

Université de Limoges

**ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique
(SISMI)**

Laboratoire XLIM – UMR CNRS n°7252

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : Électronique des hautes fréquences – Micro et nano structures pour les télécoms

Présentée et soutenue par

Naira JGUIRIM

Le 7 avril 2021

**Micro-fabrication additive des filtres à fort facteur de
qualité pour des applications en bande W/G**

Thèse dirigée par Claire DALMAY et Pierre BLONDY

JURY :

Président du jury

M. Dominique CROSS, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Anthony Ghiotto, Maître de conférences, Université de Bordeaux

M. Vincent Laur, Professeur, Université de Bretagne Occidentale

Examineurs

M. Olivier Vendier, Ingénieur, Thales Alenia Space

Mme. Claire Dalmay, Maître de Conférences, Université de Limoges

M. Pierre Blondy, Professeur, Université de Limoges



A ma mère ... Que ton âme repose en paix

Remercîment

Ces travaux de thèse se sont déroulés au laboratoire XLIM de l'université de Limoges. Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Stéphane Bila pour m'avoir accueilli au sein de l'institut XLIM et m'avoir permis de mener à bien cette thèse.

Je tiens à remercier les membres du jury qui m'ont permis de soutenir ma thèse malgré les conditions difficiles de la crise sanitaire, pour leurs lectures attentives de ce mémoire ainsi que les remarques pertinentes qu'ils m'ont adressées lors de la soutenance.

J'adresse un remerciement particulier à mes encadrants Pierre BLONDY et Claire DALAMAY pour leur patience, disponibilité et surtout leurs judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Ma reconnaissance va également à François David pour le temps conséquent qu'il m'a accordé au début de la thèse, ses conseils pédagogiques et scientifiques. J'ai beaucoup appris à ses côtés et je lui adresse ma gratitude pour cela.

Je voudrais également remercier Cyril GUINES pour ses formations et ses conseils lors des phases de fabrication en salle blanche. Je remercie Damiens PASSERIEUX pour sa disponibilité et accompagnement lors des mesures des composants fabriqués. Je remercie également Mariem LAOUNI, tous les doctorants et permanents de XLIM avec qui j'ai partagé des mémorables moments agréables.

Un grand merci à ma chère famille : ma mère Souad JGUIRIM, mon père Raouf JGUIRIM, Neirouz JGUIRM (ouza) et Nawres JGUIRIM (naw), pour leur amour et leur soutien inconditionnel à la fois moral et économique, qui m'a permis de réaliser les études que je voulais et par conséquent ce mémoire. Je remercie mon mari Ayoub SOLTANE pour sa patience et pour son précieux encouragement.

つづく...



Table des matières :

Introduction générale.....	4
Chapitre I. Les nouveaux défis des systèmes de communications et technologies des filtres millimétriques du domaine spatial.....	4
Introduction :	6
I. Les nouveaux défis en télécommunications :	9
I.1. Les systèmes RF :	9
I.2. Encombrement des systèmes de télécommunication :	10
I.3. Atténuation atmosphérique des hautes fréquences :	10
II. Les applications millimétriques en bandes W et G:	12
II.1. Exemples d'applications en bande W :	12
II.1.1. Applications radars :	12
II.1.2. Communication par satellite :	13
II.1.3. Défense militaire et sécurité :	14
II.1.4. Applications de sécurité :	14
III. Exemples d'applications en bande G :	15
III.1.1. Astronomie :	15
IV. Aperçu sur les technologiques des filtres passe-bandes millimétriques :	16
IV.1. Filtres millimétriques fabriqué par la technologie d'impression 3D :	16
IV.2. Filtre millimétriques fabriqués par Micro-usinage volumique :	17
IV.3. Filtres millimétriques fabriqués par la technologie de micro-fabrication additive :	19
IV.3.1. Filtres par technologie EFAB :	19
IV.3.2. Filtres par technologie Polystrata :	20
IV.3.3. Filtres par technologie XLIM ²⁰¹⁷ :	21
V. Comparaison des performances des filtres millimétriques :	22
Conclusion :	24
Chapitre II. Procédés de Fabrication 3D et développement de la technologie XLIM .	25
Introduction :	27
I. Présentation des divers procédés technologiques de fabrication additive :	27
I.1. Technologie d'impression 3D :	28
I.1.1. Technologie d'impression 3D par fusion de poudre :	30
I.1.2. Technologie d'impression 3D par assemblage de plaques :	32
I.1.3. Technologie d'impression 3D par agglomération de poudre :	34
I.2. Technologie de micro-usinage volumique :	39
I.2.1. Micro usinage par voie sèche (DRIE) :	39
I.2.2. Micro-usinage par voie humide :	41
I.3. Micro-fabrication additive :	43
I.3.1. Procédé EFAB de Microfabrica :	43
I.3.2. Procédé Polystrata® de Nuvotronics :	44
I.3.3. Technologie de micro-fabrication additive développée à XLIM :	46
II. Choix de la technologie de fabrication :	47
III. Développement de la Technologie de micro-fabrication additive:	49



III.1. Dépôts des métaux structurels :	49
III.1.1. Évaporation thermique par faisceau d'électrons (E-beam):.....	49
III.1.2. Dépôts électrolytiques :	50
III.1.3. Gravure humide des métaux structurels :	54
III.2. Matériaux sacrificiels :	55
III.2.1. Dépôts des matériaux sacrificiels :	55
III.2.2. Photolithographie :.....	57
III.2.3. Choix de matériaux sacrificiels :.....	58
III.2.4. Comparaison des caractéristiques des couches sacrificielles :	65
III.2.5. Superposition en couches de la résine sacrificielle :.....	66
IV. Exemple de fabrication d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires remplies d'air:	68
IV.1. Définition du plan de masse du composant :.....	68
IV.2. Définition du blindage latéral du composant :	69
IV.3. Définition du blindage supérieur du composant :	69
IV.4. Libération du composant :.....	70
Conclusion :	71
Chapitre III. Conception et réalisation de filtres passe-bande millimétriques.....	72
Introduction :.....	74
I. Méthodologie de conception des filtres passe-bande millimétriques :	74
I.1. Calculs des propriétés idéales pour filtre passe-bande :.....	76
I.1.1. Gabarit du filtre :	76
I.1.2. Matrice de couplage idéale :.....	76
I.1.3. Coefficients de couplage idéaux inter-résonateurs k_{ij} et externes Q_{ext} :.....	77
I.1.4. Fréquence de résonance f_0 et dimensionnement de la cavité :	78
I.2. Simulation des propriétés électromagnétique d'un filtre passe-bande :.....	79
I.2.1. Facteur de qualité à vide Q_0 et dimensionnement de la cavité :.....	79
I.2.2. Simulation du coefficient de couplage externe Q_{ext} :	80
I.2.3. Simulation du facteur de qualité à vide Q_0 :.....	81
I.2.4. Simulation du coefficient de couplage inter-résonateurs k_{ij} :.....	82
II. Réalisation de filtres passe bande millimétriques en bande W.....	84
II.1. Transition lignes coplanaire - structures 3D :	84
II.2. Cavité résonante millimétrique à 90 GHz :.....	86
II.2.1. Dimensionnement de la cavité résonante à 90 GHz :.....	86
II.2.2. Simulation EM globale de la cavité résonante à 90 GHz :.....	87
II.2.3. Mesure de la cavité résonante à 90 GHz :.....	88
II.2.4. Retro-simulation et analyse des pertes :.....	90
II.3. Filtre passe-bande à deux pôles à 90 GHz :	91
II.3.1. Conception du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz :	91
II.3.2. Simulation EM avec optimisation du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz :	96
II.3.3. Mesure du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz :.....	97
II.3.4. Retro-simulation et analyse des pertes :.....	99
II.4. Filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :	100

Sommaire

II.4.1. Dimensionnement du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :	100
II.4.2. Simulation initiale du filtre quatre pôles à 90 GHz :	102
II.4.3. Simulation globale du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :	104
II.4.4. Mesure du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :	105
II.4.5. Retro-simulations et analyse des pertes :	107
III. Conception et réalisation de filtres millimétriques en bande G :	108
III.1. Choix de l'excitation entrée/sortie du filtre passe-bande 2 pôles à 287 Hz : .	108
III.1.1. Excitation magnétique :	108
III.1.2. Excitation électrique :	109
III.1.3. Comparaison de deux méthodes d'excitations :	109
III.2. Cavity résonante millimétrique à 286 GHz :	110
III.2.1. Dimensionnement de la cavity résonante à 286 GHz :	110
III.2.2. Simulation globale de la cavity résonante à 286 GHz :	111
III.2.3. Mesure de la cavity résonante à 286 GHz :	113
III.3. Filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :	115
III.3.1. Dimensionnement du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :	115
III.3.2. Simulation globale du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :	117
III.3.3. Mesure du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :	119
IV. Résumé des dimensions de composants millimétriques réalisés :	120
Conclusion :	124
Perspectives : Fabrication Additive Multicouches des combineurs de puissance de forme rectangulaire	125
Introduction :	127
I. Fabrication multicouches des lignes rectangulaires à conducteur centrales:	127
II. Conception de combineurs de puissance rectangulaires :	128
II.1. Architectures et dimensions :	128
II.2. Combineurs de puissance bande W :	128
II.3. Combineurs de puissance bande Ka :	130
II.4. Combineurs de puissance bande Ku :	131
III. Avancements sur la méthode de fabrication multicouches :	132
Conclusion :	133
Conclusion général	134
Références bibliographiques	137

Introduction générale



Les dernières décennies ont vu le développement exponentiel des technologies de traitement de l'information et des systèmes de communications. Ces technologies ont envahi tous les domaines de notre vie quotidienne pour des usages professionnels ou pour de simples divertissements. Cette exploitation massive a augmenté l'encombrement du spectre électromagnétique (EM) et des fréquences à usage commercial.

Dans ces conditions, les autorités de régulation (UIT, Union Internationale des télécommunications) du spectre EM et l'industrie des radiocommunications ont longtemps soutenu que la portion radiofréquences du spectre est une source limitée susceptible d'être saturée. Mais les ondes radio peuvent avoir des fréquences allant de 3 Hz à 3000000000000 Hz (soit 3 avec 12 zéros). Ainsi, le spectre EM semble être loin d'être menacé d'épuisement. Bien que cela semble encourageant, la physique de propagation des ondes radio indique que certaines fréquences sont plus adéquates que d'autres. Les basses fréquences ont plus de capacité à parcourir des kilomètres sans forte atténuation du signal. Ces fréquences occupent certaines zones précises du spectre électromagnétique mais comme de nombreux acteurs veulent utiliser ces bandes privilégiées, le problème de l'encombrement est réel. L'exploitation de nouvelles bandes de fréquences, plus élevées que les bandes RF actuelles, peut permettre le développement des futurs systèmes de télécommunication. Ces systèmes bénéficieront de larges bandes pour transmettre des flux de données importants en réduisant les temps de latence et en augmentant les débits de données.

Loin des perturbations atmosphériques, le domaine spatial a été un des premiers à exploiter ces nouvelles bandes de fréquences. Les communications par satellites sont utilisées pour de nombreuses applications comme les services mobiles, internet ou encore la diffusion de la télévision. Elle a un immense potentiel de traitement d'information dans les bandes de fréquences entre 12 et 40 GHz. En raison de la saturation du spectre EM évoquée plus haut, les communications satellitaires migrent vers des bandes plus hautes en fréquence, au-delà de 30 GHz.

Cependant, l'exploitation de l'espace est soumise à de nombreuses exigences. Un satellite doit résister à un environnement spatial rude où il peut être exposé à des radiations et températures extrêmes pendant sa durée de vie opérationnelle qui peut atteindre 20 ans. De plus, les satellites doivent être légers, car le coût de lancement est très cher, et basé sur le poids. Pour relever ces défis, de nombreux industriels cherchent des solutions pour réduire la taille des satellites en se basant sur des pièces et des composants constitués de matériaux légers et durables.

Dans ce travail de recherche, nous avons contribué à ces développements par la réalisation de filtres passe-bandes millimétriques dans les bandes W (75-110 GHz) et G (110-300 GHz) pour les applications spatiales. Pour cela nous avons développé une méthode de fabrication des circuits millimétriques passifs à structure rectangulaire à air qui répondent aux problématiques de fonctionnement en hautes fréquences, de la miniaturisation tout en gardant de bonnes performances électriques.

Ainsi, ce mémoire comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre intitulé « Les nouveaux défis des systèmes de communications et technologies des filtres millimétriques du domaine spatial » introduit les enjeux technologiques qui seront adressés dans les chapitres suivants.

Dans un premier temps, les défis technologiques des systèmes de communications actuels, et le rôle clé des filtres dans leurs fonctionnements seront abordés.

Ensuite, après une étude bibliographique sur les caractéristiques des filtres passe-bande millimétriques fabriqués suivant différents procédés technologiques, nous présenterons nos choix de développements, ce qui conclura le premier chapitre.

Le deuxième chapitre intitulé « Procédés de Fabrication Additive et développement de la technologie XLIM²⁰²¹ » représente le cœur de nos recherches : c'est dans ce chapitre que le procédé de micro-fabrication que nous avons développé pour nos travaux sera décrit puis validé.

Dans un premier temps, nous présenterons les divers procédés technologiques pour la conception des structures tridimensionnelles complexes fabriquées en 3D. Leurs principes ainsi que leurs avantages et inconvénients seront mis en avant. Nous déterminerons par la suite laquelle est la plus apte à répondre à la problématique.

Ensuite, le développement technologique de la méthode de fabrication mené dans notre laboratoire sera détaillé. Comme nous le verrons, cette méthode sera validée pour la réalisation de filtres fonctionnants dans les bandes de fréquences W et G.

La dernière partie de ce chapitre dévoilera les étapes de fabrication utilisées dans la technologie de fabrication additive développée.

Le troisième chapitre intitulé « Conception et réalisation de filtres passe-bande millimétriques » montrera la conception de filtres passe-bande, à partir des gabarits idéaux et des matrices de couplages. Des filtres passe-bandes millimétriques seront dimensionnés et simulés par HFSS d'une manière à ce que leurs caractéristiques électroniques soient compatibles avec celles souhaitées. Enfin, nous présenterons les composants fabriqués ainsi que les résultats de mesures.

Enfin, nous clôturerons nos travaux par des nouvelles perspectives. **Le dernier chapitre** intitulé « Fabrication Additive Multicouches des combineurs de puissance de forme rectangulaire » s'articule autour du développement d'un autre procédé de fabrication additive. Ayant le même principe que celui décrit dans le chapitre 2, nous l'utiliserons pour la fabrication des combineurs de puissance à base de lignes micro-coaxiales, rectangulaires à air. Les résultats de simulations ADS des composants ainsi que les premiers tests de fabrication seront présentés

Chapitre I. Les nouveaux défis des systèmes de
communications et technologies des filtres
millimétriques du domaine spatial



Introduction :

De nos jours, les nouveaux développements des systèmes de télécommunications visent le développement de nouvelles technologies pour les composants électroniques qui offrent de hautes performances pour répondre aux besoins toujours croissants des futurs systèmes de communications. Ceci est particulièrement important dans le domaine spatial, où ces dispositifs évoluent dans un environnement avec une quantité croissante d'applications face à une taille limitée de spectre électromagnétique. D'autre part, les systèmes de télécommunication intégrés dans les satellites doivent embarquer des composants analogiques comme les filtres hyperfréquences les antennes, des amplificateurs, des LNA, des oscillateurs, etc. avec une empreinte et poids réduit. L'instrumentation embarquée requiert très souvent la présence de composants qui fonctionnent aux longueurs d'ondes millimétriques, pour la détection de signatures spécifiques dans le rayonnement d'objets céleste. Ceci est vrai pour les instruments spatiaux, sur des satellites miniatures ou sur des observatoires terrestres.

En miniaturisant les satellites et en réduisant leur masse, il est possible de faciliter l'accès à l'espace à moindre coût. La figure I.1 montre une classification des petits satellites en fonction de leur masse.

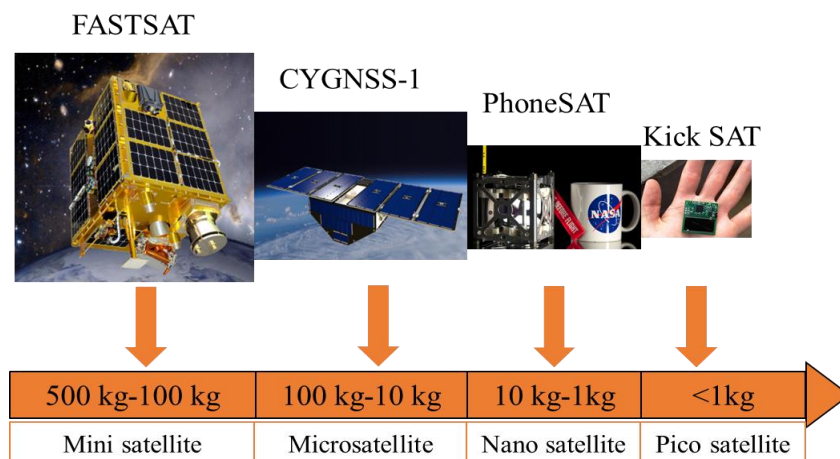


Figure I. 1 : Exemple de réduction de masse des satellite-Source : NASA, Small Spacecraft Technology State of the Art 2014

Prenons l'exemple des nano-satellites, qui sont une nouvelle catégorie d'instruments spatiaux de petite taille d'une masse entre 1 kg à 10 kg qui apportent plusieurs avantages par rapport aux versions traditionnelles. Tout d'abord, leurs structures simplifiées donnent des opportunités aux étudiants et aux chercheurs dans des laboratoires pour étudier et explorer les technologies spatiales. Leur standardisation permet de réduire leur temps de production pour un coût dix fois inférieurs aux engins spatiaux traditionnels.

Longtemps considérés uniquement à des fins d'enseignement, la vision et l'utilisation des satellites miniatures a radicalement changé en 2003 après le lancement de MOST (Microvariability and Oscillations STars) par l'agence spatiale Canadienne. Ce microsatellite est en effet le premier à mener une mission scientifique en embarquant le télescope MOST dont le rôle consistait à étudier la sismologie stellaire. Il pesait seulement 54 Kg avec des dimensions

de 70 cm × 70 cm × 30 cm. Cette nouvelle génération de satellites profitera de l'arrivée de composants compacts et performants.

Sur terre, « l'œil du ciel », le FAST (Five-hundred-meter Aperture Spherical radio Telescope) est le plus grand radiotélescope du monde, présenté figure I.2.(a), il est pleinement opérationnel le 11 janvier 2020. Il est trois fois plus sensible que l'observatoire d'Arecibo, présenté figure I.2.(b). Le FAST mesure 500 m de diamètre, il est situé dans le sud du Guizhou de la Chine. Il a fallu 5 ans et 180 millions dollars pour le construire et surpasse celui de l'observatoire d'Arecibo de 300 m à Porto Rico. Avec sa structure qui contient 4450 panneaux, il contribue dans la recherche sur les étoiles qui a conduit à un prix Nobel et il devrait détecter l'onde gravitationnelle primordiale du Big Bang.

Pour éviter les distorsions causées par les atténuations atmosphériques, FAST fonctionne à des longueurs d'ondes de 10 cm à 4,3 m. Ce télescope nécessite un silence radio dans un rayon de 5 km, entraînant le déplacement de plus de 8000 personnes de leurs maisons dans huit villages pour faire place à son gigantesque disque.



Figure I. 2 : Les plus grands télescopes terrestres- (a) : FAST (Source :Liu Xu, Xinhua News Agency), (b) :Arecibo (Source : UFC, University of Central Florida)

Plus loin dans l'espace, à une altitude de 545 km, Hubble est l'un des plus grands télescopes spatiaux, présenté figure I.3. Il tourne autour de la terre à une vitesse de 28000 km/h, ce qui signifie qu'il parcourt une orbite entière en moins de 97 minutes. Il mesure 2,4 m de diamètre et 13,3 m de longueur.



Figure I. 3 : Le télescope spatial Hubble : Photographié lors de sa dernière et finale mission d'entretien en 2009 (Source : NASA)

Depuis son lancement en 1990, et grâce à la sensibilité de ses capteurs aux longueurs d'ondes allant de 100 nm à 1,8 μm , Hubble a fourni des images magnifiques de l'univers au

cours de deux dernières décennies. La figure I.4 montre (a) un vent stellaire due à une explosion d'étoile, (b)-(c) poussière et gaz cosmique. Grâce à ces images, les scientifiques ont pu déterminer l'âge de l'univers et mettre en lumière l'existence de l'énergie noire. Ces progrès extraordinaires ont été possibles car les images de Hubble dépassent celles prises par les télescopes terrestres.

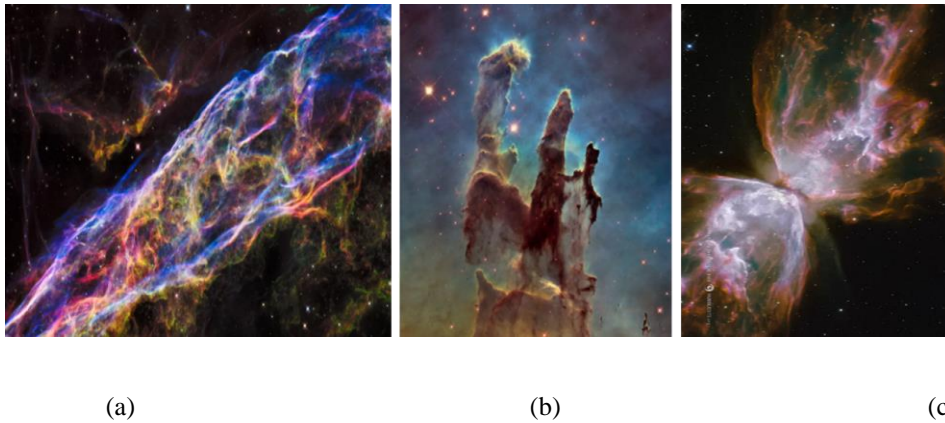


Figure I. 4 : Images prises par Hubble-(a) Veil Nebula, (b) : Horsehead Nebula, (c) : Butterfly Nebula (publié en 2015, 2015, 2009 respectivement) (Source : NASA)

Les observatoires terrestres sont généralement situés dans des zones de haute altitude avec une pollution lumineuse minimale. Ils doivent faire face à l'atténuation atmosphériques, ce qui limite la netteté des images prises. Les télescopes spatiaux sont capables d'obtenir une vue plus claire sans distorsions. Cependant, ils sont extrêmement difficiles à entretenir et il faut souligner que Hubble est le premier télescope spécialement conçu pour être mis à niveau.

Cette brève description du domaine spatial montre que ce domaine est en pleine expansion. La concurrence sur le développement d'instruments très performants est de plus en plus difficile. Des nouvelles bandes de fréquences de communication spatiale sont également exploitées, les bandes millimétriques supérieures à 30 GHz en particulier.

Dans ce contexte, l'étude qui sera présentée dans ce chapitre décrit le développement technologique dans les bandes millimétriques W et G.

Tout d'abord, nous présenterons les défis technologiques que les systèmes RF doivent surpassés pour s'adapter aux nouvelles applications émergentes. Durant laquelle nous expliquerons pourquoi les fréquences inférieures à 30 GHz sont toujours utilisées. Il s'agit aussi de mettre en évidence l'important rôle du circuit de filtrage dans le fonctionnement d'un système de télécommunication. Ensuite, nous montrerons l'intérêt des systèmes qui fonctionnent dans les bandes millimétriques et plus précisément les bandes W et G.

Enfin, nous présenterons une étude bibliographique sur les filtres passe-bandes millimétriques. Cette étude a pour but de comparer les différentes performances des filtres issus des technologies de fabrications additives. Ensuite, nous allons déterminer la technologie la plus compatible avec les objectifs que nous cherchons à atteindre en termes de réduction de taille et fort facteur de qualité.

I. Les nouveaux défis en télécommunications :

I.1. Les systèmes RF :

Les filtres millimétriques sont des composants essentiels dans divers systèmes électroniques, comme les réseaux pour les télécommunications téléphoniques, les radars ou encore les communications par satellite [1]. Par exemple, les filtres sont indispensables pour détecter un faible signal enfoui dans du bruit et améliorer la sensibilité d'un récepteur RF.

Dans les systèmes de communication, les filtres passe-bande sont généralement utilisés à la fois dans les récepteurs et les émetteurs. Il leur faut donc répondre aux critères suivants: faibles pertes d'insertion, forte sélectivité aux hautes fréquences, linéarité de phase et absence d'harmoniques.

La majorité des systèmes de communication dépendent des composants analogiques de la tête de réception. Néanmoins, aux hautes fréquences, le coût de ces circuits est très élevé, et une partie du traitement du signal se fait dans les basses fréquences.

La figure I.5 montre un exemple d'une architecture simplifiée d'un système d'émission et de réception de type hétérodyne qui prend en compte les deux contraintes citées précédemment en traitant les signaux dans les basses fréquences et en les transmettant en hautes fréquences.

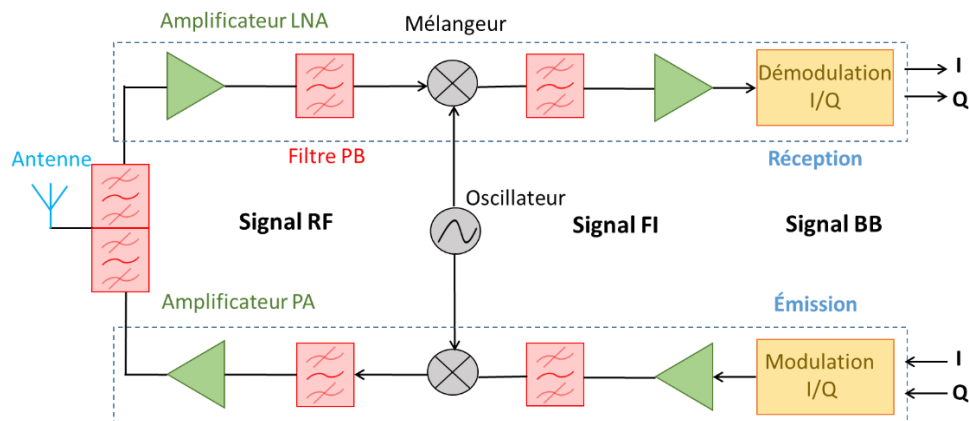


Figure I. 5 : Architecture d'un système d'émission et de réception de type hétérodyne.

De nombreux filtres sont présents dans les émetteurs et récepteurs de ce système. Ils sont répartis dans les étages successifs de l'émetteur-récepteur suivant les différentes fréquences : bande de base (BB), fréquence intermédiaire (FI) du mélangeur et radiofréquence (RF).

Dans l'émetteur, les filtres passe-bandes sont situés avant et/ou après l'amplificateur de puissance (PA). Ils sont utilisés pour rejeter les signaux parasites générés, par exemple par l'oscillateur local (LO), et pour minimiser l'émission de puissance hors de la bande de fréquence souhaitée qui pourrait être générée par la non-linéarité PA.

Dans le récepteur, les filtres passe-bande sont situés juste après l'antenne et l'amplificateur à faible bruit (LNA). Ils permettent de supprimer les bruits hors bande, d'éliminer la fréquence image dans les récepteurs superhétérodynes et plus généralement de limiter la bande passante du signal reçu.

Cet exemple de système de télécommunication montre l'important rôle des filtres passe-bande dans le fonctionnement des chaînes d'émission et de réceptions pour la transmission des signaux en haute fréquences. De point de vue systèmes RF, les autres composants (comme l'antenne, et l'amplificateur de la chaîne de réception) fonctionnant à la basse fréquence FI fixe [2].

I.2. Encombrement des systèmes de télécommunication :

La croissance rapide des données échangées, au travers des réseaux communications sans fil et services multimédias, nécessite le développement de composants et d'appareils plus performants, tout en satisfaisant les contraintes de poids, de taille, de consommation électrique et le coût. La figure I.6 présente un exemple d'une tête de réception de téléphone mobile couvrant une bande de 800 MHz à 2,4 MHz [3]. Cette interface montre l'optimisation de l'encombrement de ce système. En effet, la chaîne d'émission et réception, comporte 16 filtres différents de type SAW (Surface Acoustic Waves) et BAW (Bulk Acoustic Waves). La partie passive (contenant les switches, les filtres et les antennes) occupe 65% à 80% de la surface de la carte et engendre de pertes allant de 3 dB à 6 dB en fonction du réseau qui lie la puce d'émission-réception à l'antenne.

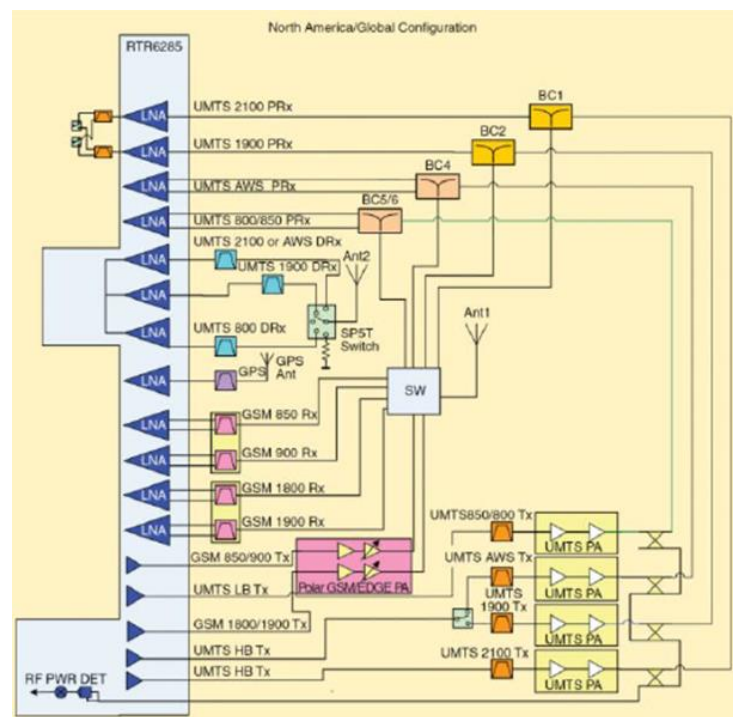


Figure I. 6 : Bloc d'un système de téléphonie mobile « front-end » (800 MHz-2,4 MHz) [3]

I.3. Atténuation atmosphérique des hautes fréquences :

Les communications réalisables à longue portée ont rendu les bandes de fréquences inférieures à 3 GHz très populaires au fil des années par la multitude des de ces systèmes de communications (radio, téléphones, etc...) [6]. Ces applications occupent un part de plus en plus importante de ces bandes en fréquences, ce qui conduit à nos jours à une surcharge. Ce problème est parfois appelé « Beachfront Spectrum » [7] si bien que ces bandes de fréquences

inférieures à 3 GHz ne peuvent plus répondre aux besoins en bande des nouvelles applications, notamment la 5G [8].

L'encombrement du spectre électromagnétique causé par la multitude des applications (téléphonique, satellitaire, radio...) oblige les nouvelles applications à migrer vers les hautes fréquences afin de profiter d'une large bande passante. Ce contexte pousse les chercheurs et les industriels à élaborer de nouvelles stratégies pour générer des signaux allant jusqu'aux fréquences TéraHertz.

De plus, les bandes de fréquences inférieures à 3 GHz offrent une bande passante limitée, incompatible avec les débits de données visés. La plus importante limitation du débit est la taille de la bande passante disponible pour chaque application et plus la bande passante attribuée est importante plus le débit est élevé. Par conséquent, des bandes complémentaires dans les fréquences millimétriques apparaissent comme une bonne solution pour dépasser ces limites. En effet, de larges bandes de fréquences sont disponibles, permettant des débits de données élevés [9].

Cependant, plusieurs fréquences millimétriques souffrent de forte atténuation atmosphérique car elles correspondent à des pics d'absorption de O_2 (60, 119 GHz) et H_2O (23, 183, 325 GHz), présentés figure I.7. Ainsi, la distance de transmission à ces fréquences est limitée. Néanmoins, elles peuvent être utiles pour les transmissions à courte portée. [9]. Hors pics d'atténuations, plusieurs bandes millimétriques restent disponibles. Ils sont donc exemptés de tout problème d'encombrement spectral. Ils sont idéaux à être utilisés dans le développement des applications futures tel que le réseau 5G car les récentes améliorations technologiques peuvent surmonter le niveau d'atténuations atmosphériques [10].

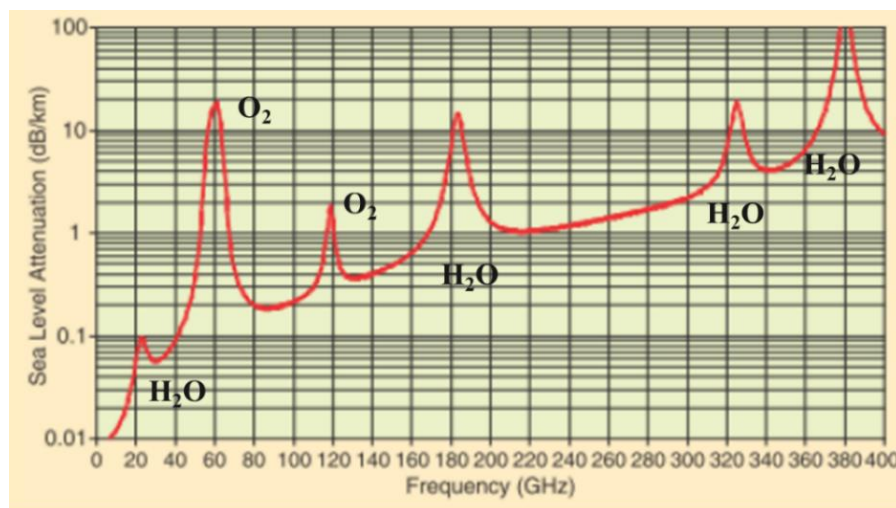


Figure I. 7 : Atténuations atmosphériques en fonction des fréquences millimétriques [9]

Les systèmes de communication doivent s'adapter aux fréquences millimétriques au-delà de 30 GHz pour traiter efficacement le problème d'encombrement spectral. La répartition du spectre électromagnétique au-delà de 30 GHz est présentée tableau I-1. L'exploitation de ces bandes de fréquences exige un traitement efficace des signaux électromagnétiques. Ce qui implique l'intégration de nombreux circuits millimétriques performants dans les futurs systèmes de communication.

Tableau I- 1 : Répartition du spectre électromagnétique au-delà de 30 GHz

Nom de la Bande	Gamme de fréquences
Ka	26 – 40 GHz
Q	33-50 GHz
U	40-60 GHz
V	50 -75 GHz
W	75-110 GHz
D	110-170 GHz
G	100-300 GHz

Ces travaux de thèse se focalisent principalement sur les bandes W et G, pour lesquelles de nombreuses applications sont présentées dans la section suivante.

II. Les applications millimétriques en bandes W et G :

II.1. Exemples d'applications en bande W :

La bande W est une gamme de fréquences qui a une longueur d'onde d'environ 4 à 2,7 mm et couvre la plage respective entre 75 GHz et 110 GHz. La technologie de la bande W est spécialement d'actualité puisqu'elle est le centre des études en télécommunications. Elle a attiré l'attention des chercheurs comme une forte candidate pour les bandes de fréquences millimétriques. Cette bande est utilisée pour de nombreuses applications, notamment les radars civils et militaires, les communications par satellite, la défense militaire et les applications de sécurité pour l'inspection et la détection d'objets cachés dans les aéroports.

II.1.1. Applications radars :

En 2016, l'entreprise Allemande « Radiometer Physics GmbH » [11] a livré le premier radar RPG-FMCW-94, présenté figure I.8. Ce radar fonctionnant à la fréquence 94 GHz a été développé pour l'étude de l'atmosphère [12].

Il fonctionne à une longueur d'onde de 3,2 millimètres ce qui permet d'atteindre une sensibilité élevée avec une taille réduite (1150 mm×900 mm× 900 mm) [13]. Le radar fournit des profils contenant des informations sur l'atmosphère comme la détection que les particules de nuages, les gouttes de pluie et les flocons de neige.

Concernant les applications terrestres, un radar en bande W appelé SMART [14] développé par Oerlikon Contraves [15]. Le premier radar a été installé en 2001 à l'aéroport de Francfort et un second à l'aéroport « Marco Polo » de Venise. Les deux radars sont utilisés pour le contrôle du trafic des avions à la surface de l'aéroport. Ayants des dimensions miniatures « mini-radars », ils fonctionnent à 95 GHz avec des meilleures performances de détections par rapport à d'autres radars similaires.



Figure I. 8 : Système de radar en bande W pour la surveillance de neige et précipitations [12]

II.1.2. Communication par satellite :

La bande W a un grand potentiel pour les communications par satellite. L'ajout de la bande W aux autres bandes existantes Q/V permettra une réduction significative du coût global du système satellitaire [16]. De plus, la bande W permet d'avoir plus de flexibilité en termes de bande passante exploitée qui peut aller jusqu'à 5 GHz, pour l'émission et la réception des signaux.

Cependant, avant que les solutions en bande W puissent être largement déployées, divers défis techniques doivent être relevés. Actuellement, le comportement de l'absorption atmosphérique dans cette bande de fréquences est encore imprévisible. Des mesures plus précises de propagation de signaux dans cette bande sont nécessaires pour une exploitation appropriée de cette bande millimétrique. Pour répondre à ces exigences [17], l'ESA (European Space Agency) a lancé plusieurs appels d'offres (Invitation To Tender, ITT) pour développer des composants et des technologies en bande W pour les futures liaisons de connexion à haut débit.

À présent, seules quelques propositions de missions spatiales en bande W ont été fournies. Tel que, la mission ASI nommée DAVID (DAta et Video Interactive Distribution) [18], qui envisage une expérience de collecte de données (DCE) pour effectuer la validation et l'étude d'un système de communication par satellite à large bande pour la transmission de données via un satellite (Low Earth Orbit, LEO) à environ 570 km fonctionnant à 94,5 GHz en liaison montante et 83,9 GHz en liaison descendante. Un autre système de communication satellitaire utilisant la bande W a également été proposé au Japon [19] pour couvrir le Japon et une partie de l'Australie adoptant des fréquences dans la gamme 81-85 GHz pour la liaison montante et dans la bande 71-74 GHz bande de liaison descendante.

La mission ASI WAVE [20] est considérée comme l'une des missions les plus innovantes en bande W. Son but est de réaliser de études expérimentales sur la propagation du signal dans l'atmosphère aux fréquences de la bande W. Deux types de stations sont proposées: une station fixe située sur le site de Spino D'Adda, en Italie et une station mobile, comme le montre la figure I.9. La station mobile permettra d'effectuer différentes mesures à différents endroits. Son implémentation permet la collection d'une grande quantité de mesures de

propagation dans divers endroits et conditions météorologiques. Les fréquences 81-86 GHz et 71-76 GHz sont utilisées pour les liaisons montante/descendante, respectivement.

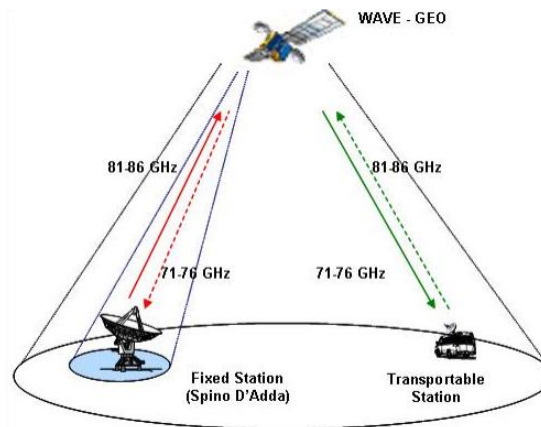


Figure I. 9 : Bande de fréquence de la mission ASI WAVE [20]

II.1.3. Défense militaire et sécurité :

En 2019, les défenses militaires des États Unis ont utilisé l'énergie des ondes millimétriques comme un moyen de défense appelé « Active Denial System, ADS » [21], présenté figure I.10.

C'est une nouvelle technologie de dissuasion militaire pour un contrôle sur des foules. Cette technologie n'est pas létale, mais écarte les gens des endroits où leur présence n'est pas souhaitable. La technique utilise des ondes millimétriques à la fréquence de 95 GHz à effet thermique qui chauffent jusqu'à une température d'environ 53-54 °C. Un tel impact de rayons de chaleur généré par ce système de dissuasion à distance ne dure que 2 secondes, mais il est plus que suffisant pour obtenir le résultat recherché.



Figure I. 10 : Active Denial System à 95 GHz [21]

II.1.4. Applications de sécurité :

En 2020, les études menées dans [22] ont conçu un système basé sur l'IA (Intelligence Artificielle) un système de détection d'objets suspects en bande W pour les personnes en mouvement. Ce système peut effectuer une détection d'objets automatiquement en temps réel, ce qui le rend adapté aux endroits publics peuplés.



Figure I. 11 : Exemple de détection en bande W-(a) : Détection d'une personne, (b): Localisation à travers les cadres de détection [22]

III. Exemples d'applications en bande G :

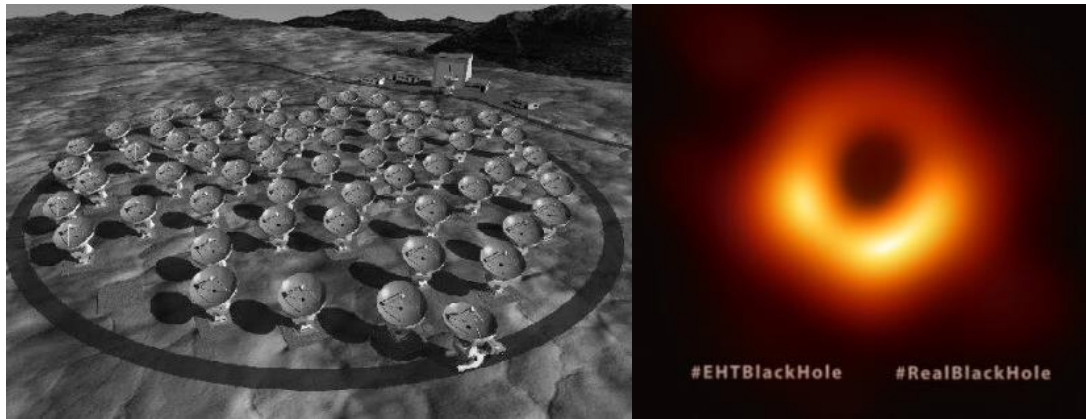
La bande G désigne la gamme de fréquences sub-téraherz entre 110-300 GHz. Le rayonnement de la bande G a des propriétés spécifiques. En effet, la forte atténuation atmosphérique (oxygène et vapeur d'eau) absorbe ces ondes de 2,7 mm à 0,1 mm. Par conséquent, des plages de fréquences spéciales appelées « fenêtres atmosphériques » sont exploitées pour créer des applications adaptées à cette gamme de fréquences. Les études en bande G sont particulièrement intéressantes car les fréquences supérieures à 100 GHz donnent accès à des larges bandes passantes. Ces fréquences millimétriques apportent en particulier un grand intérêt dans le domaine des communications optique à haut débit et l'astronomie.

III.1.1. Astronomie :

ALMA est un observatoire astronomique, présenté figure I.12.(a) [23], exploite des très larges bandes millimétriques de 31 GHz jusqu'à 950 GHz, notamment la bande G. Il est construit dans le désert du Chili. En effet, les ondes submillimétriques sont facilement absorbées par la vapeur d'eau dans l'atmosphère. Le climat sec et l'altitude extrême (5000 mètres) du site dans le désert chilien d'Atacama offrent à ALMA les bonnes conditions pour détecter ces faibles signaux depuis l'espace. ALMA est un réseau de 66 antennes paraboliques de haute précision capable d'étudier le rayonnement cosmique et de détecter des objets de l'univers en fonction de leur rayonnement.

ALMA a participé au projet (Event Horizon Telescope, EHT), qui a produit la première image directe d'un trou noir, publiée en 2019 et présentée figure I.12.(b)[24]. L'EHT tire son extrême puissance de grossissement d'image en connectant des antennes radio largement espacées à travers le monde dans un télescope virtuel ayant la taille de la Terre. Le télescope atteindra une résolution étonnante de 10 à 20 microarcsecondes, ce qui équivaut à lire la date sur une pièce de monnaie à Los Angeles de la distance de New York [25].

Cette thèse contribue au développement des domaines d'application des hautes fréquences, plus précisément le domaine spatial, par la conception de filtres passe-bande (PB) millimétriques. Le choix de la technologie s'oriente vers la fabrication additive. Chaque technologie présente des caractéristiques et propriétés particulières qui doivent être pris en considération afin de choisir celle qui offre des filtres millimétriques avec des performances électriques et une compacité supérieure, hautement requises dans l'industrie spatiale.



(a)

(b)

Figure I. 12 : ALMA-(a) : Observatoire astronomique [23], (b) La première image d'un trou noir [24]

IV. Aperçu sur les technologies des filtres passe-bandes millimétriques :

Les structures de filtres passe-bande sont largement représentées dans la littérature scientifique. Cette partie compare les performances de ces composants fonctionnant dans les bandes millimétriques en utilisant des procédés de fabrication additive. Tout d'abord, nous présenterons les caractéristiques des filtres fabriqués par des technologies utilisant de différents matériaux (métaux et polymères) et les procédés tels que l'impression 3D ou l'assemblage des substrats en silicium. Ensuite, nous présenterons des exemples de filtres issus des technologies utilisant des matériaux structuraux et des couches sacrificielles, dans des procédés comme le Polystrata®, EFAB (Electrochemical FABrication) et XLIM. Les détails des procédés de chaque technologie seront présentés dans le chapitre II.

IV.1. Filtres millimétriques fabriqué par la technologie d'impression 3D :

Selon une publication en 2020 [28], la fabrication additive (FA) des composants millimétriques par impression 3D, a été étudiée depuis 2014 comme le montre le diagramme sur la figure I.13. Le pourcentage des publications IEEE sur ce sujet est de plus en plus important au cours des années et les publications [28]-[29] montrent que seuls quelques-uns fonctionnent au-delà des bandes de fréquences de 30 GHz.

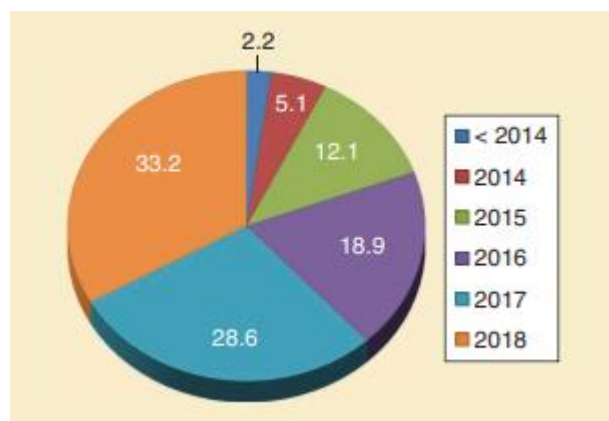


Figure I. 13 : Le nombre de publications sur l'impression 3D des composants millimétriques [28]

L'étude [30] présente un filtre passe-bande d'ordre 5 fonctionnant en bande W. Il a été fabriqué en utilisant un procédé d'impression 3D appelé frittage laser sélectif (SLS : Selective Laser Sintering) à base de poudres d'acier inoxydable. Cette technologie a permis de réaliser un filtre d'ordre 5 avec des pertes d'insertion de 1,94 dB à 90 GHz. Sa taille réduite, de (21.4 × 19.05 × 22 mm), figure I.14.(a), correspond à un filtre à fréquence la plus élevée jamais obtenue par une fabrication de micro SLS. La figure I.14.(b) montre une photo du filtre sur une structure de support après fabrication. La structure du support permet de maintenir le composant dans la poudre pour éviter tout excès de matériau lors de l'impression. Ils sont détachés du filtre lors de la phase du post-traitement.

Dans [31], un filtre passe-bande d'ordre 6 a été fabriqué par un procédé d'impression 3D appelé Stéréolithographie (SLA) [32]. Sa structure a été dimensionnée pour avoir une fréquence centrale de 100 GHz et une bande passante de 10 GHz. La structure du composant a été fabriquée en utilisant un matériau de type Accura Xtreme [33] et revêtu ensuite de cuivre par électrodéposition. Lors du traitement post-fabrication les dimensions du filtre fabriqué avaient un retrait d'environ 1,4% par rapport à leurs dimensions initiales. Par conséquent, la fréquence centrale a augmenté à 107.2 GHz avec une bande passante de 6,8 GHz. Les pertes d'insertion sont de 0.95 dB, ce qui correspond un facteur de qualité de chaque résonateur égal à 152.

Dans [34], un autre filtre passe-bande d'ordre 15 a été fabriqué par un procédé d'impression 3D de fusion laser appelé Selective Laser Melting (SLM) à base de poudre en Bronze de type CuSn₁₅. Le filtre était conçu pour fonctionner sur une bande de fréquence entre 71 GHz et 76 GHz. Mais suite au traitement post-fabrication et à la rugosité surfacique intérieure, la fréquence centrale s'est décalée vers 73.5 GHz à 77.5 GHz avec des pertes d'insertion de 8 dB.

