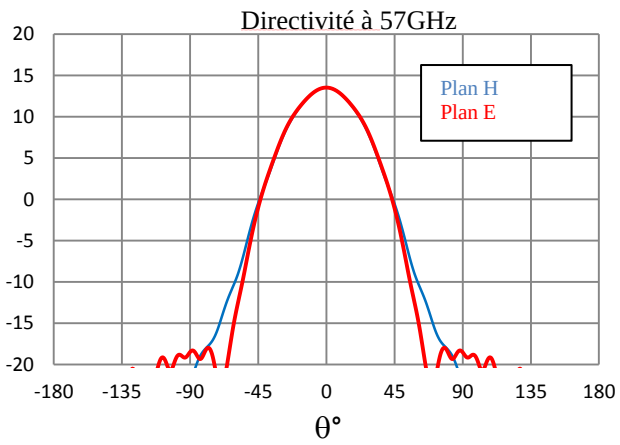
F. Kouki, ; M. Thevenot, ; N. Delhote, ; S. Bila, ; T. Chartier, ; T. Monediere, , “Conception et intégration sur céramique d’une structure filtre-antenne pour les communications haut-débit à 60GHz”, 18èmes Journées Nationales Microondes, 15-16-17 Mai 2013 – PARIS.

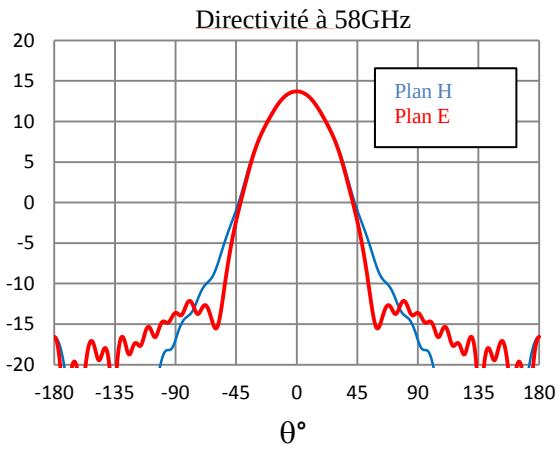
F. Kouki, ; M. Thevenot, ; N. Delhote, ; S. Bila, ; T. Chartier,“Conception et intégration sur céramique d’une structure filtre-antenne pour les communications haut-débit à 60GHz” , GDR ONDES, 28-30 Octobre 2013-Dijon.

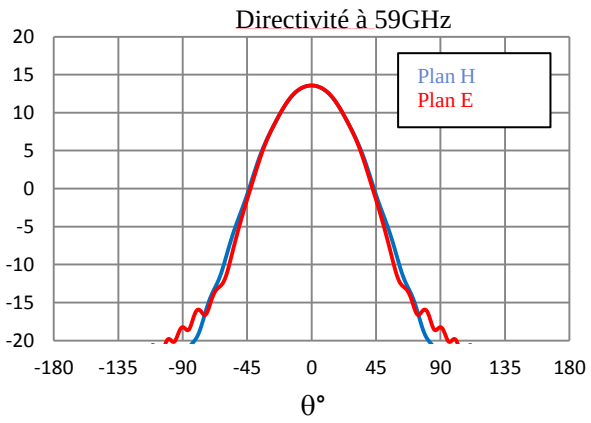
ANNEXE

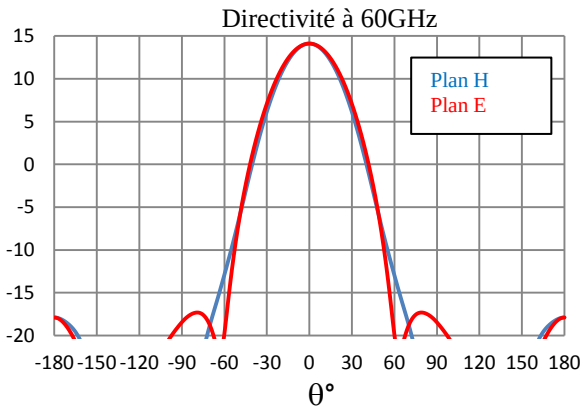
Evolution fréquentielle du diagramme de rayonnement de l'antenne cornet