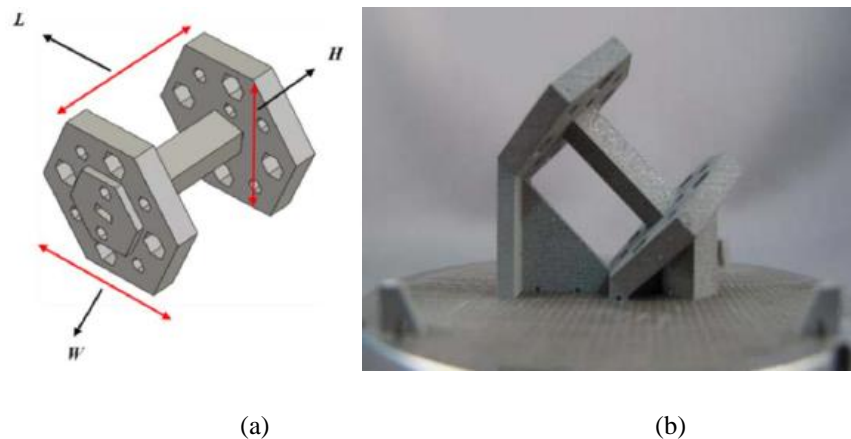


Figure I. 14 : SLS- (a) :Filtre PB en bande W avec support de fabrication en acier inoxydable, (b) :Dimensions du filtre (L= 21.4 mm ×H= 19.05 mm ×W=22 mm) [30]

IV.2. Filtre millimétriques fabriqués par Micro-usinage volumique :

La fabrication des structures miniatures en utilisant une gravure pour éliminer une partie du substrat en Silicium est appelée micro-usinage. Il existe deux types de micro-usinage : par voie sèche (DRIE : Deep Reactive Ion Etching) et par voie humide.

En utilisant le procédé DRIE, un filtre à cavité circulaire en bande G d'ordre 2 a été publié dans [35], présenté figure 15.(a). L'architecture de ce filtre se base sur l'empilement de trois puces micro usinées et collées par compression thermique (figure 15.(b)). L'alignement des puces est extrêmement important pour ce type de filtre car la moindre asymétrie de la structure globale du filtre provoque une dégradation du signal. Le filtre occupe une surface de 1,5 mm² avec une fréquence centrale de 270 GHz et une bande passante relative de 1,85%. Les pertes d'insertion sont de 1,5 dB. Un léger désalignement des puces micro usinées d'environ 2 μm a engendré une augmentation du coefficient de réflexion de -3 dB.

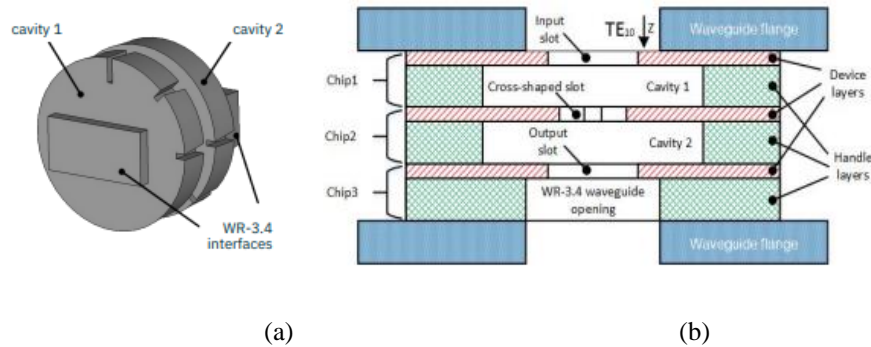


Figure I. 15 : Micro-usinage sec d'un filtre PB-(a) :Filtre circulaire à 270 GHz,(b) : Schéma d'un coupe longitudinale des 3 couches micro-usinées [35]

Dans [36], un filtre passe bande d'ordre 6 dans la bande (134 GHz-146 GHz) était fabriqué en utilisant la technologie DRIE. Il a été intégré à l'intérieur d'un bloc métallique en aluminium, présenté figure I.16. Sa fréquence centrale est de 144,75 GHz avec une bande passante de 11,8 GHz. Il présente une perte d'insertion de 0,41 dB avec un facteur de qualité de 1600. La réponse du filtre montre un décalage de fréquence centrale de 4,75 GHz attribué à la sous-gravure des parois latérales des cavités.

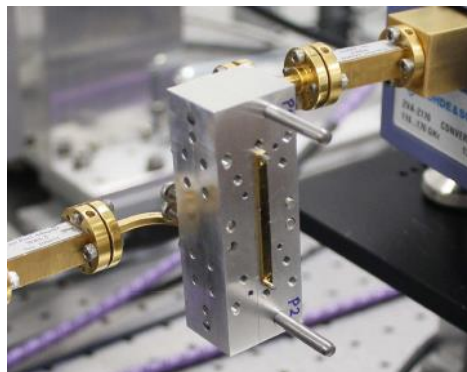


Figure I. 16 : Filtre PB micro-usiné intégré dans un bloc métallique [36]

Dans [37], un filtre passe bande a été micro usiné par voie humide à partir de l'assemblage de trois substrats en Silicium, présenté figure I.17.

La membrane est formée par un substrat de forte résistivité et de faible épaisseur entrainant de faibles pertes diélectriques. Le blindage des cavités est conçu à partir de la gravure et de la métallisation des substrats assurant une bonne isolation électromagnétique et l'élimination des pertes par rayonnement. Le filtre est alimenté par des accès coplanaires

intégrés au niveau du substrat supérieur de la structure. Malgré sa haute résistivité, des modes substrats s'installent ce qui entraînent des pertes supplémentaires.

Il fonctionne en bande Ka avec une fréquence centrale de 30,4 GHz et bande passant relative de 4%. Les pertes d'insertion étaient 1,8 dB donnant un facteur de qualité de 600.

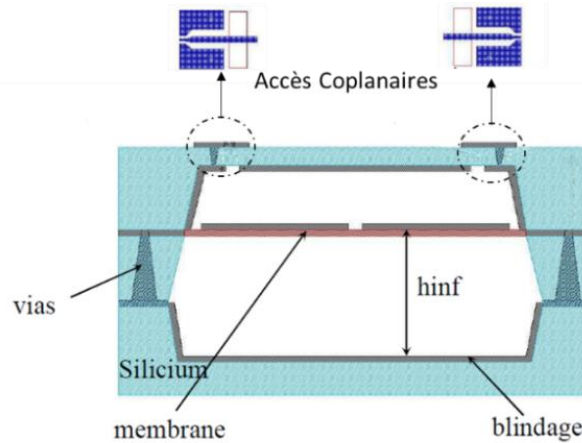


Figure I. 17 : Vue transversale d'un filtre passe bande micro-usiné par voie humide à 30 GHz [37]

IV.3. Filtrés millimétriques fabriqués par la technologie de micro-fabrication additive :

Les technologies de micro-fabrication additive sont des procédés commercialisés depuis plusieurs années par plusieurs industriels. Ils ont le potentiel de production en masse des composants sur un seul substrat en Silicium, comme cela est présenté sur la figure I.18, avec un niveau de précision allant de dizaines nanomètres jusqu'à quelques millimètres. Basé sur des étapes successives de micro-électroniques, Ils génèrent des composants 3D millimétriques extrêmement denses. Principalement, il existe deux technologies de micro-fabrication commercialisés à l'échelle international : EFAB de Microfabrica [38] et Polystrata® de Nuvotronics [39].

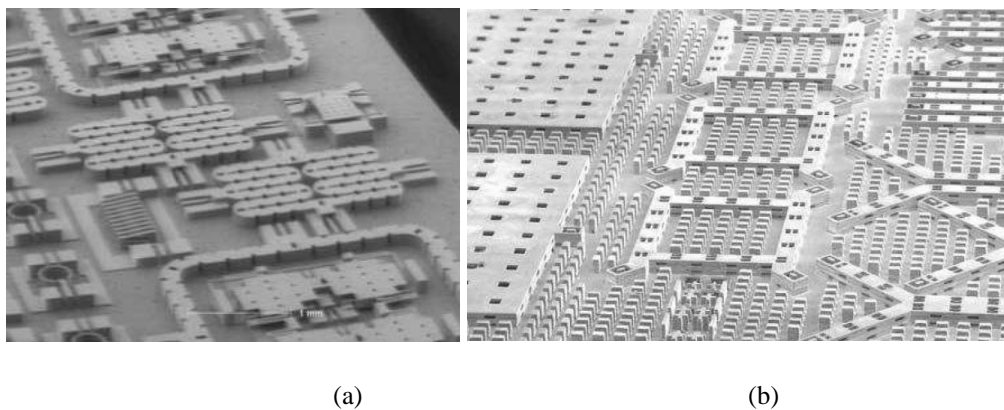


Figure I. 18 : Microfabrication additive : Fabrication de plusieurs composants sur un substrat-(a) : EFAB [38],(b) :Polystrata[39]

IV.3.1. Filtrés par technologie EFAB :

Dans la littérature, nous pouvons trouver une grande variété de filtres millimétriques qui ont été réalisés à l'aide de la technologie EFAB. L'étude menée dans [40] présente deux filtres

passé-bande fonctionnant dans la bande Ka (26-40 GHz) avec des structures micro-coaxiales blindées de forme droite et en méandre, présentées sur la figure I.19.(a)-(b). L'épaisseur totale de deux composants était de 434 μm . Elle a été obtenue en superposant 41 couches de nickel par des dépôts électrochimiques successifs. La fréquence centrale du filtre en lignes droites est de 29,1 GHz avec une bande passante de 1,1 GHz et une perte d'insertion de 1,7 dB. Le filtre en méandre avait une perte d'insertion de 1,5 dB à 29,5 GHz avec une bande passante de 1,4 GHz.

Dans [41], la fabrication d'un résonateur micro-coaxial est présentée. Afin d'améliorer ses performances, la structure a été revêtue d'une fine couche d'or. Ce revêtement a permis d'obtenir des résonateurs à 40 GHz et 60 GHz avec un facteur de qualité de 213,1 et 242,3 respectivement.

Dans [42], un filtre passe bande fonctionnant en bande V (40-75 GHz) est présenté en utilisant une ligne micro-coaxiale rectangulaire. Le filtre était conçu pour une fréquence centrale de 57,5 GHz avec une bande passante de 2,5 GHz et une perte d'insertion de 18 dB. L'utilisation des lignes micro-coaxiales permettait d'avoir une structure compacte des dimensions de 6 mm \times 5,2 mm \times 1 mm.

Dans [43], un filtre Butterworth à 3 pôles est représenté fonctionnant en bande Ka pour une fréquence centrale de 29 GHz. Le filtre a une surface compacte de 36 mm² avec des lignes micro-coaxiales. Ces lignes ont été obtenues en superposant 41 couches de nickel. Les résultats montrent des pertes d'insertion de 1,74 dB et -24 dB de coefficient de réflexion.

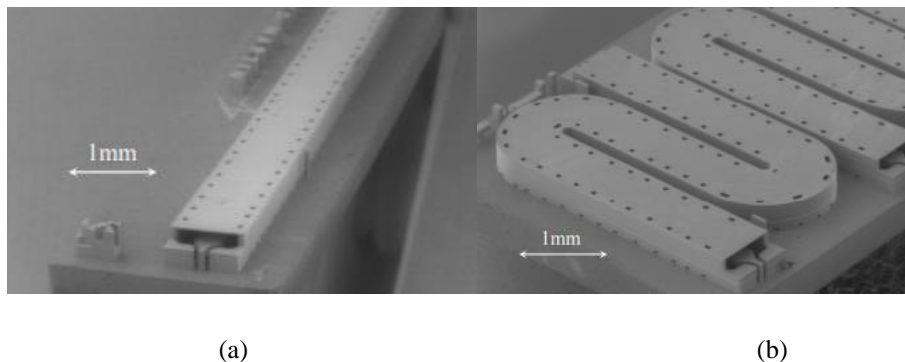


Figure I. 19: EFAB-(a) : Filtre PB en ligne micro coaxiale droite, (b) Filtre PB en ligne micro coaxial en méandre [40]

IV.3.2. Filtres par technologie Polystrata :

Le procédé Polystrata® est une autre méthode de dépôt de couches métalliques. Elle utilise le cuivre comme matériau structural. Dans [44], deux cavités résonantes en bande Ka sont présentées (figure I.20). Les deux composants avaient des hauteurs de 250 μm et 700 μm et permettent d'avoir des facteurs de qualité de 250 et 829 à 36 GHz.

Dans [45], un filtre passe bande d'ordre 11 a été présenté. Il était intégré avec une antenne et des transformateurs d'impédances pour créer un système complet de Front-End qui couvre une large bande allant de la bande K jusqu'à la bande W. Le filtre avait des pertes d'insertion de moins de 1 dB, une bande passant de 45 GHz et 105 GHz et une rejection hors-bande de 40 dB.

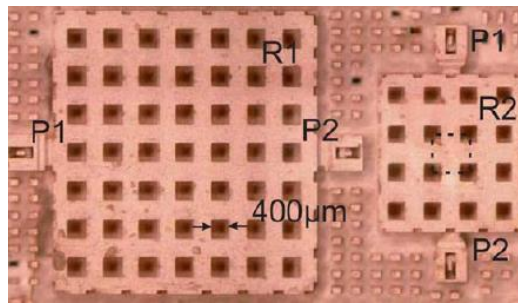


Figure I. 20: Polystrata® : Deux résonateurs à 36 GHz [44]

IV.3.3. Filtres par technologie XLIM²⁰¹⁷ :

La technologie XLIM²⁰¹⁷ adapte les mêmes principes de deux procédés de micro-fabrication additives cités précédemment. Elle utilise le cuivre et l'or comme matériaux structurelles. Les détails de ce procédé sont étudiés chapitre II.

En 2017 [46], une cavité résonante était fabriquée (figure I.21) en utilisant la technologie micro-fabrication additive. La cavité présente une hauteur de 195 μm afin d'obtenir un facteur de qualité de 387 à 38,35 GHz.

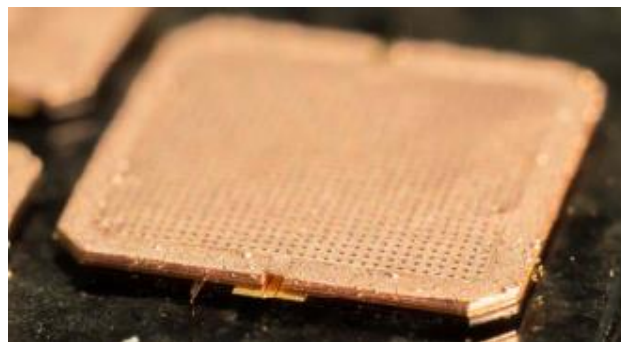


Figure I. 21 : XLIM²⁰¹⁷ : Cavités résonantes à 38 GHz [46]

Dans [47], un filtre d'ordre 4 est présenté avec une hauteur de 195 μm (figure I.22). La fréquence centrale est de 143,4 GHz avec une bande passante de 4.25 GHz. Les pertes d'insertion sont de 3,7 dB contre 3,2 dB en simulation.

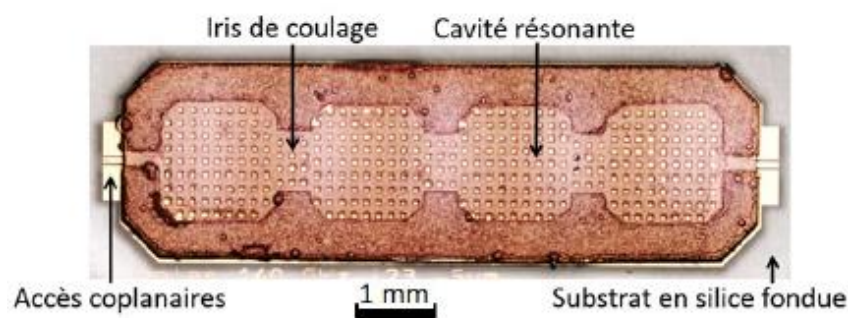


Figure I. 22 : XLIM²⁰¹⁷ : Filtre PB d'ordre 4 à 140 GHz [47]

Nous avons continué nos travaux de recherches dans le domaine de fabrication des filtres millimétriques. Nous avons obtenu des filtres fonctionnant aux fréquences 90 GHz et 287 GHz. La méthode de fabrication ainsi que leurs résultats de simulations et mesures sont présentés dans les chapitres II et III, respectivement.

V. Comparaison des performances des filtres millimétriques :

Les composants fabriqués par les technologies d'impression 3D présentent des déviations dans leurs fréquences centrales à cause aux modifications des dimensions des cavités durant la fabrication ou lors de l'étape de post-traitement. De plus, la faible conductivité métallique et la forte rugosité surfacique des composants génèrent des pertes réduisant ainsi leurs performances [48]. Selon nos études, un seul filtre passe-bande à structure métallique, présenté en [30], a réussi d'atteindre la fréquence de 90 GHz sans problème de reproductibilité. Bien que les procédés d'impression 3D sont récents dans le domaine des applications millimétriques, ils présentent un fort potentiel de fabrication des pièces de formes complexes de tailles centimétriques pour des applications de prototypage rapide.

Le procédé micro-usinage a permis la réalisation d'un filtre passe-bande fonctionnant au-delà de 100 GHz avec fort facteur de qualité de 1600 à 144 GHz [36]. Néanmoins, les composants présentaient un décalage de fréquence centrale attribué à la sous-gravure des parois latérales des cavités. Selon nos études le plus petit filtre passe-bande fabriqué en utilisant le micro-usinage avait des dimensions totales de $40 \times 130 \mu\text{m}^2$ mais il présentait de forte atténuation de -7 dB [50], ce qui prouve les limites de cette technologie dans la création des composants miniatures performants. De plus, un simple désalignement lors de l'empilement des substrats micro-usiné provoque une augmentation des pertes d'insertion du composant de 2 dB.

Les composants issus de la micro-fabrication additive EFAB et Polystrata ont le même niveau de performance que ceux fabriqués par micro-usinage. En effet, grâce à cette technologie un filtre passe-bande en bande W avec un facteur de qualité supérieur à 1000 a été fabriqué [45]. Le plus grand avantage de ces procédés est de pouvoir créer des composants très compacts avec de niveau précisions inférieurs au micromètres et forte conductivité métallique. De plus, une dizaine de composants peuvent être fabriqués au même temps sur un seul substrat ce qui réduit énormément le temps de fabrication.

Nous avons ainsi choisi une technologie de micro-fabrication additive, à XLIM. Elle se base sur les procédés de fabrication EFAB et Polystrata ont apporté en termes de miniaturisation et forte conductivité métallique. Des filtres passe bandes à 140 GHz et à 38 GHz ont été fabriqués en 2017 sur un procédé XLIM [46]-[47]. Dans ces travaux de recherches nous avons continué à fabriquer des filtres passe-bande à 90 GHz et à 285 GHz en améliorant à l'ancien procédé XLIM.

Le tableau I-2 compare les performances des filtres passe-bande millimétriques étudiés et fabriqués dans nos travaux de recherche qui seront présentés dans ce manuscrit avec d'autres filtres issus de différents types de technologies de fabrication additive.

Tableau I- 2 : Comparaison des performances des filtres millimétriques

	Année	Technologie	Fc (GHz)	BP	ordre	IL (dB)	L×H×W* (mm) S* (mm ²)	Référence
Impression 3D	2018	SLS	90	10	5	1,94	21,4×19,05×22	[30]
	2016	SLA	107	10	6	0,95	8,55×1,25×2,5	[31]
	2016	SLM	75	5	11	6	—*	[34]
	2015	SLM	77,5	5	15	8	38×1,5×3,1	[48]
Micro-usinage	2021	voie humide	185	11	4	1,55	1×1,1×0,1	[49]
	2018	DRIE	144,75	11,8	6	0,41	9×—×1,7	[36]
	2017	DRIE	270	5	2	1,5	S=1,5	[35]
	2012	voie humide	143	32	3	7	0,04×—×0,13	[50]
	2010	voie humide	149,4	6	2	4,5	3,5×1×1,2	[53]
	2003	voie humide	30,4	1,22	2	1,8	13×27×1,5	[37]
Microfabrication additive	2006	EFAB	55,5	9	4	3,5	1,8×0,29×0,86	[51]
	2005		29,1	1,1	3	1,7	14,4×0,4×0,84	[40]
	2005		29,5	1,4	3	1,5	5,1×0,4×3,3	[40]
	2004		57,5	2,5	—	18,5	6,5×1×2	[42]
	2004		29	3	3	1,74	6×400×6	[43]
	2012	Polystrata	34	0,2	2	2,9	6,55×2,8×2	[52]
	2010		75	60	11	—	—	[45]
	2017	XLIM ²⁰¹⁷	143,4	4,25	4	3,7	6,4×0,195×2,2	[46]
	2017		38,8	1,46	2	1,65	12,4×0,195×6,2	[47]
	2019	XLIM ²⁰²¹	88,31	4,8	2	2,4	3,9×0,3×3	Ces travaux
	2019		88,54	3,63	4	4,5	10×0,3×3	
	2019		285,6	8,8	2	4,6	2,5×0,05×1,5	

Avec Fc : Fréquence centrale, BP : Bande-Passante, L : longueur, H : Hauteur, W : Largeur, S : Surface et — : Pas mentionné

Conclusion :

Nous avons montré dans ce chapitre que la majorité des systèmes de communication dépendent des filtres RF dans la sélection des signaux d'un système d'émission-réception de superhétérodynes.

Dans la deuxième partie, nous avons montré que malgré l'atténuation atmosphérique, il existe plusieurs gammes de fréquences millimétriques prêtes à être exploitées, tels que la bande W et G. Dans ce contexte nous avons présenté, les nouvelles applications émergentes dans le domaine spatial pour présenter nos choix de bandes de fréquences. D'autres applications millimétriques comme l'imagerie et les communications haut débit ont été présentées et étudiées.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons présenté une étude bibliographique durant laquelle nous avons présenté et comparé plusieurs topologies de filtres passe-bandes millimétriques issus de différentes technologies de fabrication additive. Nous avons pris en considération les exigences du développement de filtres en bande W et G pour le domaine spatial.

Chapitre II. Procédés de Fabrication 3D et développement de la technologie XLIM



Introduction :

Ce chapitre a pour objectif de donner une vue d'ensemble des technologies de fabrication additive (FA) développées pour la réalisation de microstructures tridimensionnelles. Nous verrons qu'il existe différents types de procédés qui présentent chacun des caractéristiques et propriétés particulières qui doivent être prises en compte afin de choisir la technologie qui répondra au mieux aux spécifications requises.

Ce chapitre présentera trois parties principales :

La première partie de ce chapitre commencera par la classification des technologies 3D. Il existe trois catégories principales : les technologies d'impression 3D, le micro-usinage volumique et la micro-fabrication additive. Le principe et les dernières avancées de chaque catégorie seront décrits et les avantages et inconvénients de chaque procédé seront mis en avant.

La deuxième partie présentera les développements jusqu'à présent menés au laboratoire XLIM sur la technologie de micro-fabrication additive. Cela nous permettra de préciser les moyens à disposition utilisés pour fabriquer les microstructures conçues dans le cadre de ces travaux de thèse. Comme nous le verrons, le procédé technologique a beaucoup évolué pour être utilisé pour les applications visées comme la réalisation de filtres pour les bandes de fréquences W et G.

La troisième partie de ce chapitre détaillera les étapes du procédé technologique mis au point. Elles sont principalement basées sur le dépôt séquentiel de couches alternées de matériaux structurels et sacrificiels sur un substrat de silice fondue, suivi de l'élimination sélective des couches sacrificielles. L'alternance de matériaux métalliques et de polymères photosensibles aux rayons UV est utilisée dans le procédé de fabrication développé.

I. Présentation des divers procédés technologiques de fabrication 3D :

La technologie additive est un procédé de fabrication relativement récent qui permet la fabrication couche par couche d'un composant 3D. Elle utilise des techniques de dépôts de matériaux sacrificiels et structurels, à partir d'un modèle de conception numérique.

Cette technologie a attiré l'attention de plusieurs secteurs dont l'aéronautique et la défense. Son utilisation entraîne une réduction des coûts et de la complexité de fabrication pour créer des composants pour différents domaines d'application tels que les avions ou l'armement avec un minimum de gaspillage de ressource (énergie, matériel, etc.). L'étude menée dans [54] révèle que pour chaque kg de Titane utilisé pour produire des pièces aéronautiques par usinage, 10 Kg sont gaspillés. De plus, la consommation d'énergie de ces procédés d'usinages pourrait atteindre jusqu'à 1100 kWh/kg de Titane en cours de fabrication.

La pression exercée sur les concepteurs d'aéronefs pour utiliser des pièces plus compactes et innovantes, associée à des contraintes budgétaires croissantes, les a déjà conduits à rechercher des technologies de conception alternatives et la fabrication additive est en mesure de répondre à certaines de leurs exigences avec une rapidité et une efficacité adéquate.

Plusieurs matériaux peuvent être utilisés dans le procédé de fabrication additive comme l'acier, le titane, les plastiques (photopolymères et thermoplastiques) et les composites. La figure II.1 présente un schéma qui reprend les technologies liées à la fabrication additive de structures métalliques qui nous intéresse plus particulièrement dans le cadre de cette thèse.

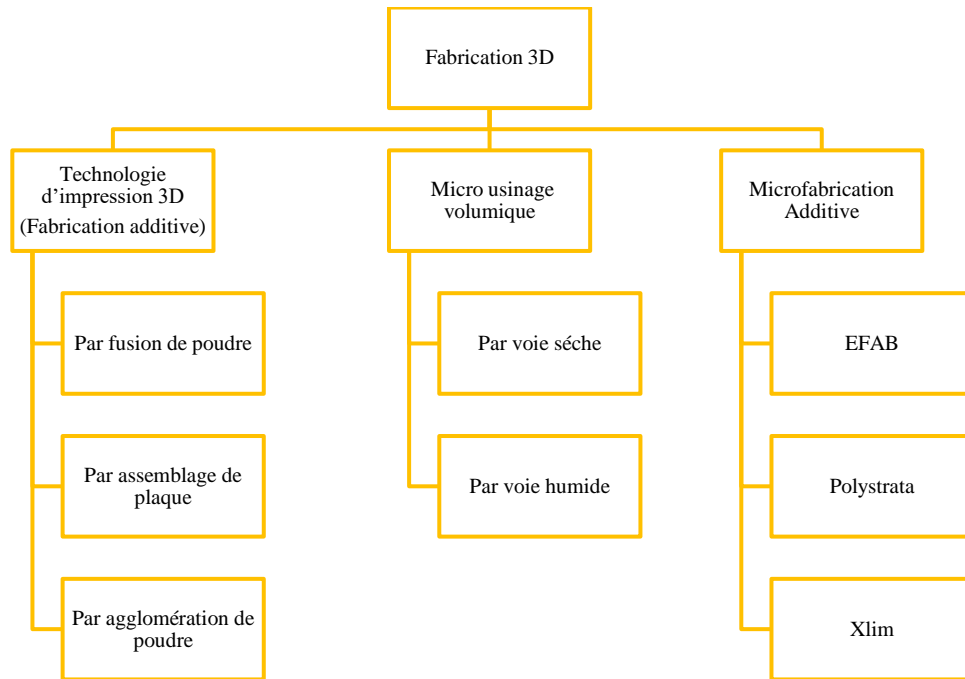


Figure II. 1 : Vue générale des technologies de fabrication additive

La fabrication additive est devenue une technologie à fort potentiel pour la conception des systèmes RF de nouvelle génération. Nous allons à présent détailler les différentes technologies citées dans la figure II. 1.

I.1. Technologie d'impression 3D :

La technologie d'impression 3D est un procédé de fabrication d'une structure volumique à partir d'un fichier numérique [55]. L'imprimante 3D crée la structure en déposant des couches successives de matériaux jusqu'à ce que l'objet complet soit formé. Chaque couche peut être considérée comme une coupe transversale finement coupée de la structure, comme illustré figure II.2.

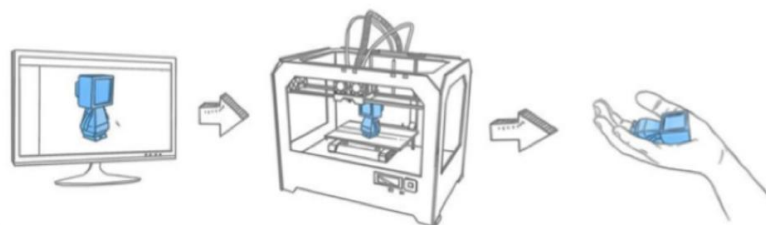


Figure II. 2 : Principe d'impression 3D [56]

La première commercialisation de cette technologie par Charles Hull date de 1980 [57]. Actuellement, l'impression 3D est utilisée dans pratiquement tous les domaines industriels [58] et génère un marché important. La figure II.3 présente des chiffres représentatifs montrant une

croissance exponentielle depuis 2013 sur les revenus fournis par l'économie de la technologie d'impression 3D.

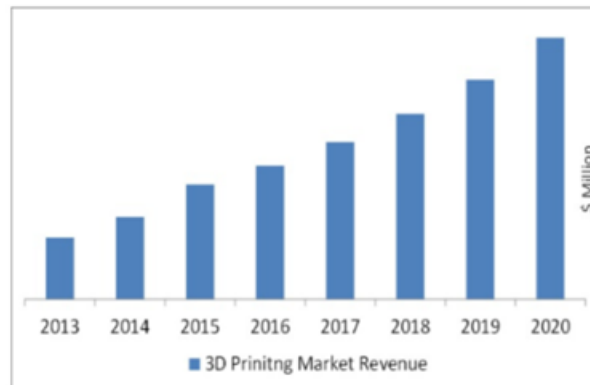


Figure II. 3 : Potentiel du marché mondial de l'impression 3D [58]

Cette évolution s'explique par les multiples avantages que cette technologie qui offre des facilités en termes de conception de produits mécaniques. En effet, l'impression 3D permet l'utilisation de plusieurs matériaux. De plus, elle élimine les vis et les éléments d'assemblage qui maintiennent la structure globale du produit final. Ainsi, l'utilisation d'une telle technologie engendre la réduction de masse de la structure mécanique encombrante en gardant ses performances fonctionnelles équivalentes comme le montre la figure II.4 [59], [60].



Figure II. 4: Exemples des optimisations offertes par la technologie d'impression 3D – (a) Atkins : Partie d'une pompe diesel [59], (b) Compolight : Châssis d'un hélicoptère sans pilote [60]

La figure II.4.(a) montre l'optimisation de la conception d'une pièce intégrée dans une pompe diesel d'un véhicule pour réduire sa masse et donc minimiser la consommation énergétique du véhicule qui l'embarque [59]. La figure II.4.(b) illustre la réduction de masse d'un châssis d'hélicoptère « Flyin Cam » utilisé pour la gestion du trafic et l'assistance d'urgence [60]. Cette pièce a été optimisée à l'aide d'un logiciel de conception et fabriqué par la technologie d'impression 3D en éliminant les éléments inutiles en fonction de l'optimisation de sa topologie permettant de réduire son poids de 138 g.

En résumé, cette technologie favorise l'innovation technologique de produits très diversifiés et permet la fabrication de structures totalement optimisées pour offrir de meilleures performances.

I.1.1. Technologie d'impression 3D par fusion de poudre :

I.1.1.1. Fusion laser (Selective Laser Melting, SLM):

La fabrication additive par fusion laser est une technologie d'impression 3D créée au sein de l'institut Fraunhofer en Allemagne. Son principe est illustré figure II.5 [60]. La pièce est construite en faisant fusionner sélectivement une poudre métallique fine (d'une granulométrie comprise entre 20 et 45 μm) par un laser de forte puissance. Chaque motif métallique fusionné est descendu par une plateforme mobile et une raclette d'étalement amène une nouvelle couche de poudre. Ce procédé se répète jusqu'à ce que la pièce soit totalement fabriquée. Cette technologie nécessite l'ajout des supports pour maintenir les pièces à architectures complexes.

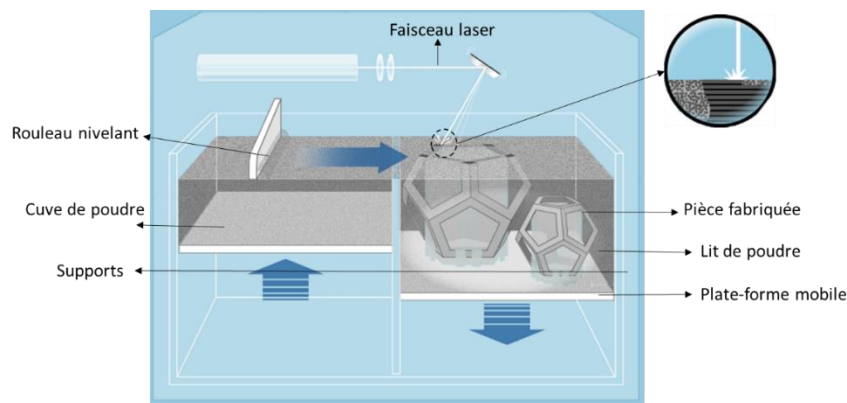


Figure II. 5 : Schéma de fabrication additive par fusion laser [60]

La poudre non utilisée peut être directement exploitée pour d'autres fabrications. Cela rend le procédé non seulement rentable, mais surtout durable. De plus, la fusion laser n'a pas à produire un seul objet, il est également possible d'imprimer directement sur un objet existant, comme le montre figure II.6. Cependant, la fusion laser sélective nécessite des températures extrêmement élevées, ce qui augmente le coût des machines à SLM. À la fin du procédé, les pièces fabriquées doivent être traitées thermiquement et les structures de support doivent être retirées mécaniquement ce qui augmente la complexité de cette technologie.

Le laser de forte puissance fait fondre complètement chaque couche de poudre métallique plutôt que de simplement la fritter. Ça permet d'imprimer des objets extrêmement denses et résistants.

La porosité du matériau fusionné dépend de la puissance du laser utilisé pour fondre la poudre métallique. La figure II.6 illustre l'effet de la densité d'énergie du laser sur la porosité de la poudre fusionnée (du Titane dans l'exemple considéré). La densité d'énergie du laser peut être classifiée en trois zones [61].

La figure II.6.(a) montre des zones où la porosité de la couche de Titane est liée à la trop faible densité d'énergie du laser. Ce phénomène est appelé, phénomène de Balling, il entraîne donc des couches métalliques discontinues dans la structure finale. Ensuite, avec une densité d'énergie moyenne, une microstructure sans pores est obtenue, figure II.6.(b), c'est la zone de fusion optimale. Enfin, une trop forte densité d'énergie appliquée entraîne de nombreuses porosités, de formes arrondies, dans les couches métalliques fusionnées, comme figure II.6.(c).

Une telle énergie provoque l'évaporation d'un gaz métallique et une re-solidification connue sous le nom d'effet Keyhole.

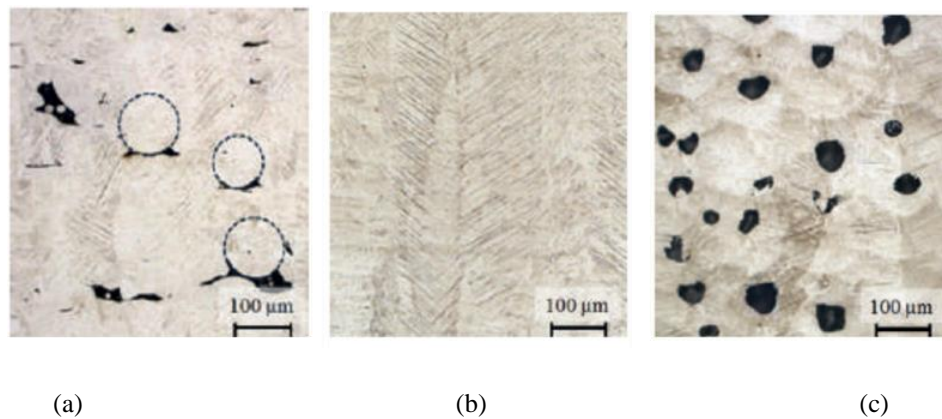


Figure II. 6 : Porosité du matériau fusionné en fonction de la puissance laser utilisée [61] – (a) Phénomène de Balling (b) Densité optimale (c) Phénomène de Keyhole

La figure II.7 illustre bien les avantages de la SLM. Elle montre un moteur de propulsion de fusée [62] fabriqué en utilisant la technologie de fabrication par fusion laser. Ce composant monolithique a été imprimé par la fusion d'une poudre de Nickel. Suite à la complexité du moteur, les procédés traditionnels nécessitaient un minimum de six mois pour le fabriquer. Mais, en utilisant la technologie du SLM cette pièce était construite en moins de cinq jours.

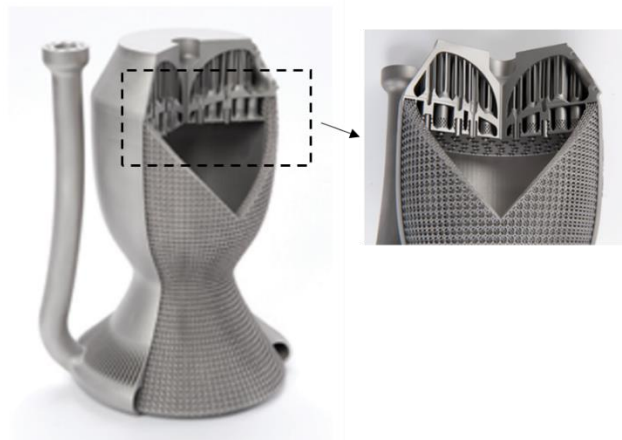


Figure II. 7 : Moteur de propulsion de fusée fabriqué par la technologie SLM [62]

I.1.1.2. Fusion par faisceau d'électrons (Electron Beam Melting, EBM) :

La fabrication additive par faisceau d'électrons a été développée à l'École Polytechnique de Chalmers en Suède. Son principe est illustré figure II.8 [60]. Il est utilisé dans la fabrication de structures métalliques ayant des propriétés électriquement conductrices car la source de fusion de poudre est un faisceau d'électrons. La poudre métallique utilisée est généralement d'une granulométrie comprise entre 45 et 105 µm. Tout comme pour le procédé SLM, chaque motif métallique fusionné est descendu par une plateforme mobile et une raclette semi-rigide amène une nouvelle couche de poudre et ainsi de suite.

Le principal avantage de cette technologie par rapport au SLM est le fait que le faisceau d'électrons se déplace avec des vitesses élevées jusqu'à 8000 m/s. Réduisant ainsi le temps de

fabrication. De plus, en utilisant de multiples faisceaux, cette technologie permet de marquer plusieurs motifs en même temps. D'après [63], en utilisant la technologie EBM, la fabrication des pièces se fait sous vide et avec de la poudre préchauffée. Ainsi, les résultats en densité dépassaient celui de SLM.

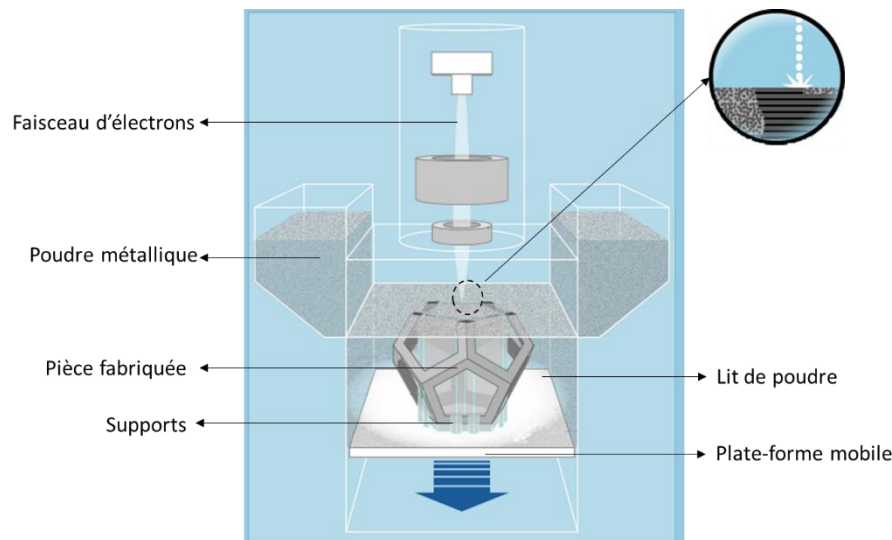


Figure II. 8 : Schéma de fabrication additive par faisceau d'électrons [60]

La figure II.9 [61] montre un ensemble de cotyles fabriqués simultanément par technologie d'impression 3D par faisceau d'électrons. Ses structures sont utilisées dans le domaine médical pour le remplacement des arthroplasties de la hanche.



Figure II. 9 : Cotyles fabriqués par EBM pour les arthroplasties de la hanche [61]

I.1.2. Technologie d'impression 3D par assemblage de plaques :

I.1.2.1. Fabrication par stratification (Laminated Object Manufacturing - LOM):

La fabrication additive par stratification a été développée par l'organisation Cubic Technologies en Inde. Son principe est illustré figure II.10 [64]. Les pièces sont produites en empilant successivement des couches de matériaux déposées par « feuilles », un adhésif permet de les coller ensemble. Un laser découpe le contour de la pièce dans chaque couche. Ensuite, une plateforme s'abaisse d'une profondeur égale à l'épaisseur de la feuille (généralement entre 50 μm -500 μm). Dès qu'une autre feuille est déposée au-dessus des couches précédentes, la plateforme s'élève. Ainsi, une raclette applique une pression pour coller la nouvelle feuille sur les couches précédentes et le laser découpe le contour. Ces étapes sont répétées jusqu'à ce que la pièce soit totalement fabriquée.

La technologie de LOM est principalement utilisée pour les procédures de prototypage rapide et la fabrication de structures simples car les pièces creuses restent difficiles à fabriquer. Elle présente plusieurs avantages. En effet, différents matériaux pouvant être utilisés dans l'impression 3D par stratification, le coût de machine reste le plus raisonnable et les pièces ne nécessitent pas de structure de support durant la fabrication. Cependant, les feuilles métalliques sont plus rares dans ce type de technologie car l'étape de découpe du métal est plus compliquée que la découpe de feuilles en plastique. De plus, les feuilles non utilisées ne peuvent pas être exploitées pour d'autres fabrications. Cela rend le taux du gaspillage des matériaux très important.

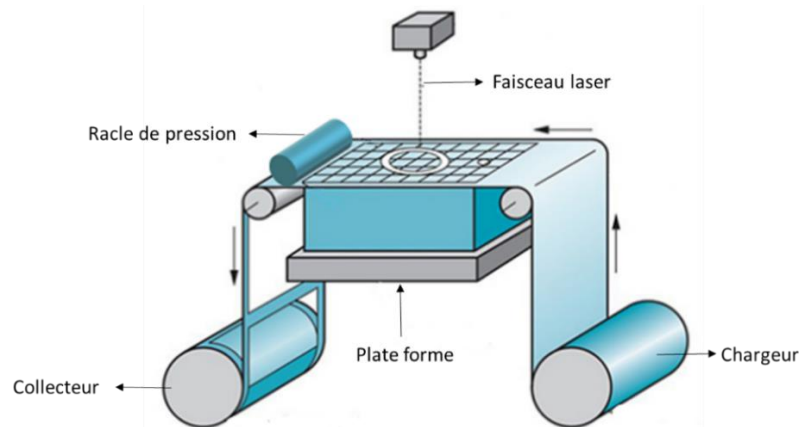
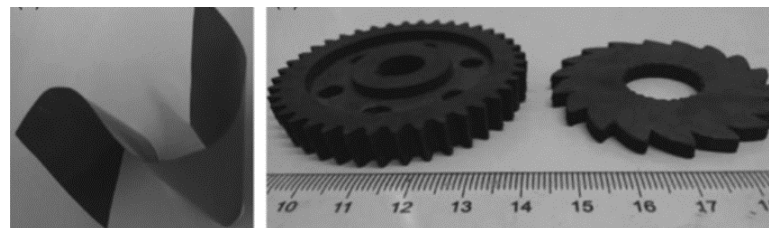


Figure II. 10 : Schéma de fabrication additive par stratification [64]

La figure II.11 montre des pièces fabriquées par la stratification de rubans flexibles en carbure de silicium (a). Selon le procédé LOM [65], ces rubans sont superposés, collés par un adhésif et découpés par un laser pour concevoir les pièces présentées (b).



(a)

(b)

Figure II. 11 : Pièces fabriquées par LOM [65] – (a) Ruban en carbure de silicium flexible (b) Pièces fabriquées par la stratification des rubans

I.1.2.2. Assemblage par ultrasons (Ultrasonic Additive Manufacturing - UAM) :

La fabrication additive par ultrasons (UAM) est une technique d'impression 3D à basse température pour les métaux. Elle a été créée par Fabrisonic aux États-Unis [66]. Son principe est illustré figure II.12. Des bandes métalliques sont préparées en frottant de manière continue des feuilles en métal avec des vibrations ultrasonores de 20 000 Hertz sous pression. Les couches successives sont soudées ensemble pour augmenter la hauteur de la pièce. Ensuite, ces dernières sont percées jusqu'à ce qu'une géométrie finale soit créée en supprimant l'excès de matière.

Cette technique de fabrication peut être considérée comme une technologie hybride. Elle combine les principes des technologies additives (impression 3D) et soustractives (fraisage CNC, Computer Numerical Control) dans une seule machine.

La technologie UAM permet l'utilisation de différents matériaux dans le même procédé de fabrication. La fabrication de pièces 3D est réalisée à une température relativement basse par rapport aux autres technologies additives. Les propriétés du matériau initial sont conservées dans les propriétés du matériau constituant la pièce finale. Cependant, des traitements post-fabrication, sont indispensables afin d'améliorer les propriétés de la liaison entre les couches des feuilles soudées.

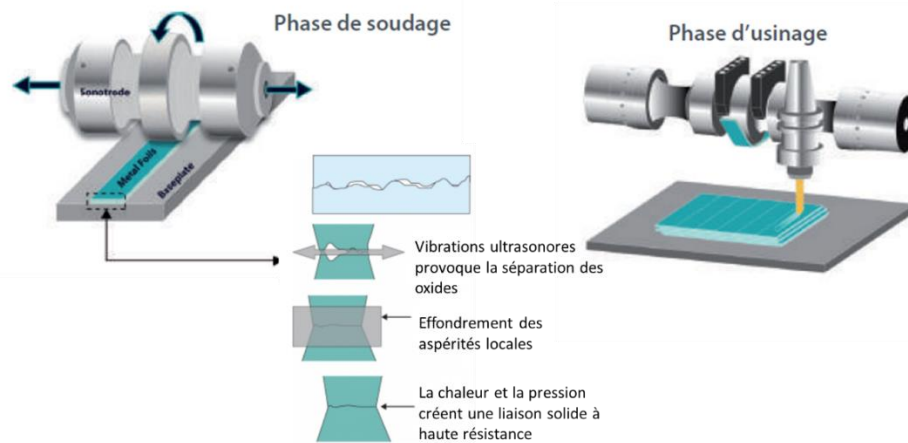


Figure II. 12 : Schéma de fabrication additive par ultrasons [66]

La figure II.13 montre un échangeur de chaleur fabriqué par le laboratoire JPL de la NASA en collaboration avec Fabrisonic [67]. Ce dispositif a été utilisé pour faire circuler des réfrigérants à travers des tubes. Il protège l'électronique de l'astromobile contre les dangereuses variations de températures sur Mars. Cette pièce illustre les principaux avantages de la technologie UMA. En effet, la masse de l'échangeur de chaleur fabriqué en 2018 a été réduite de 0,56 Kg [68] et le temps de fabrication a diminué drastiquement : de deux mois à deux semaines tout en conservant les propriétés chimiques des matériaux utilisés.



Figure II. 13 : Échangeur de chaleur fabriqué par UAM [67]

I.1.3. Technologie d'impression 3D par agglomération de poudre :

I.1.3.1. Frittage laser (Selective laser sintering, SLS):

La fabrication additive par Frittage laser est une technologie d'impression 3D créée par Dr. Carl Deckard à l'Université du Texas (Austin). Son principe est illustré figure II.14 [60]. Le fonctionnement de cette technologie est très similaire à celle du SLM, la principale

différence réside dans la méthode de solidification de la poudre. Un laser est régulièrement déplacé sur la surface pour fritter la couche supérieure en poudre, c'est-à-dire que les particules à l'intérieur du métal sont fusionnées, même si le métal n'est pas suffisamment chauffé pour lui permettre de fondre complètement.

Cette technologie de fabrication 3D fabrique des pièces à partir des alliages métalliques mais le matériau le plus courant pour le SLS est le Nylon. Il est utilisé pour ses propriétés légères, résistantes et flexibles ce qui le rend idéal pour le prototypage rapide et la production. Les composants métalliques doivent être traités thermiquement après la fabrication pour éliminer les contraintes internes susceptibles de provoquer la défaillance des pièces.

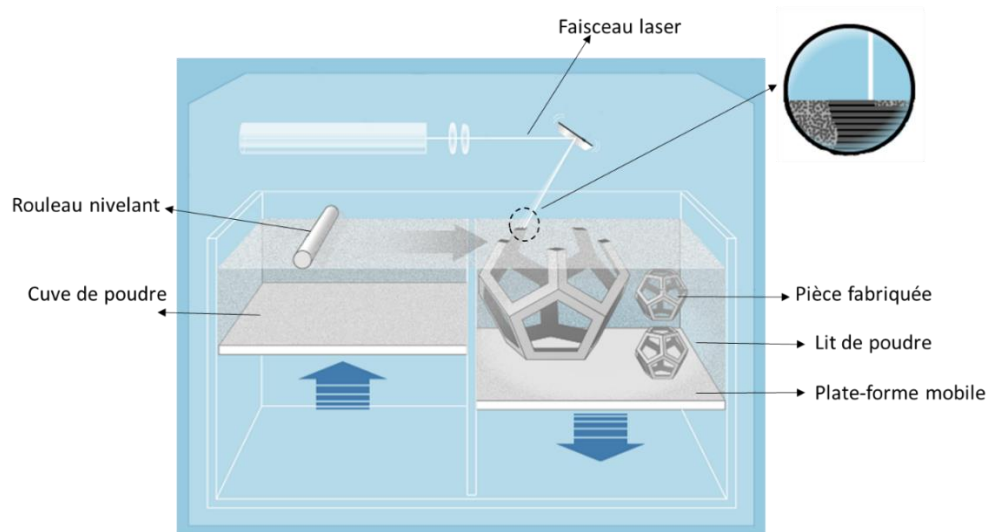


Figure II. 14 : Schéma de fabrication additive par frittage laser [60]

La porosité du métal peut être contrôlée. La figure II.15.(a) montre une structure de test [69] avec une porosité de 62.5%, une épaisseur d'entretoise de 350 μm et une taille moyenne de pores de 600 μm . La figure II.15.(b) illustre l'influence de la puissance laser sur la porosité et les épaisseurs des entretoises de la structure. En effet, l'augmentation de puissance de la source de frittage entraîne une amélioration de la densité globale de la pièce.

Par rapport au SLM, la fabrication additive par SLS ne nécessite aucune structure de support. Les pièces fabriquées sont souvent soutenues par la poudre. L'ensemble de la cuve de fabrication peut donc être rempli de plusieurs pièces qui sont toutes produites ensemble.

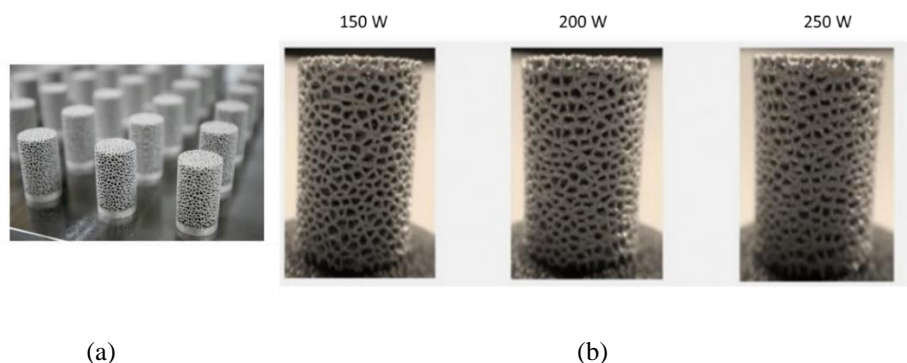


Figure II. 15 : Pièces fabriquées par SLS-(a) : Structures poreuses, (b) : Influence du puissance laser sur la porosité du métal fritté [69]

I.1.3.2. Frittage avec masque (Selective mask sintering, SMS) :

La fabrication additive par frittage avec masque est une technologie d'impression 3D développée récemment en Suède [70]. Son principe est illustré figure II.16 [71]. Il s'agit d'imprimer les motifs d'un masque sur une couche à base de poudre en plastique de polyamide 12. La poudre peut être mélangée avec d'autres métaux tels que l'aluminium ou du cuivre. Ce mélange offre la possibilité de fabriquer des pièces 3D thermo conductrices.

Le masque est conçu avec une matière qui reflète les rayons infrarouges. Ensuite, il est placé sur le lit de poudre. Un rayonnement infrarouge est ainsi appliqué pour fondre la poudre de dessous, non protégée par le masque, en un seul flash. Puis, le masque est remplacé par un autre pour enchaîner la fabrication. Au même temps, une plateforme s'abaisse d'une profondeur égale à l'épaisseur de la couche définie et la cuve en poudre monte pour renouveler la poudre dans le conteneur de fabrication.

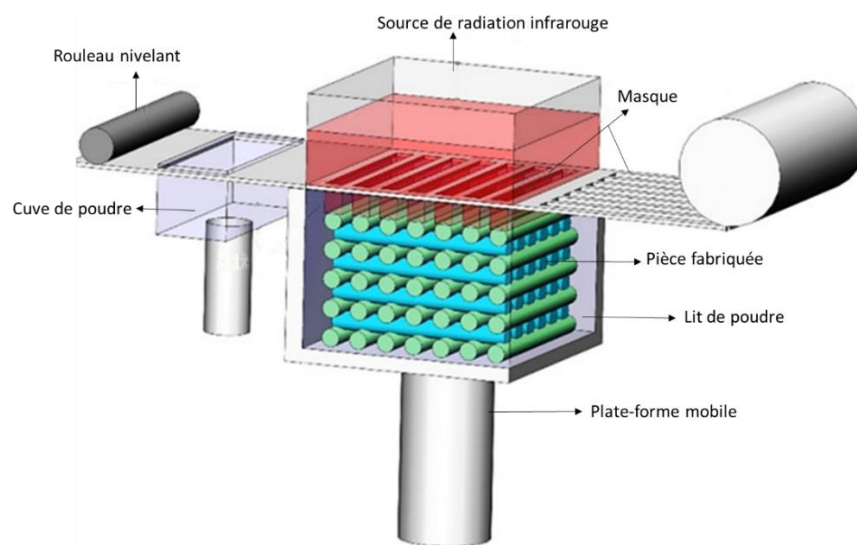


Figure II. 16 : Schéma de fabrication additive par frittage avec masque [71]

Les plus importants avantages du procédé SMS par rapport au SLS est sa vitesse de fabrication. Chaque couche est traitée en 10-20 s. La fabrication peut atteindre des vitesses de 35 mm/h indépendamment du volume de la pièce. De plus, Contrairement au frittage par laser, SLS, cette technologie élimine l'exigence d'une source laser ce qui réduit considérablement le coût de fabrication.

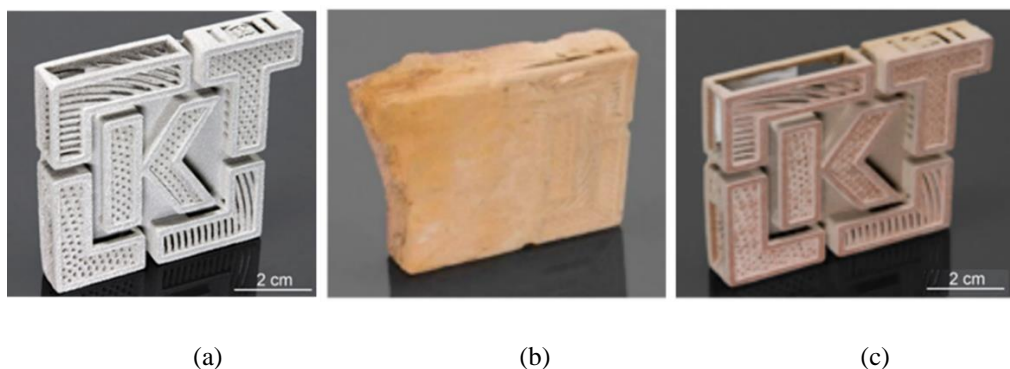


Figure II. 17 : Pièces fabriquées par SMS – (a) : Pièce en polyamide 12 avec 40 % d'aluminium, (b) : Pièce en polyamide 12 avec 40 % de cuivre, (c) : Pièce en polyamide 12 avec 20 % de cuivre [72]

D'après les études menées dans [72], le mélange de la poudre du polyamide 12 avec 40% d'aluminium donne des pièces de forme complexes, figure II.17.(a), avec un bon degré de précision mais le degré de porosité reste assez important comparé à d'autres technologies d'impression 3D à base de poudre en plastique (tel que le SLS). Le remplacement d'aluminium par du cuivre conduit à un changement de comportement de fusion de matière, comme le montre figure II.17.(b). La structure complexe n'a pas pu être fabriquée car la pièce a fusionné sous forme d'un bloc. Par contre, en diminuant le pourcentage du cuivre à 20%, la forme complexe est obtenue, présentée figure II.17.(c).

Le tableau II-1 compare toutes les technologies situées précédemment en résumant leurs avantages, inconvénients, les matériaux utilisés et les dimensions maximales de fabrication.

Tableau II- 1 : Comparaison des technologies d'impression 3D

	Technologies	Avantages	Inconvénients	Matériaux	Dimensions
Par fusion de poudre	Fusion laser (SLM)	Fusion efficace (puissance du laser) Réalisation de structures complexes Structure pleine de matière dense sans porosité Recyclage du poudre utilisées	Taille des pièces limitées Utilisation des supports compliqués à retirer Prix des machines élevé Étape de finitions et contrôles Température de fusion extrêmement élevée	Métaux uniquement en poudre	630 x 400 x 500 mm ³
	Fusion par faisceau d'électrons (EBM)	Temps de fabrication court Productivité Structure dense sans porosité	Choix limités des matériaux Étape de contrôle et finition Nécessite des supports pour la fabrication des pièces Coût élevé	Chrome-cobalt et Titane en poudre	350 x 350 x 380 mm ³ 800 x 400 x 500 mm ³
Par assemblage de plaques	Fabrication par stratification (LOM)	Coût machine raisonnable Large choix de sélection de matériaux Temps de fabrication réduit Ne nécessite pas de supports pour la fabrication des pièces	Taux important de gaspillage des matériaux Étape de découpe complexe pour les couches métalliques Structures simples	Tous matériaux en feuilles	81× 55× 50 cm ³
	Assemblage par ultrasons (UAM)	Possibilité de souder des différents matériaux (multi-matériaux) Propriétés chimiques des matériaux conservés	Possibilité de défaut de liaison inter-couches Possibilité de défaut de liaison de feuilles adjacentes	Matériaux en plaques ou films	101×35×35 cm ³ 182×182×91 cm ³
Par agglomération de poudres	Frittage laser (SLS)	Ne nécessite pas de supports pour la fabrication des pièces Matériaux identiques à ceux utilisés classiquement Pas de contraintes résiduelles internes	Choix limités des matériaux Porosité des pièces métalliques Traitement thermique nécessaire Rugosité importante	Principalement des polymères, Nylon (PA)	700 x 580 x 380 mm ³
	Frittage avec masque (SMS)	Coût machine raisonnable Fusion sous source UV L'une des technologies les plus rapides Vitesse importante de fabrication	Obtention des pièces de faible résistance Adapté qu'au prototypage fonctionnel Porosité importante	Polyamide 12 et 40% d'aluminium Polyamide 12 et 20% de cuivre	300 x 200 x 800 mm ³

I.2. Technologie de micro-usinage volumique :

La technologie de micro-usinage volumique se base sur l'élimination sélective des parties d'un substrat (silicium, verre, GaAs, etc.). Une fois le substrat gravé, il peut être utilisé un élément constituant le circuit final. Le micro-usinage peut être utilisé dans la création de diverses microstructures avec des hauteurs millimétriques. Cette technologie, qui n'est pas une technologie fabrication additive, peut être divisée en deux catégories, selon la phase de gravure du substrat qui peut être réalisée par voie humide ou sèche.

Dans cette partie nous nous intéresserons aux principales techniques utilisées dans le micro-usinage volumique par assemblage de substrats : l'usinage sec en utilisant la gravure ionique réactive profonde (DRIE) [73] et l'usinage humide [74].

I.2.1. Micro-usinage par voie sèche (DRIE) :

Le procédé DRIE est utilisé pour la gravure du silicium. Cette méthode a été introduite par Bosch au milieu des années 1990 et commercialisée par plusieurs fabricants d'équipements [75]. Son principe est illustré figure II.18 [76]. Ce procédé utilise des cycles alternatifs de gaz SF_6 pour graver rapidement du silicium et du C_4F_8 qui génèrent un dépôt de polymère fluoré pour passiver les parois latérales des vias pendant la gravure. La DRIE est capable de former des parois verticales à une vitesse de gravure élevée supérieure à $10 \mu\text{m}/\text{min}$. Les endroits non gravés sont couverts d'une couche protectrice de résine photosensible.

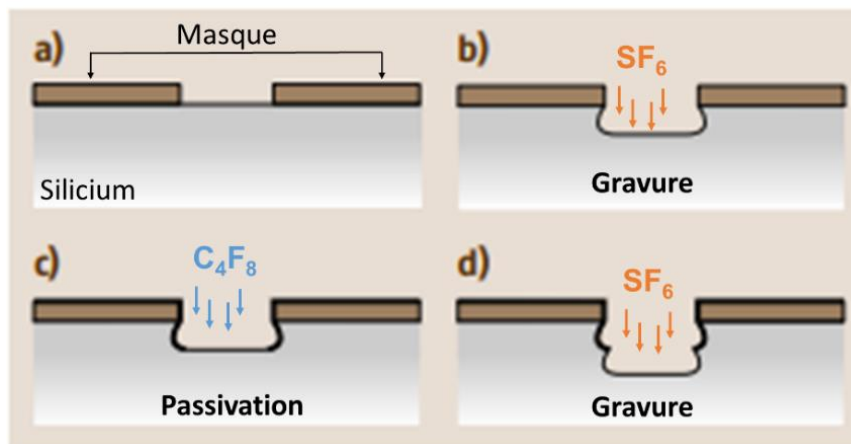
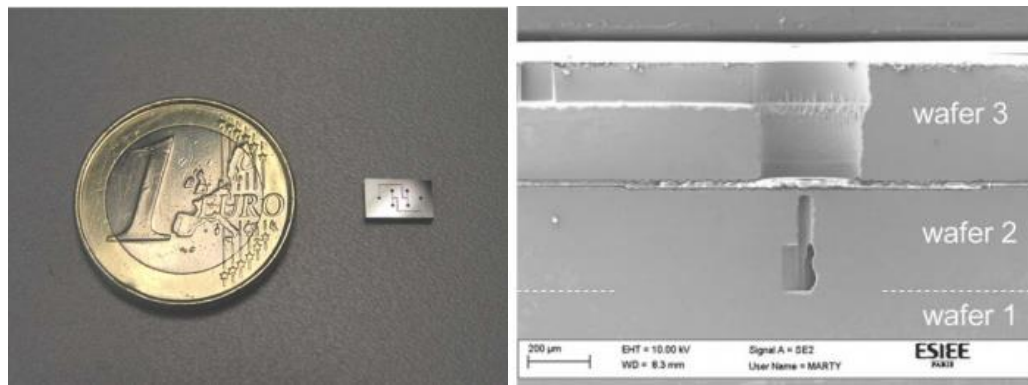


Figure II. 18 : DRIE : (a) Création des motifs de résine photosensible, (b) Gravure, (c) Passivation, (d) Gravure [24]

Depuis son invention, la gravure DRIE a été développée et utilisée pour la conception de microstructures dans plusieurs domaines. Par exemple, dans [77], un micro-injecteur a été fabriqué, figure II.19.(a), à l'aide de cette technologie. Il sert à séparer un mélange de huit éléments gazeux en moins de 40 s. Grâce à la technologie DRIE une taille très réduite de ($7 \times 3 \times 1,2 \text{ mm}$) a été obtenue. Sa structure globale se compose d'un empilement de trois couches en Silicium micro-usiné, figure II.19.(b) et leur assemblage est effectué par compression thermique. En général, les composants produits par cette technologie ont de grandes dimensions latérales allant jusqu'à plusieurs centimètres avec des épaisseurs millimétriques. Les microstructures pouvant être fabriquées sont à la transition entre les mondes millimétriques et micrométriques.

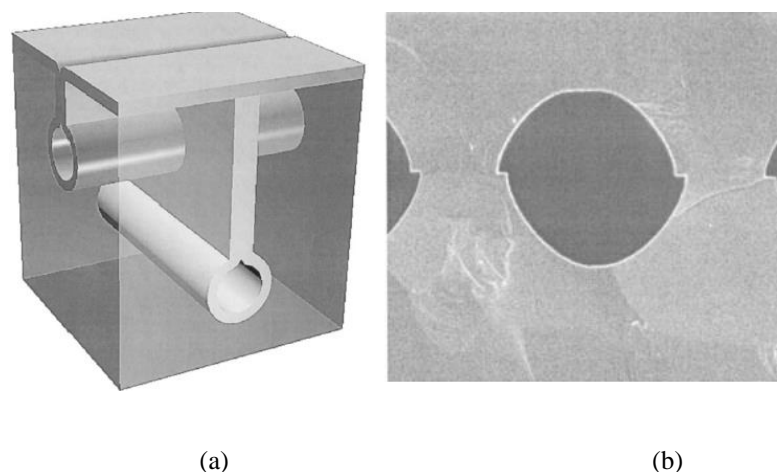


(a)

(b)

Figure II. 19 :DRIE-(a) : Micro-injecteur placé à proximité d’une pièce de monnaie, (b) : Empilement de trois substrats [77]

Néanmoins, l’un des plus grands désavantages est la difficulté de l’assemblage des différentes couches de silicium. Un désalignement des substrats peut s’introduire pendant le procédé de fabrication et peut perturber le fonctionnement du micro composant. De plus, la précision de supposition de cette technologie est d’autant plus délicate que le nombre de couches augmente.



(a)

(b)

Figure II. 20 : DRIE – (a) : Schéma d’un micro-tube en silicium, (b) : Désalignement des substrats micro usinés par DRIE [78]

Les recherches menées dans [78] ont remis en question cette technologie en évoquant les difficultés qu’ils ont affronté pour fabriquer des micro structures. Il a été démontré que la fabrication de micros tubes en silicium, figure II.20.(a), en utilisant DRIE et l’assemblage des substrats était très difficile. Un désalignement, figure II.20.(b), s’est introduit durant la fabrication causant un dysfonctionnement du composant.

Un autre problème est également présent dans cet exemple. La selectivité de gravure entre le masque de résine et le silicium n’était pas suffisante pour obtenir l’épaisseur visée. Comme montré figure II.21 [88], des trous sont gravés sous la couche protectrice. En raison de faible selectivité de la gravure sur les résines, il est nécessaire d’opter pour un masque de résine plus épais ce qui entraîne une dégradation de la précision de la micro-structure [78].

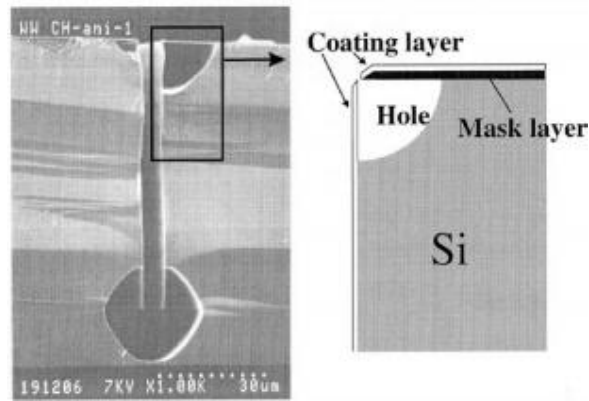


Figure II. 21 : DRIE : Sous gravure de Silicium [78]

I.2.2. Micro-usinage par voie humide :

La gravure chimique par voie humide est la technologie de micro-usinage la plus simple. Elle implique l'élimination sélective d'une partie du substrat afin de réaliser des composants mécaniques miniaturisés. Le substrat est immergé dans une solution de produit chimique réactif qui gravera les régions exposées du substrat à des vitesses maîtrisables.

Le micro-usinage par voie humide fournit une vitesse de gravure et une sélectivité très élevée. Ces dernières peuvent être contrôlées en modifiant la composition chimique de la solution de gravure.

Il existe deux types de gravure par voie humide : isotrope et anisotrope [79]. Dans le premier cas, la vitesse de gravure ne dépend pas de l'orientation cristallographique du substrat et se déroule dans toutes les directions de façon égale. Dans le cas d'une gravure anisotrope, la vitesse de gravure dépend de l'orientation cristallographique du substrat. Elle fournit une capacité de gravure à haute résolution avec un contrôle des dimensions efficace. La figure II.22 montre la différence entre les deux types de gravure par voie humide.

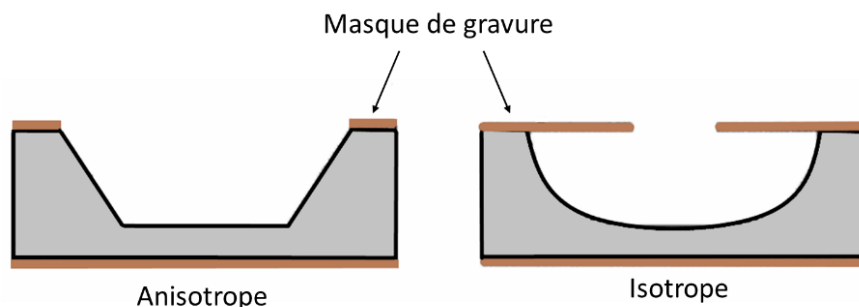


Figure II. 22 : Types de gravure par voie humide [79]

Une fois les différents substrats gravés, ils peuvent être assemblés pour former une structure finale micro-usinée. D'après la littérature [79], une colle conductrice époxy assure la liaison entre les différents éléments du circuit.

La figure II.23 [80] montre une présentation schématique des étapes du procédé de micro usinage par voie humide pour la réalisation d'un cantilever en silicium. Dans ce procédé,

la fabrication utilise un assemblage des substrats en silicium, une étape de lithographie, une oxydation locale du silicium et deux étapes de gravure humide anisotrope en utilisant une solution de TMAH pur à concentrations élevées (20–25%).

Premièrement, les deux substrats en silicium de type Si_3N_4 et SiO_2 sont assemblées (a). Ensuite, l'épaisseur du substrat supérieur est réduite à un niveau souhaité par gravure TMAH pur à 25% après élimination de son oxyde dans du BHF (Buffred HydroFluoric) (b). La surface de la structure est ensuite oxydée thermiquement pour créer une couche protectrice, modélisée par photolithographie et suivie par une gravure BHF (c). Après cette étape, une gravure anisotrope est réalisée pour définir les formes de la structure, suivie par l'élimination de la couche d'oxyde (d). Enfin, la gravure du silicium est réalisée dans du TMAH afin de libérer la structure suspendue du substrat (e).

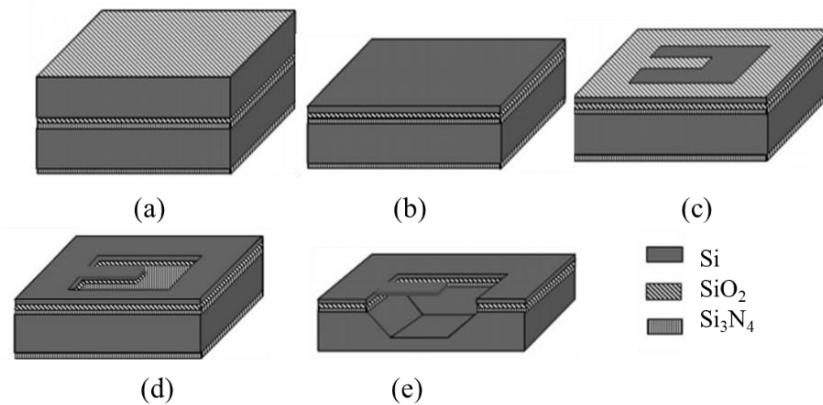


Figure II. 23 : Micro-usinage par voie humide – (a) : Assemblage des substrats Si_3N_4 et SiO_2 , (b) Amincissement du substrat supérieur, (c) Oxydation et photolithographie, (d) Définition de la forme du cantilever par gravure humide, (e) Libération de la structure [80]

La figure II.24 [27] présente une image SEM du cantilever en silicium fabriqué par le micro-usinage par voie humide. La gravure du silicium dans ce procédé nécessitait un contrôle de temps minutieux afin d'avoir les épaisseurs souhaitées des structures suspendues.

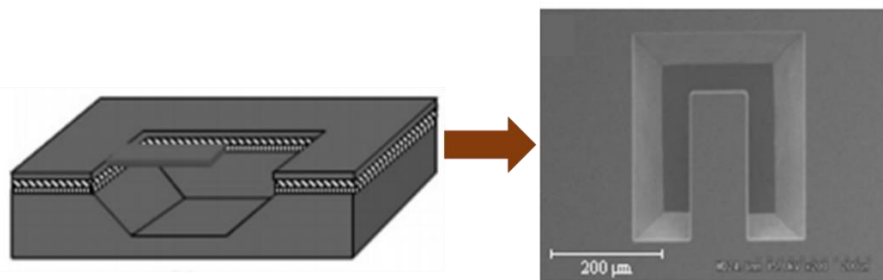


Figure II. 24 : Micro-usinage par voie humide- Images SEM du cantilever en silicium [80]

Le micro-usinage par voie humide permet la formation de cavités rectangulaires [79], de rainures en V et de structures suspendues [80] avec des hauteurs millimétriques. De plus, le coût de fabrication de cette méthode est moins élevé que pour celui par voie sèche. Néanmoins, les géométries fabriquées grâce à cette technologie restent assez simples et nécessitent également une étape compliquée d'alignement et de collage de plusieurs substrats.

Le tableau II-2 résume les avantages et les inconvénients des technologies de micro-usinage par voie sèche et humide.

Tableau II- 2 : Avantage et inconvénients des technologies de micro-usinage par voie sèche et humide

Avantages	Inconvénients
<p>Hauteur de la cavité (millimétrique)</p> <p>Circuits performants d'un point de vue électrique</p> <p>Précision</p> <p>Structure complexe (DRIE)</p>	<p>Procédé de fabrication compliqué</p> <p>Étape d'assemblage de substrat</p> <p>Structures rectangulaires simples (voie humide)</p> <p>Sous gravure de Silicium</p>

I.3. Micro-fabrication additive :

La micro-fabrication additive vise principalement les applications millimétriques. En effet, l'augmentation des fréquences de travail implique la diminution des longueurs d'ondes, et donc la miniaturisation des composants RF. Cette technologie fait référence aux techniques de micro-fabrication tridimensionnelles (3D). Elle implique l'addition de matériaux structurels et sacrificiels couche par couche par des étapes standard de micro-électronique comme la photolithographie, l'électrolyse et le dépôt de métaux sous vide.

Ainsi, grâce à cette technologie, des composants 3D à l'échelle micrométrique peuvent être produits en répondant aux exigences de réduction de masse et de taille des systèmes de télécommunications modernes. Dans ce domaine, deux principales techniques de micro-fabrication additive ont été développées : EFAB (Électrochemical FABrication) de Microfabrica et Polystrata® de Nuvotronics. Nous allons à présent détailler ces deux techniques.

I.3.1. Procédé EFAB de Microfabrica :

EFAB est une technologie inventée à l'Université de Californie du Sud [81] en 1998. Elle permet de fabriquer des microstructures à rapport hauteur/largeur élevé avec une géométrie 3D complexe et à l'aide d'un équipement peu coûteux. EFAB peut produire des formes extrêmement complexes en utilisant une technique d'électrodéposition sélective appelé « Instant masking » (IM) présentée figure II.25. Elle permet aux couches sacrificielles (généralement du cuivre) d'être électrodéposée à travers les ouvertures créés dans un masque pressé contre la surface à structurer (le substrat ou la couche précédente par exemple).

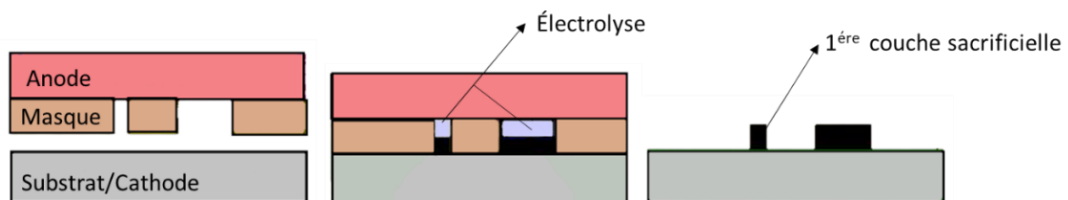


Figure II. 25 : Électrolyse des couches sacrificielles (IM) [81]

La figure II.26 illustre les étapes de fabrication d'une ligne micro coaxiale remplie d'air. L'étape d'électrolyse de la première couche du métal sacrificiel (a) est suivie par un dépôt d'une

couverture de Nickel (b) et de planarisation (c) ce qui conduit à une uniformité morphologique parfaite et un contrôle précis des dimensions verticales et permet le dépôt d'innombrables couches en superposition [82]. Les couches de Nickel peuvent avoir des épaisseurs comprises entre 4 μm et 10 μm . Une fois les couches souhaitées déposées (d), les couches de Nickel sont libérées (e) par une gravure sélective qui élimine les couches de cuivre sacrificielles. Ainsi, la structure mécanique est formée, son conducteur central est soutenu par des plots métalliques tout au long de la structure.

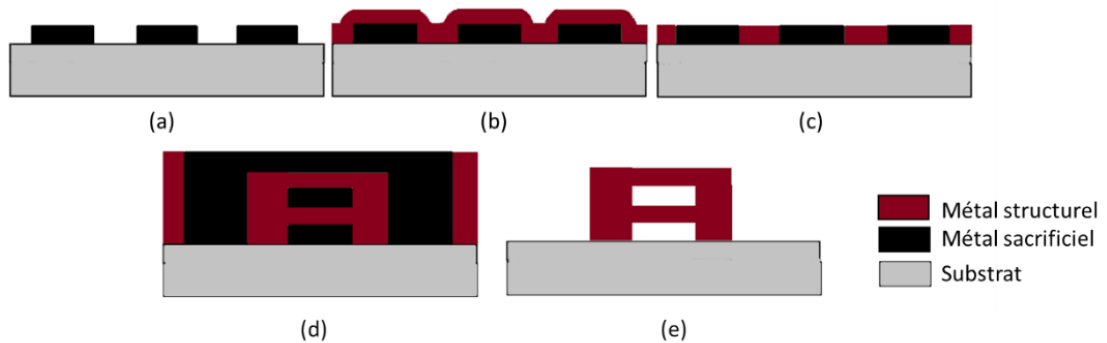


Figure II. 26 : EFAB : (a) Électrolyse du 1^{er} métal par (IM), (b) Dépôt du 2^{ème} métal (c) Planarisation, (d) dépôt de plusieurs couches (e) Libération de la structure.

Même si le procédé EFAB permet a priori de créer des dispositifs à partir de n'importe quel dépôt électriquement conducteur, la compatibilité des matériaux semble être un point important car seuls les dispositifs à base de Nickel ont été fabriqués à ce jour avec ce procédé [83]. La technologie EFAB est connue principalement pour la réalisation de structures mécaniques utilisées dans le domaine biomédical [84]. La figure II.27 montre un exemple de pince chirurgicale. Elle est destinée à suturer des tissus, tout en nécessitant moins de mouvements et de temps qu'un procédé de suture classique.



Figure II. 27 : Exemples de structures fabriquées avec le procédé EFAB : Pince chirurgicale [84]

I.3.2. Procédé Polystrata® de Nuvotronics :

Polystrata® est la première technologie commercialisée de micro-fabrication additive qui permet de déposer plusieurs couches multi-matériaux (métaux et polymères) structurées sur le même substrat [85]. L'utilisation des polymères permet d'avoir de fabriquer des dispositifs miniatures de plusieurs centaines de micromètres d'épaisseur avec une grande flexibilité mécanique.

Le procédé Polystrata® présenté figure II.28 illustre les étapes de fabrication d'une ligne micro coaxiale remplie d'air pour reprendre cet exemple. Une couche de résine photosensible

est appliquée sur un substrat de Silicium puis structurée avec un masque pour former un moule électrolytique (a). Ensuite, une couche de cuivre est électrodéposée sur le même substrat (b) puis planarisée pour éliminer l'excédent de métal et faciliter la superposition des couches (c). Les couches de cuivre électrolysées peuvent avoir une épaisseur comprise entre 50 μm et 100 μm . Les mêmes étapes (a), (b) et (c) sont répétées pour augmenter le rapport hauteur/largeur de la structure (d). Afin de supporter le conducteur interne, des bandes diélectriques périodiques sont intégrées au niveau des parois latérales (e). Une fois que le nombre de couches souhaitées sont déposées, la résine photosensible est gravée à travers des trous de libération (f).

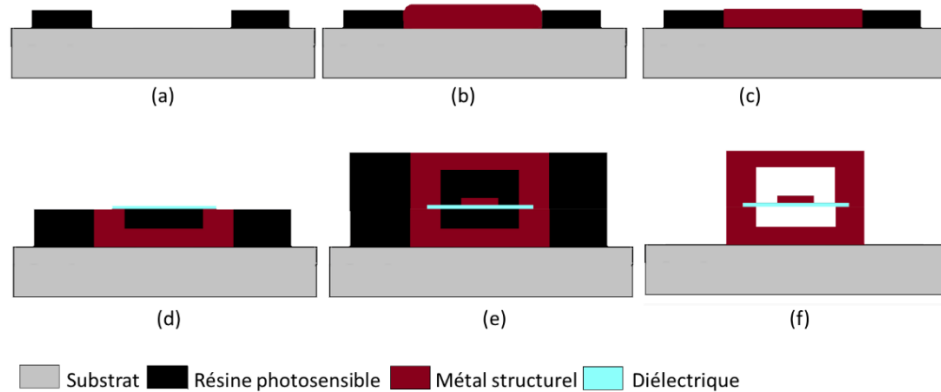


Figure II. 28 : Procédé Polystrata® : (a) Dépôt de la résine sacrificielle, (b) Dépôt du métal structurel (c) Planarisation, (d) répétition de (a)-(c) pour un dépôt de plusieurs couches successives (e) Intégration du support diélectrique (f) Libération de la structure

Figure II.29.(a) montre un réseau contenant 4096 motifs fabriqués sur un substrat de 6 pouces. Le zoom sur la photographie prise en vue de-dessous montre un composant dont la longueur est de 1,16 mm [86]. La figure II.29.(b) présente un transformateur d'impédance fabriqué à base de ligne micro coaxiales [87]. Le zoom sur la photographie prise en vue de-dessous montre la transition entre 25 ohms et 50 ohms. Des trous de libérations de 200 μm \times 200 μm sont gravés sur les parois latérales du dispositif afin de libérer les couches sacrificielles. Le tableau II-3 compare les deux technologies de micro-fabrication additive EFAB et Polystrata®.

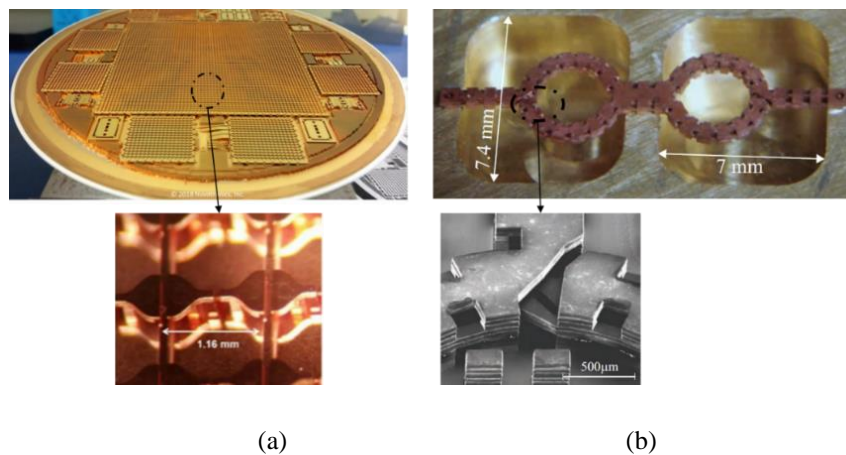


Figure II. 29 : Illustration de la fabrication de microstructures avec le Procédé Polystrata® : (a) Réseau de 4096 dipôles fabriqués sur un substrat de 6 pouces [86] (b) transformateur d'impédance à base de lignes micro coaxiales [87]

Tableau II- 3 : Comparaison de technologies de micro-fabrication additive EFAB et Polystrata

	EFAB (Micro-fabrica)	Polystrata® (Nuvotronics)
Matériau sacrificiel	Cuivre	Polymères photosensibles
Matériau structurel	Nikel électrolysé uniquement	Métaux électrolysés (Cuivre principalement)
Nombres de couches	50 maximum	15 maximum
Épaisseurs de couches	5 μm et 45 μm	20 μm et 100 μm
Supports	Plots métalliques (Nikel)	Lignes diélectriques
Substrat	Aluminium	Silicium
Hauteur maximale	1,25 mm	1,5 mm
Avantages	Fabrication hors salle blanche (IM) Coût raisonnable de fabrication Degré de précision (moins de 5 μm)	Forte conductivité métallique Structures multi-matériaux
Inconvénients	Limitation des matériaux (pas de polymères) Conductivité métallique moyenne du Nickel	Incapable d'intégrer monolithiquement les résistances et les capacités Faible tenue de puissance (effondrement du diélectrique)

I.3.3. Technologie de micro-fabrication additive développée à XLIM :

La technologie de micro-fabrication additive développée au sein de la salle blanche du laboratoire XLIM combine des étapes des deux procédés précédemment présentés [88]. En effet, elle utilise des polymères pour réaliser les couches sacrificielles et des électrolyses successives de métaux comme le cuivre et l'or pour réaliser les couches structurelles. Le maintien du conducteur central, dans le cas de la ligne micro coaxiale à air, est assuré par des piliers en cuivre aussi utilisés pour centrer le conducteur interne de la structure.

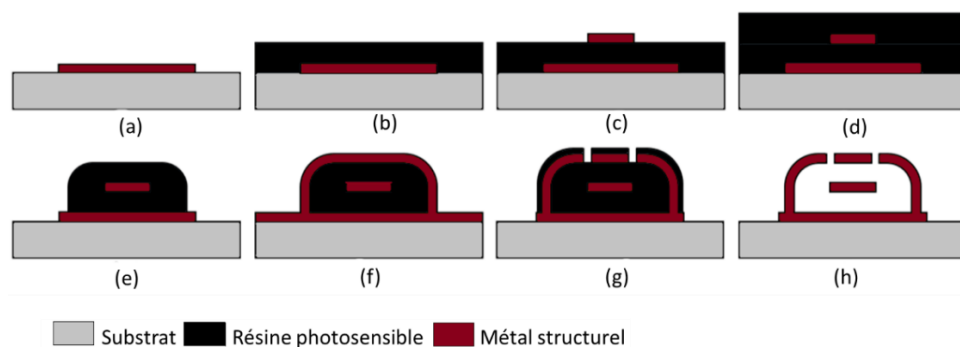


Figure II. 30 : Procédé développé à XLIM²⁰¹⁷ : (a) Définition du plan de masse, (b) 1ère couche de résine sacrificielle (c) Structuration du conducteur central, (d) 2ème couche de résine sacrificielle (e) étape de photolithographie (f) Blindage de la structure (e) Gravure des trous de libérations (h) Structure finale

La figure II.30 illustre le principe suivi pour fabriquer des lignes micro coaxiales à air. Le procédé commence par la définition du plan de masse structuré autour des piliers de support en or (a). Ensuite, une couche sacrificielle épaisse de 20 μm de résine est appliquée sur le substrat et sert de support à la ligne centrale qui est déposée par évaporation sous vide d'or puis électrodéposée jusqu'à une épaisseur de 2 μm (c). Une autre couche de résine est déposée (d) puis modelée par photolithographie pour préparer le support des blindages supérieurs (e). Un dépôt d'or est réalisé pour fermer la structure micro coaxiale (f). Des trous de 10 μm \times 10 μm sont gravés au niveau du dernier métal (g) pour faciliter la libération de la structure (h).

Ce procédé de fabrication permet la réalisation de structures complexes pour des applications millimétriques. La démonstration, figure II.31, de la fabrication de lignes micro coaxiales droites (a) et en méandres (b) présentant de bonnes performances électriques a été faite dans la thèse de F. David [89]. Elles présentent respectivement une longueur de 1,71 mm et de 2,21 mm et leurs performances électriques sont résumées et comparées aux technologies précédemment décrites dans le tableau II-4. Des lignes coplanaires (c) ont été choisies pour les accès d'entrée/sortie afin de faciliter la mesure et l'intégration des lignes micro coaxiales avec d'autres circuits.

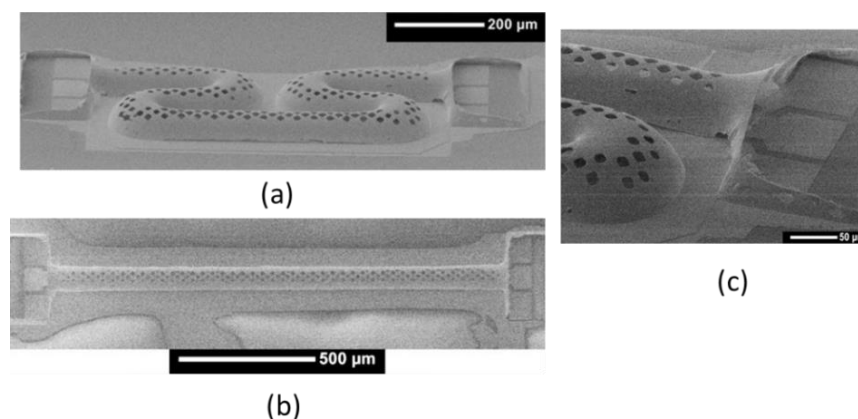


Figure II. 31 : XLIM²⁰¹⁷-(a) ligne micro coaxiale droite (b) ligne micro coaxial en méandre (c) accès coplanaire des lignes en méandre [89]

Tableau II- 4 : Comparaison des performances des lignes micro coaxiale

Technologies	Atténuation linéique	Dimension	Référence
Polystrata	< -0.01 dB/mm à 35 GHz	630 μm \times 700 μm	[90]
EFAB	-0,035 dB/mm à 60 GHz	609 μm \times 274 μm	[91]
XLIM²⁰¹⁷	-0,33 dB /mm à 127 GHz	75 μm \times 20 μm	[89]

II. Choix de la technologie de fabrication :

Rappelons que l'objectif de ces travaux de recherche est de concevoir des composants passifs millimétriques en particulier en bandes W et G. Afin de les fabriquer, la technologie de fabrication utilisée doit offrir de bonnes performances électriques à savoir une bonne conductivité des métaux et une faible rugosité associée à de bons états de surface. Il faut aussi

être en mesure de fabriquer des structures avec un ratio hauteur/largeur de l'ordre de la centaine de micromètres et au-delà, pouvant être complexes, avec un très bon degré de précision. De point de vue procédé, la technologie doit avoir des étapes de fabrication simples, rapides et sans étape d'assemblage et réglage post-fabrication.

Afin de choisir la technologie la plus adaptée à nos besoins, nous allons analyser les points forts et faibles de chacune des technologies selon les critères cités précédemment.

Certes que les technologies d'impression 3D paraissent simples et rapides mais, par rapport aux procédés de micro-usinage et la micro-fabrication additive, elle n'est pas encore compétitive en termes de tolérance dimensionnelle et rugosité surfacique. Pour fabriquer un filtre millimétrique, elle devient inadaptée lorsque la section transversale du composant diminue et la complexité de la structure augmente. En effet, c'est la granulométrie du matériau qui détermine la finition de surface du produit. Une taille de poudre plus fine pourra peut-être offrir une tolérance dimensionnelle meilleure et une rugosité de surface améliorée. Des matériaux et supports non traités doivent être également retirés après l'impression. Des traitements post-fabrication sont obligatoires pour réduire les contraintes internes du composant.

Le micro usinage permet la réalisation de composants de formes complexes avec de bonnes conductivités métalliques. Les filtres millimétriques fabriqués par cette technologie plus précisément le DRIE présentent de forts facteurs de qualité grâce à leurs hauteurs millimétriques. Cependant, cette technologie de micro-usinage de silicium ne sera pas retenue dans nos travaux de recherches pour plusieurs raisons. Premièrement, de point de vue procédé de fabrication, l'assemblage des substrats en silicium est une étape complexe.

Les hauteurs des structures envisageables avec la technologie micro-fabrication additive restent aujourd'hui limitées (1 mm). Par contre, cette technologie offre une excellente précision de fabrication et une bonne conductivité métallique sans avoir recours à des étapes supplémentaires d'assemblages et de finition. Elle permet de fabriquer des structures complexes avec de bons états de surface.

De point de vu développement des circuits intégrés, les circuits à base de silicium ont atteint un point où une grande partie d'un système RF peut être intégrée sur une seule puce. Cependant, pour créer des systèmes RF complet, il est nécessaire d'intégrer cette puce en silicium avec plusieurs composants passifs à hautes performances. Plus précisément, les technologies de micro-usinage ont tendance à avoir des performances limitées pour la conception des lignes de transmissions et d'antennes [92]. Le procédés micro-fabrication additive présente une solution à ces points de faiblesses en fournissant une fabrication monothéique des circuits hautes performances. Lorsqu'il est appliqué aux filtres millimétriques, il offre de performances comparables à celles du micro-usinage mais 10 fois plus petit. C'est pour ces raisons que la technologie de micro-fabrication additive était retenue dans nos travaux de recherches.

Les travaux de recherche de l'année 2017 mené par F. David ont adopté cette technologie comme méthode de fabrication de composants en bande Q et V [88] dans le laboratoire XLIM. En utilisant cette technologie de micro-fabrication additive, la réalisation de

lignes micro coaxiale à faible atténuation linéiques mais aussi de filtres à fort facteur de qualité a été démontrée. Néanmoins, la reproductibilité de ces composants n'était pas optimisée.

Dans ce contexte, nos travaux de recherche ont été développés sur les bases technologiques existantes (Polystrata, EFAB et XLIM) pour créer un procédé de micro-fabrication additive reproductible et performant au sein de notre laboratoire. Nous allons détailler dans ce qui suit le travail technologique réalisé pour développer le procédé de micro-fabrication additive qui servira à la réalisation des composants millimétriques en bande W et G conçues dans ces travaux de thèse.

III. Développement de la Technologie de micro-fabrication additive:

Comme nous l'avons vu précédemment, il est primordial d'assurer d'avoir de d'excellents conducteurs métalliques présentant de bons états de surface. Nous allons donc commencer par présenter le procédé de dépôts utilisé pour les couches métalliques structurales.

III.1. Dépôts des métaux structuraux :

III.1.1. Évaporation thermique par faisceau d'électrons (E-beam):

Les dépôts métalliques sont réalisés par évaporation thermique par faisceau d'électrons (E-beam). Le bâti de dépôt est présenté figure II.32.

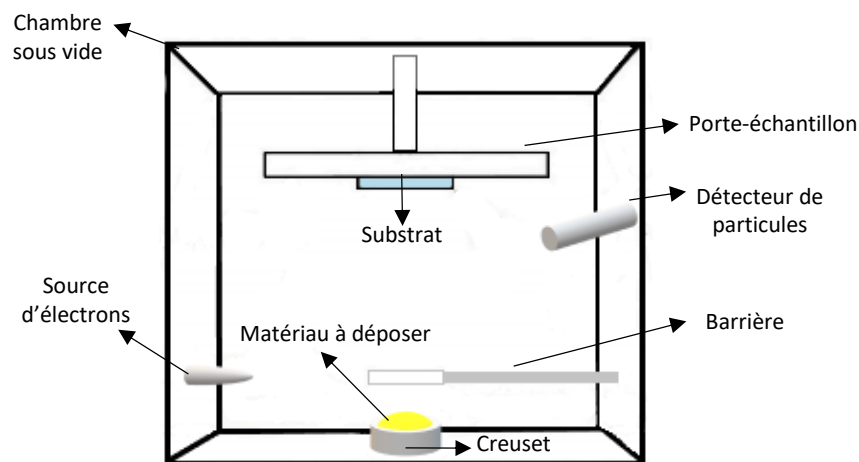


Figure II. 32 : Évaporation thermique par faisceau d'électrons: Schéma du bâti de dépôt

Cette technique est largement répandue pour le dépôt de couches métalliques fines à des vitesses maîtrisées de l'ordre du nm/min à l'intérieur d'une enceinte métallique sous vide (typiquement 10^{-6} - 10^{-7} mbar). Le substrat est vissé sur la porte-échantillon rotatif et placé verticalement au-dessus du creuset contenant le matériau à déposer. Le matériau cible est bombardé avec un faisceau d'électrons, comme illustré figure II.33, provenant d'un filament pour permettre l'évaporation du métal à déposer. Les particules métalliques, en phase vapeur, se précipitent alors et forment un revêtement en couche mince sur le substrat et sur la totalité du porte-échantillon rotatif, la rotation de l'échantillon permettant une meilleure homogénéité du dépôt. À la fin du dépôt, le substrat est maintenu dans l'enceinte métallique pendant 4h pour être refroidi avant d'être retiré.

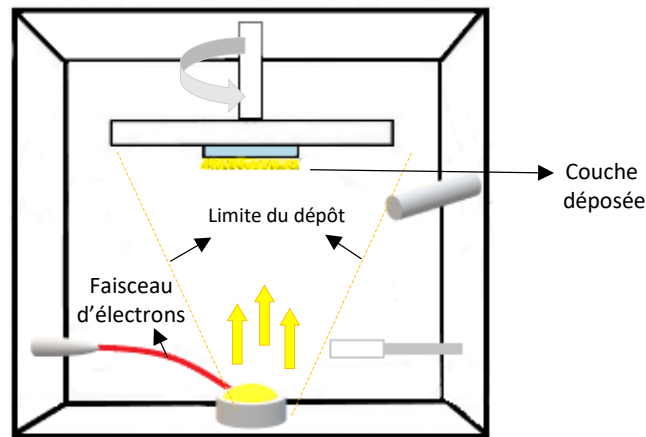


Figure II. 33 : Évaporation thermique par faisceau d'électron : principe du dépôt métallique

La puissance du faisceau d'électrons doit être contrôlée pour atteindre et maintenir la vitesse d'évaporation souhaitée. Ce contrôle se fait avec un détecteur à quartz qui mesure l'épaisseur du film métallique déposé.