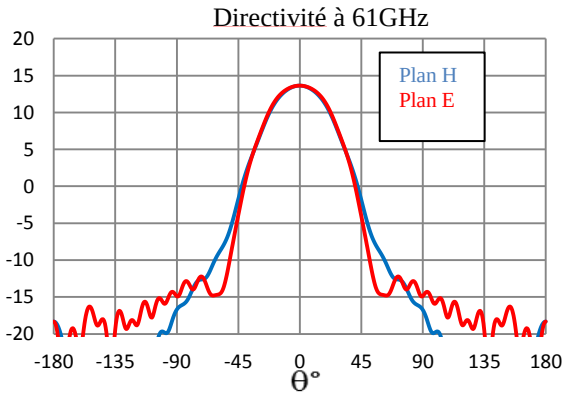
I. Evolution fréquentielle du diagramme de directivité sur la bande [57-66] GHz :

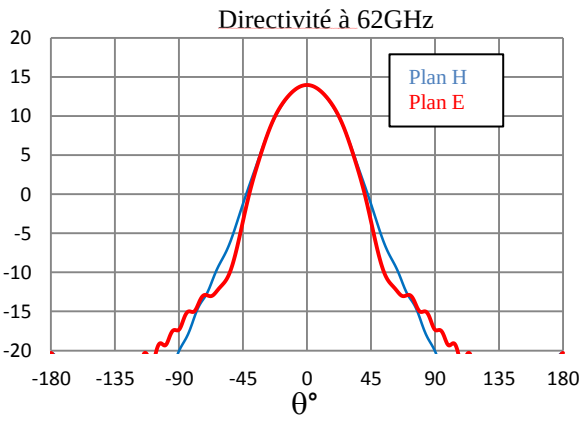


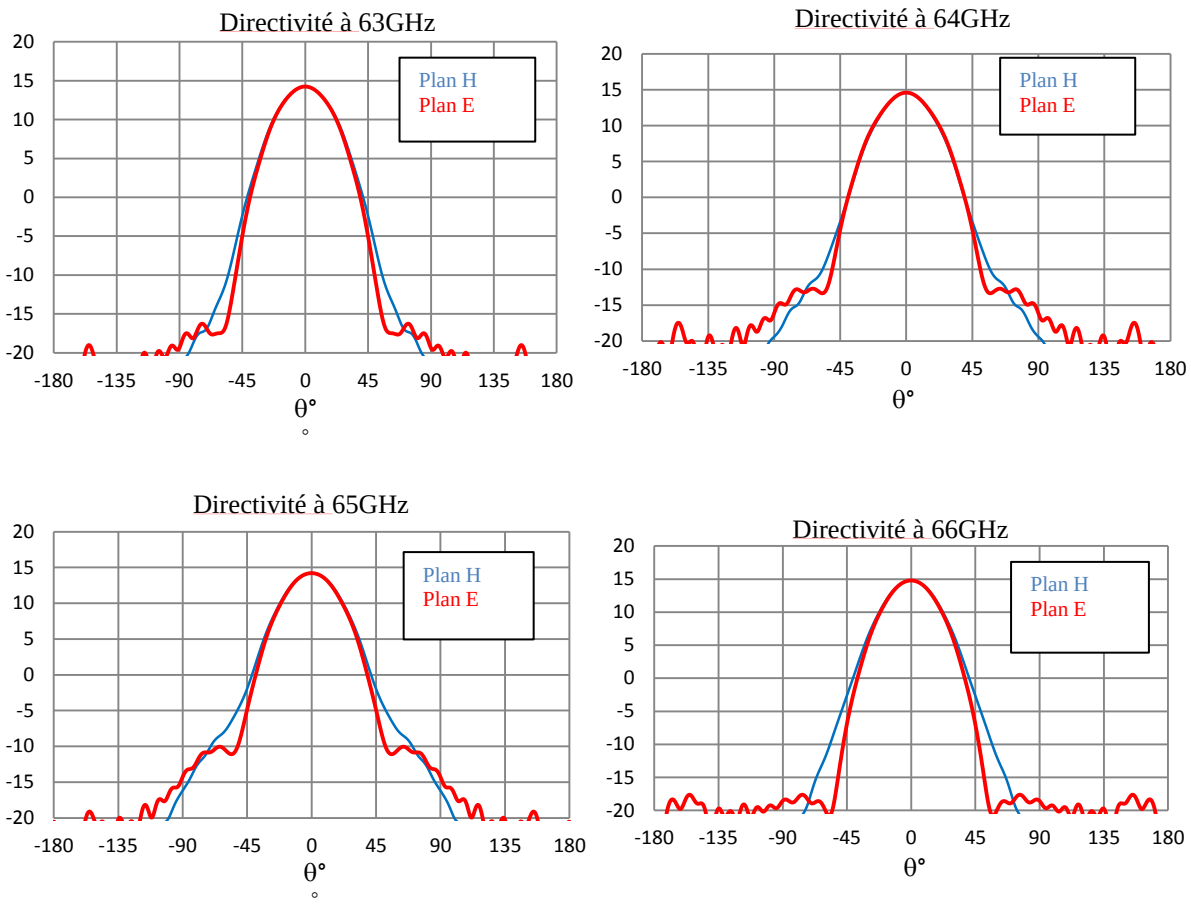




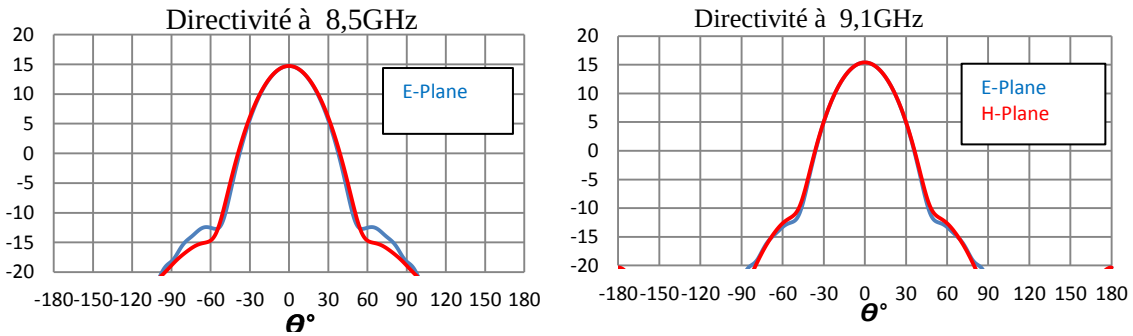


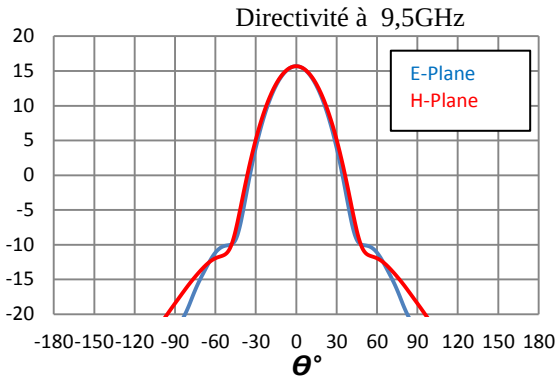