En utilisant cette méthode, plusieurs couches d'épaisseurs nanométriques et de métaux différents (tel que du Cuivre, de l'Or, du Platine, du Chrome ou encore du Titane), peuvent être déposées successivement sans rugosité métallique. Pour améliorer l'adhérence des dépôts d'or et de cuivre à la surface des substrats, des couches d'accroche extrêmement fines sont appliquées entre le substrat et le film métallique à déposer. Les métaux d'adhésion les plus utilisés sont le Titane et le Chrome.

Nous allons à présent présenter l'étape suivante qui permet d'augmenter l'épaisseur des couches nanométriques déposées par E-beam.

III.1.2. Dépôts électrolytiques :

III.1.2.1. Principe :

Cette technique permet d'augmenter l'épaisseur des dépôts métalliques jusqu'à des centaines de micromètre. En revanche, la rugosité surfacique est beaucoup plus importante en comparaison avec la technique présentée précédemment et il est nécessaire de maîtriser les paramètres de dépôts et de faire des compromis par rapport aux applications visées.

Deux bancs d'électrolyse sont disponibles dans la salle blanche du laboratoire XLIM pour électro-déposer de l'or et du cuivre. Ils partagent le même principe de fonctionnement. Le principe d'électrolyse, appliqué au dépôt du cuivre, comme c'est le matériau structurel qui sera privilégié dans ces travaux, est présenté figure II.34.

Les principaux facteurs à maîtriser qui influencent la qualité du dépôt de cuivre sont :

- La distance entre l'anode et la cathode
- La densité de courant I appliquée mesurée en mA/cm^2
- La composition chimique de la solution électrolytique

Nous allons présenter ici l'optimisation de ces différents paramètres très importants pour l'état de surface des couches structurales.

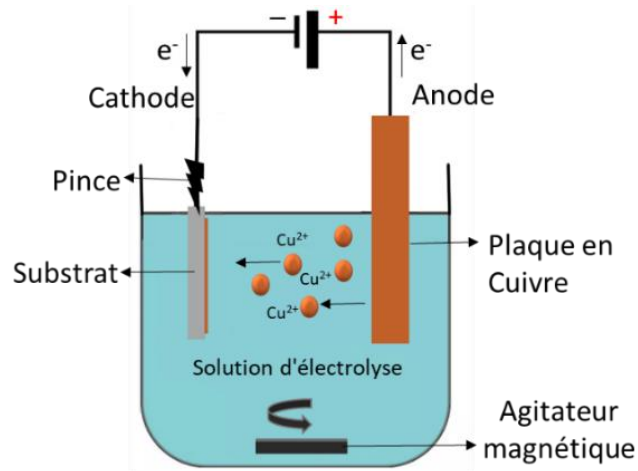


Figure II. 34 : Principe d'électrolyse du cuivre

III.1.2.2. Solution d'électrolyse de cuivre :

La première option a consisté à utiliser une solution d'électrolyse de cuivre réalisée par nos soins comme cela était déjà fait pour les premières structures réalisées en micro-fabrication additives à XLIM. Cette solution que nous appellerons solution « maison » contient principalement deux composants chimiques :

- Le sulfate du cuivre CuSO_4 qui fournit une source d'ions Cu^{2+}
- L'acide sulfurique H_2SO_4 qui rend la solution conductrice et agit comme un porteur de charge.

La qualité du dépôt en utilisant la solution « maison » n'était pas satisfaisante. L'état de surface obtenue avait une forte rugosité engendrant de pertes métalliques considérable. De plus le temps d'électrolyse était très lent de $10 \mu\text{m/h}$. Afin d'améliorer l'état de surface et d'optimiser le temps du dépôt. Nous avons remplacé l'ancienne solution par une solution commerciale InterVia™ 8500 [39]. Cette solution nous a permis d'obtenir une vitesse et une qualité du dépôt électrolytique adaptées à nos applications visées. Nous nous avons mélangé plusieurs additifs organiques qui nous à aider à obtenir les résultats souhaités :

- Les ions chlorure Cl^- (niveleurs) : ils sont de très faible concentration par rapport aux autres composants chimiques de la solution. Ils inhibent le dépôt dans les zones à haute densité de courant.
- Les accélérateurs (brillanteurs) : ils ont un effet catalyseur et agissent avec les ions Cl^- , en augmentant la vitesse du dépôt par adsorption. De plus, ils améliorent l'état de surface et la rugosité des couches de cuivre.
- Les supprimeurs (inhibiteurs) : agissent avec le Cl^- pour s'adsorber sur la surface du cuivre en diminuant la tension superficielle du substrat.

La figure II.35 montre le comportement d'adsorption des divers additifs présents dans la solution commerciale sur le dépôt de Cu dans un trou. Le supprimeur s'adsorbe à la surface

du dépôt de Cu à l'extérieur du trou, ce qui inhibe la vitesse de dépôt. L'accélérateur, lui, s'adsorbe au fond du trou pour accélérer la vitesse de dépôt de Cu à l'intérieur du trou. Enfin, le niveleur a tendance à s'absorber sur la zone d'ouverture du trou où se concentre le courant, freinant la vitesse de dépôt de Cu pour éviter la formation de vide à l'intérieur du trou en raison du scellement rapide de son ouverture.

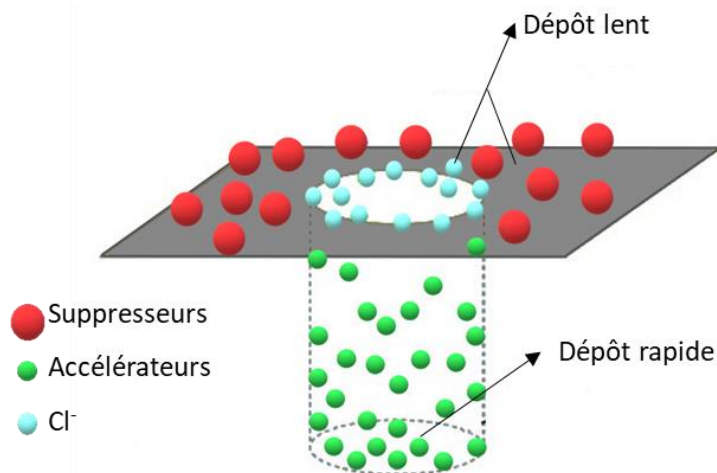


Figure II. 35 : Comportement des additifs sur le dépôt de Cu dans un trou

Le tableau II-5 présente une comparaison des caractéristiques et performances de la solution d'électrolyse de cuivre « maison » et la solution commerciale InterVia™ 8500 [93].

Tableau II- 5 : Comparaison entre la solution d'électrolyse de cuivre « maison » et l'InterVia™ 8500

	Solution « maison »	InterVia™ Cu 8500
Niveleurs	-	+
Accélérateurs	-	+
Suppresseurs	-	+
Vitesse de dépôt	10 $\mu\text{m/h}$	30 $\mu\text{m/h}$
Densité de courant	$I= 17,7 \text{ mA/cm}^2$	$I= 33 \text{ mA/cm}^2$
Rugosité de la surface déposée	100 nm-150 nm	Surface lisse < 50 nm

La solution InterVia™ 8500 nous a permis d'avoir des couches de cuivre épaisses avec un dépôt brillant et résistant aux chocs thermiques. De plus, grâce à cette nouvelle solution, nous avons réussi à augmenter la vitesse de dépôts de cuivre, à 30 $\mu\text{m/h}$, tout en gardant un bon état de surface d'une rugosité de moins de 50 nm. La figure II.36 montre l'état de surface des blindages latéraux des composants, de 300 μm d'épaisseur, réalisés par électrolyse de cuivre en utilisant les différentes solutions.

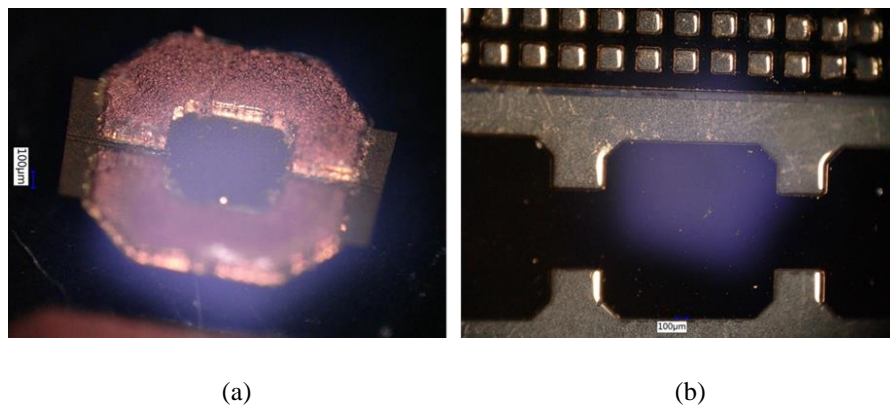


Figure II. 36 : Électrolyse de cuivre - (a) Solution « maison » : Forte rugosité, (b) InterVia™ 8500 : Surface lisse

III.1.2.3. Densité de courant :

La densité de courant, notée I et mesurée en mA/cm^2 , décrit l'intensité du courant par cm^2 qui traverse le substrat pendant l'électrolyse. Elle dépend de la surface à électrolyser, de l'épaisseur des couches à déposer et de la composition chimique de la solution.

En utilisant la bonne densité de courant ($I = 33 \text{ mA}/\text{cm}^2$, pour un substrat de 3 pouce par exemple), nous obtenons des surfaces lisses et brillantes, présentée figure II.37.(a). Par contre, lorsque la densité de courant est trop élevée, la composition chimique de la solution d'électrolyse ne fonctionne plus correctement. Ainsi, nous obtenons un dépôt très poreux et d'aspect granuleux comme le montre la figure II.37.(b).

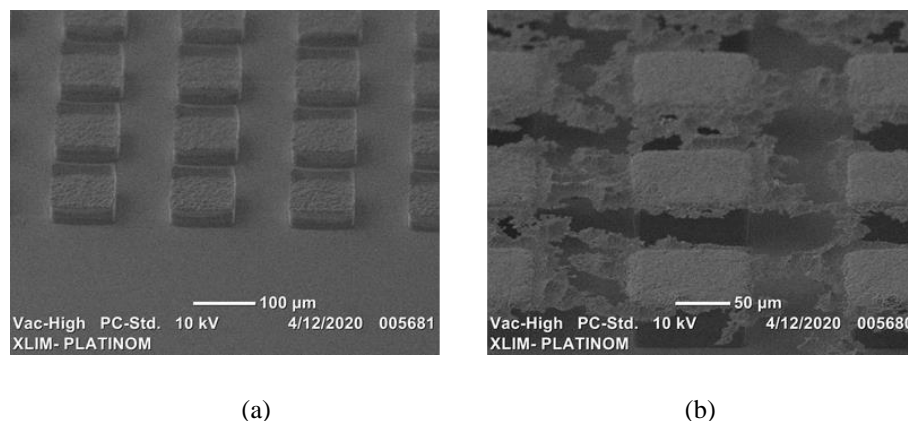


Figure II. 37 : Électrolyse de cuivre : (a) : Densité de courant optimale, (b) Densité de courant trop élevée

III.1.2.4. Homogénéisation de la répartition de la densité de courant :

Le banc d'électrolyse de cuivre utilisé implique la fixation d'un bord du substrat à la cathode via une pince serrante (présentée précédemment figure II.34). Ainsi, le bord du substrat ne reçoit pas la même densité de courant que le centre vu que les structures à électrolysées sont réparties de façon discontinue sur la totalité de sa surface [94].

Ainsi, la vitesse de dépôt sera plus élevée au niveau du bord du substrat qui sera soumis à un courant plus important que le centre. Cette inhomogénéité de distribution de la densité de

courant provoque une variation significative au niveau des épaisseurs déposées ($\pm 10 \mu\text{m}$ pour un dépôt d'une épaisseur totale de $50 \mu\text{m}$).

Pour éviter cet effet, il est important de tourner le substrat d'un bord à un autre de façon régulière pendant le dépôt mais cela ne suffit pas lorsque les épaisseurs de dépôt dépassent la dizaine de micromètres. Nous avons donc ajouté des motifs d'électrolyse qui entourent les structures des composants à fabriquer, présentés figure II.38, pour limiter cet effet et donc uniformiser la distribution de densité de courant.

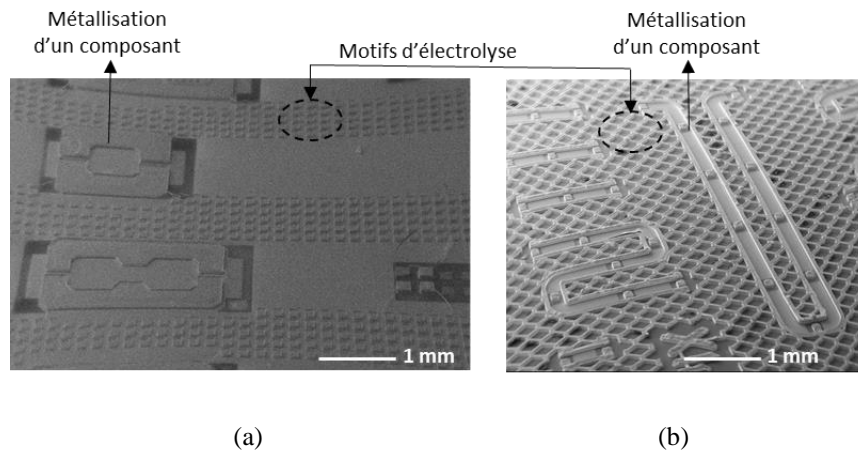


Figure II. 38 : Motifs d'électrolyse pour uniformiser la distribution de densité de courant : (a) forme carré (b) forme hexagonale

III.1.3. Gravure humide des métaux structurels :

La gravure par voie humide est une technique de micro-fabrication conventionnelle, présentée figure II.39, où des produits corrosifs sont utilisés pour graver des motifs dans les couches métalliques que nous avons préalablement créés. Avant la gravure, les zones du substrat à protéger doivent être masquées. Une résine photosensible est déposée à la surface du substrat puis les motifs désirés sont formés par photolithographie (a)-(b). Ainsi, le substrat revêtu peut être gravé en utilisant une solution à base d'un concentré d'acide (c). Une fois les motifs formés, la résine est retirée (d).

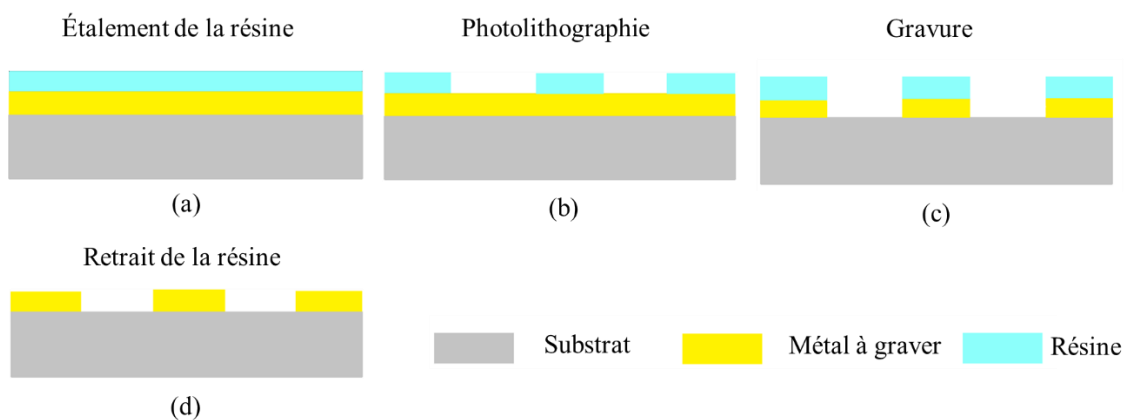


Figure II. 39 : Gravure humide du métal structurel

Les avantages de cette technique sont la simplicité et la vitesse de mise en œuvre, tout en garantissant une très bonne précision de gravure. Cependant, la gravure humide est isotrope c'est-à-dire que la solution corrosive peut attaquer les zones protégées par la résine si, par exemple, le temps de la gravure n'est pas contrôlé. De plus, les produits chimiques doivent être systématiquement remplacés afin de ne pas saturer la solution et toujours conserver la même vitesse de gravure.

III.2. Matériaux sacrificiels :

III.2.1. Dépôts des matériaux sacrificiels :

III.2.1.1. Par rotation du substrat :

Nous utilisons, de façon très conventionnelle, une tournette pour étaler les résines photosensibles. Son principe est illustré figure II.40. Le substrat à revêtir est positionné sur un support qui peut être mis en rotation à grande vitesse. Une aspiration à vide est utilisée afin de maintenir efficacement le substrat en place. La résine est déposée doucement en centre du substrat afin de couvrir environ les deux tiers de sa surface. Lorsque la tournette est activée, les forces centrifuges amèneront la résine à se répandre jusqu'au bord du substrat, laissant un film mince sur sa surface.

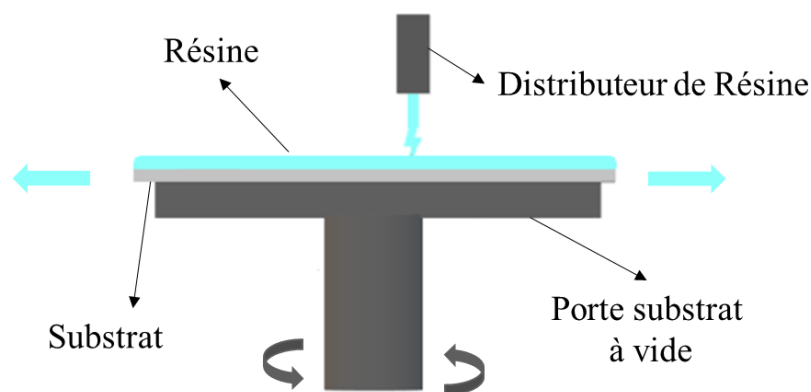


Figure II. 40 : Étalement des résines photosensibles par rotation

L'épaisseur du film étalé est principalement définie par les propriétés de la résine utilisée (telles que sa viscosité et la composition chimique du solvant utilisé) et la vitesse de rotation de la tournette.

De plus, le type du substrat (matériau le constituant et forme géométrique) joue un rôle important dans l'uniformité et l'épaisseur de la résine. En outre, les conditions extérieures tels que, le contrôle de la température ambiante, de l'humidité de la salle blanche et la propreté de la tournette ont souvent des effets significatifs sur l'application de la couche de résine.

Pour éviter le décollement complet ou partiel du film de résine pendant l'étape du développement des motifs par gravure humide, la surface de substrat doit être correctement nettoyée et déshydratée avant le revêtement. Les traces de résidus, y compris l'humidité de la surface, permettraient au développeur de pénétrer au niveau de l'interface résine/ substrat et d'endommager les motifs à générer.

La vitesse de rotation optimale d'une résine est fournie par le fabricant. Pour les résines fines, les vitesses de rotation préconisées sont généralement comprises entre 2000 à 4000 tr/min pour obtenir une réparation uniforme de la résine. Les résines épaisses tel que l'AZ125nXT et l'AZIPS6050 qui seront utilisées comme résines sacrificielles dans le cadre de ces travaux, nécessitent des vitesses de rotation plus lentes entre 1000 tr/min et 2000 tr/min ce qui génère des uniformités de la réparation de la résine avec en particulier des effets de bords non négligeables, comme illustré schématiquement figure II.41.

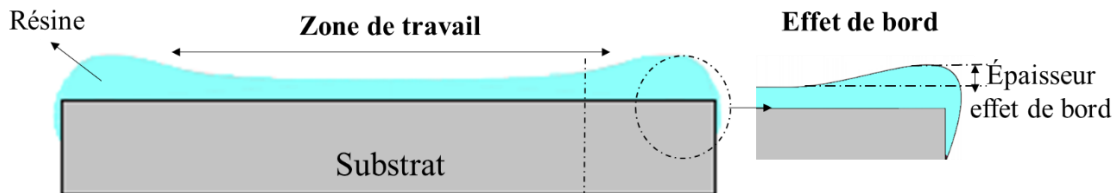


Figure II. 41 : Effets de bords sur un substrat rond

Il est alors nécessaire de prendre en compte cet effet et de limiter la zone de travail pour ne pas impacter les étapes de fabrication ultérieures. Les effets de bord peuvent ajouter des épaisseurs supplémentaires de plus de 10% sur les extrémités du substrat et peuvent avoir plusieurs mm de largeur.

Néanmoins, la formation des effets de bord peut être minimisée de plusieurs façons :

- Les substrats circulaires présentent moins d'effet de bord [94]
- Une augmentation plus rapide et brève que la vitesse de rotation (figure II.42)
- Élimination des effets de bord avec un solvant EBR (Edge Bead Removal)
- Repos de 15 min minimum du substrat revêtu de résine sur une surface plane

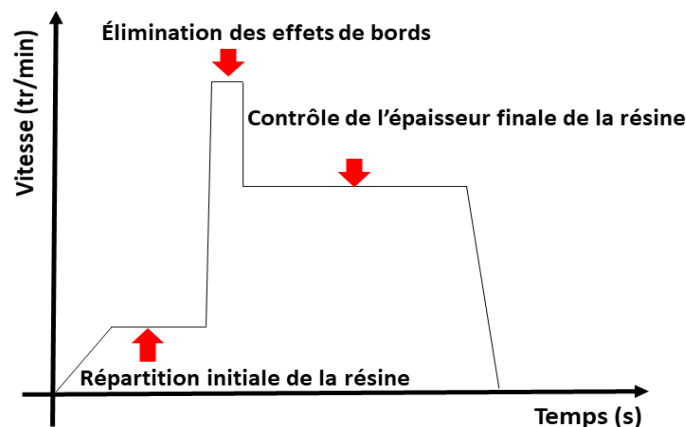


Figure II. 42 : Variation de vitesse de rotation pour éliminer les effets de bords

III.2.1.2. Par laminage :

Éviter l'application des couches sacrificielles par rotation est un moyen prometteur pour résoudre le problème des effets de bord fréquemment rencontrés pour les résines épaisses. Ceci peut être réalisé en utilisant le laminage d'un film photosensible tel que le DF 1050. Il s'agit d'un film épais, sec et uniforme fabriqué sur une large feuille flexible appelée « liner » et

protégé par de fines couches antiadhésives. Le laminage du film sec consiste à placer la surface du substrat en contact avec le film entre deux rouleaux rotatifs qui peuvent être chauffés et contrôlés indépendamment.

Le principe de cette technique est illustré figure II.43. Tout d'abord un morceau du film DF 1050 est coupé à température ambiante pour s'adapter à la taille du substrat. La première couche protectrice est enlevée. Ensuite, le film et le substrat sont mis en contact sous vide. L'impression thermique est alors obtenue sous une pression et température conformes (a). Après l'impression, la deuxième couche antiadhésive est retirée (b). Ensuite les excès du film DF 1050 sont découpés pour obtenir un substrat revêtu d'une couche photosensible uniforme sans effet de bord.

Cette technique n'est pas parfaitement convenable à appliquer dans certains cas, par exemple avec des substrats cassants comme le GaAs, qui peuvent être fragilisés après le passage entre les deux rouleaux rotatifs sous haute pression. Si la pression appliquée est abaissée pour éviter ce problème, l'adhérence sur la surface devient médiocre, il faut donc trouver un compromis de pression.

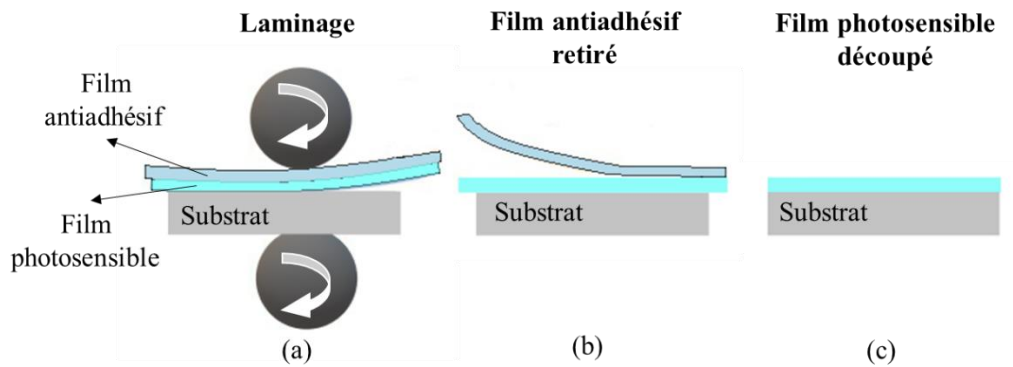


Figure II. 43 : Étalement des résines photosensibles par laminage

III.2.2. Photolithographie :

Après l'application de la résine par rotation ou par laminage sur le substrat, un aligneur de masque (MJB4 SUSS MicroTec) est utilisé pour insoler la résine photosensible. Cet équipement permet d'aligner le substrat avec le masque en chrome (étape d'alignement), puis fournit le rayonnement ultraviolet requis pour la transformation chimique de la résine (étape d'exposition). Pour un transfert adéquat des motifs du masque au chrome sur la résine, le masque doit être pressé le plus parfaitement possible contre la surface de la couche photosensible afin d'éviter les phénomènes de diffraction de Fresnel et une insolation multiple et non désirée de la résine [95]. Cette photolithographie de contact est généralement réalisée sous vide afin d'éliminer le film d'air résiduel entre la résine et le masque. Après insolation et recuit éventuel de la résine, un développeur chimique dissout la partie exposée ou non exposée, selon le type de résine, découvrant ainsi un substrat revêtu d'une couche structurée, comme illustré figure II.44.

Dans le cas des résines positives, les rayons UV changent les compositions chimiques des zones exposées qui se dissolvent alors dans le développeur laissant une copie identique des motifs du masque gravée dans la résine.

A l'inverse, l'exposition UV des résines négatives provoque la polymérisation du matériau photosensible, ce qui la rend inerte au développeur chimique. En conséquence, les zones exposées aux UV restent à la surface du substrat et le développeur élimine les zones qui n'ont pas été exposées au rayonnement UV. Cela laisse la copie inverse des motifs du masque gravée dans la résine.

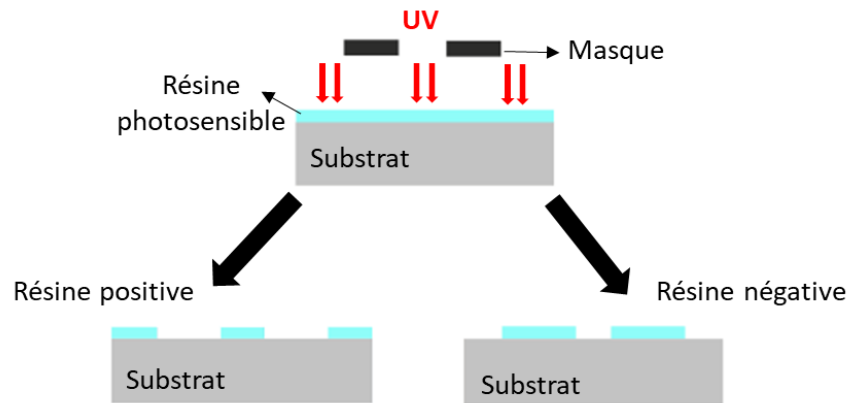


Figure II. 44 : Photolithographie

III.2.3. Choix de matériaux sacrificiels :

Les microcomposants pour les applications millimétriques nécessitent souvent un rapport hauteur/largeur élevé. Cela impose donc l'utilisation de résines photosensibles épaisses, utilisées comme couches sacrificielle dans la procédure de fabrication.

La préparation du moule en résine photosensible est l'une des étapes la plus cruciale dans le procédé de fabrication des composants à rapport hauteur/ largeur élevés, de 300 μm ou plus. Le moule déterminera la géométrie finale des structures multicouches qui doivent être galvanisées dans l'étape suivante. Par conséquent, des structures adéquates pouvant servir de moule sont nécessaires. Ces moules doivent posséder les propriétés suivantes :

- Structures non conductrices, facilement modelables, à rapport hauteur/ largeur élevé avec des dimensions caractéristiques de l'ordre du micromètre.
- Une bonne adhérence au substrat (tel que verre, silice fondue ou silicium)
- Une résistance chimique et physique élevée lorsqu'elle est exposée à des solutions d'électrodéposition hautement corrosives pendant des périodes prolongées.
- Une élimination relativement facile, sans résidus, à la fin de la fabrication à travers des tous de libération de 50 μm de largeur.

Compte tenu de ces exigences, les choix sont réduits à quelques candidats de résines photosensibles étudiés dans les sections suivantes.

III.2.3.1. AZ125nXT :

La résine AZ 125nXT a été utilisée dans la littérature pour fabriquer des structures avec des épaisseurs dépassant 1 mm, qui possèdent également des ratios aussi élevés que 20 :1 [96].

Sa capacité à être éliminée par gravure humide, sans avoir besoin d'étapes supplémentaires assistées par plasma, a fait de cette résine un choix intéressant pour nos études.

En utilisant la résine AZ125nXT (MicroChemicals), nous avons réussi à avoir une épaisseur de 120 μm en une seule couche sur un substrat de 3 pouces, une épaisseur de 500 μm en déposant 7 couches successives de 70 μm et enfin une épaisseur de 300 μm en déposant 6 couches successives de 50 μm .

La réalisation d'une épaisseur cible avec cette résine à haute viscosité nécessite une optimisation minutieuse de la vitesse et du temps de rotation. La courbe de rotation fournie à base de nos tests en salle blanche, figure II.45, montre les épaisseurs obtenues en fonction des vitesses de rotation.

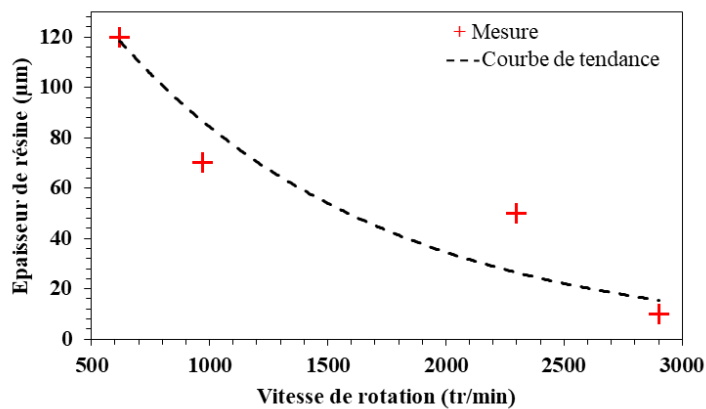


Figure II. 45 : Épaisseurs de couches AZ 125nXT en fonction des vitesses de rotation

Les films de résines continueront de s'amincir avec des temps de rotation prolongés. Le tableau II-6 montre une séquence des étapes d'application de la résine pour une couche de 50 μm sur un substrat de 3 pouces. Nous avons optimisé un programme en 4 étapes pour minimiser les effets de bord et fixer l'épaisseur cible de la couche.

Tableau II- 6 : Illustration des 4 étapes pour l'étalement d'une couche AZ 125nXT de 50 μm

Étape	Temps (s)	Vitesse (tr/min)	Accélération (tr/s ²)	Fonction
1	15	30	1000	Répartition initiale de la résine
2	5	300	1000	
3	1	2400	1000	Élimination des effets de bords
4	8	2300	1000	Contrôle de l'épaisseur finale de la résine

Les figure II.46.(a)-(b) montrent des structures de 300 μm d'épaisseur soit 6 couches de 50 μm déposées avec les étapes décrites ci-dessus. On peut voir une forme rectangulaire d'un motif test sur la figure II.46.(a) et un moule de galvanoplastie de 400 μm de largeur sur la figure II. 47.(b). L'épaisseur obtenue a été mesurée à l'aide d'un Profilomètre. Une uniformité de ± 70 μm est obtenue avec 378 μm comme épaisseur maximale.

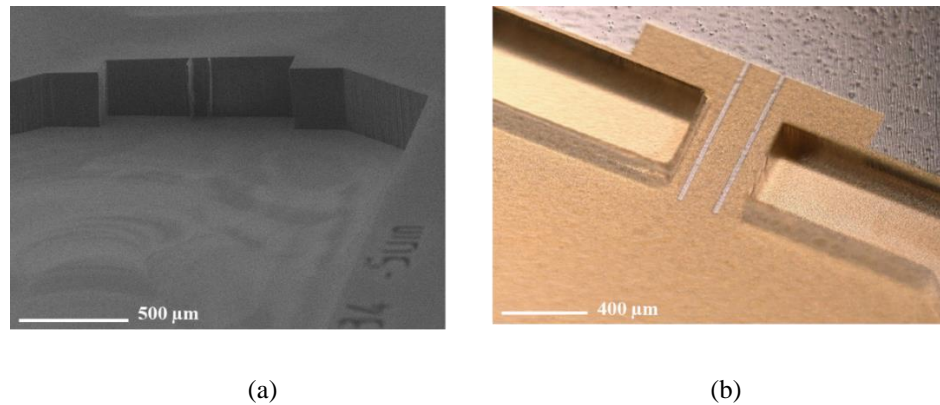


Figure II. 46 : Microstructures de 300 µm d'épaisseur formées par la résine AZ 125nXT : (a)-Forme rectangulaire, (b)-Moule de galvanoplastie.

Il faut préciser que nous avons rencontré des problèmes associés au développement de cette résine. Tout d'abord, les conditions de cuisson pré-exposition doivent être optimisées, en particulier pour les moules épais de galvanoplasties, car la teneur en solvant de la résine doit être maintenue dans un intervalle spécifique (12,5% à 25%) pendant l'étape de cuisson [97]. Si la quantité de solvant diminue en-dessous de la plage critique, la résine photosensible dessèche et devient impossible à développer et son niveau d'adhérence avec le substrat diminue. À l'inverse, si le temps de cuisson est trop court, et que la quantité de solvant reste trop importante, la résine ne se consolide pas suffisamment et reste trop molle pour être traitée ultérieurement, des bulles d'azote peuvent alors se former sur sa surface.

Un deuxième paramètre important concerne la phase d'exposition UV de cette résine qui doit avoir lieu avec un contact total avec le masque. Étant donné les épaisseurs de résine mises en jeu, il faut insoler à forte puissance pour des durées allant jusqu'à plus de 30 min pour une épaisseur de 500 µm avec une puissance $P=7 \text{ mw/cm}^2$ de la source UV. Après un long temps d'exposition, en contact la résine a tendance à coller à la surface du masque au chrome. Pour éviter cela, nous avons inséré un film mince transparent non adhésif entre le masque et la résine. Cependant, la présence du film réduit la résolution et ce dernier absorbe une partie du rayonnement UV ce qui modifie la dose reçue par la résine et est difficile à prendre en compte de façon reproductible lors du réglage du temps d'exposition.

Enfin, une dernière difficulté apparaît lors de la libération de la structure pendant l'élimination finale de la résine. La résine AZ 12nXT avait retenu notre attention car était supposée bien se dissoudre avec un développeur de type MIF 26. Nous avons aussi pu tester que l'acétone aussi fonctionne bien pour l'élimination de ce type de résine. Par contre, lorsque nous passons à l'élimination de cette même résine aux travers de trous de 50 µm de diamètre créés dans le blindage supérieur des structures, il est beaucoup plus difficile d'éliminer totalement toute trace de résine rendant la libération de la structure compliquée. Nous y reviendrons mais la taille et la position des trous formés dans le blindage pour libérer la structure sont optimisées pour prévenir les pertes de rayonnement des composants, il est donc difficile d'agrandir les trous ou d'augmenter leur nombre cela se ferait au détriment des performances électriques des composants.

La figure II.47.(a) illustre ce problème. Elle montre un filtre deux pôles dont les parois latérales mesurent 50 μm d'épaisseur. On peut voir des morceaux de résines restés coincés à l'intérieur de la cavité et qui finissent par obstruer les trous de libération et les accès d'excitations des composants, figure II.47.(b). Même en utilisant du diméthyl-sulfoxyde (DMSO) à 80°C à l'aide de vibrations ultrasoniques, une élimination à 100% de la résine AZ 125nXT n'a pu être obtenue.

Même si cette résine a montré un grand potentiel dans la formation de moules avec des parois verticales épaisse allant jusqu'à 500 μm et une force d'adhésion importante au substrat, elle nécessite d'autres études d'optimisation approfondies pour l'élimination totale des résidus de résine lors de la libération des structures.

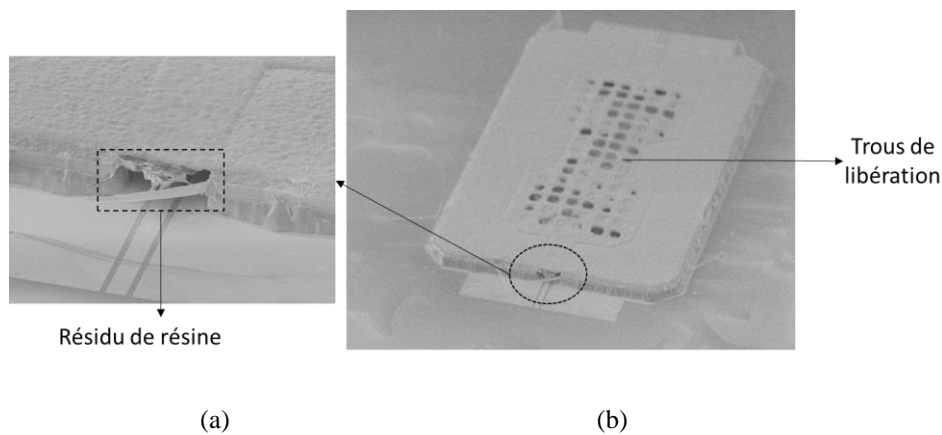


Figure II. 47 : AZ 125nXT : Composant à 50 μm d'épaisseur (a) Résidu au niveau des accès coplanaire (b) trous de libération couverts par des morceaux de résine

III.2.3.2. Film sec DF-1050 :

La série de films sec DF-1000 constitue une gamme de matériau photosensible négatif disponible dans une large gamme d'épaisseurs entre 5 μm et 50 μm . Nous avons utilisé le film DF-1050 qui possède une épaisseur de 50 μm .

Le film sec est obtenu sous forme de rouleaux couverts de deux couches en plastique, antiadhésives et faciles à enlever. Le temps de préparation de ce type de film sec est plus rapide que pour une résine à « spin coater » comme c'est le cas pour l'AZ 125nXT pour plusieurs raisons. En effet, le film DF-1050 ne nécessite pas d'optimisation lors de sa phase de dépôt, les films sont achetés avec des épaisseurs prédéfinies et sont prêts à être appliqués sur le substrat. De plus, ils ne nécessitent pas de cuisson pré-exposition. La quantité de solvant dans ce type de résine ne dépasse pas 1% [98] ce qui réduit considérablement le temps de fabrication des composants ainsi que les problèmes de recuits évoqués précédemment.

Pour assurer l'adhérence de la couche sur le substrat, l'utilisation d'un promoteur d'adhérence est recommandé. Le principe de laminage, décrit dans la section II.2.1.2, a été réalisé à 100°C avec un espacement de 1,5 mm entre les deux rouleaux. La couche en plastique a été retirée immédiatement après le laminage avant l'étape de photolithographie.

Ensuite, la couche DF-1050 a été exposée aux rayonnements UV avec un très bon contact entre le film et le masque au chrome. Un recuit post-exposition de la résine est fait en

appliquant une rampe de température, de 65°C à 100 °C, pendant 8 min. Le film est ensuite développé dans une solution de cyclohexanone. L'épaisseur laminée a été vérifiée à l'aide d'un Profilomètre. Une uniformité de $\pm 5 \mu\text{m}$ est obtenue avec 47 μm comme épaisseur maximale.

Nous avons ensuite testé la dissolution de cette résine dans trois solvants couramment utilisés dans les procédures de micro-fabrication : isopropanol, acétone et diméthyl-sulfoxyde (DMSO) à 80°C. Cela a été fait en immergeant le substrat contenant les composants à libérés (sur la même base que précédemment soit des composants de 50 μm d'épaisseur). Ce type de résine a résisté à toutes nos initiatives pour la dissoudre. Comme le montre la figure II.48, le film sec se détache du substrat par plaque en détruisant le blindage supérieur, conduisant ainsi au dysfonctionnement du composant.

Le film sec DF-1050 nous a permis d'avoir des moules de galvanoplastie ayant des parois verticales épaisses, résistantes à la solution corrosive d'électrolyse de cuivre. Néanmoins, nos circuits sont fermés par un blindage supérieur métallique qui complique l'élimination de la résine sacrificielle pourtant une dissolution complète de la résine sacrificielle est obligatoire pour la fabrication de nos composants millimétriques.

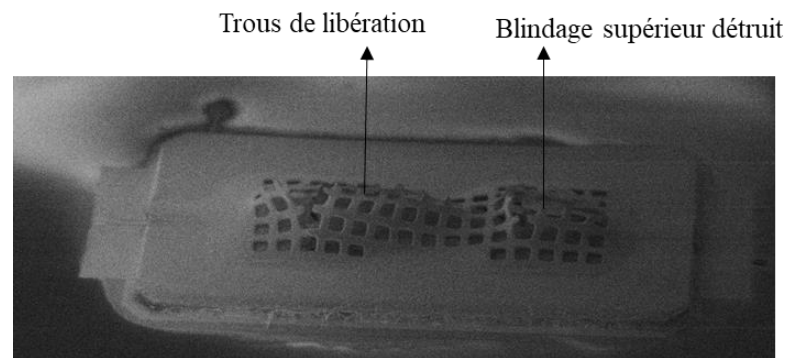


Figure II. 48 : DF-1050 : Composant à 50 μm d'épaisseur

III.2.3.3. AZ IPS 6050 :

Les résines négatives ont montré un comportement non adapté à notre procédé de fabrication. Ainsi, nous avons redirigé nos recherches vers les résines de type positives.

L'AZ IPS 6050 est une résine positive à haute viscosité, une épaisseur de 80 μm est obtenue en une seule couche sur un substrat de 3 pouce et en déposant 4 couches successives de 75 μm nous avons pu obtenir avec succès une épaisseur totale de 300 μm avec une uniformité de $\pm 70 \mu\text{m}$. Cette résine est déposée sur le substrat par spin-coating. Bien qu'il existe des fiches techniques décrivant le processus d'application de la résine [99], en pratique, la variation des épaisseurs et le contrôle de leurs uniformités doivent être déterminés expérimentalement. La courbe de rotation est un outil essentiel pour régler la vitesse de rotation afin d'obtenir l'épaisseur de résine souhaitée. La figure II.49, montre les épaisseurs obtenues en utilisant la résine AZ IPS 6050 en fonction des vitesses de rotation.

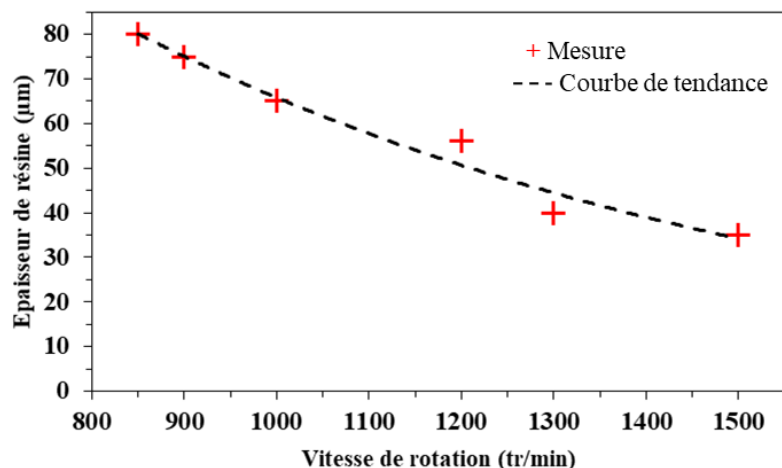


Figure II. 49 : Épaisseurs de couches AZ IP 6050 en fonction des vitesses de rotation

Le tableau II-7 montre un exemple des différentes étapes de dépôt pour une couche AZ IPS6050 de 75 µm sur un substrat de 3 pouces. Ce cycle est composé de 4 étapes pour minimiser l’effet de bord.

Tableau II- 7 : Exemple de séquence des étapes pour une couche AZ IPS 6050 de 75 µm

Étape	Temps (s)	Vitesse (tr/min)	Accélération (tr/s ²)	Fonction
1	15	30	1000	Répartition initiale de la résine
2	60	200	1000	
3	1	1400	1000	Élimination des effets de bords
4	20	1200	1000	Contrôle de l’épaisseur finale de la résine

À la fin de ce cycle, un film épais de résine recouvre le substrat avec une bande de 2 à 5 mm de large et de ± 30 µm, malgré l’étape de rotation à 1400 tr/min, et la forme ronde du substrat. Cet anneau de résine épais engendre la formation de bulles pendant la cuisson qui pose problème lors de l’exposition UV. De plus cet effet de bord cause également des problèmes de mise en point étant donné que le masque ne peut être en contact direct avec la résine pendant la photolithographie.

Les effets de bords sont donc éliminés en utilisant le solvant AZ EBR appliqué le long du bord du substrat mis en rotation très lente (200- 400 tr/min) pour éliminer les excès de la résine.

Dans le cas de l’AZ IP 6050, le développement des motifs ne se fait pas directement après l’exposition UV. Une cuisson supplémentaire (ou Post Exposure Back - PEB) est obligatoire, il stabilise davantage la résine pour l’étape de gravure ultérieure et améliore l’adhésion au substrat. Cette étape doit être considérée comme faisant partie de la procédure de gravure, c’est-à-dire que le développement des motifs est effectué immédiatement après le PEB. Le recuit est fait sur plaque chauffante à 100°C pour une durée 10 s à 35 s selon l’épaisseur de

la couche de résine et la dose d'exposition UV. Sans le PEB il impossible de développer les motifs exposés da la résine AZ IPS 6050.

Par contre, il faut choisir la durée du PEB minutieusement car si on dépasse le temps optimal de plus de 10 s les motifs exposés se déforment et se déplacent de leurs positions initiales sous l'effet thermique de la plaque. Les figure II.50.(a)-(b) montrent les résultats de la gravure des motifs dans une couche de résine de 50 μm d'épaisseur, à 100 °C pour 10 s et 20 s respectivement. Les motifs sont développés dans un solvant de type MF26.

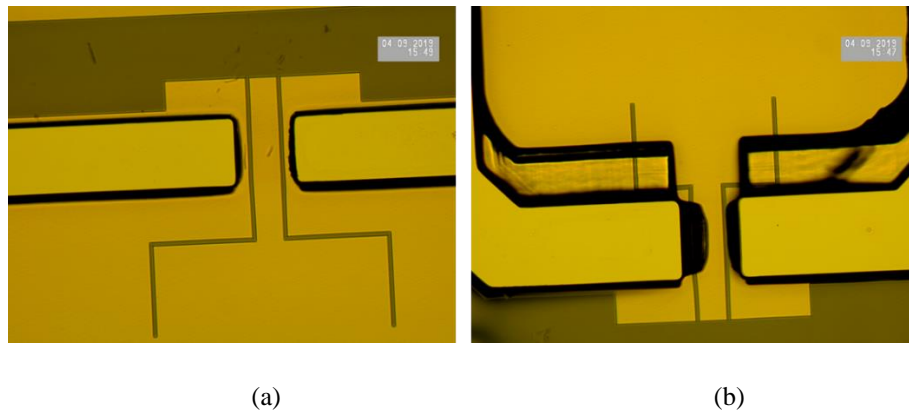


Figure II. 50 : Motifs gravés dans une couche de 50 μm d'AZ IPS 6050-(a) PEB : à 100 °C pour 10 s (b) PEB : à 100 °C pour 20 s

La libération de la structure avec l'élimination finale de la résine a été très facile et rapide contrairement à l'utilisation des résines négatives. La dissolution des couches sacrificielles a été assurée en immergeant le substrat dans un b cher rempli d'acétone, puis dans l'isopropanol.

La figure II.51 montre un exemple d'un composant fabriqué avec des murs latéraux de 50 μm d'épaisseur, issu du procédé de micro-fabrication additive mis au point avec la résine sacrificielle AZ IPS 6050.

Suite au succès de fabrication des composants, nous avons cherché à augmenter l'épaisseur des murs latéraux et donc le ratio hauteur/largeur des composants millimétriques en superposant plusieurs couches de résine. Ainsi, des composants avec des murs latéraux de 300 μm d'épaisseur ont été fabriqués avec succès. Nous discuterons le procédé avec la superposition de plusieurs couches de résine dans le paragraphe II.4.

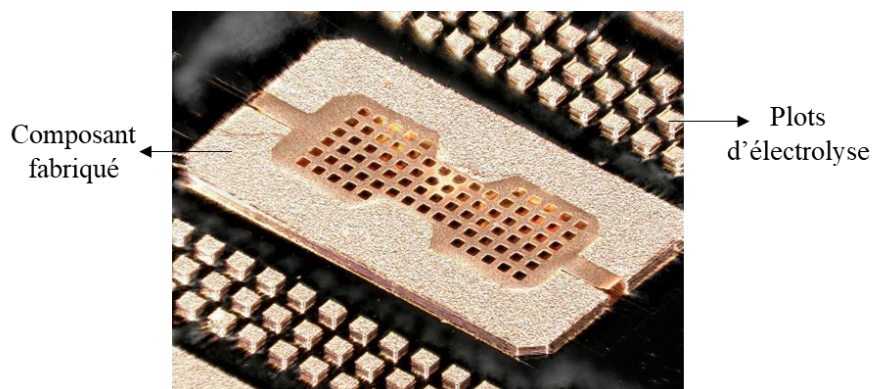


Figure II. 51 : AZ IPS 6050 : Composant fabriqué à 50 μm d'épaisseur

III.2.4. Comparaison des caractéristiques des couches sacrificielles :

Le tableau II-8 résume les caractéristiques de chaque résine utilisée dans nos études pour améliorer notre méthode de micro-fabrication additive. Même si le temps d'application de l'AZ IPS 6050 est plus long par rapport aux autres résines, l'AZ IPS 6050 a montré des caractéristiques les plus adaptées à nos objectifs en termes d'obtention des couches épaisses, de facilité à libérer les composants à la fin de la fabrication et de reproductibilité à des épaisseurs allant de 50 μm jusqu'à 200 μm . La reproductibilité des épaisseurs des couches sacrificielles au-delà de 300 μm seront testé dans les prochaines travaux.

Tableau II- 8 : Comparaison des caractéristiques des couches sacrificielles

Couche sacrificielles	AZ 125nXT	DF-série 1050	AZ IPS 6050
Type de résine	Négatif	Négatif	Positif
Adhésion sur le substrat	Oui	Oui	Oui
Nombre de couches superposées	7 couches (70 μm)	une seule couche (50 μm)	4 couches (75 μm)
Épaisseur maximale	500 μm	50 μm	300 μm
uniformité	$\pm 110 \mu\text{m}$	$\pm 5 \mu\text{m}$	$\pm 70 \mu\text{m}$
Dissolution dans le développeur	Non	Non	Oui
Épaisseurs reproductible	500 μm	50 μm	50-200 μm

En résumé les résines positives et négatives présentent de nombreuses différences autre que leurs réactions à la lumière UV. En effet, il existe de nombreux avantages et inconvénients pour les deux types de résines.

Les résines positives ont une résolution et un contraste plus élevés, c'est-à-dire que les motifs les plus petits peuvent être obtenus. Cependant, les types de résines négatives peuvent atteindre un rapport hauteur / largeur plus élevés. En outre, l'utilisation de résines négatives peut donner des motifs ayant facteurs de formes plus importants, donc si le dispositif requis implique des structures hautes et étroites sans blindage, il serait préférable d'utiliser des résines négatives.

Une étude utilisant les deux résines pour créer des canaux ayant des dimensions hautes et étroites [100] a montré que les murs des moules en résine positive étaient plus susceptibles de s'effondrer que les murs de résines négatives.

Une autre différence entre les deux résines est la capacité à les éliminer après exposition et développement. Les résines négatives montrent une plus grande adhérence à la surface de substrat tandis que le retrait des résines positives est plus facile une fois que la fabrication est terminée.

III.2.5. Superposition en couches de la résine sacrificielle :

Nous avons suivi le principe illustré figure II.52 pour la préparation des moules d'électrolyse de cuivre. La résine photosensible AZ IPS 6050 a été choisie comme couche sacrificielle pour la fabrication de nos composants millimétriques.

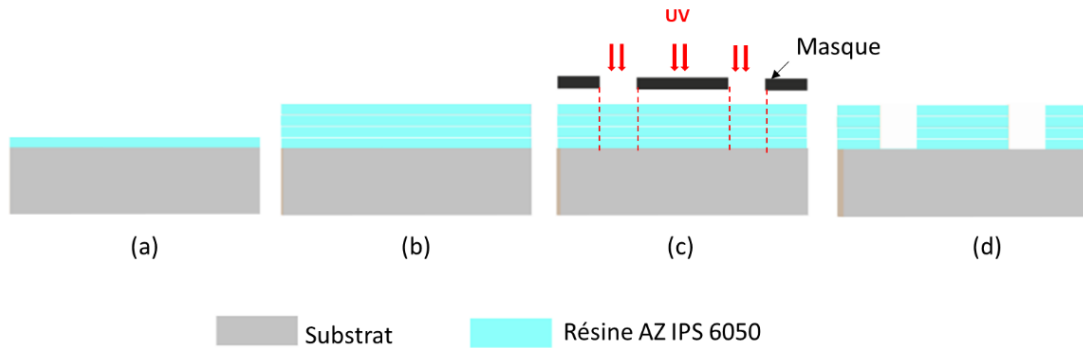


Figure II. 52 : Préparation de moules de galvanoplastie

Premièrement, une couche de résine de $75\ \mu\text{m}$ est étalée sur le substrat de 3 pouces préalablement nettoyé et désorbé. Puis, on enchaîne la cuisson de cette couche à la plaque chauffante pendant 8 min avec une rampe de température de $80\ ^\circ\text{C}$ à $125\ ^\circ\text{C}$ (a). Ensuite, on dépose les 3 couches de même épaisseur en répétant les procédures à partir de la première étape. On augmente la température et le temps de la cuisson à chaque fois qu'on rajoute une couche (b). Une fois que les quatre couches sont déposée et cuites, nous exposons les parties que l'on souhaite éliminer avec une source UV à travers un masque en chrome en trois cycles de 7 min à une puissance de $P=7\ \text{mW}/\text{cm}^2$ (c).



Figure II. 53 : Pigmentation de l'AZ IPS 6050 après exposition UV

Après l'exposition aux rayons UV, les zones non protégées prennent une coloration rougeâtre, comme illustré figure II.53, et les zones protégées quant à elles conservent leur couleur primaire transparente.

Les couches exposées doivent être cuites une deuxième fois « PEB » à $100\ ^\circ\text{C}$ pendant 35 s jusqu'à ce que la pigmentation rouge disparaisse. Après refroidissement, le substrat est plongé dans un bœcher de développeur MicroDev pure pour graver les motifs définis par les zones exposées. Vu l'épaisseur importante des couches de résine appliquées sur le substrat, $300\ \mu\text{m}$, nous utilisons une pipette pour assurer une agitation et permettre à tous les motifs d'être bien définis (d).

Le développement des motifs est une étape importante dans la procédure de micro-fabrication additive qui a demandé des optimisations sur plusieurs paramètres tels que la dose d'exposition UV, le PEB et le temps de gravure dans le MicroDev.

En effet, concernant l'exposition, il faut prendre en compte que l'épaisseur de 300 μm obtenue, en superposant 4 couches de 75 μm , est bien supérieure à la profondeur atteinte par la lumière UV. En effet, au début de l'exposition, la lumière n'atteint que les premières couches du film photosensible. Rappelons que, la couleur de l'AZ IPS 6050 devienne rougeâtre dès son interaction avec les rayons UV. Ainsi, avec l'exposition en cours, les couches inférieures deviennent non transparentes aux rayons UV comme l'illustre schématiquement la figure II.54. Par conséquent, les premières couches reçoivent plus de dose de rayons UV que les couches inférieures, donnant, une épaisseur du film exposée et développable avec un profil de profondeur d'illumination homogène que dans les parties supérieures.

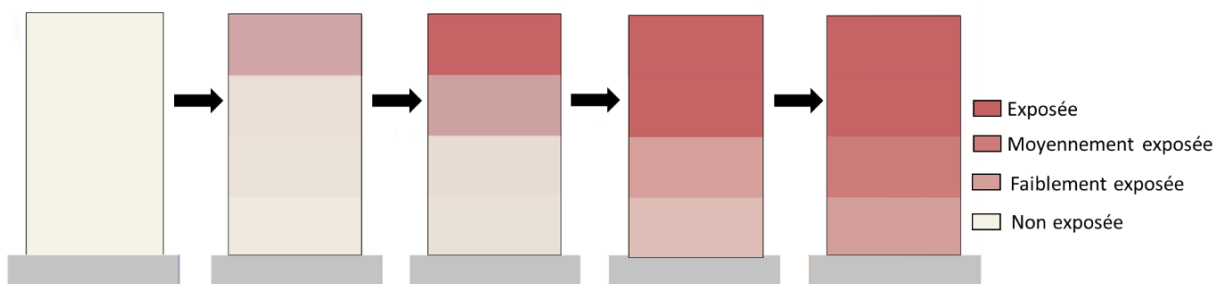


Figure II. 54 : Interaction de l'AZ IPS 6050 avec les rayons UV

Ce problème de dégradation des rayons UV peut être résolu en augmentant le temps d'exposition. Cependant, si on augmente la dose UV, le temps de PEB doit augmenter, engendrant le déplacement des motifs de leurs positions initiales ainsi que le dysfonctionnement des composants fabriqués.

La dose d'exposition est choisie de telle sorte que les motifs se développent en 12 min dans le MicroDev. D'autre part, un temps d'exposition trop long conduit à un développement trop court et difficile à contrôler.

Le fait d'exposer une couche de 300 μm pendant 21 min à $P= 7 \text{ mW/cm}^2$ suivit par un PEB de 35 s à 100 $^{\circ}\text{C}$, nous a permis d'avoir des motifs avec un sous-développement des couches inférieures d'environ $\Delta x= 15 \mu\text{m}$, comme le montre le figure II.55.(b), ce qui représente 3,5 % de la largeur totale du motif désigné x dans la figure II.55.(a).

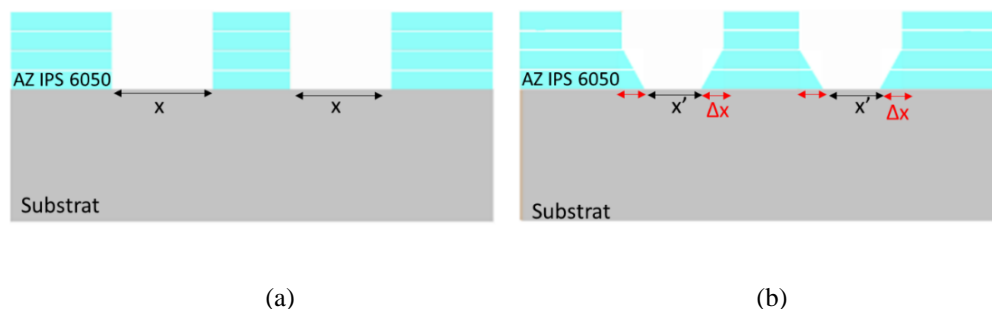


Figure II. 55 : AZ IPS 6050-(a) : Développement normal, (b): Sous-développement de l'AZ IPS 6050

La nouvelle largeur x' reste et elle ne provoque pas le dysfonctionnement des composants fabriqués. En outre, ces variations de dimensions peuvent être anticipées sur le masque pour la fabrication des prochains composants comme présenté dans le chapitre suivant dans la section IV.

IV. Exemple de fabrication d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires remplies d'air :

Dans cette partie, nous décrivons les étapes du procédé technologique que nous avons utilisé pour concevoir des filtres passe-bandes fonctionnant dans les bandes G et W. En général, la fabrication d'un composant commence par la définition des masques de chaque niveau.

Dans notre cas, trois masques sont conçus en utilisant le logiciel ADSTM. Les motifs des masques sont différents d'un niveau à l'autre. Aux premiers et derniers niveaux, une fine couche d'une résine positive S1813 est utilisée comme couche sacrificielle avec une épaisseur qui varie entre 0,8 μm à 1,9 μm selon la vitesse de rotation du substrat. Au deuxième niveau, la résine épaisse AZ IPS 6050 est utilisé comme couche sacrificielle afin d'obtenir des motifs avec rapport hauteur/largeur élevé comme expliqué dans la section II.3.1.3. Le tableau II-9 récapitule les principales caractéristiques des composants passifs fabriqués.

Tableau II- 9 : Récapitulatif des principales caractéristiques de composants fabriqués

Bande de fonctionnement	Bande W [75-110 GHz]	Bande G [110-300 GHz]
Fréquence	90 GHz	286 GHz
Hauteur de composants	300 μm	50 μm
Types de composants	Cavité résonante Filtres passe-bande deux pôles Filtres passe-bande quatre pôles	Cavité résonante Filtres passe-bande deux pôles

Nous présentons à la suite un exemple de fabrication d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires rempli d'air sur la base du procédé optimisé et présenté précédemment.

IV.1. Définition du plan de masse du composant :

La première étape consiste à définir le plan de masse des composants. Des couches fines de Titane/Or (20 nm/300 nm) sont déposées sur le substrat par E-beam. Le Titane sert comme couche d'adhésion entre l'or et le substrat. Puis, afin de garantir le passage de la totalité du courant sur la surface conductrice du plan de masse, le dépôt d'or est suivi par une électrolyse. L'épaisseur du plan de masse est alors augmentée à 2 μm .

Ensuite, les motifs définissant les lignes coplanaires à l'entrée et à la sortie du filtre sont gravés par voie humide. Ces motifs, illustrés figure II.56, représentent les accès où les pointes RF sont posées pour effectuer les mesures.

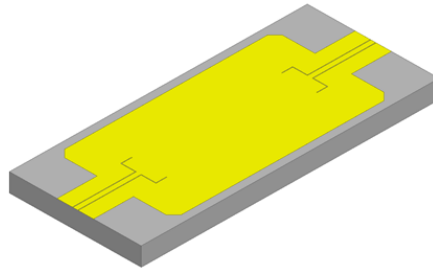


Figure II. 56 : Définition du plan de masse d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires rempli d'air

IV.2. Définition du blindage latéral du composant :

La deuxième étape consiste à la préparation du moule de galvanoplastie, présenté figure II.57. Nous étalons une couche de la résine AZ IPS 6050 sur le substrat métallisé. Ensuite, en suivant les étapes présentées dans la section II.4, nous avons obtenu des motifs de forme rectangulaire dont l'épaisseur dépendait de nos choix d'application de résine.

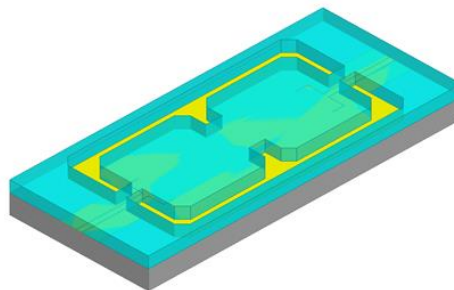


Figure II. 57 : Moule de galvanoplastie d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires remplies d'air

Une fois les moules préparés, les blindages latéraux du filtre sont remplis par un dépôt électrolytique de cuivre comme présenté figure II.58.

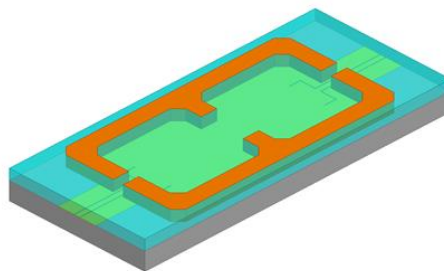


Figure II. 58 : Les blindages latéraux d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires remplies d'air

À la suite, une étape de polissage permet de lisser la surface de l'échantillon en uniformisant les épaisseurs des moules de résine avec le niveau d'électrolyse de cuivre. Nous utilisons pour cela des disques de polissage ayant des granulométries comprises entre $0,3 \mu\text{m}$ et $18 \mu\text{m}$.

IV.3. Définition du blindage supérieur du composant :

La structure de cuivre est ensuite fermée par une couche d'or de $10 \mu\text{m}$ d'épaisseur, électrolysée sur une couche de Ti/Au déposée par E-beam. Les trous de libération de $50 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$ ainsi que le capot sont gravés par voie humide (figure II. 59).

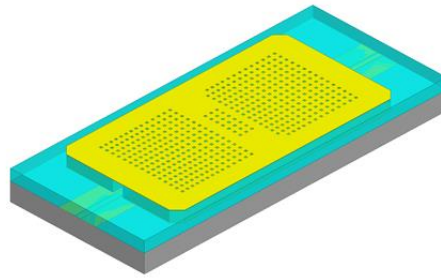


Figure II. 59 : Blindage supérieur d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires remplies d'air

IV.4. Libération du composant :

Finalement, la résine est éliminée à travers les trous de libération à l'aide d'acétone, suivi d'un rinçage à l'IPA. Ensuite, on utilise la gravure RIE (Reactive Ion Etching) avec un mélange gazeux SF_6/O_2 afin de s'assurer que tous les résidus de résine sont évacués des cavités du composant, illustrés figure II.60.

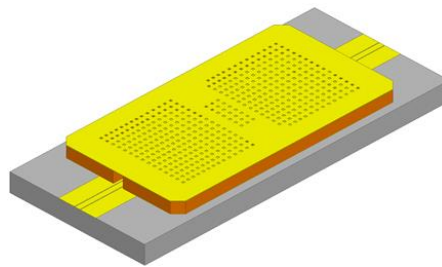


Figure II. 60 : Structure finale d'un filtre à base de 2 cavités rectangulaires remplies d'air

Ce procédé de micro-fabrication additive nous a permis de concevoir des filtres à cavités métalliques de taille et masse réduites. Leurs dimensions miniaturisées nous a permis d'atteindre les domaines des hyperfréquences allant jusqu'aux TéraHertz. Malgré les difficultés que nous avons rencontrées lors du traitement des couches sacrificielles, l'utilisation des résines photosensibles à la lumière UV de la photolithographie nous a permis d'acquérir des degrés de précisions réduisant ainsi le temps et les coûts de fabrication.

Conclusion :

Les comparaisons des technologies de fabrication additive évoquées dans ce chapitre ont montré qu'un procédé de fabrication parfait n'existe pas. Chaque technologie a ces avantages et inconvénients et l'application visée oriente sur le choix à faire. Dans notre cas, nous avons montré que seule la micro-fabrication additive remplissait les critères et les spécifications demandées.

En effet, la technologie de micro-fabrication additive nous a permis d'avoir un excellent degré de précision, une bonne conductivité métallique, avec une faible rugosité et un bon état de surface avec une forte reproductibilité.

Nous avons optimisé un procédé technologique en agissant sur (i) la qualité de dépôt métallique par électrolyse de cuivre et (ii) la résine sacrificielle en particulier. En effet, la rugosité du matériau structurel a été améliorée tout en doublant la vitesse de dépôt. Ces résultats sont obtenus en ajoutant des éléments chimiques tel que les niveleurs, les accélérateurs et les supprimeurs dans la solution d'électrolyse et en contrôlant la répartition de la densité de courant sur la totalité du substrat.

D'autres développements ont été réalisés, nous avons testé plusieurs matériaux sacrificiels photosensibles aux rayons UV tel que l'AZ 125 nXT, le DF 1050 et l'AZ IPS 6050 pour la préparation de moules de galvanoplastie. Nos résultats de recherches ont montré que les caractéristiques de l'AZ IPS 6050 sont les plus adaptées à nos objectifs en termes d'obtention de couches épaisses et de facilité à libérer les composants à la fin de la fabrication.

En résumé, Ce procédé de micro-fabrication additive nous a permis de concevoir des structures complexes possédant des hauteurs élevées avec un faible encombrement. Ces structures présentent également des dimensions conçues avec une haute précision de fabrication d'ordre micrométrique. Les composants qui en résultent sont des filtres passe-bande intégrables, 3D, à faible coût, sans réglage post-fabrication et fonctionnant jusqu'à la bande G (110-300 GHz).

Chapitre III. Conception et réalisation de filtres passe-bande millimétriques



Introduction :

Ce chapitre traite de la conception de filtres millimétriques en bandes W et G basés sur une technologie de micro-fabrication additive pour des applications spatiales.

Le choix de cette technologie est lié à la possibilité de réaliser de éléments tridimensionnels couche par couche à la surface de substrats variés comme du silicium, de la silice fondue, ou du verre par exemple. L'utilisation de la photolithographie nous a permis d'atteindre un bon niveau de précision micrométrique par des dépôts successifs d'une résine photosensible et d'un métal structurel. Cette technologie nous a permis de fabriquer des composants aux structures complexes adaptées aux ondes millimétriques.

Cette technologie à faible coût permet la production de plusieurs composants passifs 3D sur le même substrat. De plus, cette méthode de fabrication produit des composants à air si les couches de résines sacrificielles sont gravées. Ainsi, les pertes des composants diélectriques associées sont éliminées, ce qui augmente leurs performances électriques. Pour illustrer cette approche, des résonateurs et des filtres passe-bande, en guide d'onde métallique et à fort facteur de qualité en bande W (75-110 GHz) et en bande G (110-300 GHz) ont été conçus, fabriqués puis caractérisés. Les guides d'ondes sont alimentés par des excitations coplanaires, ce qui facilite la connexion avec d'autres composants.

Ce chapitre commence par la définition du gabarit des différents composants. Puis, les étapes de conception des composants incluant le dimensionnement des cavités résonantes, la caractérisation du facteur de qualité externe Q_{ext} et des coefficients de couplages inter-résonateur k_{ij} sont détaillés. De plus, une analyse de l'impact de différentes dimensions physiques du composant sur leur réponse fréquentielle a été menée afin d'optimiser les performances globales des composants.

Ensuite nous présenterons la fabrication des filtres et leurs mesures. Les résultats seront commentés et une étape de rétro simulation des composants fabriqués nous permettra d'identifier les facteurs qui impactent leur réponse fréquentielle et mieux pouvoir les anticiper dans les futures conceptions.

I. Méthodologie de conception des filtres passe-bande millimétriques :

Dans cette partie, nous présentons la méthode de synthèse que nous avons suivie. Elle s'appuie sur la détermination d'une matrice de couplage notée $[M]$. Cette matrice décrit les propriétés idéales des filtres passe-bande qui peuvent être composés de deux ou plusieurs résonateurs [101]. Ensuite nous allons utiliser une méthode de caractérisation des circuits basées sur des outils de simulations électromagnétiques dont le logiciel HFSS qui permet de déterminer les paramètres électriques du composant (facteur de qualité, couplage externe et interne, etc...) en fonction de son gabarit (nombre de pôles, bande passante, fréquence centrale, rejection hors bande, etc...).

La méthode utilisée est basée sur la comparaison entre les résultats issus des simulations électromagnétiques et les réponses idéales utilisées comme références. La figure III.1 résume les étapes suivie pour la conception des filtres passe-bande millimétriques.

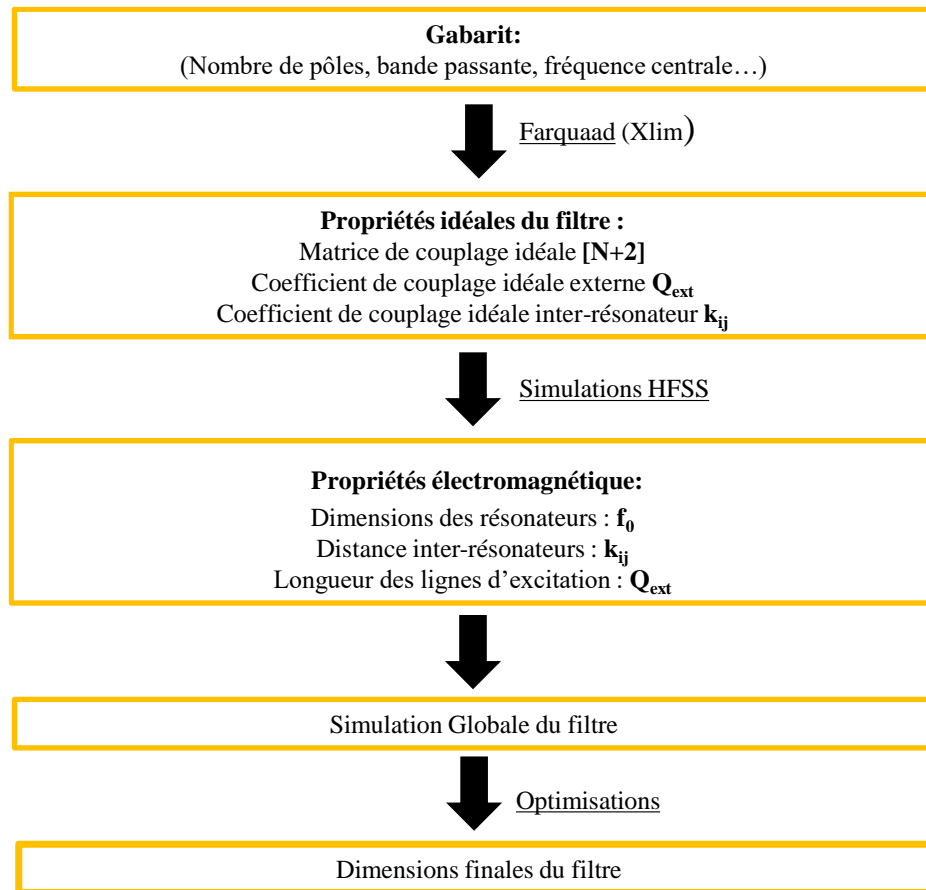


Figure III. 1 : Méthodologie utilisée pour la conception des filtres passe-bande millimétriques

La première étape consiste à choisir le gabarit du filtre qui convient aux critères du cahier des charges. Par exemple, la fréquence centrale et la bande passante sont déterminées selon le domaine d'application. Le nombre de pôles est choisi suivant le niveau de réjection hors bande désiré. Ainsi, on peut définir les propriétés idéales du filtre avec une matrice de couplage $[M]$ qui traduit les coefficients de couplages idéaux Q_{ext} et k_{ij} . Cette matrice est calculée grâce à l'application Farquaad développé au sein du laboratoire de recherche Xlim en année 2014 [102].

La deuxième étape, est de déterminer les propriétés électromagnétiques du filtre en utilisant une méthode de conception basée sur des étapes de simulations. Dans notre cas le logiciel HFSS est utilisé. Ces étapes permettent d'évaluer en première approximation les dimensions géométriques du filtre.

La troisième étape, consiste à simuler l'architecture globale du circuit et elle permet de connaître quel paramètre à modifier pour améliorer la réponse fréquentielle du circuit.

La dernière étape consiste à optimiser les dimensions géométriques du circuits en suivant les résultats de l'étape précédente. Plusieurs paramètres sont regardés :

- La longueur et la largeur de la cavité qui définit la fréquence de résonances f_0 .
- La distance inter-résonateurs pour retrouver les couplages k_{ij} inter-résonateurs visés.

- Les longueurs des lignes d'excitation qui traduisent les couplages Q_{ext} d'entrées et sorties.

Nous allons à présent détailler les différentes étapes de la méthode suivie.

I.1. Calculs des propriétés idéales pour filtre passe-bande :

I.1.1. Gabarit du filtre :

Le calcul du gabarit du filtre est automatiquement réalisé en utilisant l'application Farquaad [102]. Les paramètres gérés du cahier des charges à renseignés sont les suivants :

- L'approximation de la fonction de filtrage
- Le nombre de pôles
- La fréquence centrale f_0 en GHz
- La bande passante relative en %
- Le facteur de qualité à vide Q_0
- Le niveau d'adaptation en dB

I.1.2. Matrice de couplage idéale :

La matrice de couplage [M] utilisée est de type [N+2], elle a plusieurs avantages par rapport à la matrice de couplage conventionnelle [N]. Ces deux types de matrices ont été étudié et comparé précédemment dans la littérature [2]. La matrice de type [N+2] est capable d'accommoder plusieurs couplages d'entrées et de sorties. C'est-à-dire que les couplages peuvent être réaliser directement à partir de la source, à la charge des résonateurs internes et à l'entrée/ sortie du premier et du dernier résonateur dans le circuit de filtrage. En plus, elle synthétise les N positions finies des zéros de transmissions dans un réseau de N niveaux. Grâce à ses avantages, la matrice [N+2] facilite considérablement la conception et la production des filtres passe-bande millimétriques pour des applications spatiales ou pour des systèmes de communication terrestres.

	S	1	2	N-1	N	L
S		M_{S1}	M_{S2}	$M_{S,N-1}$	M_{SN}	M_{SL}
1	M_{1S}	M_{11}						M_{1L}
2	M_{2S}		M_{22}					M_{2L}
:				...				:
:					...			:
N-1	$M_{N-1,S}$					$M_{N-1,N-1}$		$M_{N-1,L}$
N	M_{NS}						M_{NN}	M_{NL}
L	M_{LS}	M_{L1}	M_{L2}			$M_{L,N-1}$	M_{LN}	

Figure III. 2 : Matrice de couplage [M] pour une fonction de filtrage symétrique

La topologie générale de la matrice de couplage [M] de type [N+2] qui définit une fonction du filtrage est montrée figure III.2. Cette matrice est symétrique par rapport à son

diagonal principale c'est-à-dire $M_{ij}=M_{ji}$. Cela signifie que les filtres reposant sur ce type de matrice possèdent les mêmes propriétés électromagnétiques si on inverse l'entrée/sortie.

I.1.3. Coefficients de couplage idéaux inter-résonateurs k_{ij} et externes Q_{ext} :

I.1.3.1. Extraction du coefficient de couplage externe Q_{ext} :

Dans le cas d'une matrice de couplage normalisée $[M]$, les termes M_{ij} non-nuls indiquent les couplages à réaliser physiquement entre les éléments résonants du circuit de filtrage. La figure III.3 montre un exemple d'une topologie d'une matrice de couplage $[M]$ à quatre niveaux.

Les termes M_{1S} et M_{4L} définissent les couplages externes entrée/ sortie, ils sont liés par la relation suivante :

$$M_{1S} = M_{4L} = \sqrt{\frac{1}{Q_{ext}} \frac{f_0}{\Delta f}} \tag{III.1}$$

Avec : f_0 la fréquence centrale

Δf_{-3dB} la bande passante à -3 dB

Q_{ext} le coefficient de couplage externe

À partir de la matrice du couplage $[M]$ et l'équation (III.1), la valeur idéale du coefficient de couplage externe Q_{ext} est calculée.

	S	1	2	3	4	L
S	0	M_{S1}	0	0	0	0
1	M_{1S}	0	M_{12}	0	0	0
2	0	M_{21}	0	M_{23}	0	0
3	0	0	M_{32}	0	M_{34}	0
4	0	0	0	M_{43}	0	M_{4L}
L	0	0	0	0	M_{4L}	0

Figure III. 3 : Matrice de couplage normalisée $[M]$ à quatre niveaux

I.1.3.2. Extraction du coefficient de couplage inter-résonateur k_{ij} :

Dans le cas d'une matrice de couplage dè-normalisée $[m]$, lorsque $i=j$, le diagonal principale traduit la fréquence de résonance. Cette matrice de couplage a les mêmes propriétés que celle de la matrice $[M]$ affiché figure III.4 avec $m_{ji}=m_{ij}=k_{ij}$.

Les coefficients m_{12} et m_{23} traduisent les valeurs idéales des coefficients de couplage inter-résonateurs d'un circuit de filtrage à quatre éléments. C'est-à-dire :

$$k_{12} = m_{12} = m_{34}$$

$$k_{23} = m_{23}$$

	S	1	2	3	4	L
S	f_0	m_{S1}	0	0	0	0
1	m_{1S}	f_0	m_{12}	0	0	0
2	0	m_{21}	f_0	m_{23}	0	0
3	0	0	m_{32}	f_0	m_{34}	0
4	0	0	0	m_{43}	f_0	m_{4L}
L	0	0	0	0	m_{4L}	f_0

Figure III. 4 : Matrice de couplage dé-normalisée [M] à quatre niveaux

Dans les matrices présentées ci-dessus les valeurs de couplage correspondent aux accès et à l'interaction électrique entre le premier et le second résonateur. Ces coefficients seront pris en compte dans les simulations HFSS pour déterminer les dimensions physiques des structures de couplage des cavités qui intègrent le filtre millimétrique.

I.1.4. Fréquence de résonance f_0 et dimensionnement de la cavité :

Le dimensionnement du filtre millimétrique est basé sur une méthode classique typiquement utilisée dans la conception des filtres à cavités métalliques puisque cette méthode repose sur les propagations volumiques des modes résonants appliquées dans des structures planaire comme expliqué dans [103]. Nous commençons par déterminer le type de cavité (rectangulaire ou circulaire), puis nous sélectionnons les modes de propagation (monomode ou multimodes). Ensuite, nous calculons les dimensions de la cavité résonante.

Nous avons choisi dans ces travaux de réaliser des filtres basés sur des cavités de forme rectangulaire, principalement pour la flexibilité quelle offre au cours de sa conception et pour la facilité de sa fabrication. Plusieurs modes de résonance pourraient se propager dans une telle structure dont la théorie est parfaitement décrite dans la littérature [104]. Cependant, le mode choisi pour cette structure est le mode fondamentale TE_{101} . Ce mode présente une forte densité électromagnétique et de faibles puissances et pertes dissipées, ce qui améliore la rejection des modes TE et TM parasites.

Dans ce contexte, les dimensions de la cavité sont calculées à partir des équations (III.2) et (III.3) [104], valident pour le mode fondamentale TE_{101} , où $a = b$ et $b > h$ puisque la cavité à une forme rectangulaire illustrée figure III.5.

$$f_0 = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{(2a)^2} + \frac{1}{(2b)^2}} \quad (\text{III.2})$$

$$a = b = \frac{c}{f_0} \sqrt{\frac{1}{2\epsilon_r}} \quad (\text{III.3})$$

Dans les équations précédentes, a et b représentent la longueur et la largeur de la cavité respectivement. Avec c , la vitesse de la lumière dans le vide, et ϵ_r est la permittivité du substrat.

Après avoir calculé les largeurs et longueurs des cavités rectangulaires qui conviennent aux fréquences de résonance visées, il est important de définir une hauteur appropriée de la cavité afin d'obtenir une valeur de facteur de qualité à vide Q_0 qui réponde correctement aux spécifications du cahier des charges tout en prenant en compte les contraintes technologiques mentionnées dans le chapitre II.

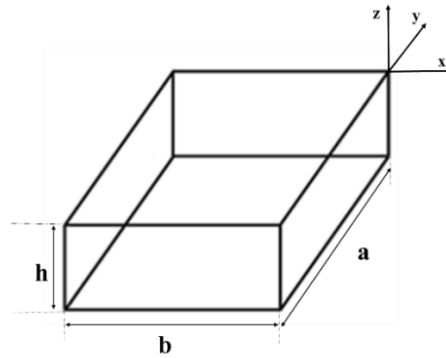


Figure III. 5 : Schéma de la cavité avec ses dimensions

I.2. Simulation des propriétés électromagnétique d'un filtre passe-bande :

I.2.1. Facteur de qualité à vide Q_0 et dimensionnement de la cavité :

D'après [105], la valeur de ce facteur est directement liée à la hauteur physique du dispositif. Le moyen le plus simple d'estimer la valeur du facteur de qualité à vide Q_0 est de simuler un résonateur en oscillation libre dont les dimensions transversales sont fixées pour maintenir la résonance à la fréquence centrale f_0 pour différentes valeurs de hauteur de la cavité. Pour expliquer le concept, la figure III.6 montre la structure de la cavité simulant une hauteur de $300\ \mu\text{m}$ et la répartition du champ électrique de son mode fondamental.

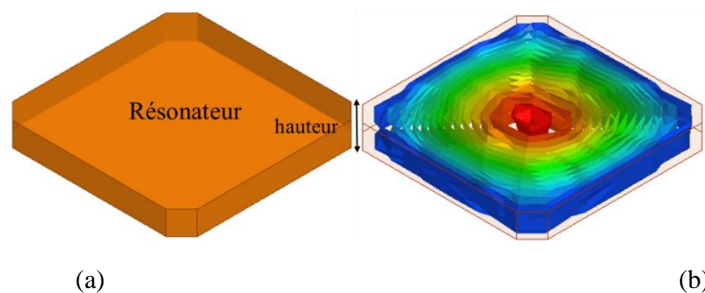


Figure III. 6 : Simulation d'une cavité résonante en oscillation libre : (a) Schéma de la structure simulée, (b) répartition du champ électrique du mode TE₁₀₁.

La courbe des simulations présentée dans la figure III.7, montre que la valeur de Q_0 a une évolution croissante avec la hauteur de la cavité. Par conséquent, les performances du circuit s'améliorent avec la hauteur de cavité qui augmente.

Le choix de la valeur de la hauteur h de la cavité est directement lié à la technologie de micro-fabrication additive utilisée et prend en compte les contraintes liées au procédés de fabrication.

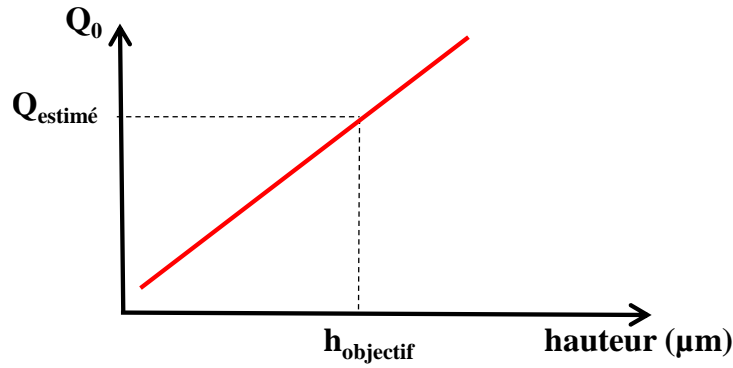


Figure III. 7 : Variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la hauteur de la cavité

I.2.2. Simulation du coefficient de couplage externe Q_{ext} :

La caractérisation du coefficient de couplage externe Q_{ext} du filtre réside dans le réglage de l'élément de couplage utilisé pour réaliser l'accès du filtre en tenant compte d'un seul résonateur chargé pour une fréquence de résonance f_0 . Pour démontrer le principe suivi pour obtenir Q_{ext} , un résonateur couplé par deux ports d'entrée/sortie de longueur l_{ext} est illustré figure III.8.

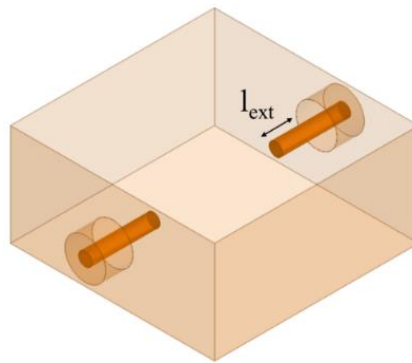


Figure III. 8 : Résonateur couplé par deux ports d'entrée/sortie de longueur l_{ext}

Q_{ext} est déterminé par simulations successives pour obtenir l'évolution du paramètre de transmission S_{21} du résonateur en fonction de la fréquence. Q_{ext} est alors calculé selon l'équation (III.4) [106]:

$$Q_{ext} = \frac{2 \times Q_L \times Q_0}{Q_0 - Q_L} \quad (III.4)$$

Avec Q_0 le facteur de qualité à vide et Q_L le facteur de qualité en charge qui mesure la sélectivité d'un résonateur chargé qui fonctionne à sa fréquence de résonance. Il est déterminé avec l'équation (III.5) à partir de la réponse du paramètre S_{21} :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (III.5)$$

Ici, f_0 est la fréquence de résonance, Δf_{-3dB} correspond à la bande passante calculée à -3 dB à partir des pertes d'insertion obtenu dans des conditions de résonance.

En faisant varier la longueur l_{ext} des lignes d'excitations, nous obtenons un abaque qui décrit la loi de variation du couplage externe Q_{ext} par rapport à l_{ext} (figure III.9). Les dimensions du résonateur sont modifiées pour maintenir la résonance à la fréquence centrale f_0 pour les différentes longueurs des lignes d'excitation.

Ainsi, on peut déterminer la longueur des lignes d'excitation l_{ext} qui correspond à la valeur du coefficient de couplage Q_{ext} extraite de la matrice de couplage idéale et calculée par l'équation (III.1).

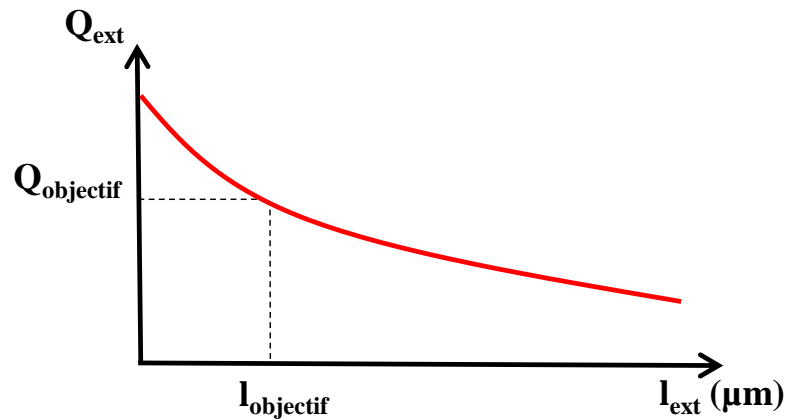


Figure III. 9 : Variation du couplage externe en fonction de la longueur des lignes d'excitation

I.2.3. Simulation du facteur de qualité à vide Q_0 :

Le facteur de qualité à vide Q_0 d'un filtre est un paramètre important qui définit la performance d'un dispositif [107]. L'efficacité d'un filtre dépend en grande partie de la performance de ses résonateurs, dont la structure est généralement égale ou très similaire.

Q_0 évalue donc les performances électriques intrinsèques d'un résonateur lors qu'il n'est pas couplé à aucun circuit externe. Dans un filtre, sa valeur inclut les effets des pertes comme les pertes d'insertion, de réflexion, l'ondulation dans la bande passante et même la rejection hors bande.

Du point de vue théorique, l'expression qui évalue le Q_0 est donnée par (III.4), elle relie sa valeur avec le facteur de qualité en charge Q_l et le facteur de qualité externe Q_{ext} . Sachant que Q_{ext} peut être exprimé par l'équation (III.6) [108] :

$$Q_{ext} = \frac{Q_L}{|S_{21}|} \quad (III.6)$$

En utilisant les équations (III.4) et (III.6), l'expression du facteur de qualité Q_0 peut être simplifié (équation III.7) :

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - |S_{21}|} \quad (III.7)$$

Avec $|S_{21}|$ est l'amplitude maximale de S_{21} à la fréquence de résonance f_0 .

Du point de vue pratique, il est important de définir une hauteur appropriée de la cavité afin d'obtenir une valeur de Q_0 qui répond aux spécifications du cahier des charges.

I.2.3.1. Facteur de qualité à vide Q_0 et perte d'insertion IL :

L'équation (III.7) est utilisée pour calculer la valeur Q_0 d'un seul résonateur. Cependant, il est intéressant de calculer les performances entière d'un filtre passe-bande millimétrique en termes de caractérisation dissipatives de ses résonateurs.

Du point de vue circuit, les résonateurs du filtre peuvent être modélisés par des circuits RLC équivalents comme expliqué dans [109]. Cette méthode modélise les différentes sources de pertes par la présence de résistances et de conductances dans les circuits équivalents.

Pour un filtre conçu à partir d'un prototype de type Tchebychev de n niveau et en supposant que tous ses résonateurs ont les mêmes caractéristiques de dissipation c'est-à-dire une valeur de Q_0 équivalentes, la valeur de Q_0 peut être estimé par l'expression (III.8) [110] :

$$Q_0 = 8.686[n - 1.5] \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB} \times IL} \quad (III.8)$$

Après avoir étudié le facteur de qualité à vide Q_0 et le facteur de couplage externe Q_{ext} qui permettent d'évaluer les performances des résonateurs, nous allons nous intéresser dans la section suivante à la conception de la structure physique du filtre avec le réglage du couplage inter-résonateurs k_{ij} .

I.2.4. Simulation du coefficient de couplage inter-résonateurs k_{ij} :

En générale, pour un filtre composé de cavités résonantes, il existe deux types de couplages : verticales [108] et horizontales [111]. Les premiers sont réalisés en employant des fentes verticales, gravés sur une métallisation intermédiaire entre des cavités empilées. Le couplage horizontal est quant à lui crée à travers un iris magnétique, destiné à être utilisé entre des cavités adjacentes placées dans le même plan. Puisque le mode de fonctionnement de la cavité choisi est le mode fondamentale TE_{101} , le champ électrique est concentré au centre de la structure, alors que le long des bords la concentration de champ magnétique est la plus forte. Pour cette raison, l'iris de couplage a une prédominance magnétique qu'on peut apercevoir figure 10. Par conséquent, les fentes horizontales sont situées près de l'extrémité des cavités pour avoir un couplage de nature magnétique le long de la structure.

Nous avons choisi dans ces travaux de concevoir des filtres basés sur des cavités couplées horizontalement pour la facilité de fabrication. Les coefficients de couplage inter-résonateurs k_{ij} sont caractérisés expérimentalement en utilisant la méthode décrite dans [112], basée sur l'analyse du paramètre S_{21} d'une structure formée par deux cavités résonantes couplées par un iris. Par conséquent, le coefficient de couplage k_{ij} peut être calculé par l'équation (III.9).

$$k_{ij} = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (III.9)$$

f_1 et f_2 définissent les pics de résonance obtenue à partir de la simulation de la structure montrée dans la figure III.10. Pour caractériser un iris magnétique, nous avons utilisé une structure en oscillation libre de deux cavités résonantes rectangulaires i et j couplés par l'intermédiaire d'un iris de couplage.

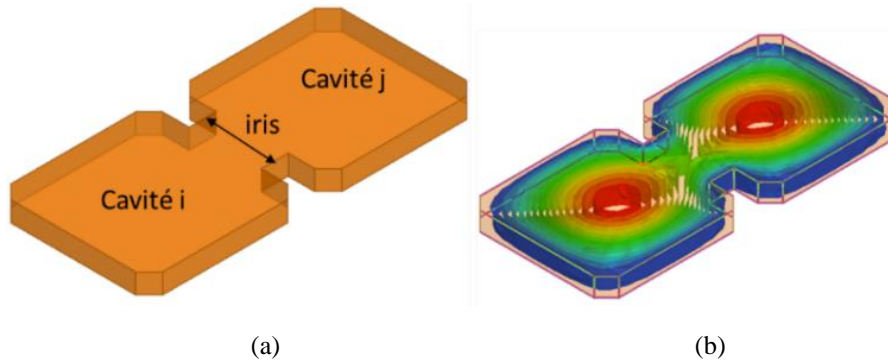


Figure III. 10 : Simulation de deux cavités résonantes en oscillation libre : (a) Schéma des 2 cavités reliées par l'iris de couplage, (b) Répartition du champ électrique du mode TE₁₀₁.

Par la suite, plusieurs de simulations HFSS sont effectuées pour déterminer les valeurs de f_1 et f_2 pour chaque dimension de l'élément de couplage (iris). Puis, le coefficient de couplage k_{ij} est déterminé au moyen de l'équation (III.9) pour chaque valeur de la longueur l'iris de couplage.

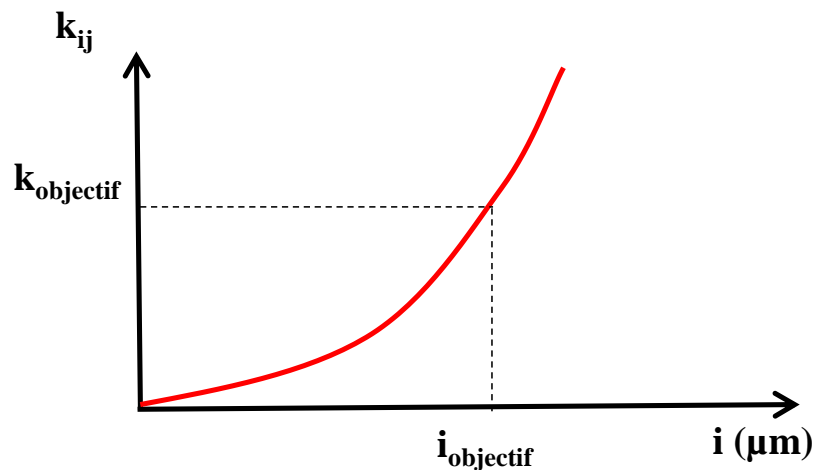


Figure III. 11 : Coefficient de couplage k_{ij} en fonction de la longueur de l'iris de couplage

La courbe tracée dans la figure III.11 montre l'évolution du coefficient de couplage k_{ij} en fonction de la longueur de l'iris. Cette courbe est utilisée pour déterminer les dimensions physiques des structures de couplages qui correspondent aux valeurs théoriques k_{ij} . Ils sont définis par la matrice de couplage idéale $[M]$ dans la section (II.1.3.2).

À l'issue de cette phase, une simulation EM globale est nécessaire pour optimiser la réponse de filtre mais les valeurs des dimensions obtenus en suivant la méthode de conception que l'on vient de détailler fournit un bon point de départ. Nous allons maintenant appliquer cette démarche à la conception de filtres millimétriques en bande W et G.

II. Réalisation de filtres passe bande millimétriques en bande W

La structure de base du filtre est réalisée avec les cavités rectangulaires à air placées dans le même plan horizontal. L'insertion d'iris magnétiques sur un plan masse métallique permet d'assurer le couplage entre les cavités. Les circuits sont réalisés sur des substrats de silice fondue de permittivité relative égale à 3,8. Le blindage latéral est réalisé en cuivre de conductivité égale à 27.10^6 S/m. Le plan de masse ainsi que le blindage supérieur sont quant à eux réalisés en or de conductivité égale à 38.10^6 S/m.

Les mesures en bande W ont été effectuées au laboratoire Xlim, sous pointes, en utilisant un analyseur de réseaux N5247A PNA-X avec des modules d'extension millimétriques pour une bande de fréquences allant de 75 GHz à 110 GHz. Une calibration SLOT est effectuée sur une puce de calibration coplanaire. Une photographie de la station de mesure Karl Suss est présentée figure III.12.(a).