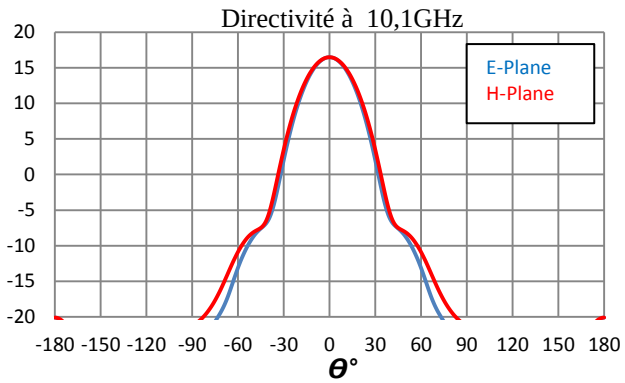


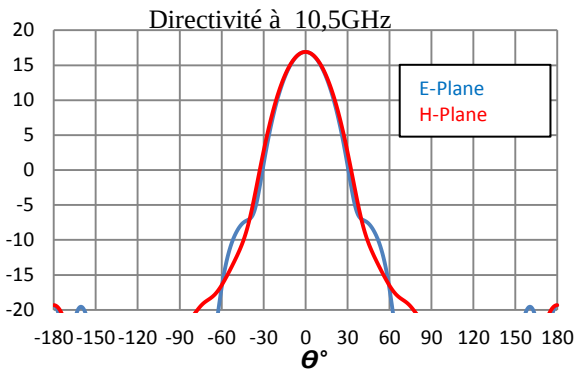


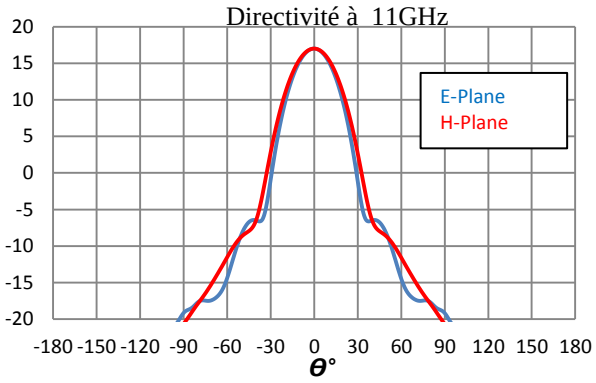
II. Evolution fréquentielle de diagramme de directivité simulé de l'antenne cornet dans son support sur la bande [8.5-11.5] GHz :