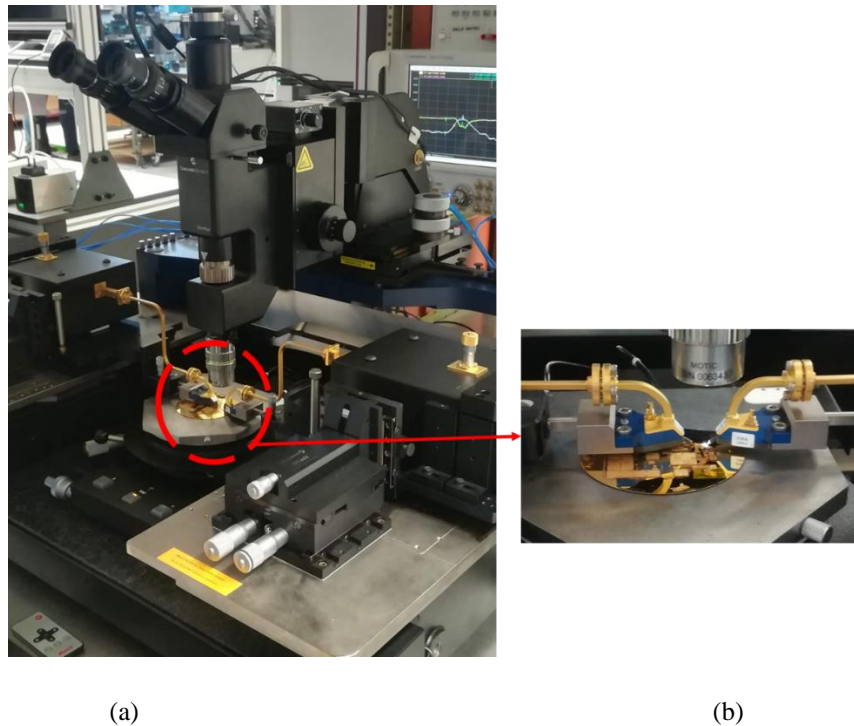


Figure III. 12 : Banc de mesure : (a) Photographie de la station de mesure (b) pointes utilisées pour les mesures allant de 10 MHz à 330 GHz.

Une photographie des pointes de mesures I-110-S-GSG-100-BT, placées sur les ports d'excitation du filtre deux pôles est montrée figure III.12.(b). L'alimentation est effectuée à travers des lignes coplanaires qui servent d'accès pour les pointes RF des mesures. Ces derniers sont présentés dans la section suivante.

II.1. Transition lignes coplanaire - structures 3D :

Les filtres fabriqués doivent être mesurable sous pointes RF. Une transition lignes coplanaires-structure 3D est développée pour rendre les mesures plus pratiques et pour exciter les composants. En plus, les accès coplanaires permettent d'intégrer les composants avec des dispositifs actifs ou passifs issus de d'autres types de technologies. Ils peuvent également gérer

une puissance élevée jusqu'à quelques watts avec faible pertes d'insertion [113]. La structure dans la figure III.13 représente les lignes d'excitations entrée/sortie du composant. La transition est constituée de deux extensions de lignes coplanaires qui génèrent l'excitation des circuits. Une boucle magnétique est créée en utilisant un segment de ligne coplanaire de longueur l_{ext} gravée à l'intérieur du plan de masse de la cavité.

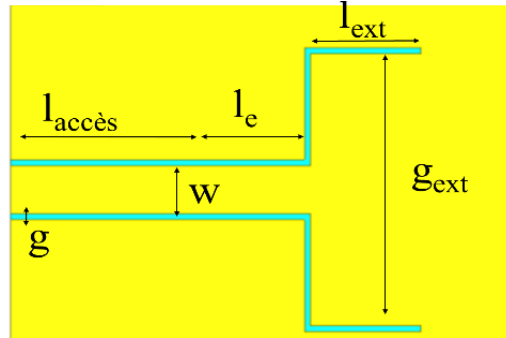


Figure III. 13 : Structure des lignes d'excitation du filtre

Les CPW sont composées d'un conducteur centré entre deux plans de masse coplanaires. Les deux modes pair et impair peuvent se propager sur cette ligne. Pour préserver que les modes pair (mode quasi-TEM), la structure des lignes d'excitations doit être symétriques sur tous les plans [114].

L'excitation des dispositifs est contrôlée par les dimensions des lignes : $l_{accès}$, l_e , l_{ext} et g_{ext} . Leurs valeurs sont obtenues par optimisation électromagnétique en considérant les bandes d'intérêt et la bande passante exigée pour chaque filtre. L'impédance caractéristique de ces lignes est fixée à 50 ohm.

L'adaptation d'impédance est effectuée en utilisant ADSTM par le réglage de la longueur totale et de la fente g des lignes d'excitations. Finalement, la géométrie des pointes RF [115] impose une largeur w de 125 μm conformément aux contraintes de mesure. Le tableau III-1 présente les paramètres de la structure de la figure III13.

Tableau III- 1: Paramètres de la structure des lignes coplanaire de couplage externe

Paramètres	Description	Valeurs [μm]
$l_{accès}$	Les accès pour les pointes RF des mesures	215
l_e	Longueur de la ligne coplanaire	75
l_{ext}	Longueur de l'extension de la ligne coplanaire	275
g_{ext}	Largueur de l'extension de la ligne coplanaire	700
W	Largueur de la ligne coplanaire	125
G	La fente de propagation du signal	15

La figure III.14, montre les paramètres S des lignes coplanaires de couplage externe ainsi que la répartition électrique.

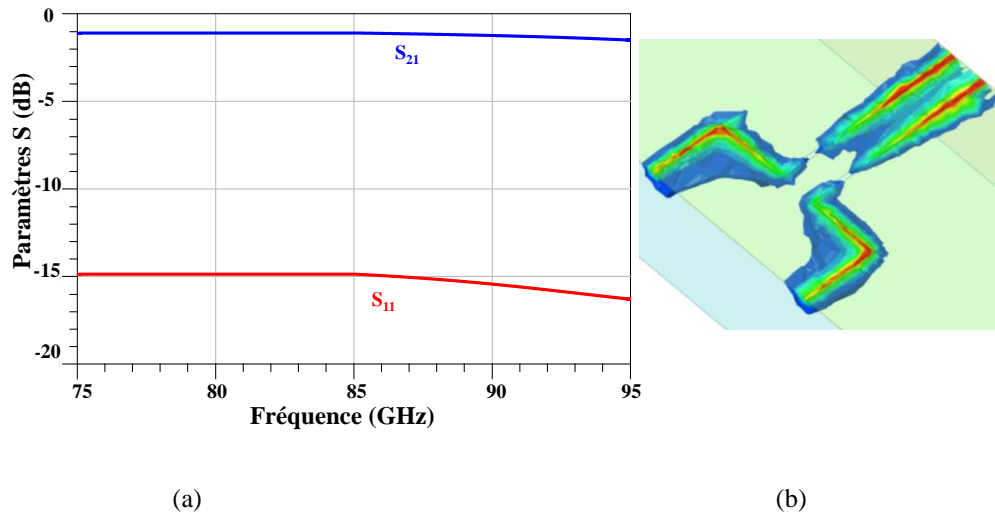


Figure III. 14 : Ligne coplanaire : (a) réponse électrique, (b) répartition du champ électrique

La figure III.15 présente une autre structure d'alimentation, elle montre deux lignes coplanaire de longueur l_e court-circuitées à l'intérieur du dispositif. Une telle structure permet d'exciter faiblement le résonateur concerné et mesurer son facteur de qualité à vide Q_0 afin de respecter les conditions d'oscillation libre comme expliqué dans la section II.2.1.

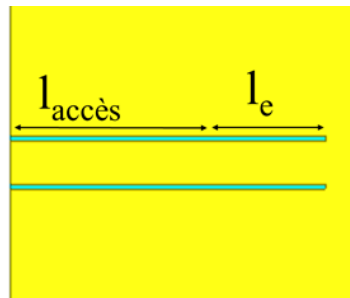


Figure III. 15 : Structure des lignes d'excitation découplées

II.2. Cavité résonante millimétrique à 90 GHz :

II.2.1. Dimensionnement de la cavité résonante à 90 GHz :

Une cavité monomode est conçue de telle façon à pouvoir exciter un seul mode fondamental autour de la fréquence de 90 GHz pour empêcher les autres fréquences de générer une interférence destructive. La figure III.16 illustre une cavité monomode permettant l'excitation du mode TE_{101} car la condition de $b > h$ est toujours respectée vu que l'épaisseur du composant est limitée par les restrictions de la technologie de micro-fabrication additive.

La hauteur h est donc fixée par rapport à la technologie de fabrication. Nous avons ensuite utilisé les équations théoriques (III.2) et (III.3) pour déterminer les dimensions transversales a et b des cavités. Sachant que dans l'équation (III.3) a et b désignent la longueur et la largeur de la cavité respectivement et $\epsilon_r = 1$ la permittivité relative de l'air contenu à l'intérieur de la cavité, $a=b=2350 \mu\text{m}$ permet d'avoir une résonance à 90 GHz.

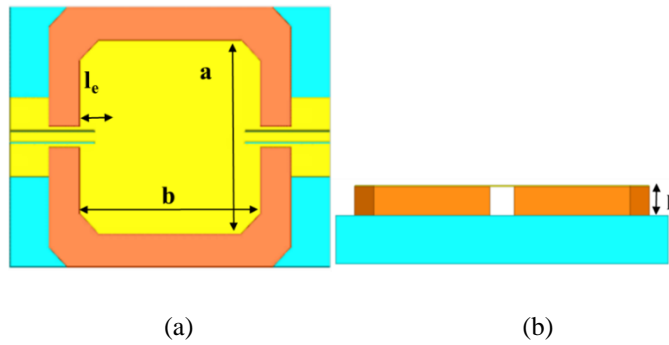


Figure III. 16 : Cavity résonante : (a)Vue de dessus, (b) :Vue latérale

La figure III.17 montre l'évolution du facteur de qualité à vide Q_0 à 90 GHz en fonction de la hauteur h d'une cavité résonante en oscillation libre avec une condition de conductivité finie de 38×10^6 s/m.

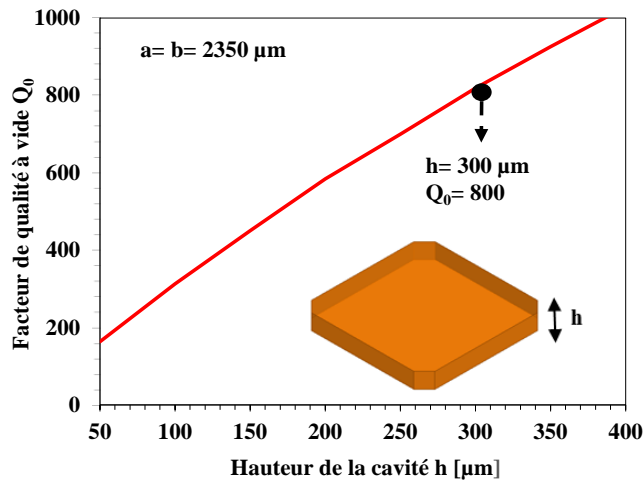


Figure III. 17 : Évolution de Q_0 en fonction de la hauteur de la cavité h à 90 GHz

II.2.2. Simulation EM globale de la cavité résonante à 90 GHz :

L'architecture retenue pour la cavité est présentée en vue entière et éclatée dans la figure III.18. Les valeurs de ses dimensions sont mentionnées dans le tableau III-2.

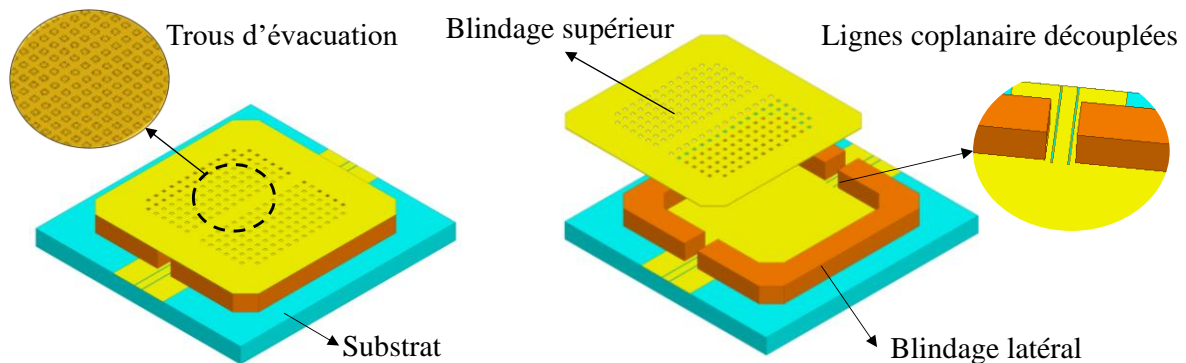


Figure III. 18 : Architecture d'un résonateur découplé à 90 GHz

Des trous carrés de 50 μm de largeur sont gravés au niveau du blindage supérieur. Ces trous jouent un rôle primordial dans l'étape finale de fabrication car ils servent à évacuer la résine pour libérer la structure.

Tableau III- 2: Dimensions du résonateur simulé à 90 GHz

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
a	Longueur de la cavité	2350
b	Largeur de la cavité	2350
h	Hauteur du composant	300
l_e	Longueur des extensions des lignes coplanaires	66

Afin de respecter les conditions d'oscillation libres, le résonateur est faiblement couplé par des lignes coplanaires, découplées et court-circuitées à l'intérieur de la cavité.

Les résultats de simulation de la cavité à 90 GHz sont illustrés dans la figure III.19. L'objectif de cette simulation est d'estimer la valeur maximale du facteur de qualité à vide Q_0 de la cavité métallique pour prévoir son aptitude à emmagasiner l'énergie électromagnétique.

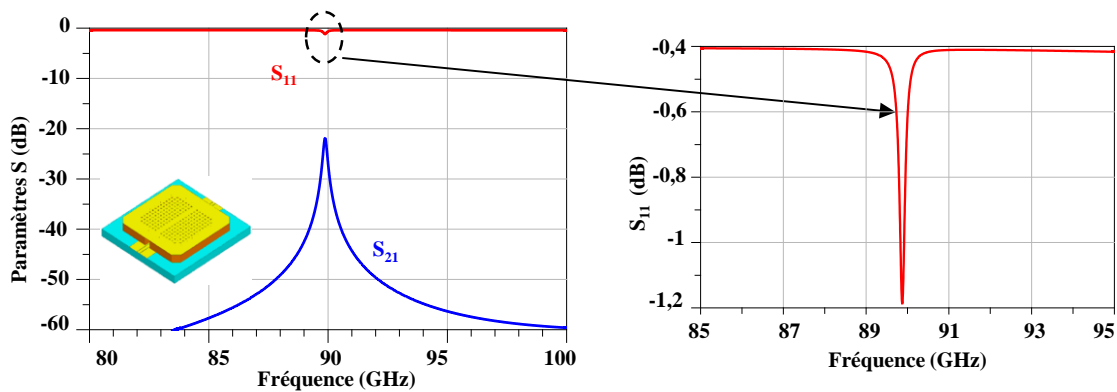


Figure III. 19 : Simulation d'un résonateur à 90 GHz

D'après la simulation EM de ce circuit, la fréquence centrale est de 89,78 GHz et la bande passante à -3 dB est de 0,25 GHz. La valeur du coefficient de transmission S_{21} est de -21 dB. En utilisant l'équations (III.7), le facteur de qualité à vide Q_0 extrait est égale 532,59 à 89,78 GHz. Cette valeur est calculée sans prendre en compte les pertes des accès coplanaire de mesure. La cavité résonante à 90 GHz a été fabriqué. Son procédé de fabrication est détaillé dans le chapitre II.

II.2.3. Mesure de la cavité résonante à 90 GHz :

Une photographie d'une cavité résonante découplée à 90 GHz est présentée figure III.20. Ce circuit est conçu pour mesurer le facteur de qualité à vide Q_0 , d'où le faible couplage en entré et sortie.

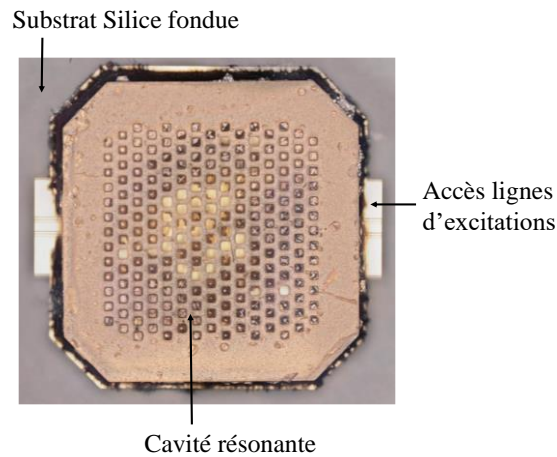


Figure III. 20 : Photographie d'une cavité résonante à 90 GHz.

Les résultats de mesure et simulation de la cavité résonante à 90 GHz, découplée, sont présentés figure III.21.

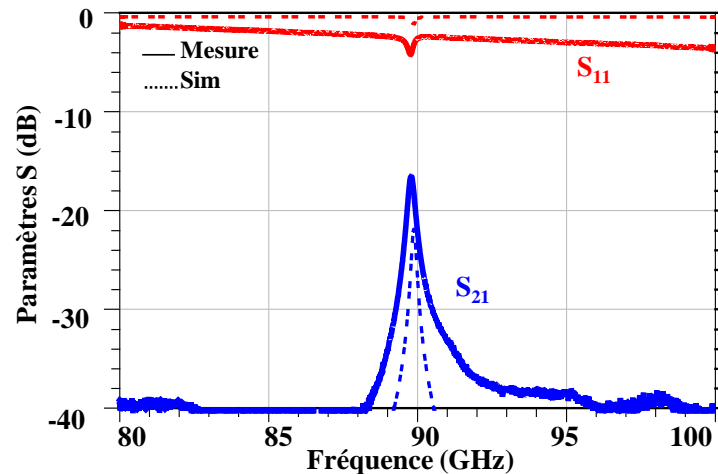


Figure III. 21 : Mesure et simulation d'une cavité résonante et découplée à 90 GHz.

Le tableau III-3 résume une comparaison entre les résultats de mesures et les résultats de simulation.

Tableau III- 3 : Résultats de simulations et de mesures d'un résonateur à 90 GHz

Paramètres	Simulations	Mesures
Fréquence de résonance f_0	89,78 GHz	89,88 GHz
S_{21}	-16 dB	-21 dB
Bande passante à -3 dB Δf_{-3dB}	0,25 GHz	0,17 GHz
Facteur de qualité à vide Q_0	532,59	370,27

Les fréquences de résonance de la cavité à la fois en simulations et en mesures sont en bon accord. En revanche, une différence existe au niveau de $\Delta f_{.3dB}$ et le Q_0 . Cette différence au niveau de la valeur de Q_0 peut s'expliquer par la rugosité des métaux et la faible conductivité effective. Nous allons donc à présent faire de la rétro-simulation pour analyser l'impact des pertes sur la réponse en fréquence de la structure.

II.2.4. Retro-simulation et analyse des pertes :

Pour comprendre l'écart entre les résultats de mesures de la cavité résonante à 90 GHz et ceux des simulations EM, nous avons mesuré les dimensions réelles du composant fabriqué. Une comparaison entre les paramètres initiaux du résonateur et après fabrication sont présentées dans le tableau III-4.

Tableau III- 4 : Paramètres initiaux et après fabrication du résonateur à 90 GHz

Paramètres	Description	Initiale	Mesure
a	Longueur du résonateur	2350 μm	2352 μm
B	Largueur de résonateur	2350 μm	2353 μm
Conductivité d'or	Métal du blindage supérieur et inférieur	38×10^6 s/mm	27×10^6 s/mm
Conductivité du cuivre	Métal du blindage latéral	27×10^6 s/mm	25×10^6 s/mm

Ensuite, nous avons inséré les nouveaux paramètres dans le modèle HFSS. Les nouvelles valeurs de la conductivité métallique d'or et de cuivre ont été déduite par retro-simulation.

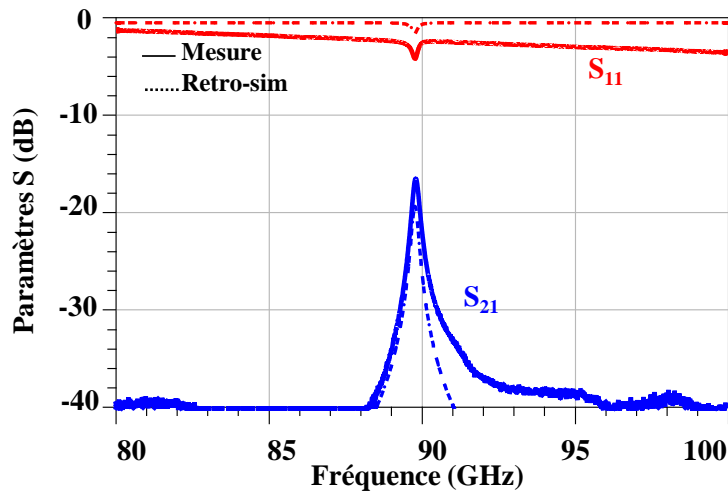


Figure III. 22 : Rétro-simulation et mesure d'une cavité résonante à 90 GHz

Les résultats de la rétro-simulation ainsi que les résultats de mesures sont illustrés figure III.22. Ainsi, en prenant compte des dimensions réelles de la cavité ainsi que la conductivité des métaux. Le calcul du facteur de qualité à vide Q_0 est 374 en simulation et 370 en mesure. Les résultats de simulations et de mesures sont en très bon accord. Cela justifie la bonne

précision de notre méthode de fabrication, vu que les pertes du composant viennent principalement des pertes métalliques du blindage supérieur et inférieur.

II.3. Filtre passe-bande à deux pôles à 90 GHz :

La méthodologie de conception des filtres millimétriques est basée sur une procédure similaire à celle suivie pour la conception des filtres à guide d'ondes remplie d'air car les filtres millimétriques présentent des caractéristiques de propagation et de modes de résonances similaires aux guides d'ondes rectangulaire métalliques [116]. De plus, la méthode de matrice de couplage idéale pourrait être appliquée pour la conception des filtres millimétriques à condition de choisir l'approximation de la fonction de filtrage appropriée.

II.3.1. Conception du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz :

II.3.1.1. Gabarit du filtre deux pôles à 90 GHz :

Nous avons suivi la méthode détaillée dans la section II.1, afin de concevoir un filtre deux pôles à 90 GHz répondant au gabarit suivant :

- o Approximation de la fonction de filtrage : Approximation de Tchebychev
- o Nombre de pôles : deux pôles
- o Fréquence centrale f_0 : 90 GHz
- o Bande passante relative : 2.2%
- o Facteur de qualité à vide Q_0 : 500
- o Niveau d'adaptation en dB : -20 dB

L'approximation de Tchebychev a été choisi car elle offre le meilleur compromis entre le niveau de rejection hors bande et la planéité dans la bande passante, contrairement à une réponse elliptique [117] qui offre une forte réjection hors bande mais présente une ondulation variable dans la bande passante.

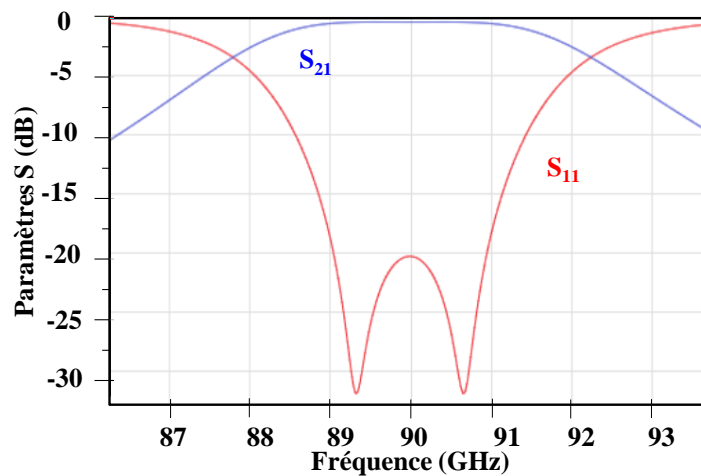


Figure III. 23: Gabarit du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz

Les paramètres ci-dessus se traduisent dans un gabarit illustré dans la figure III.23. Le but est de définir des caractéristiques de réponse fréquentielle que le filtre doit accomplir. Les caractéristiques électriques permettant de mesurer les performances d'un filtre passe-bande sont le niveau des pertes d'insertion S_{21} et de réflexion S_{11} dans la bande passante, le niveau de rejection hors bande et l'ondulation dans la bande passante. À partir de ce gabarit, nous allons déterminer la matrice de couplage idéale $[M]$ du filtre deux pôles à 90 GHz.

II.3.1.2. Matrice de couplage du filtre deux pôles à 90 GHz :

La matrice de couplage $[M]$ révèle les coefficients de couplage entre les résonateurs intégrant le filtre ainsi que les couplages associés aux accès d'entrée/sortie. Le calcul des coefficients est basé sur la méthode détaillée dans la section II.1.3.

II.3.1.2.1. Calcul du coefficient de couplage externe Q_{ext} :

La matrice de couplage idéale normalisée $[M]$ du filtre deux pôles à 90 GHz est présentée figure III.24. Les termes M_{1S} et M_{2L} (encadrés en rouge dans la figure) définissent les couplages externes entrée/ sortie.

	S	1	2	L
S	0	1,2247	0	0
1	1,2247	0	-1,6583	0
2	0	-1,6583	0	1,2247
L	0	0	1,2247	0

Figure III. 24 : Matrice de couplage idéale normalisée du filtre deux pôles à 90 GHz

Ainsi, on peut calculer la valeur idéale du coefficient de couplage externe Q_{ext} par l'équation (III.1), on obtient $Q_{ext} = 27,27$.

Après avoir déterminé la valeur théorique du coefficient de couplage externe Q_{ext} . Des simulations successives sont effectuées en fixant la valeur de g_{ext} représentant l'écartement des lignes coplanaires, et en variant l_{ext} la longueur des extensions de ces lignes. Ces deux paramètres constituant les structures d'excitations du filtre sont présentés figure III. 25.

g_{ext} était fixé à 700 μm pour que la distribution du champ électrique de deux modes, celui des lignes coplanaires et celui de la cavité, soient colinéaires.

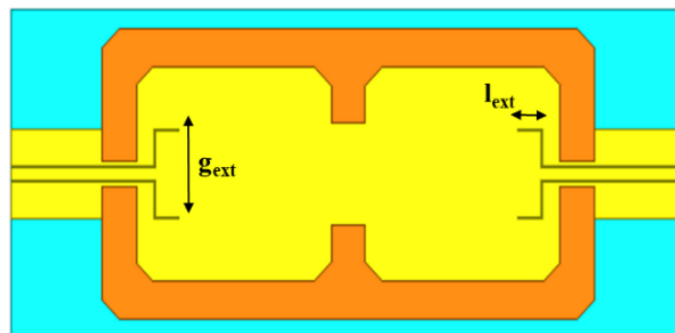


Figure III. 25: Schéma d'un filtre deux pôles à 90 GHz : lignes d'excitations

L'ensemble des simulations EM, nous permet de tracer l'abaque présenté figure III.26. D'après la courbe, pour $g_{ext}=700 \mu\text{m}$, la valeur $Q_{ext} = 28,5$ objective est atteinte pour $l_{ext}=300\mu\text{m}$.

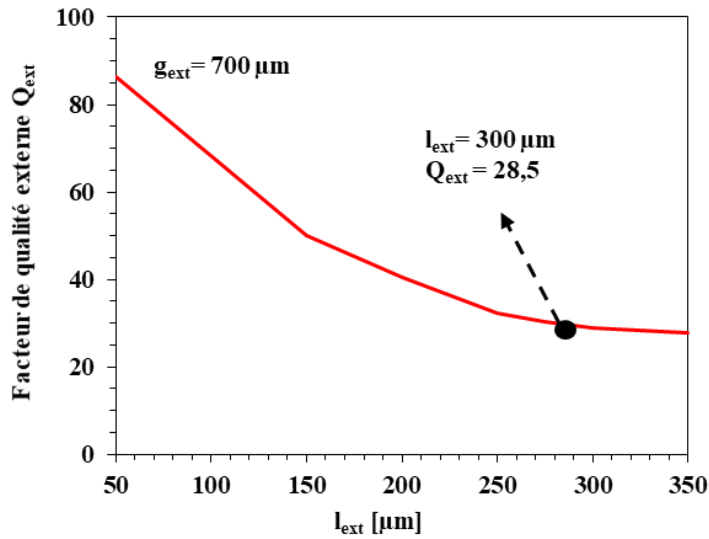


Figure III. 26 : Variation du facteur de qualité externe Q_{ext} en fonction de l_{ext} à 90 GHz

II.3.1.2.2. Calcul du coefficient de couplage inter-résonateur k_{ij} :

La matrice de couplage [M] idéale dé-normalisée du filtre deux pôles à 90 GHz est donnée figure III.27.

	S	1	2	L
S	90 GHz	0,02722	0	0
1	0,02722	90 GHz	-0,03685	0
2	0	-0,03685	90 GHz	0,02722
L	0	0	0,02722	90 GHz

Figure III. 27 : Matrice de couplage idéale dé-normalisée du filtre deux pôles à 90 GHz

Les coefficients m_{12} et m_{21} (encadrés en vert sur la figure III.27) représentent les valeurs idéales des coefficients de couplage inter-résonateurs filtre à deux résonateurs. Avec :

$$k_{12} = k_{21} = 0,03685$$

Il faut à présent déterminer la dimension physique du couplage inter-résonateur qui permettra d'atteindre un $k_{12}= 0,03685$.

Plusieurs simulations EM sont réalisées, avec $a=b=2350 \mu\text{m}$ la longueur et la largeur respective d'un seul résonateur. On trace ensuite un abaque qui décrit l'évolution du coefficient de couplage inter-résonateur k_{12} en fonction de la longueur de l'ouverture de couplage i entre deux résonateurs 1 et 2 (comme détaillé section II.2.3). L'iris de couplage liant deux résonateurs adjacents dans le même plan est illustré figure III.28.

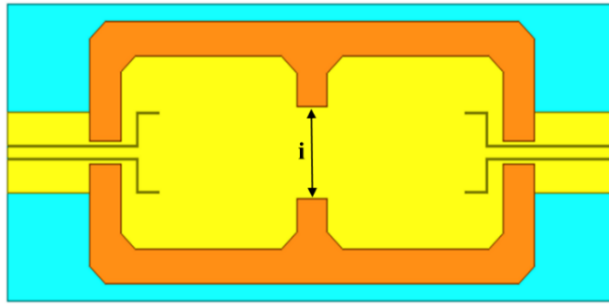
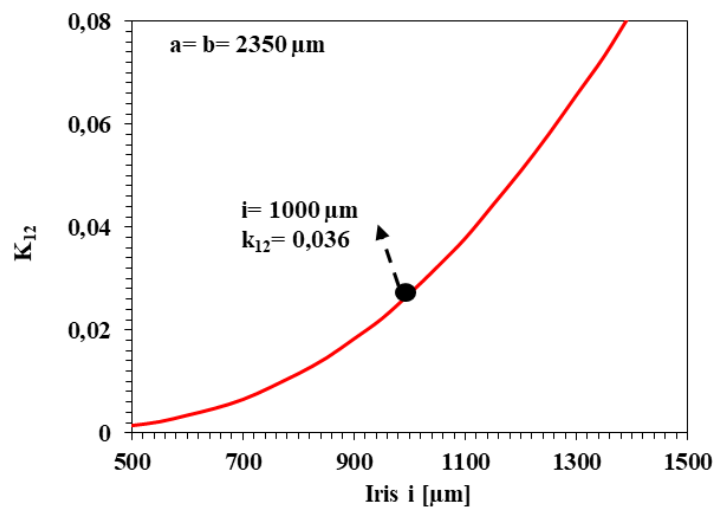


Figure III. 28 : Schéma d'un filtre deux pôles à 90 GHz : Iris de couplage

Les différentes simulations EM permettent de tracer l'abaque présenté figure III.29. D'après la courbe, une ouverture $i=1000 \mu\text{m}$ permet d'atteindre la valeur désirée de $k_{12} = 0,036$.

Figure III. 29 : Variation du coefficient de couplage k_{12} en fonction de l'iris i à 90 GHz

II.3.1.3. Simulation EM sans optimisation du filtre deux pôles à 90 GHz :

Une fois que les dimensions physiques sont déterminées, une simulation EM globale du filtre est réalisée sous HFSS. La structure du composant est présentée figure III.30.

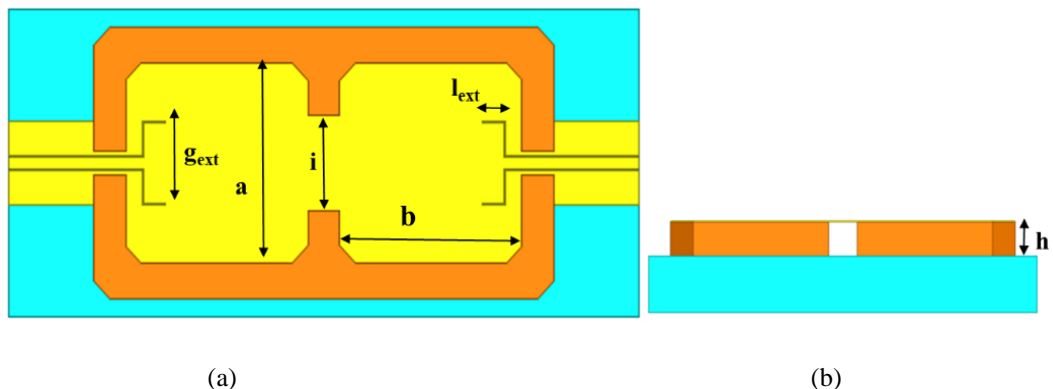


Figure III. 30 : Filtre deux pôles à 90 GHz : (a) Vue de dessus, (b) Vue latérale

Tableau III-5 résume les dimensions du filtre déterminée par l'analyse précédente et avant optimisation.

Tableau III- 5: Dimensions sans optimisation du filtre passe bande deux pôles à 90 GHz

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
a	Longueur de la cavité	2350
b	Largeur de la cavité	2350
h	Hauteur du composant	300
l_{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaires	300
g_{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaires	700
i	Largueur de l'iris de couplage	1100

Les résultats de la simulation EM du filtre présentés figure III.31. La fréquence centrale est égale à 86,5 GHz et le niveau du coefficient de réflexion est faible à -32 dB.

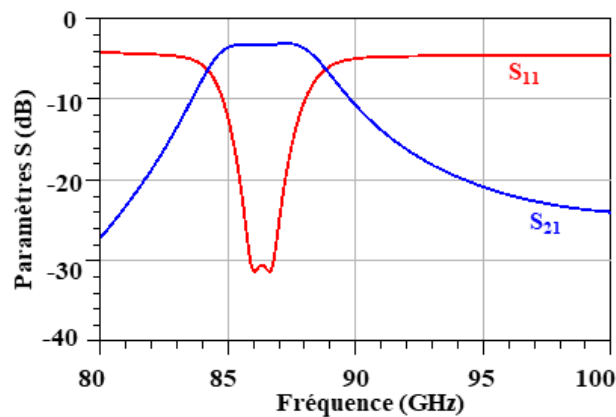


Figure III. 31 : Résultats de simulation du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz avant optimisation

II.3.1.4. Optimisation des dimensions du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz :

Pour optimiser la réponse fréquentielle dans le cas du filtre passe-bande à cavité millimétrique, liées par un iris de couplage, nous avons suivie 4 règles principales. En effet, chaque paramètre de la structure physique du filtre impacte directement les paramètres électriques de sa réponse fréquentielle. La figure III.32 illustre le principe suivi pour l'optimisation du filtre.

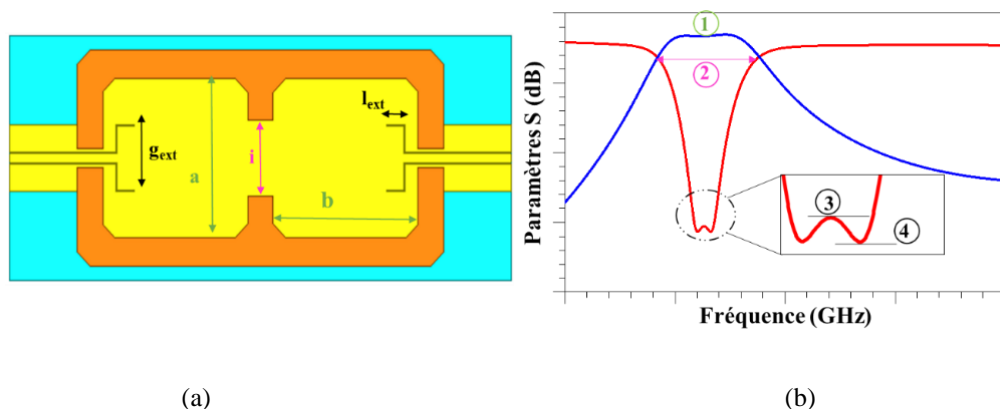


Figure III. 32 : Optimisation du filtre : (a) Paramètres physiques, (b) Paramètres électriques

.1. Pour augmenter la fréquence de résonance f_0 , il faut diminuer la longueur a et la largeur b des cavités. Il faut conserver la même taille pour les deux résonateurs afin d’obtenir une réponse fréquentielle symétrique.

.2. Pour augmenter le bande passante Δf_{-3dB} , il faut diminuer la taille de l’iris i car Δf_{-3dB} est inversement proportionnelle à l’ouverture du couplage inter-résonateurs.

.3. Pour diminuer le niveau d’adaptation, il faut augmenter le couplage à l’entrée et à la sortie du filtre en modifiant l_{ext} et g_{ext} .
 .4. Pour diminuer le niveau du coefficient de réflexion, il faut réduire le couplage le couplage à l’entrée et à la sortie du filtre.

En suivant les 4 points mentionnés ci-dessus, nous avons optimisé la réponse fréquentielle du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz dont les résultats sont présentés dans la section suivante.

II.3.2. Simulation EM avec optimisation du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz :

L’architecture retenue pour le filtre deux pôles est illustrée en vue entière et éclatée dans la figure III.33.

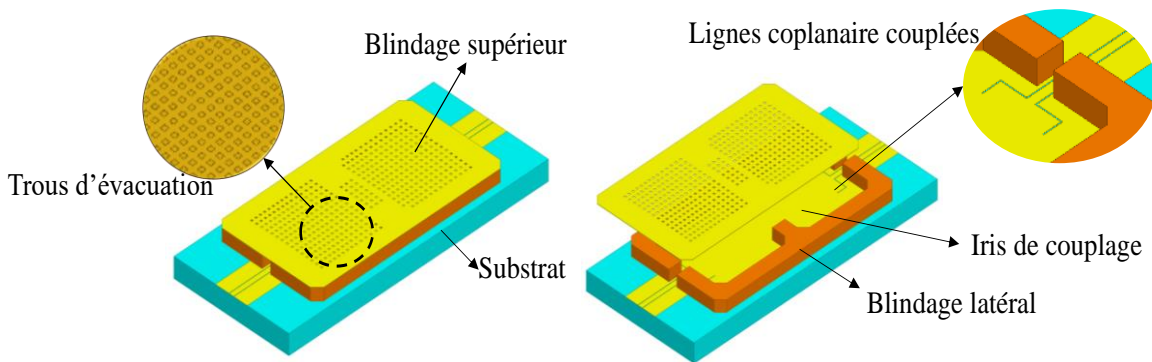


Figure III. 33 : Architecture d’un filtre deux pôles à 90 GHz

Les valeurs des dimensions du filtre, après optimisation, sont présentées dans le tableau III-6. Les dimensions transversales de la cavité sont réduites de 90 μm pour avoir la f_0 objectif, les couplages externes entrée/sortie sont diminués pour régler le niveau du zéro de transmission. Enfin, le couplage inter-résonateur est réduit afin d’améliorer l’interaction magnétique de deux cavités adjacentes et d’optimiser la bande passante à -3 dB du filtre.

Tableau III- 6: Dimensions du filtre passe-bande deux pôles simulé à 90 GHz.

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
a	Longueur de la cavité	2260
b	Largeur de la cavité	2260
h	Hauteur du composant	300
l_{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaires	260
g_{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaires	700
i	Largeur de l’iris de couplage	1070

Les résultats de simulation, présentés figure III.34.(a), sont en bon accord avec le gabarit fixé. Ils montrent une réponse fréquentielle symétrique dont la fréquence centrale est égale à 89,63 GHz, avec une bande passante à -3 dB de 4,5 GHz. Les pertes d'insertions simulées s'élèvent à -2,2 dB et la rejection dans la bande passante est à -20,5 dB. La figure III.34.(b) montre une ondulation dans la bande passante de 0,1 dB.

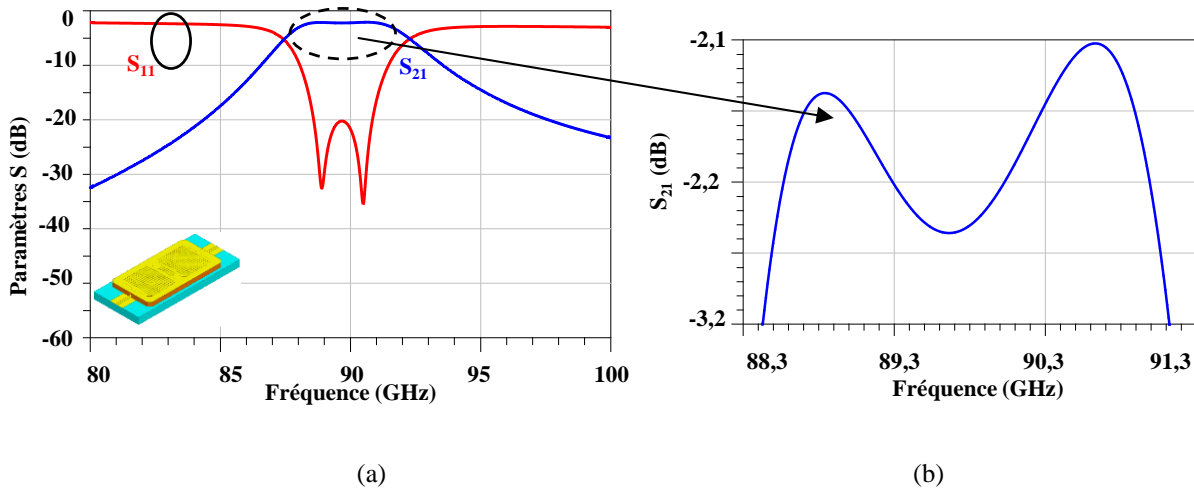


Figure III. 34 : Simulation d'un filtre deux pôles à 90 GHz : (a) Paramètres S, (b) ondulation dans la bande passante

Les paramètres du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz simulé sont présentés dans le tableau III-7. Le filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz a été fabriqué. Son procédé de fabrication est détaillé dans le chapitre II.

Tableau III- 7 : Récapitulatif des paramètres du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz simulé

Paramètres	Valeurs
f_0	89,63 GHz
Δf_{-3dB}	4,5 GHz
S_{11}	-20,5 dB
S_{21}	-2,2 dB
Q_{ext}	28,5
k_{12}	0,036

II.3.3. Mesure du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz :

Une photographie d'un filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz est présentée figure III.35. Le filtre est réalisé sur un substrat 3 pouces en silice fondue d'une permittivité relative égale à 3,8.

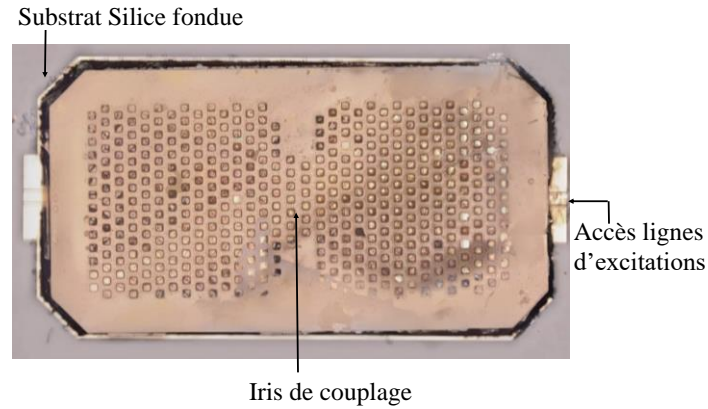


Figure III. 35 : Photographie du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz

On peut repérer les deux cavités adjacentes du filtre. Les accès des lignes d'excitation sont gravés à l'extérieur du circuit pour le positionnement des pointes RF de mesures. Les résultats de mesures et simulations du filtre sont présentés figure III.36.

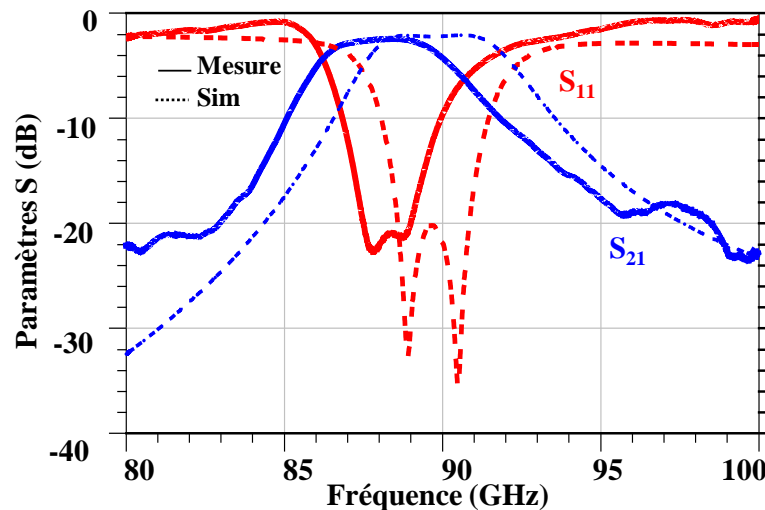


Figure III. 36 : Mesures et simulations du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz fabriqué

Les résultats affichés dans la figure III.36 montrent que la réponse fréquentielle du filtre fabriqué est symétrique malgré le décalage de fréquence centrale.

Une comparaison de résultats de simulations et de mesures du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz est proposée dans le tableau III-8.

Tableau III- 8 : Résultats de simulations et de mesures du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz

Paramètres	Simulations	Mesures
Fréquences de résonance f_0	89,63 GHz	88,31GHz
Bande passante à -3 dB Δf_{-3dB}	4,82 GHz	4,46 GHz
S_{21}	-2,2 dB	-2,4 dB
S_{11}	-20,24 dB	-20,95 dB

La fréquence centrale mesurée du filtre présente un décalage de 1,32 GHz par rapport à celle de la simulation. Les pertes en transmission et en réflexion simulées et mesurées sont en bon accord.

II.3.4. Retro-simulation et analyse des pertes :

Pour identifier la source du décalage de f_0 observé, des retro-simulations ont été faites à partir des dimensions extraites du filtre fabriqué. Pour repérer les variations des dimensions que le filtre a subi lors de sa fabrication (par rapport au modèle de simulation HFSS), nous avons mesuré les dimensions du circuit fabriqué à l'aide d'un Profilomètre [118]. Une comparaison des paramètres initiaux et après fabrication du filtre est présentée dans le tableau III-9.

Tableau III- 9 : Paramètres initiaux et après fabrication du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz

Paramètres	Description	Initiale	Mesure
$a_1=a_2$	Longueur du résonateur	2260 μm	2290 μm
$b_1=b_2$	Largueur de résonateur	2260 μm	2290 μm
i	Iris de couplage	1070 μm	1083 μm
h	Hauteur de la cavité	300 μm	284 μm
Conductivité d'or	Métal du blindage supérieur et inférieur	38×10^6 s/mm	27×10^6 s/mm
Conductivité du cuivre	Métal du blindage latéral	27×10^6 s/mm	25×10^6 s/mm

Les nouvelles valeurs de la conductivité métallique d'or et de cuivre ont été déduite par retro-simulation. Les résultats qui prennent en compte les paramètres réels du filtre fabriqué sont présentés figure III.37.

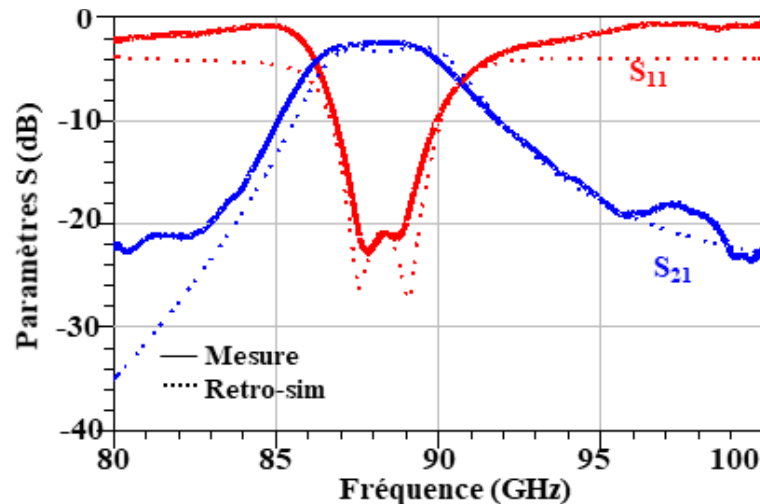


Figure III. 37 : Comparaison des mesures et rétro-simulations du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz.

Cette étude nous permet de conclure que le décalage de fréquence vient principalement du sous-développement de la résine photosensible utilisée comme couche sacrificielle. Les

perles d'insertion et de réflexion sont quant à elles liées aux conductivités des matériaux structuraux qui forment les blindages.

Toutefois, malgré les modifications de dimensions lors de la fabrication, on constate que le filtre a préservé sa forme symétrique, ses performances restent acceptables et répondent aux spécifications du cahier des charges. Ces variations de dimensions peuvent être anticipé sur le masque pour la fabrication de prochains composants.

II.4. Filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :

Afin d'améliorer les performances des circuits de filtrage étudiés, l'étape suivante a consisté à concevoir un filtre passe-bande à quatre pôles. Sa structure est semblable à celle du filtre deux pôles, elle est basée sur l'assemblage de quatre cavités liées à travers trois iris de couplages. Nous détaillons sa conception dans la section suivante.

II.4.1. Dimensionnement du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :

II.4.1.1. Gabarit filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz

En suivant la méthodologie présentée dans la section II.1, nous avons dimensionné par la suite un filtre passe-bande quatre pôles dont le gabarit est présenté figure III.38. Les spécifications sont données ci-dessous :

- o Approximation de la fonction de filtrage : Approximation de Tchebychev
- o Nombre de pôles : 4
- o Fréquence centrale f_0 : 90 GHz
- o Bande passante relative : 2.2%
- o Facteur de qualité à vide Q_0 : 500
- o Niveau d'adaptation : -20 dB

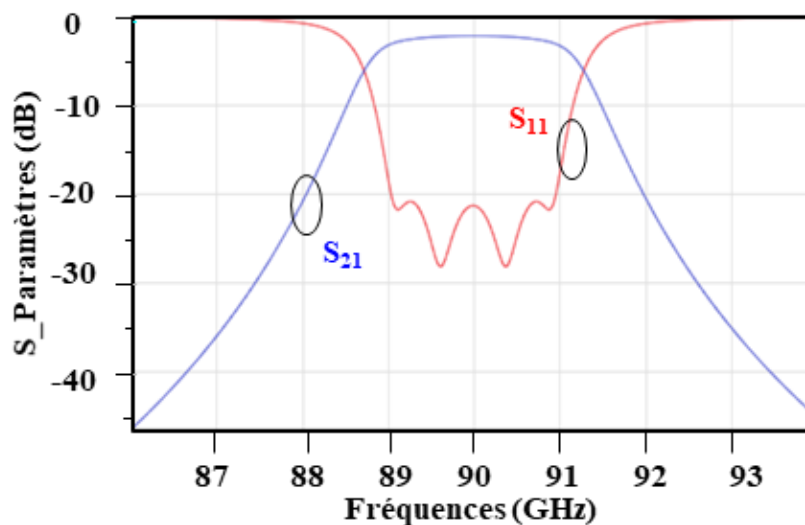


Figure III. 38 : Gabarit du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz.

II.4.1.2. Matrice de couplages du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :

Les matrices de couplage idéales normalisées [M] et dé-normalisé [m] du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz sont présentées dans les figures III.39-III.40 respectivement. Pour rappel, ces matrices permettent de calculer le coefficient de couplage externe Q_{ext} et les coefficients de couplages inter-résonateurs k_{12} , k_{23} et k_{34} .

	S	1	2	3	4	L
S	0	1,1522	0	0	0	0
1	1,1522	0	1,0409	0	0	0
2	0	1,0409	0	0,7715	0	0
3	0	0	0,7715	0	1,0409	0
4	0	0	0	1,0409	0	1,1522
L	0	0	0	0	1,1522	0

Figure III. 39 : Matrice de couplage [M] idéale normalisée d'un filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz

	S	1	2	3	4	L
S	90 GHz	0,02816	0	0	0	0
1	0,02816	90 GHz	0,02544	0	0	0
2	0	0,02544	90 GHz	0,01886	0	0
3	0	0	0,01886	90 GHz	0,02544	0
4	0	0	0	0,02544	90 GHz	0,02816
L	0	0	0	0	0,02816	90 GHz

Figure III. 40 : Matrice de couplage [m] idéale dé-normalisée d'un filtre passe-bande 4 pôles à 90 GHz

II.4.1.2.1. Calcul de coefficient de couplage Q_{ext} et k_{ij} :

À partir de la matrice de figure III.39, on peut calculer, la valeur du coefficient de couplage externe Q_{ext} en utilisant l'équation (III.1), on détermine $Q_{ext}=30,81$.

À partir de la matrice de figure III.40, on peut extraire directement les valeurs du coefficient inter-résonateurs k_{12} , k_{23} et k_{34} avec :

$$k_{12} = k_{34} = 0,02544$$

$$k_{23} = 0,01886$$

Une fois que les coefficients de couplages sont calculés, on peut déterminer les dimensions physiques des structures d'excitation d'entrée /sortie l_{ext} et g_{ext} du filtre et les dimensions des iris i_{12} , i_{23} et i_{34} de couplages inter-résonateurs.

II.4.2. Simulation initiale du filtre quatre pôles à 90 GHz :

La structure du filtre à quatre pôles est présentée figure III.41. Ses dimensions sont présentées dans le tableau III-10.

La structure du filtre quatre pôles doit être symétrique pour assurer la propagation du champ électromagnétique en donnant une réponse fréquentielle la plus proche du gabarit. Afin d’optimiser le couplage inter-résonateurs, les cavités rectangulaires sont dimensionnées pour ne transmettre que le mode fondamental à la fréquence de résonance. Le couplage entre les quatre cavités est assuré à travers des iris inductifs.

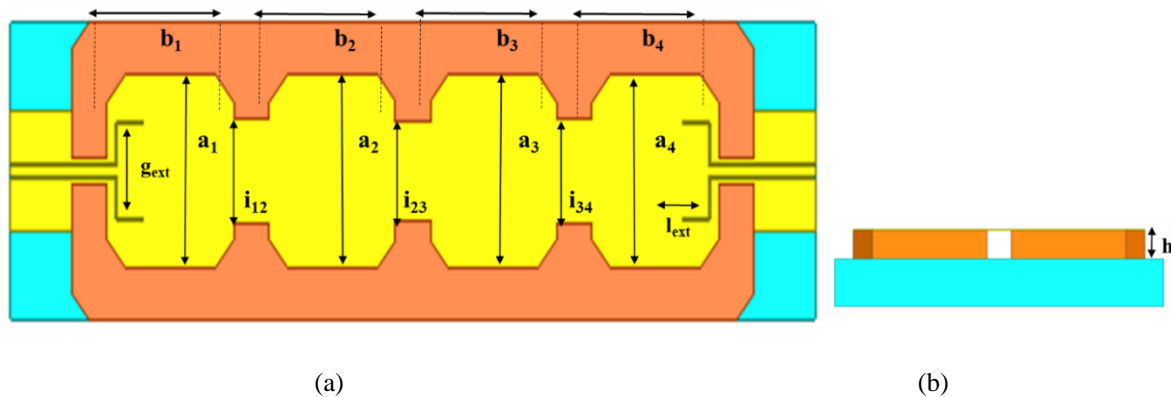


Figure III. 41 : Filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz : (a) vue de dessus, (b) vue latérale

Les dimensions de la structure d’excitation ainsi que les largeurs de trois iris de couplage sont déduites des abaques présentés dans la section III.3.1. La taille de quatre cavités a été fixé à 2260 μm, valeur déduite de la dernière simulation du filtre deux pôles présenté précédemment. L’exécution de cette simulation est illustrée dans la figure III.42.

Tableau III. 10 : Dimensions sans optimisation du filtre passe bande quatre pôles à 90 GHz

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
$a_1=a_4$	Longueur de la cavité	2260
$a_2=a_3$		2260
$b_1=b_4$	Largeur de la cavité	2260
$b_2=b_3$		2260
h	Hauteur du composant	300
l_{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaires	275
g_{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaires	700
$i_{12}=i_{34}$	Largeur de l’iris de couplage	1000
i_{23}		900

Les résultats de la simulation initiale de la figure 39 montrent la réponse fréquentielle du filtre quatre pôles. On peut voir que les zéros de transmissions ne sont pas bien définis, le filtre est désadapté et la fréquence centrale est égale à 91,06 GHz.

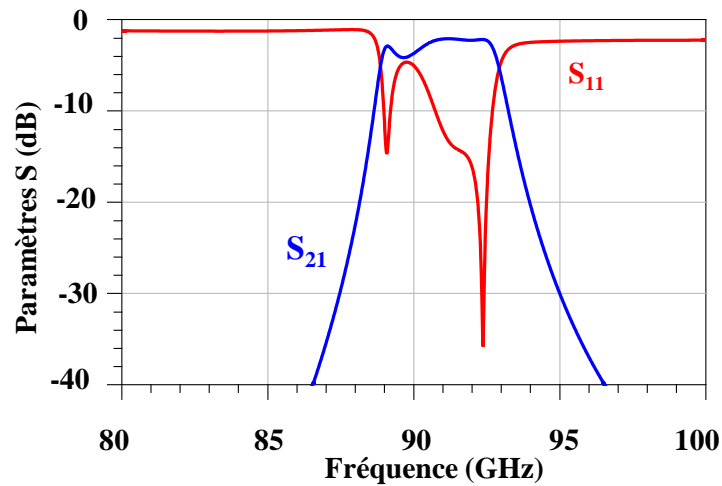


Figure III. 42 : Résultats de simulation du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz sans optimisation

Ces résultats représentent un bon point de départ pour la conception du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz. Mais la structure doit être optimisée pour répondre aux spécifications du cahier des charges.

II.4.2.1. Optimisation des dimensions du filtre passe-bande à quatre pôles à 90 GHz :

Pour optimiser la réponse fréquentielle du filtre quatre pôles passe-bande à cavités métalliques, nous avons agis sur 5 points qui sont détaillées ci-après figure III.43.

.1. Pour diminuer la fréquence central f_0 , il faut augmenter la longueur a et la largeur b de la première et la dernière cavité. Pour conserver la symétrie de la réponse fréquentielle, il faut garder des tailles identiques pour les deux résonateurs au centre.

.2.3. Pour faire apparaître les lobes externes et optimiser la bande passante Δf_{-3dB} , il faut régler la taille de l'iris i_{23} .

.4. Pour conserver le lobe central de la réponse fréquentielle, il faut régler la taille des iris i_{12} et i_{34} avec $i_{12} = i_{34}$.

.5. Le niveau d'adaptation des zéros de transmissions est rectifié par l'optimisation du couplage à l'entrée et à la sortie du filtre en modifiant l_{ext} et g_{ext} .

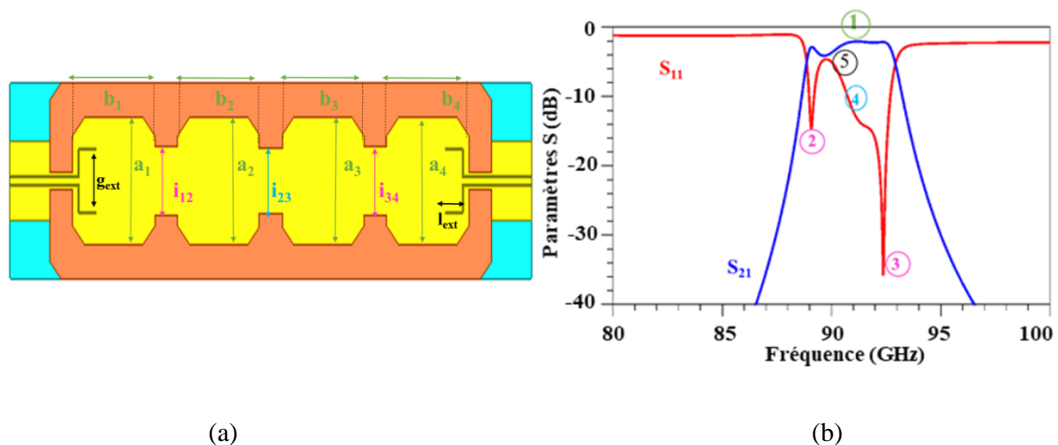


Figure III. 43 : Optimisation du filtre : (a) Paramètres physiques, (b) Paramètres électriques

II.4.3. Simulation globale du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :

L'architecture du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz est illustrée en vue entière et éclatée figure III.44.

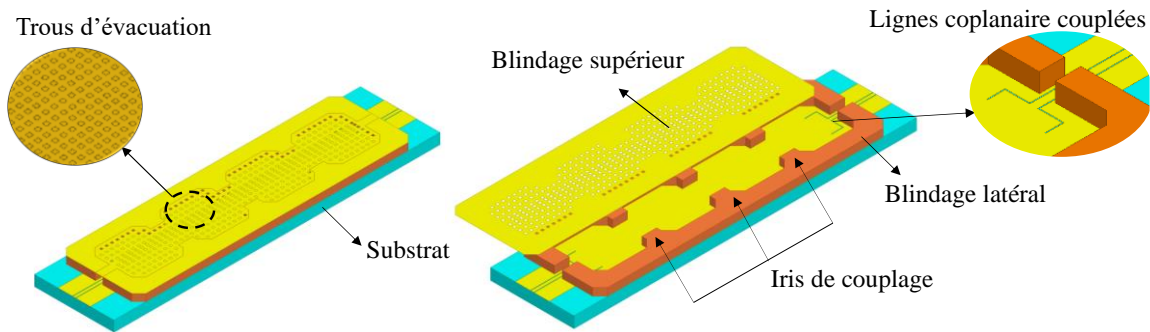


Figure III. 44 : Architecture d'un filtre quatre pôles à 90 GHz.

Les dimensions optimisées du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz sont résumées dans le tableau III-11. Les dimensions transversales de la première et la dernière cavité sont augmentés de $19 \mu\text{m}$ pour centrer la fréquence de résonance f_0 à 90 GHz, les cavités centrales sont dimensionnées pour la même fréquence et ajustées pour garantir la symétrie de la réponse fréquentielle du circuit.

Les couplages externes entrée/sortie sont optimisés pour régler les niveaux d'adaptations des zéros de transmissions. Enfin, les couplages inter-résonateurs sont définis afin d'améliorer l'interaction magnétique entre les cavités et faire apparaître les zéros de transmissions du filtre quatre pôles.

Tableau III- 11: Dimensions du filtre passe-bande quatre pôles après optimisation à 90 GHz

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
$a_1=a_4$	Longueur de la cavité	2279
$a_2=a_3$		2186
$b_1=b_4$	Largeur de la cavité	2276
$b_2=b_3$		2186
h	Hauteur du composant	300
l_{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaires	415
g_{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaires	690
$i_{12}=i_{34}$	Largeur de l'iris de couplage	956
i_{23}		915

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure III.45. Le filtre optimisé est conforme aux spécifications du cahier des charges avec une fréquence centrale de 90,21 GHz, une bande passante de 3,7 GHz. Ses pertes de transmission s'élèvent à -1,845 dB et la réjection

hors bande est de -40 dB. L'ondulation dans la bande est constante de 0,4 dB comme indiqué dans la figure 42.b.

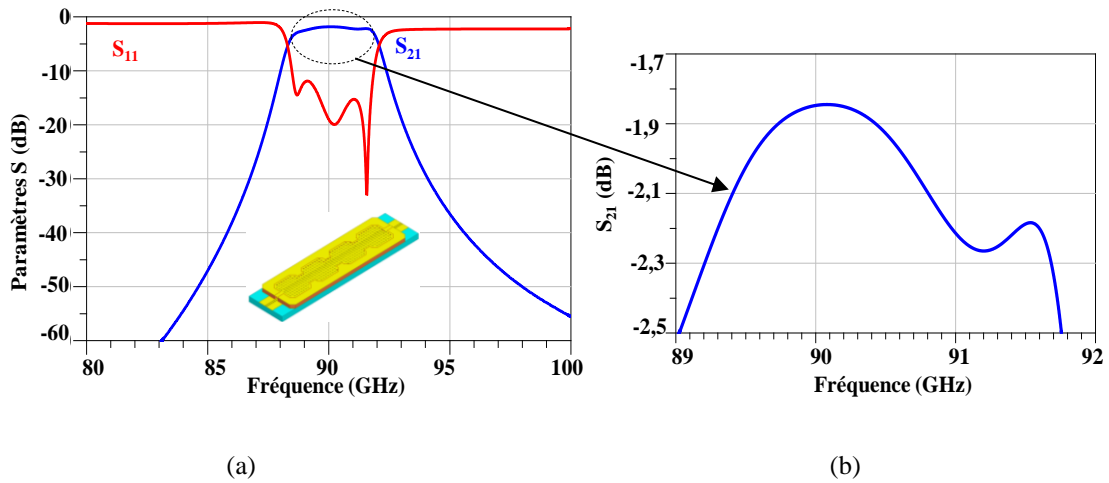


Figure III. 45: Simulation du filtre quatre pôles à 90 GHz : (a) Paramètres S, (b) ondulation dans la bande passante

Les paramètres du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz simulé sont présentés dans le tableau III-12. Le filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz a été fabriqué. Son procédé de fabrication est détaillé dans le chapitre II.

Tableau III. 12 : Récapitulatif des paramètres du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz

Coefficients de couplages	Valeurs
f_0	90,21 GHz
Δf_{-3dB}	3,7 GHz
S_{11}	-40 dB
S_{21}	-1,845 dB
Q_{ext}	30,39
$k_{12}=k_{34}$	0,02713
k_{23}	0,01827

II.4.4. Mesure du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz :

Une photographie du filtre d'ordre 4 fonctionnant à 90 GHz est présentée figure III.46. On peut observer la symétrie de la structure. Les cavités externes du circuit sont légèrement plus grandes que les cavités au centre pour garantir l'excitation du mode fondamental de chaque cavités en gardant une fréquence de résonance à 90 GHz.

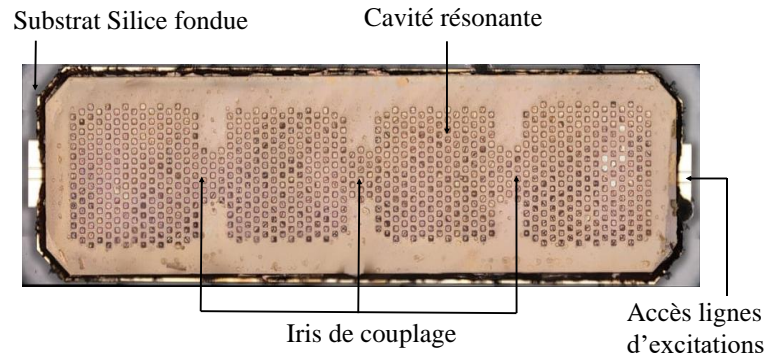


Figure III. 46 : Photographie du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz.

Les résultats de mesures et de simulations du filtre sont comparés figure III.47. Le couplage de quatre cavités à travers trois iris inductifs génère l'apparition de quatre pôles dans la bande passante du filtre.

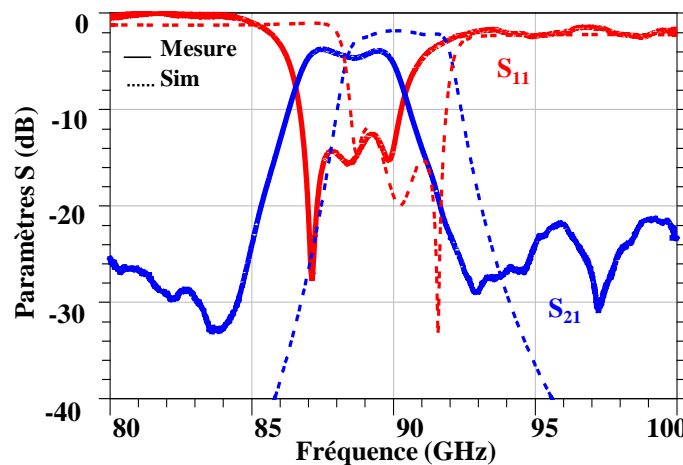


Figure III. 47 : Mesures et simulations du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz.

Une comparaison entre les résultats de mesures et de simulations est présentée dans le tableau III-13. Les paramètres S mesurés montrent un décalage de la fréquence centrale de 1,67 GHz comme pour le filtre à deux pôles. Ainsi, nous pouvons l'anticiper en amont sur le masque de fabrication. L'isolation hors bande mesurée est de -33 dB. Sachant qu'il n'y a pas de réglage post-fabrication, ces résultats restent acceptables et valident l'efficacité du procédé de micro-fabrication additive en bande W.

Tableau III- 13 : Résultats de simulations et de mesures d'un filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz

Paramètres	Simulations	Mesures
Fréquences de résonance f_0	90,16 GHz	88,54 GHz
Bande passante à -3 dB Δf_{-3dB}	4,82 GHz	4,46 GHz
S_{21}	-2,10 dB	-4,5 dB
S_{11}	-19,95 dB	-15,406 dB

II.4.5. Retro-simulations et analyse des pertes :

La réponse fréquentielle du filtre fabriqué n’était pas parfaitement en accord avec le modèle de simulation. Nous avons procédé à une étape de retro-simulations. Nous avons donc mesuré le filtre quatre pôles fabriqué à l’aide d’un Profilomètre [18]. Une comparaison entre les paramètres initiaux et après fabrication sont présentées dans le tableau III-14. Comme précédemment, la conductivité des métaux a été également déduite de la retro-simulations.

Tableau III- 14: Paramètres initiaux et après fabrication du filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz

Dimension	Description	Initiale	Mesure
$a_1=a_4$	Longueur de la cavité	2279	2306
$a_2=a_3$		2186	2215
$b_1=b_4$	Largeur de la cavité	2276	2306
$b_2=b_3$		2186	2213
h	Hauteur du composant	300	287
$i_{12}=i_{34}$	Largeur de l’iris de couplage	956	995
i_{23}		915	951
Conductivité d’or	Métal du blindage supérieur et inférieur	38×10^6 s/mm	27×10^6 s/mm
Conductivité du cuivre	Métal du blindage latéral	27×10^6 s/mm	25×10^6 s/mm

Les résultats de la rétro-simulation présentés figure III.48 ont été obtenus en prenant compte des modifications des dimensions et de la conductivité métallique des blindages latéraux et supérieurs présentés dans le tableau précédent.

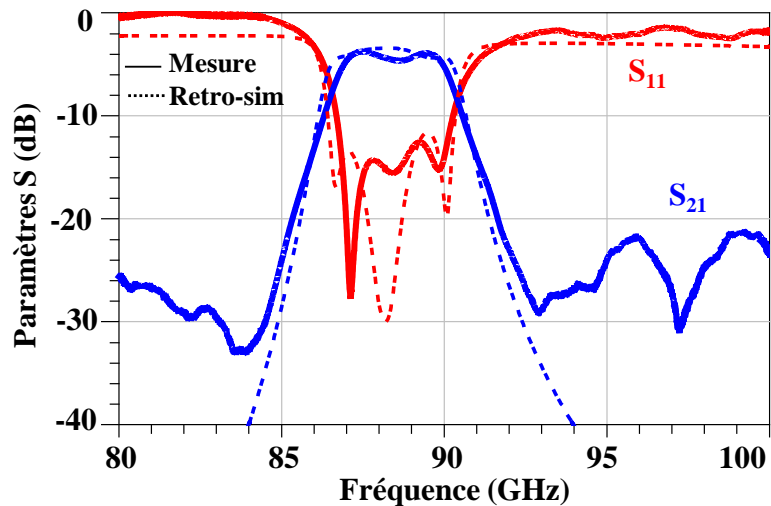


Figure III. 48 : Rétro-simulation et mesure d’un filtre passe-bande quatre pôles à 90 GHz

Un bon accord en termes de fréquence centrale et de bande passante est observé entre les mesures et les rétro-simulations électromagnétiques du circuit validant ainsi notre modèle de simulation en bande W.

Nous allons à présent voir le potentiel de la technologie développée pour la réalisation de filtre en bande G.

III. Conception et réalisation de filtres millimétriques en bande G :

La technologie de micro-fabrication additive, mise en au point, va être à présent mise en œuvre pour la conception de filtres millimétriques en bande G. Comme première étape de validation et pour simplifier et accélérer sa fabrication, la hauteur du circuit de filtrage sera réduite de 300 μm à 50 μm . Ainsi, le circuit pourra conserver la même structure physique, seules les dimensions et les performances électriques différeront pour chaque circuit conçu pour le fonctionnement en bande G. Afin d'atteindre une excursion vers les hautes fréquences, une forte réduction des dimensions des circuits a été effectuée grâce à la méthodologie de conception des filtres passe-bande millimétriques présenté en suivant toujours dans la partie II.

Les mesures en bande G ont été effectuées avec la même station de mesure présentée dans la figure 12 de la partie III, en utilisant un analyseur de réseaux N5247A PNA-X avec des modules d'extension millimétriques pour une bande de fréquence [220 GHz-330 GHz]. Des pointes de mesures I-325-S-GSG-50-BT sont utilisées au niveau des ports d'excitation des composants. La procédure du calibrage pour les mesures à 286 GHz est bien spécifique utilisant la configuration LRRM (Line Reflect-short Reflect-open Match). Un substrat d'étalonnage (ISS) conçu avec une couche de 254 μm d'aluminium pour (138 GHz-356 GHz) est utilisé comme un kit d'étalonnage. Toutes les mesures sont effectuées à très faible puissance < 0 dBm. Selon la fiche technique [15] des extensions millimétriques VDI utilisés, la puissance en sortie est de 2-3 dBm. Ainsi, nous estimons que la puissance au niveau du port de sorti est inférieure à 0 dBm.

III.1. Choix de l'excitation entrée/sortie du filtre passe-bande 2 pôles à 287 Hz :

III.1.1. Excitation magnétique :

La structure physique du filtre en bande G et en bande W sont semblables. Ainsi, nous reprendrons le même principe des lignes coplanaires (CPW) pour alimenter les composants et réaliser les mesures avec les pointes RF présentées figure III.49.

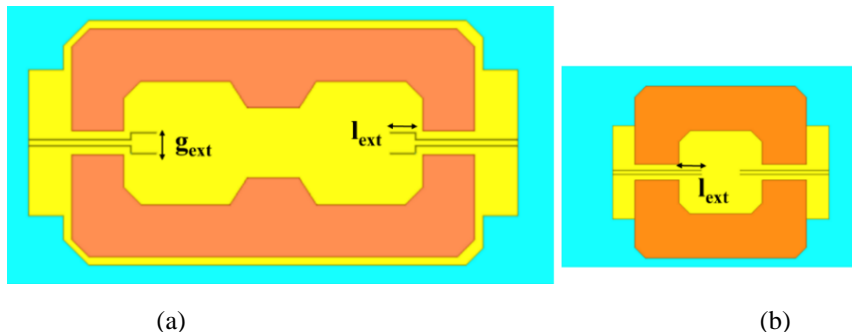


Figure III. 49 : Couplage magnétique d'entrée et sortie : (a): Lignes couplés, (b): Lignes découplées

Afin de générer l'excitation du résonateur en bande G, une boucle magnétique est créée en utilisant un segment de ligne coplanaire de longueur l_{ext} gravée sur un substrat en silice fondu

à l'intérieur du plan de masse de la cavité. Les accès d'entrée/sortie présentés figure III.49.(b) sont fortement découplés de manière à pouvoir extraire le facteur de qualité Q_0 à partir des pics de transmissions dans les résultats de mesures et de simulations.

Le couplage extérieur des cavités formants les accès du filtre est obtenue en ajoutant deux extensions notées l_{ext} et g_{ext} sur les lignes d'excitations. Leurs structures sont représentées dans la figure III.49.(a). Grâce à ces extensions, les couplages externes du filtre est plus important que pour ceux des résonateurs.

III.1.2. Excitation électrique :

Dans le cas d'une excitation électrique, l'extrémité du conducteur central est reliée par une antenne placée au maximum du champ électrique de la cavité. La longueur de l'antenne doit être égale au multiple de la longueur d'onde à la fréquence de résonance. La figure III.50 montre la structure des lignes d'excitations en couplage électrique. Le monopole a une forme cylindrique de rayon r_1 et une hauteur h qui correspond la fréquence de résonance voulue.

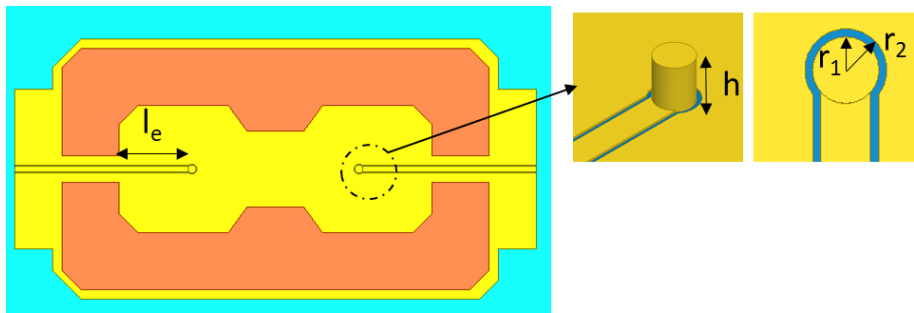


Figure III. 50 : Couplage électrique d'entrée et sortie

Un trou de rayon r_2 est gravé au niveau du capot pour ne pas court-circuiter l'antenne, comme le montre la figure III.51.

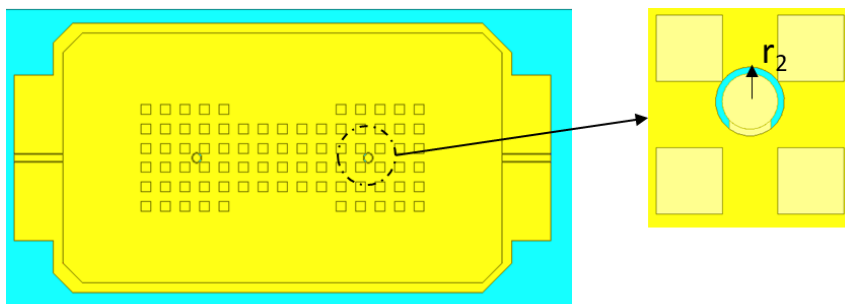


Figure III. 51 : Vue de dessus du filtre deux pôles à 287 GHz

Pour intégrer une antenne monopole dans un système de couplage électrique, il faut considérer la limitation de fabrication de son rapport hauteur/longueur ($h/2r_1$). Par exemple, une hauteur h de $50 \mu\text{m}$ et un rayon r_1 de $21 \mu\text{m}$ correspondent à une résonance de 287 GHz.

III.1.3. Comparaison de deux méthodes d'excitations :

La limitation de fabrication a joué un important rôle dans le choix de la méthode d'excitation des composants en bande G. Dans le cas d'une excitation électrique, un défaut de plus de $3 \mu\text{m}$ au niveau du rayon r_1 de l'antenne cause une perturbation de la réponse

fréquentielle du filtre provoquant la disparition de deux pôles du filtre. Cependant, une modification de dimensions au niveau l_{ext} dans le cas d'une excitation magnétique ne dégrade pas le fonctionnement du composant. Les figure III.52.(a)-(b) montrent l'influence des dimensions des lignes d'excitation sur la réponse du filtre à 280 GHz dans le cas d'un couplage électrique et magnétique respectivement.

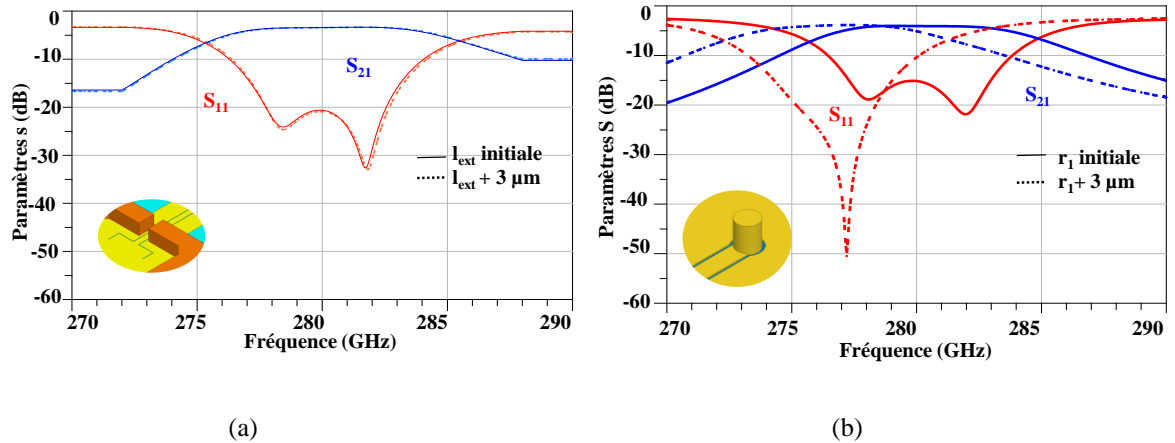


Figure III. 52 : Effets des dimensions des lignes d'excitations sur le fonctionnement du filtre deux pôles à 280 GHz-(a) : Excitation magnétique, (b) : Excitation électrique

Le maintien de l'excitation électrique est meilleur au niveau des pertes en transmission. La figure III.53 montre des pertes de 3,3 dB avec excitation magnétique versus des pertes de 4 dB avec excitation électrique. Les deux simulations ont été effectuées en considérant les mêmes conditions de conductivité des matériaux.

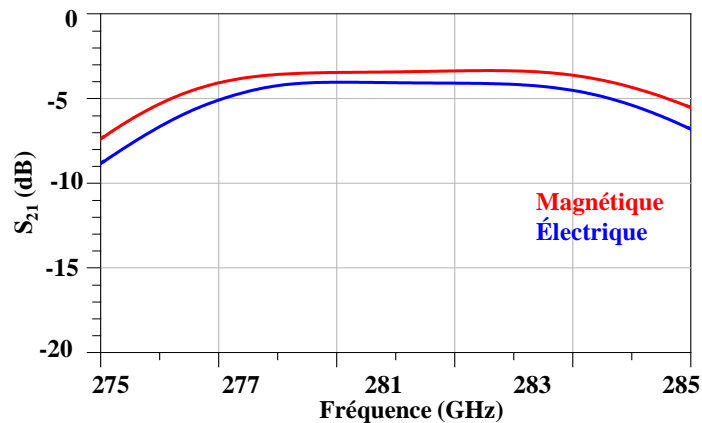


Figure III. 53 : Pertes en transmission en fonction du type d'excitation

En conclusion, tous les circuits implémentés dans ce travail utilisent des lignes d'excitation en technologie coplanaire formant une boucle magnétique afin de générer l'excitation des composants en bande G.

III.2. Cavité résonante millimétrique à 286 GHz :

III.2.1. Dimensionnement de la cavité résonante à 286 GHz :

Un schéma de la cavité résonante découplée à 286 GHz est proposé figure III.54. Ses dimensions sont présentées dans le tableau III-15.

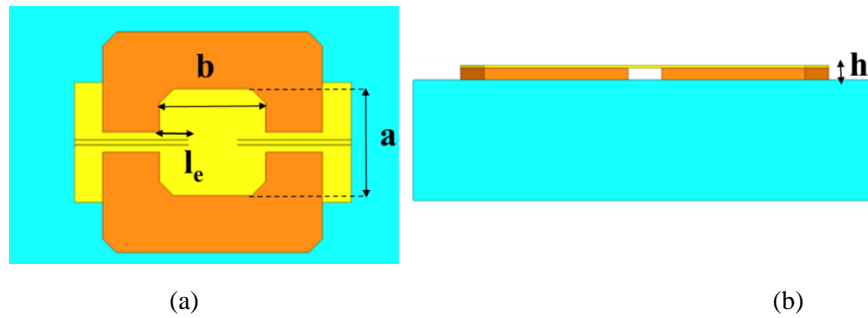


Figure III. 54 : Cavité résonante à 286 GHz: (a) : Vue de dessus (à droite), (b) Vue latérale

Le résonateur étudié dans cette fréquence à la même architecture que celui fonctionnant dans la bande W. Ces lignes coplanaires d'entrée et sortie de longueur l_e sont court-circuitées à l'intérieur de la cavité pour exciter le champ électromagnétique faiblement couplé dans le résonateur.

Afin de calculer la longueur a et la largeur b de la cavité, nous avons utilisé l'équation (III.3). La condition $b > h$ est toujours respectée pour assurer la propagation du mode fondamental TE_{101} à la fréquence de résonance f_0 égale à 286 GHz.

Une fois que les dimensions transversales a et b sont calculées, nous avons estimé par simulation EM d'une cavité en oscillation libre, le facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la hauteur h . L'abaque figure III.55 montre la loi d'évolution de Q_0 par rapport à la hauteur h de la cavité avec $a=b=730 \mu\text{m}$.

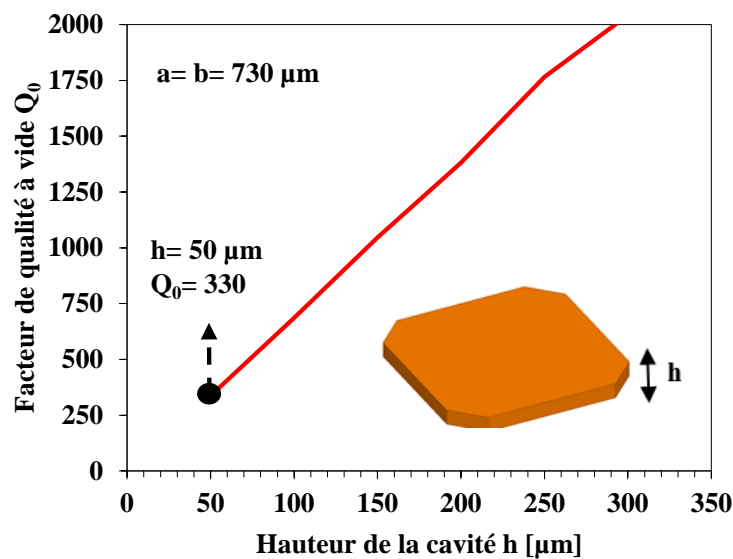


Figure III. 55 : Évolution de Q_0 en fonction de la hauteur de la cavité h à 286 GHz

III.2.2. Simulation globale de la cavité résonante à 286 GHz :

L'architecture globale pour la cavité résonante à 286 GHz est illustrée en vue entière et éclatée figure III.56.

Les circuits sont fabriqués sur un substrat de silice fondue d'un pouce, d'épaisseur de $500 \mu\text{m}$ et d'une permittivité relative de 3,8. La couche sacrificielle est retirée à travers les trous

de libération gravé au niveau du blindage supérieur de la cavité. Les valeurs de l'ensemble de ses dimensions sont mentionnées dans le tableau III-15.

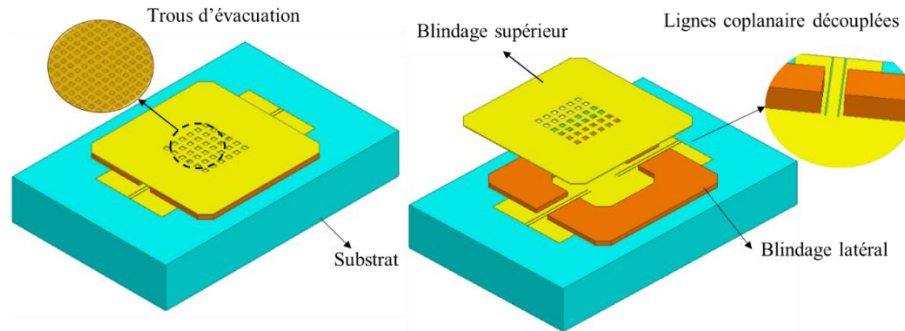


Figure III. 56 : Architecture d'un résonateur découplé à 286 GHz

Le blindage latéral de la cavité a une largeur de $400\ \mu\text{m}$, il est conçu par une électrolyse de cuivre de $50\ \mu\text{m}$ d'épaisseur, ainsi définissant la hauteur h de la cavité. Les résultats de simulation de la cavité à 286 GHz sont illustrés figure III.57.

Tableau III- 15 : Dimensions du résonateur simulé à 286 GHz.

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
a	Longueur de la cavité	730
b	Largeur de la cavité	730
h	Hauteur du composant	50
l_e	Longueur des extensions des lignes coplanaires	45

Afin d'estimer les performances d'un filtre, nous simulons une cavité résonante pour calculer son facteur de qualité à vide Q_0 . Les résultats montrent une fréquence de résonance de 285,9 GHz et une bande passante à -3 dB de 1,4 GHz. La valeur du coefficient de transmission S_{21} est de -18,81 dB. En utilisant l'équation (III.8), le facteur de qualité à vide Q_0 est égale à 185 à 285,9 GHz. Cette valeur est calculée sans prendre en compte les pertes des accès coplanaires de mesure.

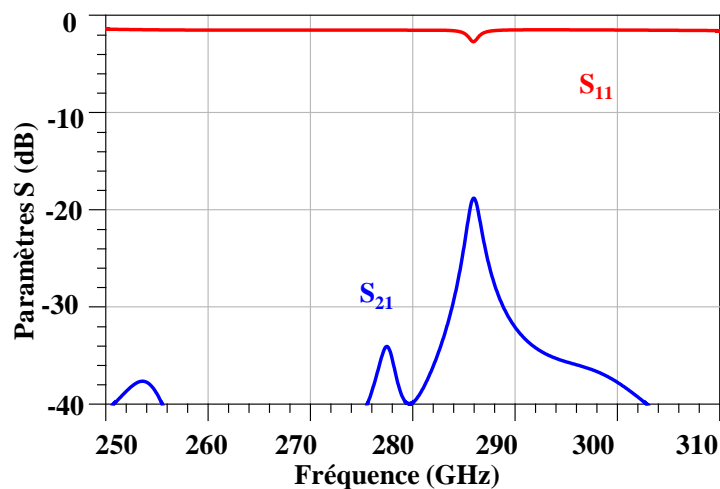


Figure III. 57 : Simulation d'un résonateur à 286 GHz

III.2.3. Mesure de la cavité résonante à 286 GHz :

Une photographie de la cavité résonante découplée à 286 GHz est présentée figure III.58. On peut observer les trous d'évacuations de $50 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$ gravés sur le blindage supérieur de la cavité pour faciliter la libération finale du circuit.

Les accès de pointe de mesure RF ne sont pas visibles dans toute les photographies des circuits fabriqués en bande G. En effet, la couche d'or évaporé pour définir le plan masse du circuit est très réfléchissante et apparaît sombre sur les images présentées.

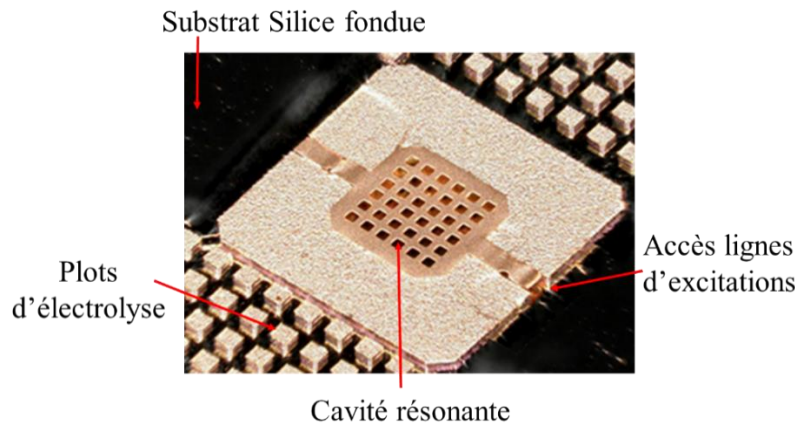


Figure III. 58 : Photo de la cavité résonante à 286 GHz

Des plots de cuivre sont ajoutés sur la totalité du substrat comme le montre la figure III.59. Ces motifs sont utilisés pour uniformiser la distribution du courant sur la surface du substrat et pour améliorer la procédure de dépôt des métaux lors de l'électrolyse du cuivre ou de l'or. De plus, les plots d'électrolyse sont utilisés comme motifs d'alignements au cours de l'étape de photolithographie.

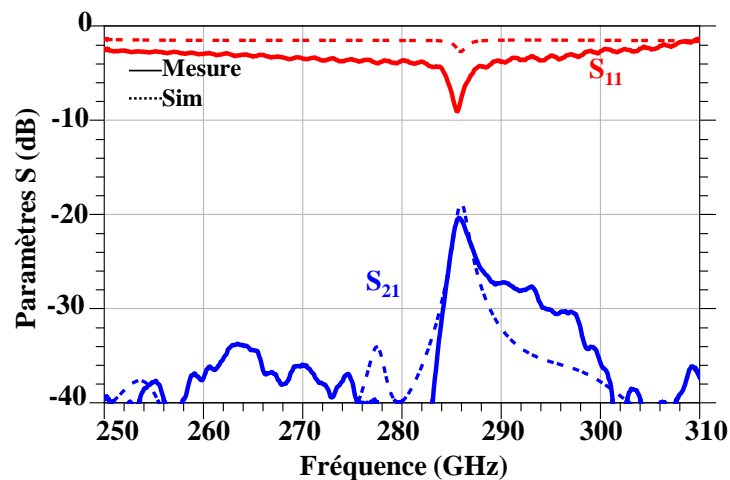


Figure III. 59 : Mesures et simulations d'une cavité résonante à 286 GHz.

Les résultats de mesure et simulation de la cavité résonante, découplée à 286 GHz sont présentés figure 58. Le facteur de qualité à vide Q_0 est déduit de la fréquence centrale et la pic en transmission dans la bande passante à -3 dB. Le tableau III-16 résume une comparaison entre les résultats de mesures et les résultats de simulation.

Tableau III- 16 : Résultats de simulations et de mesures d'un résonateur à 286 GHz

Paramètres	Simulations	Mesures
Fréquences de résonance f_0	285,95 GHz	285,75 GHz
S_{21}	-18,81 dB	-20,38 dB
Bande passante a -3 dB Δf_{-3dB}	1,41 GHz	2,2 GHz
Facteur de qualité à vide Q_0	185	137

Il est noté que la fréquence de résonance f_0 mesurée est très proche de la simulation. Les résultats obtenus pour les filtres en bande W nous ont permis d'anticiper le problème de surdéveloppement de 5 μm de la résine de moules de galvanoplastie. Ainsi, pris en compte dans la phase de conception, il permet d'obtenir un bon accord entre les simulations et les mesures et nous avons pu estimer la précision de fabrication de $\pm 2 \mu\text{m}$.

En effet, la réduction de la largeur b et la longueur a de la cavité de 2 μm implique un décalage de fréquence centrale de 0,7 GHz environ.

Nous avons également cherché à anticiper l'impact des trous de libération gravés sur le capot et sur le facteur de qualité à vide Q_0 . La figure III.60 montre la comparaison par simulation EM de la réponse en fréquence d'une cavité avec et sans trous au niveau du blindage supérieur.

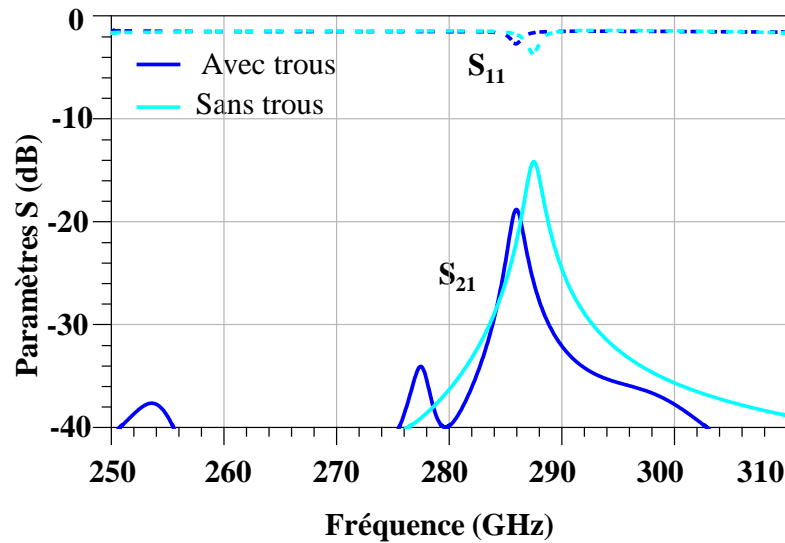


Figure III. 60 : Simulation d'un résonateur sans et avec trous de libérations à 280 GHz

Comme le montre la figure III.60, le facteur de qualité à vide Q_0 simulé avec trous est de 185 à 285,8 GHz. En gardant les mêmes dimensions physiques de la cavité, le Q_0 augmente jusqu'à 214 à 287,5 GHz lorsque les trous de libérations sont supprimés.

La taille des trous de libérations est optimisée par rapport au procédé de fabrication et il est difficile de les changer pour cette application. Nous aurons donc un effet significatif de rayonnement sur les réponses fréquentielles des circuits fabriqués.

III.3. Filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :

III.3.1. Dimensionnement du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :

III.3.1.1. Gabarit du filtre deux pôles à 287 GHz :

Nous avons dimensionné par la suite un filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz. Son gabarit est donné figure III.61. Les spécifications sont données ci-dessous:

- o Approximation de la fonction de filtrage : Approximation de Tchebychev
- o Nombre de pôles : deux pôles
- o Fréquence centrale f_0 : 287 GHz
- o Bande passante relative : 1,7 %
- o Facteur de qualité à vide Q_0 : 300
- o Niveau d'adaptation en dB : -20 dB

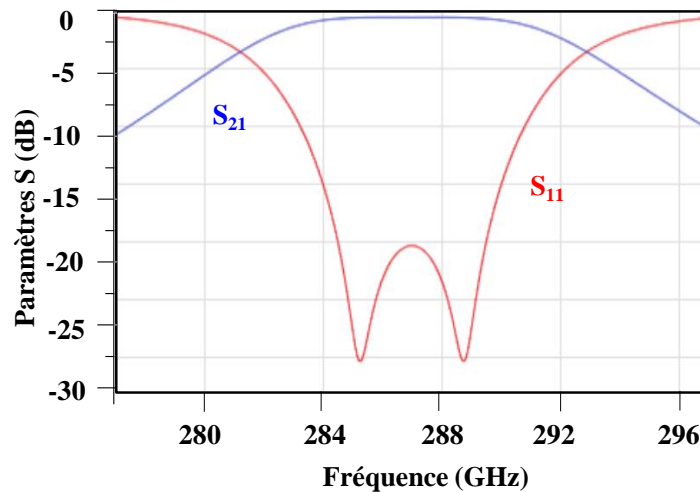


Figure III. 61 : Gabarit du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz

III.3.1.2. Calcul du coefficient de couplage externe Q_{ext} :

À partir du gabarit du filtre, la matrice de couplage $[M]$ idéale normalisée du circuit de filtrage d'ordre 2 est présentée dans la figure III.62. Les termes M_{1S} et M_{2L} définissent les couplages externes entrée/sortie, avec $M_{1S} = M_{2L} = 1,2247$.