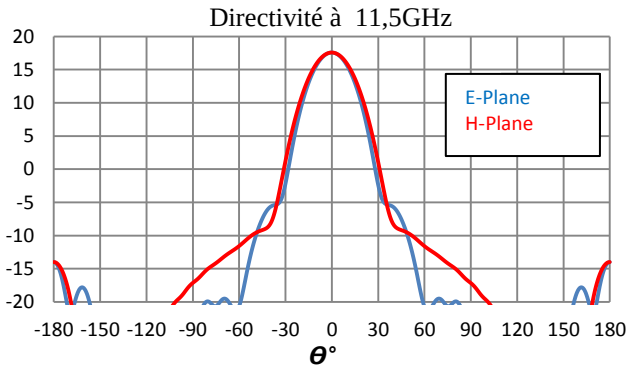




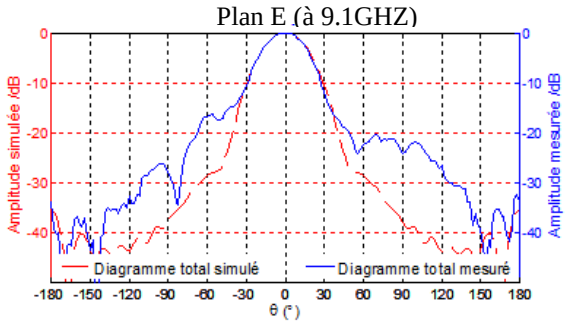


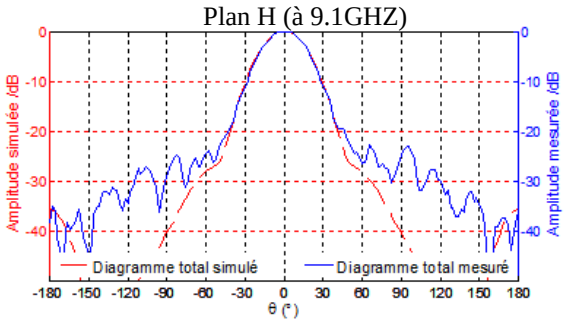




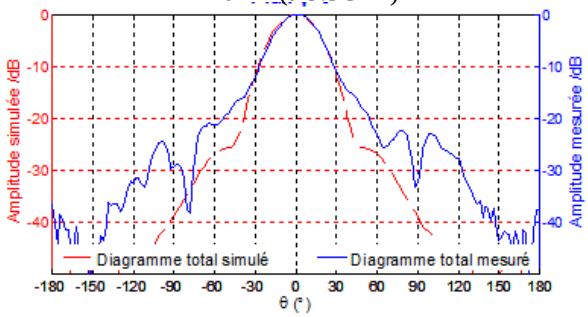


III. Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne cornet dans son support sur la bande [8.5-11.5] GHz :

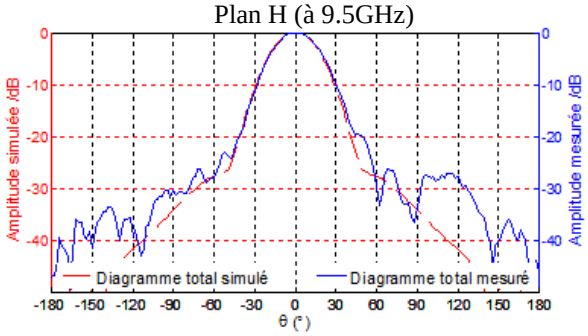




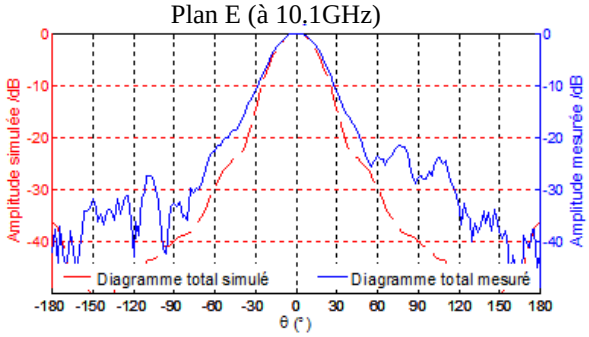
Plan E (à 9.5GHz)



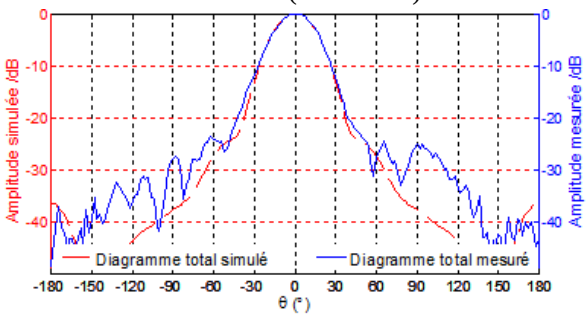
Plan H (à 9.5GHz)



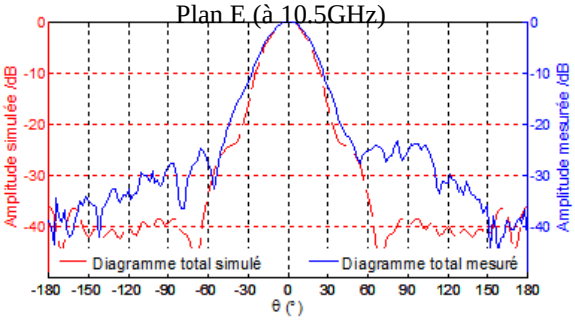
Plan E (à 10,1GHz)



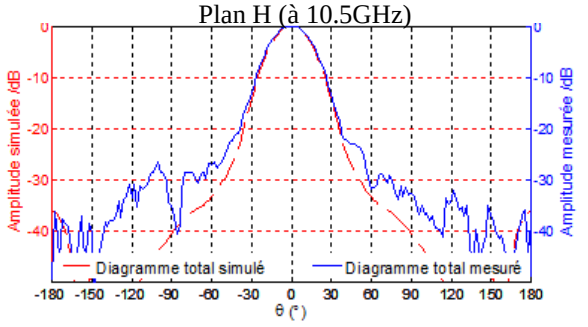
Plan H (à 10.1GHz)



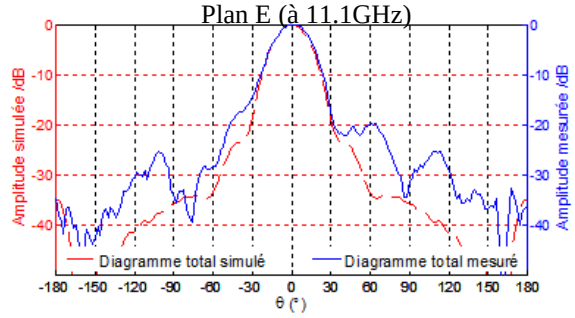
Plan E (à 10.5GHz)



Plan H (à 10.5GHz)



Plan E (à 11.1GHz)



Plan H (à 11.1GHz)