	S	1	2	L
S	0	1,2247	0	0
1	1,2247	0	-1,6583	0
2	0	-1,6583	0	1,2247
L	0	0	1,2247	0

Figure III. 62 : Matrice de couplage idéale normalisée d'un filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz

Comme nous l'avons expliqué précédemment, la matrice de couplage idéale normalisée, illustrée dans la figure 62, permet de calculer le coefficient de couplage externe Q_{ext} . En utilisant l'équation (III.1), on obtient $Q_{ext} = 37,33$

Une fois Q_{ext} objectif est calculé, on utilise les simulations EM afin de déterminer les dimensions physiques de la structure d'excitation du circuit. La largeur du gap entre les lignes coplanaires g_{ext} est fixé à $120 \mu\text{m}$ pour que la distribution du champ électrique de deux modes, celui des lignes coplanaires et celui de la cavité, soient colinéaires.

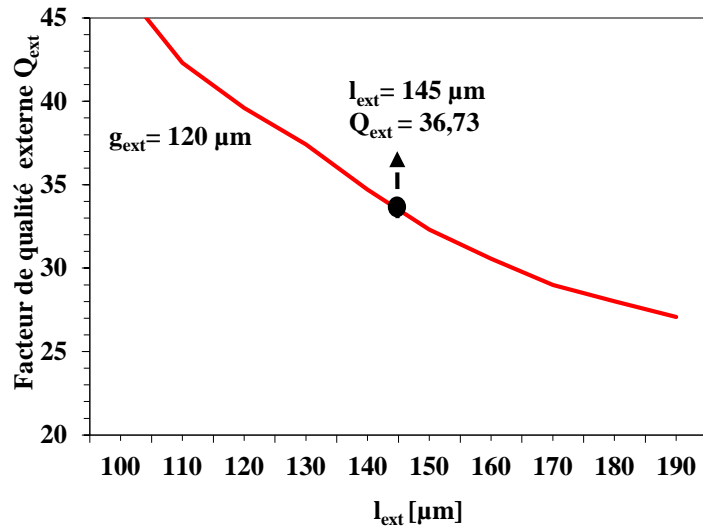


Figure III. 63 : Variation du facteur de qualité externe Q_{ext} en fonction de l_{ext} à 286 GHz

La longueur des extensions des lignes coplanaires l_{ext} varie dans chaque simulation. L'évolution du coefficient de couplage externe Q_{ext} en fonction de l_{ext} est présenté figure III.63. Une longueur de $l_{ext} = 145 \mu\text{m}$ donne un $Q_{ext} = 36,73$ conformément au calcul extrait de la matrice de couplage idéale.

III.3.1.3. Calcul du coefficient de couplage inter-résonateurs k_{ij} :

La matrices de couplage [m] idéale dé-normalisée du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz est présentée figure III.64. Cette matrice permet de calculer les coefficients de couplages inter-résonateurs k_{12} .

	S	1	2	L
S	287 GHz	0,02134	0	0
1	0,02134	287 GHz	-0,02889	0
2	0	-0,02889	287 GHz	0,02134
L	0	0	0,02134	278 GHz

Figure III. 64 : Matrice de couplage idéale dé-normalisée d'un filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz

À partir de la matrice dé-normalisée, on peut extraire directement la valeur du coefficient inter-résonateurs $k_{12} = 0,02889$

Une fois que le coefficient de couplage est déterminé, on peut définir la dimension de l'iris de couplage inter-résonateurs i_{12} .

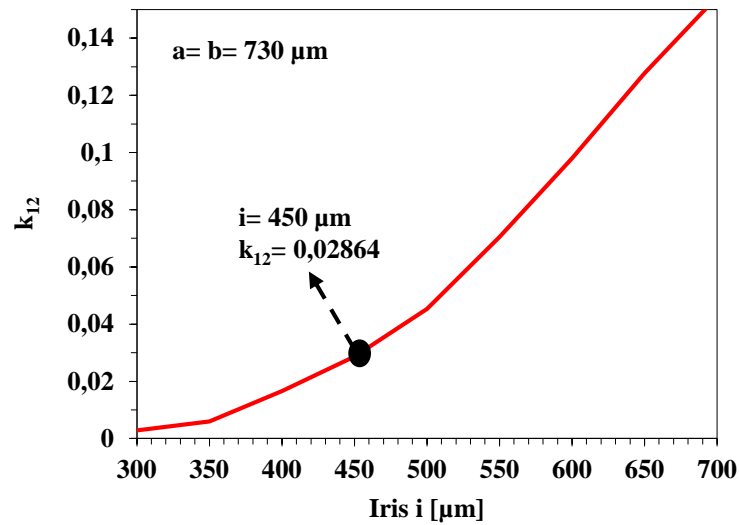


Figure III. 65 : Variation du coefficient de couplage k_{12} en fonction de la dimension de l'iris i à 287 GHz

Comme expliqué dans la section II.2.3, les simulations EM successives du modèle en oscillation libre permet de tracer l'abaque présenté dans la figure III.65.

D'après la courbe pour atteindre $k_{12} = 0.02864$ la dimension de l'iris est à un $i = 450 \mu\text{m}$ avec $a = b = 730 \mu\text{m}$.

III.3.2. Simulation globale du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :

L'architecture globale pour le filtre deux pôles est illustrée en vue entière et éclatée dans la figure III.66.

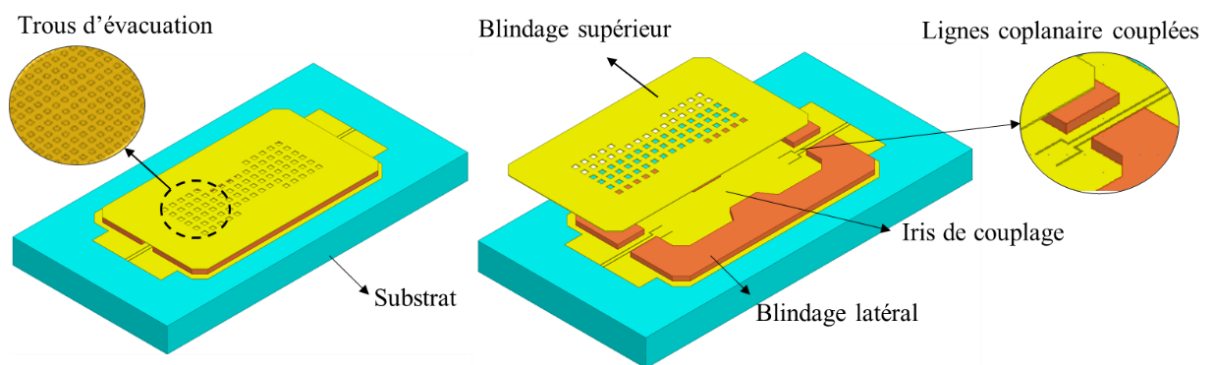


Figure III. 66 : Architecture d'un filtre deux pôles à 287 GHz

Comme expliqué précédemment, le surdéveloppement des moules de galvanoplastie qui définissent le blindage latéral du filtre est prise en compte dans la phase de conception. Les dimensions sont présentées dans le tableau III-17.

Tableau III- 17 : Dimensions du filtre passe-bande deux pôles simulé à 287 GHz.

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
a	Longueur de la cavité	695
b	Largeur de la cavité	695
h	Hauteur du composant	50
l_{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaires	140
g_{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaires	110
i	Largueur de l'iris de couplage	400

Les résultats de simulations du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz sont présentés figure III.67. Ils sont en bon accord avec le gabarit fixé. Ils montrent une réponse fréquentielle dont la fréquence centrale est égale à 286,5 GHz, avec une bande passante à -3 dB de 10 GHz. Les pertes d'insertions simulées s'élèvent à -3,8 dB et la rejection dans la bande passante est à -21 dB.

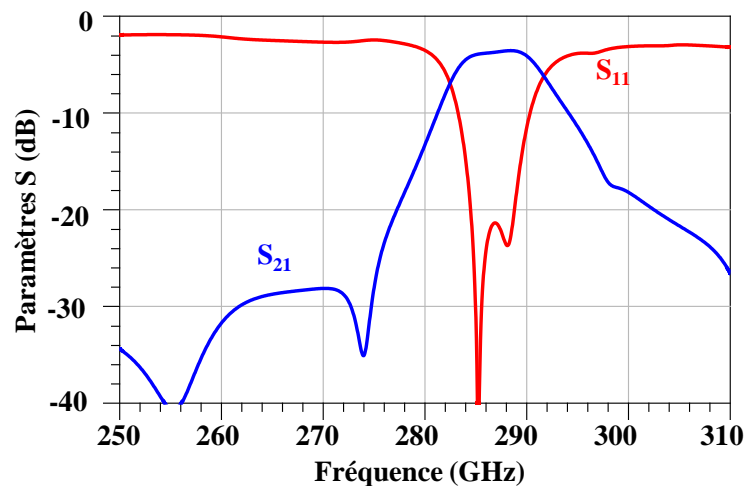


Figure III. 67 : Simulation d'un filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz

La simulation du filtre présente une distorsion dans la bande de réjection. Cette distorsion est liée au rayonnement des trous de libération et des modes qui s'installent au niveau du substrat. En effet, le mode pair de fréquence inférieur du filtre a tendance à rayonner plus que le mode impair, comme dans le cas d'un filtre planaire non blindé. Par conséquent, il y a plus de pertes sur la bande inférieure du filtre que sur la bande supérieure.

Les paramètres du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz simulé sont présentés dans le tableau III-18.

Tableau III- 18 : Récapitulatif des paramètres du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz

Paramètres	Valeurs
f_0	286,9 GHz
Δf_{-3dB}	10 GHz
S_{11}	-21,61 dB
S_{21}	-3,8 dB
Q_{ext}	36,73
k_{12}	0 ,02864

III.3.3. Mesure du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz :

Une photographie d'un filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz est présentée figure 67. Le filtre est fabriqué sur un substrat d'un pouce en silice fondu de permittivité relative égale à 3,8.

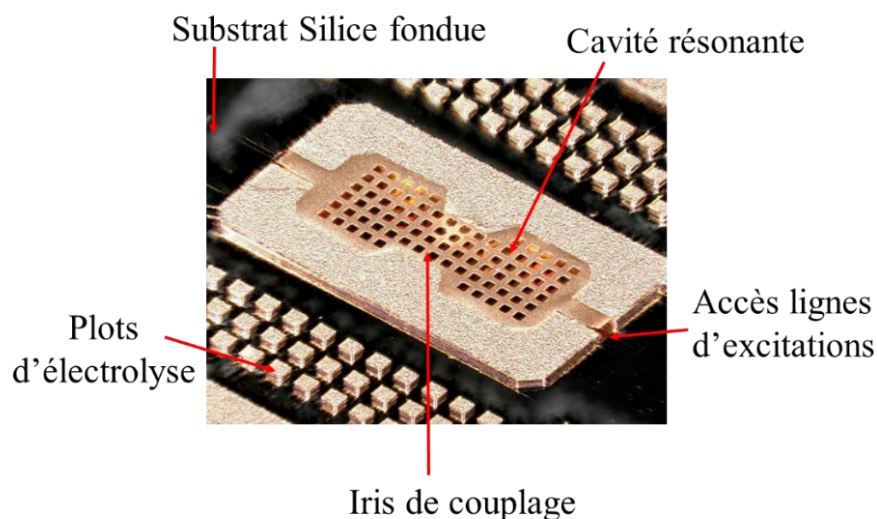


Figure III. 68 : Photographie du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz

Les accès pour les pointes de mesure RF sont à l'entrée et à la sortie du circuit et ont une longueur de 250 μm . Comme pour la cavité, des plots de cuivre sont ajoutés sur la totalité du substrat. Ils permettent de uniformiser la distribution du courant sur la surface du substrat pour améliorer l'homogénéité lors du dépôt des métaux pendant l'électrolyse du cuivre et de l'or. Les résultats de mesures et de simulations du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz sont illustrés figure III.69.

Les résultats montrent un bon accord entre mesure et simulation. Comme attendu, plus de perte sur la bande inférieure du filtre que sur la bande supérieure pour la raison évoquée précédemment. Le tableau III-19 présente une comparaison entre les résultats de simulations et de mesures obtenus.

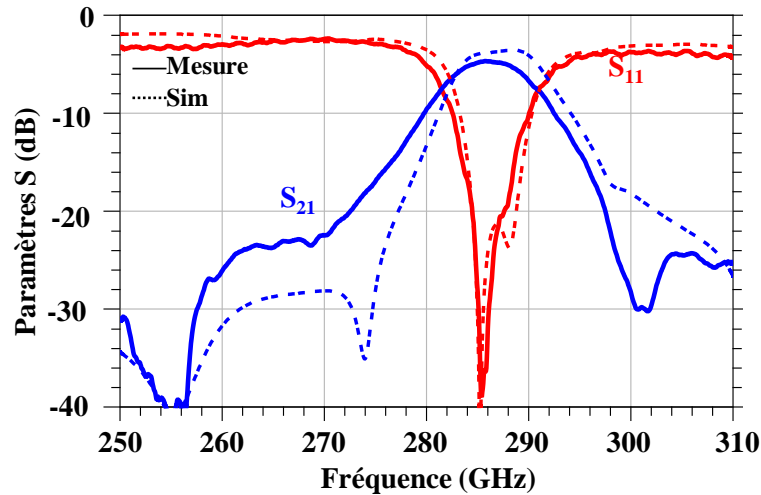


Figure III. 69 : Mesures et simulations du filtre passe-bande deux pôles à 287 GHz

La différence entre les résultats de mesure et de simulations est essentiellement attribuée au rayonnement et au modes substrat comme indiqué précédemment. Le faible écart entre les fréquences centrales est quant à lui lié au fait que nous avons anticipé le problème de surdéveloppement de 5 μm de la résine de moules d'électrolyse.

Tableau III- 19: Résultats de simulations et de mesures d'un filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz

Paramètres	Simulations	Mesures
Fréquences de résonance f_0	286,9 GHz	287,6 GHz
Bande passante à -3 dB $\Delta f_{-3\text{dB}}$	10 GHz	11 GHz
S_{21}	-3,8 dB	-4,6 dB
S_{11}	-21,61 dB	-20,19 dB

IV. Résumé des dimensions de composants millimétriques réalisés :

Les dimensions des circuits fabriqués à 90 GHz sont résumés dans le tableau III-20, et celle du filtre quatre pôles à 90 GHz dans le tableau III-21.

Les paramètres correspondant à chaque dimension du filtre deux pôles et du résonateur sont indiqués dans la figure III.70, et celles du filtre quatre pôles sont présentés dans la figure III.71.

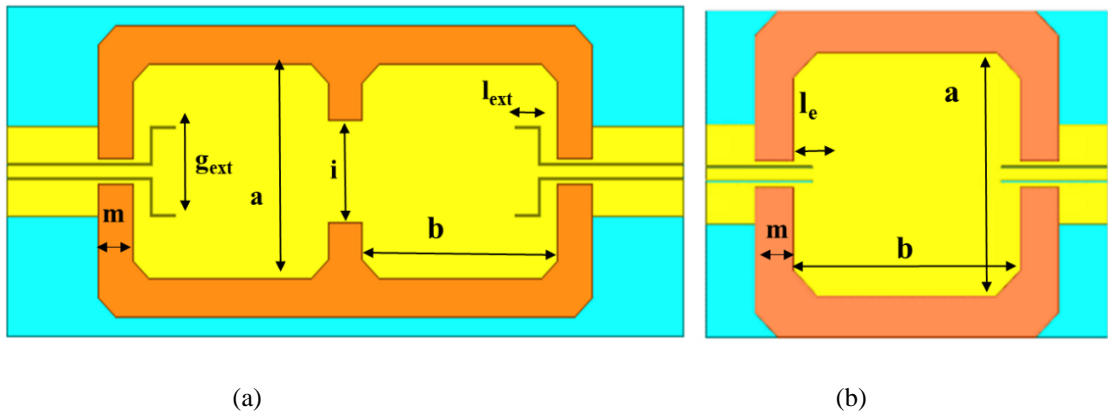


Figure III. 70 : Vue de dessus des composants à 90 GHz : (a): Filtre deux pôles , (b) :Cavité résonnante
 Tableau III- 20: Récapitulatif des dimensions du résonateur et du filtre passe-bande deux pôles à 90 GHz

Dimensions	Descriptions	Cavité résonante [μm]	Filtre deux pôles [μm]
a	Longueur de la cavité	2350	2260
b	Largeur de la cavité	2350	2260
m	Largeur du blindage latérale	400	400
h	Hauteur du composant	300	300
l _e	Longueur des ligne coplanaire	66	76
l _{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaire	-	275
g _{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaire	-	700
i	Largeur de l'iris de couplage	-	1070
L	Longueur totale	3150	3920
w	Largeur totale	3150	3060

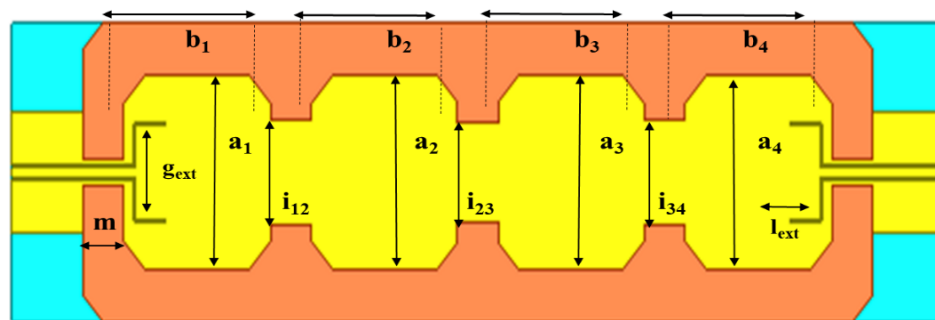


Figure III. 71 : Vue de dessus du filtre passe bande quatres pôles à 90 GHz

Tableau III- 21: Récapitulatif des dimensions du filtre passe-bande quatre poles à 90 GHz

Dimensions	Descriptions	Valeurs [μm]
$a_1=a_4$	Longueur de la cavité	2279
$a_2=a_3$		2186
$b_1=b_4$	Largeur de la cavité	2276
$b_2=b_3$		2186
h	Hauteur du composant	300
m	Largeur du blindage latérale	400
l_{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaires	415
g_{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaires	690
$i_{12}=i_{34}$	Largeur de l'iris de couplage	956
i_{23}		915
L	Longueur totale	10950
W	Largeur totale	3079

Les dimensions du résonateur et du filtre deux pôles fonctionnant en bande G sont résumés dans le tableau III-22. Les paramètres correspondant à chaque dimension des composants sont indiqués dans la figure III.72.

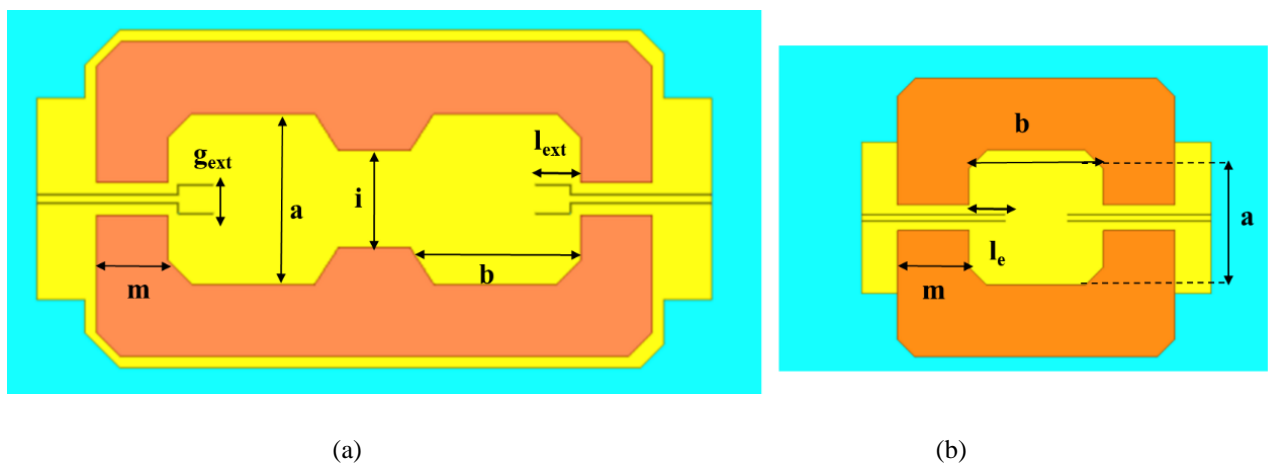


Figure III. 72 : Vue de dessus des composants en bande G : (a): Filtre deux poles ,(b) :Cavité résonante

Tableau III- 22: Récapitulatif des dimensions du résonateur et du filtre deux pôles en bande G

Dimensions	Descriptions	Cavité résonante [μm]	Filtre deux pôles [μm]
a	Longueur de la cavité	730	695
b	Largeur de la cavité	730	695
h	Hauteur du composant	50	50
m	Largeur du blindage latérale	300	300
l_e	Longueur des lignes coplanaires	50	50
l_{ext}	Longueur des extensions des lignes coplanaires	45	140
g_{ext}	Largeur du gap entre les lignes coplanaires	-	110
i	Largueur de l'iris de couplage	-	400
L	Longueur totale	1530	2590
w	Largeur totale	1530	1495

À partir de la masse volumique des matériaux utilisés ($\rho_{\text{Or}}=19300 \text{ kg/m}^3$ et $\rho_{\text{Cuivre}}=8933 \text{ kg/m}^3$) et de volumes des composants fabriqués, nous avons calculé leurs masses. A noté que la masse du substrat avec l'équation suivante :

$$m = \rho \times v \quad (\text{II.17})$$

Avec ρ est la masse volumique des composant en mg/mm^3

v est le volume du composant en mm^3

m est la masse du composant en mg

Pour la bande W, la masse de la cavité est estimée à 6,56 mg, celle du filtre deux pôles est de 18,24 mg et celle du filtre quarte pôles est de 29,811 mg.

Pour la bande G : la masse de cavité est 1,253 de mg, celle du filtre deux pôles est de 1,53 mg.

Nous avons donc respecté les critères du cahier des charges qui imposent la fabrication de composants de tailles et de masses réduites.

Conclusion :

Ce chapitre a présenté la conception de filtres millimétriques utilisant la technologie de micro-fabrication additive. Les réponses fréquentielles des filtres conçus ont répondu à l'exigence du gabarit fixé. Ce dernier requiert par un faible niveau de pertes d'insertion et un rejet hors bande élevé avec masse et taille réduites.

Afin de respecter les conditions imposées par le cahier des charges, une solution qui combine la flexibilité fournie de la technologie de micro-fabrication additive à l'utilisation de matériaux structurels à haute conductivité. Cette association nous a conduit à fabriquer un ensemble de circuits passifs de bonnes performances électriques tout en maintenant une bonne compacité.

Ainsi, les réponses électriques des composants fabriqués satisfont les spécifications du cahier des charges en bande W et en bande G avec en particulier des facteurs de qualité à vide atteinte. Les travaux de recherche qui précèdent démontrent qu'une telle solution répond aussi aux spécifications électriques dans des bandes de fréquence relativement basses, la bande Q (33-50 GHz) en particulier.

L'analyse de la relation entre les différentes dimensions physiques de chaque cavité et leurs effets sur la réponse fréquentielle des circuits de filtrage a permis d'améliorer le procédé de fabrication pour anticiper les écarts et mieux remplir les spécifications du cahier de charge.

Ensuite, une démonstration d'intégration de 4 cavités a mis en évidence de meilleurs performances électriques avec encombrement réduit. Cependant, il est possible d'atteindre de très bonne performance avec cette technologie.

Les composants fabriqués sont excités par des lignes coplanaires permettant leur mesure sous pointes et facilitant leur interconnexion avec d'autre composants. Des simulations successives ont été menées pour dimensionner les structures, réduisant d'une manière considérable le temps de conception des circuits.

Les composants ont été fabriqués et mesurés au sein du laboratoire Xlim. Les réponses mesurées avaient un faible décalage des fréquences centrales, mais ils répondent aux spécifications du cahier des charges.

Enfin, grâce aux retro simulation des composants, nous avons présenté des résultats parfaitement en accord avec les résultats de mesures. Ainsi, la technologie déployée dans ces travaux a démontré sa fiabilité pour fabriquer des composants passifs en hautes et en basses fréquences. Cette étape nous a permis de prévoir le comportement des matériaux structurels et sacrificiels lors de la fabrication en salle blanche. Elle nous permet aussi d'inclure des ajustements des dimensions des composants dans la conception des circuits pour les prochains travaux de recherches.

Perspectives : Fabrication Additive Multicouches des combineurs de puissance de forme rectangulaire



Introduction :

Afin de poursuivre la tendance de miniaturisation des circuits hyperfréquences, ce chapitre présentera les travaux qui sont en cours à la fin de cette thèse. Tout d'abord, nous présenterons une autre méthode de fabrication à base des étapes micro-électroniques en gardant le même principe de dépôts successives des métaux et de couches sacrificielles photosensibles. Ce procédé visera à obtenir des structures rectangulaires à conducteur centrale. Ensuite, nous verrons comment déployer cette méthode de fabrication dans la réalisation d'autres composants passifs. Leurs architectures ainsi que leurs résultats de simulations sont présentés.

I. Fabrication multicouches des lignes rectangulaires à conducteur centrales:

Le procédé multicouche est similaire à celui utilisé pour la fabrication des filtres passe-bandes millimétriques. Il est décrit dans figure IV.1. Nous l'utiliserons pour la fabrication des composants à base des lignes de transmissions, de forme rectangulaire, remplis d'air et avec un conducteur central maintenu par des piliers métalliques.

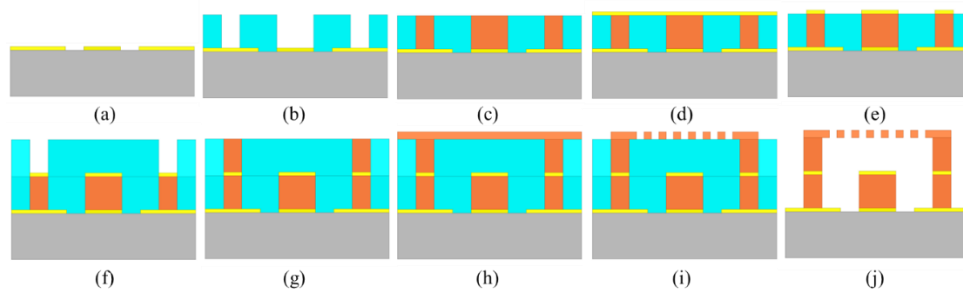


Figure IV. 1 : Fabrication multicouches des lignes rectangulaires à conducteur centrales

Tout d'abord on définira le plan de masse de la structure. Des couches fines de Titane/Or (20 nm/300 nm) seront déposées sur le substrat par évaporation E-beam. L'épaisseur du plan de masse est ensuite augmentée à 2 μm par électrolyse d'Or. Les motifs définissant la première base des lignes coplanaires à l'entrée et à la sortie du composant ainsi que les piliers de maintien du conducteur centrale seront gravés par voie humide (a).

La deuxième étape consiste à la préparation du moule. Nous étalons une couche de 50 μm de résine AZ IPS 6050 sur le substrat métallisé. Ensuite, une exposition aux rayons UV déterminera les motifs du moule d'électrolyse (b). Ensuite une électrolyse de cuivre est effectuée, pour former la première métallisation du blindage latéral du composant ainsi que les piliers de maintiens (c). Le conducteur central sera défini par un dépôt E-beam de Titane/Or (20 nm/300nm) (d), suivie par une gravure par voie humide (e). Sa nouvelle épaisseur de 3 μm sera obtenue par électrolyse d'Or. Les étapes (b)-(c) seront reproduites pour former le moule d'électrolyse (f) ainsi que la deuxième métallisation de blindage latéral (g). Pour fermer la structure, l'ensemble du substrat est recouvert par un dernier dépôt de Ti/ Cu (20 nm/300 nm), suivi par une électrolyse de Cuivre jusqu'à 10 μm d'épaisseur (h). Les trous de libération de 50 $\mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$ ainsi que le capot seront définis par voie humide (i). Finalement, la résine est éliminée à travers les trous de libération à l'aide d'acétone, suivi d'un rinçage à l'IPA. Une

gravure RIE (Reactive Ion Etching) avec un mélange gazeux SF_6/O_2 de 2 min sera peut-être nécessaire afin de s'assurer que tous résidus de résine soient éliminés.

II. Conception de combineurs de puissance rectangulaires :

Le procédé multicouche décrit ci-dessus sera déployé pour fabriquer des combineurs de puissance à deux voies et à quatre voies fonctionnant à 20 GHz, 40 GHz et 90 GHz. Leurs structures se basent sur des lignes de transmissions rectangulaires.

II.1. Architectures et dimensions :

Un schéma 3D, présenté figure IV.2, d'une section d'un combineur de puissance sur un substrat de silicium fondue de permittivité relative 3,8. Les piliers en cuivre sont séparés d'une distance d_p . La valeur de cette distance dépend de la longueur du composant ainsi que sa forme. Elle varie généralement entre $500\ \mu\text{m}$ à $1000\ \mu\text{m}$. L'épaisseur e des piliers en cuivre est de $50\ \mu\text{m}$.

Le conducteur principal de $3\ \mu\text{m}$ d'épaisseur est maintenu sur les piliers en cuivre avec une largeur w de $100\ \mu\text{m}$. Il se trouve suspendu au centre de la structure avec un gap d'air g de $50\ \mu\text{m}$. Les blindages latéraux ont une épaisseur m de $50\ \mu\text{m}$, une longueur h et largeur w_l totale de $100\ \mu\text{m}$ et $300\ \mu\text{m}$ respectivement.

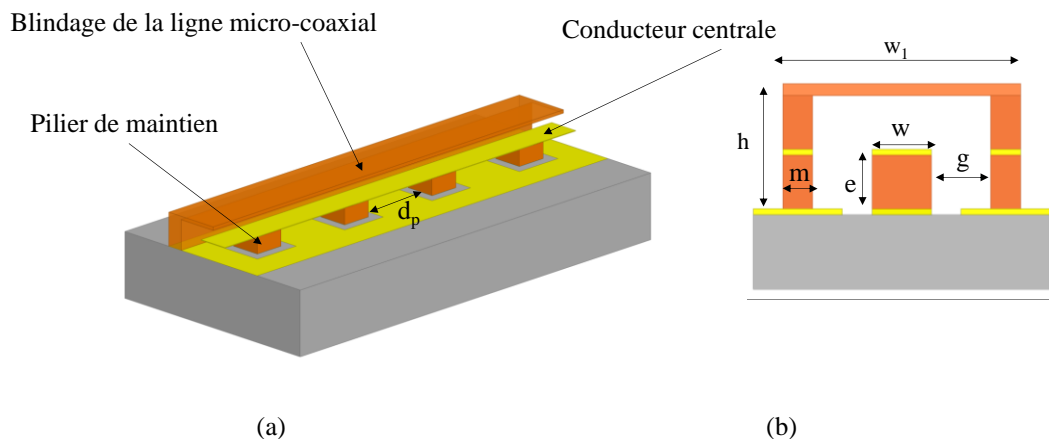


Figure IV. 2 : Section d'un combineur de puissance rectangulaires-(a) : Vue d'intérieur, (b) : Coupe transversale

Les combineurs de puissances ont été simulés avec le logiciel 2,5D ADS Momentum. Ils ont été dimensionnés afin d'obtenir une impédance caractéristique de $50\ \text{ohms}$ avec une conductivité métallique de $45,1 \times 10^6\ \text{S/m}$. Les simulations ne prennent pas en considération les pertes des accès de mesures et les pertes métalliques.

II.2. Combineurs de puissance bande W :

La figure IV.3 présente une vue de dessus du deux combineurs de puissance fonctionnant dans la bande W (a) un combineur à une seule voie et (b) un combineur à deux voies. Leurs dimensions sont présentées tableau IV-1

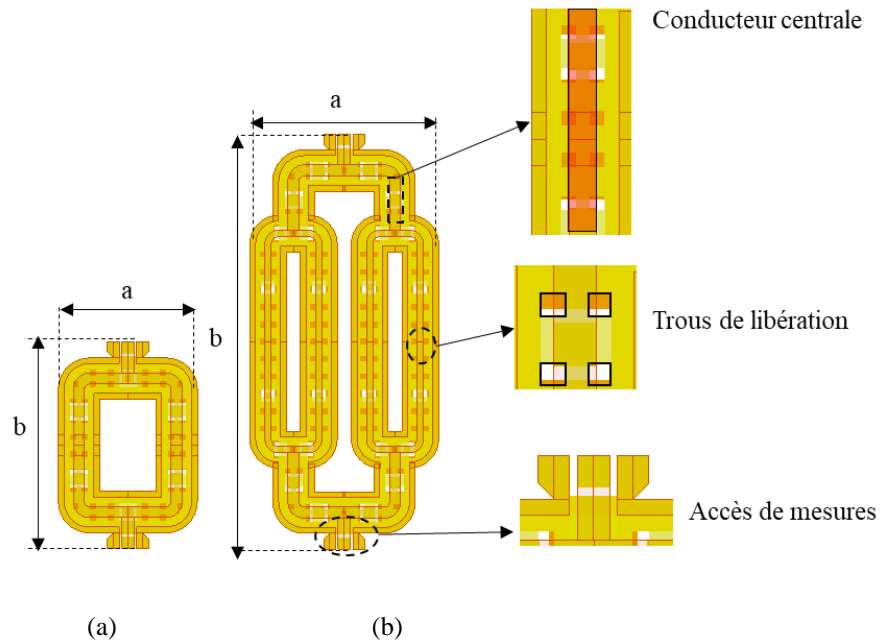


Figure IV. 3 : Combineurs de puissance à 90 GHz-(a) : deux voies, (b) : quatre voies

Tableau IV- 1 : Dimensions des combineurs bande W

	Deux voies	Quatre voies
Longueur b (mm)	1,7	3,5
Largeur a (mm)	1,2	1,6

Les deux combineurs étaient dimensionnés pour un fonctionnement à partir de 90 GHz. Les figures IV.4.(a)-(b) montrent les résultat de simulations ADS. En effet, un maximum d’adaptation S_{21} correspond à un pic d’isolation S_{11} . Le combineur de puissance à deux voies a une atténuation linéique de -0,08 dB/mm et une isolation de -51 dB à 90,16 GHz. Le combineur à quatre voies, quant à lui, montre une atténuation linéique de 0,105 dB/mm et une isolation de -40,44 dB à 86 GHz.

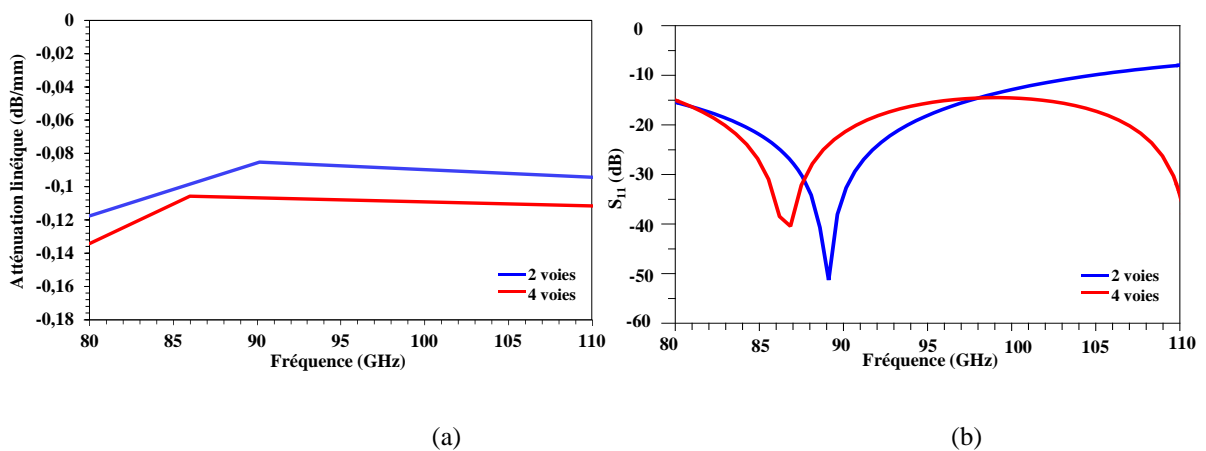


Figure IV. 4: Résultat de simulations des combineurs de puissance à 90 GHz

II.3. Combineurs de puissance bande Ka :

La figure IV.5 présente une vue de dessus du deux combineurs de puissance fonctionnant dans la bande Ka (a) un combineur à deux voies et (b) un combineur à quatre voies. Leurs dimensions sont présentées tableau IV-2.

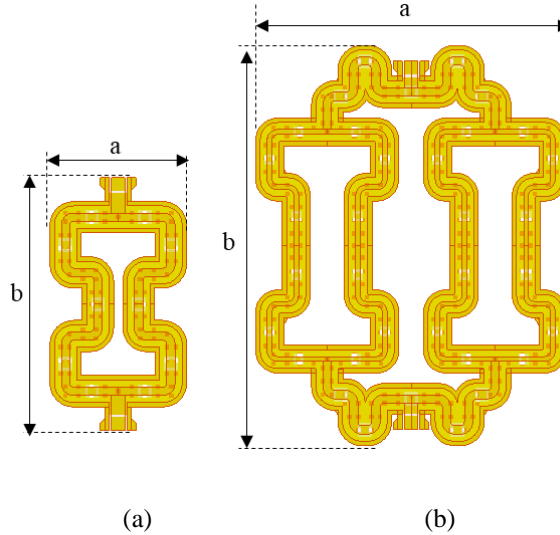


Figure IV. 5 : Combineurs de puissance à 40 GHz-(a) : deux voies, (b) : quatre voies

Tableau IV- 2: Dimensions des combineurs bande Ka

	Deux voies	Quatre voies
Longueur b (mm)	2,8	4,5
Largueur a (mm)	1,5	3,5

Les deux combineurs ont été dimensionnés pour un fonctionnement à partir de 40 GHz. Les figures IV.6.(a)-(b) montrent les résultats de simulations ADS. Le combineur de puissance à deux voies a une atténuation linéique de -0,05 dB/mm et une isolation de -48,6 dB à 39,9 GHz. Le combineur à quatre voies, montre une atténuation linéique de -0,06 dB/mm et une isolation de -50,3 dB à 40 GHz.

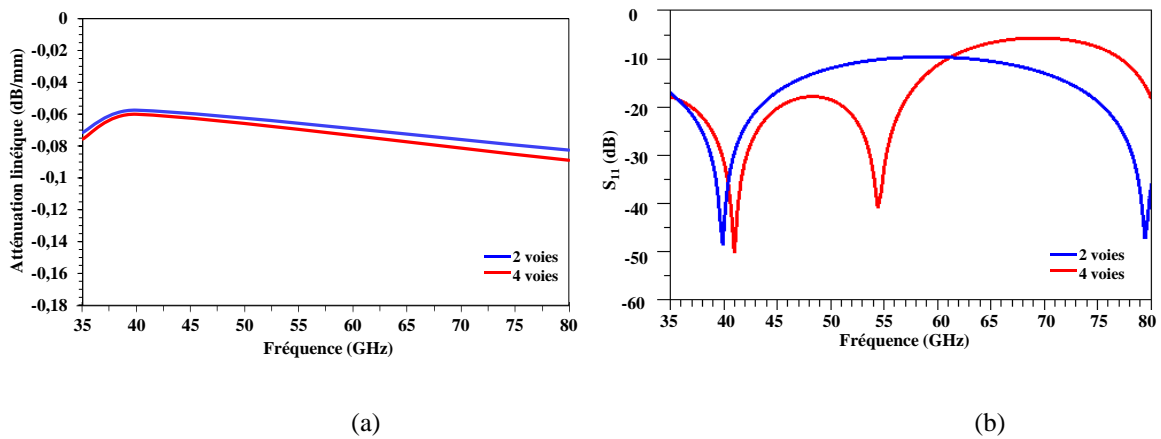


Figure IV. 6 : Résultat de simulations des combineurs de puissance à 40 GHz

La structure du combineur de puissances à quatre voies comporte plusieurs lignes en méandres. Il peut subsister un couplage capacitif entre le blindage et le conducteur central. Ce couplage se manifeste sous forme de résonances hors fréquence de transmission, ce qui ne perturbe pas le fonctionnement du composant à la fréquence visée 40 GHz.

II.4. Combineurs de puissance bande Ku :

La figure IV.7 présente une vue de dessus de deux combineurs de puissance fonctionnant dans la bande Ku (a) un combineur à deux voies et (b) un combineur à quatre voies. Leurs dimensions sont présentées tableau IV-3.

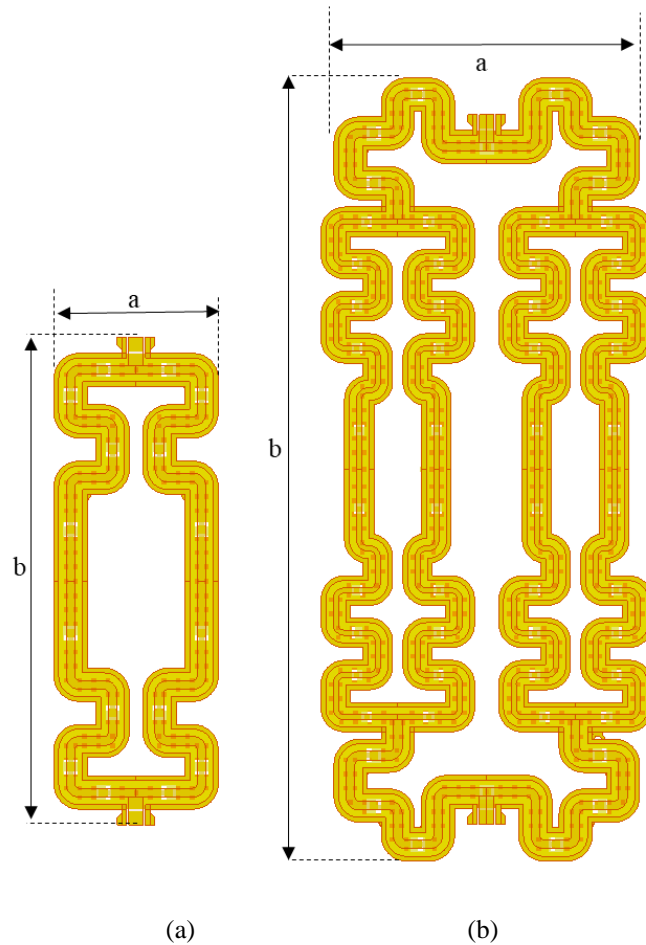


Figure IV. 7 : Combineurs de puissance à 20GHz-(a) : une seul voie, (b) : deux voies

Tableau IV- 3 : : Dimensions des combineurs bande K

	Deux voies	Quatre voies
Longueur b (mm)	5	8,4
Largueur a (mm)	1,5	3,5

Les deux combineurs ont été dimensionnés pour un fonctionnement à partir de 20 GHz. Les figures IV.8.(a)-(b) montrent les résultat de simulations ADS. Le combineur de puissance à deux voies avait une atténuation linéique de -0,035 dB/mm et une isolation de -44,6 dB à

20,38 GHz. Le combineur à quatre voies, montre une atténuation linéique de 0,05 dB/mm et une isolation de -50.4 dB à 20,94 GHz.

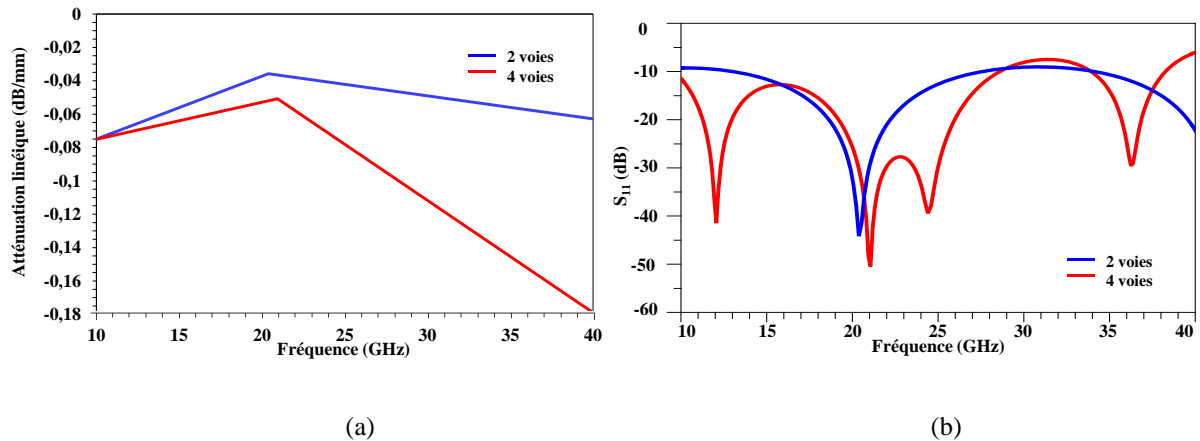


Figure IV. 8 : Atténuation linéiques des combineurs de puissance à 20 GHz

Également pour le combineur à quatre voies à 20 GHz, des résonances hors fréquence de transmission s'introduisent. Les composants étaient simulés avec la permittivité relative de l'air ($\epsilon_r=1$). Par contre, dans la réalité les combineurs seront posés sur un substrat qui pourrait modifier l'apparition de ces résonances lors des mesures.

III. Avancements sur la méthode de fabrication multicouches :

Le procédé multicouches est en cours de test. La figure IV.9 montre un les premiers essais de fabrication des combineurs de puissance, (a), et une ligne de transmission en méandre, (b). Mais leur fabrication n'est pas encore finalisée. Nous pouvons observer les conducteurs centraux des composants maintenus sur les piliers métalliques. Ils sont entourés par les motifs d'électrolyses de cuivre pour assurer une distribution uniforme du courant sur la totalité du substrat comme expliqué dans le chapitre II.

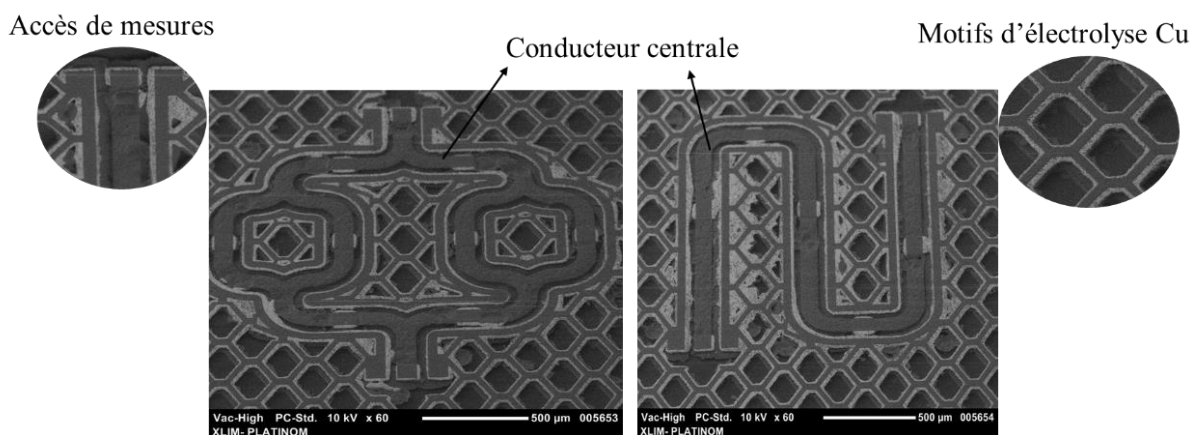


Figure IV. 9 : Premiers tests de fabrication des combineurs de puissance et des lignes de transmission

Conclusion :

Dans chapitre nous avons présenté une méthode de fabrication pour concevoir des structures rectangulaires. Ce procédé permettra de fabriquer des composants à base de lignes de transmission avec un conducteur central maintenu par des piliers métalliques.

Des combineurs de puissances à 20 GHz, 40 GHz et 90 GHz ont été simulés avec ADS, Les résultats de simulation ont montré des atténuations linéiques de 0,08-0,105 dB/mm, 0,05-0,06 dB/mm et 0,035-0,05 dB/mm à 20 GHz, 40 GHz et 90 GHz respectivement.

Conclusion général



Les problématiques de l'encombrement du spectre EM et l'exigence d'augmentation des débits de communication spatiales ont été présentés au début de ce manuscrit. Elles introduisaient nos travaux sur le développement de ce secteur par la conception et la fabrication des filtres millimétriques en bandes W et G. L'objectif principal de cette thèse était de présenter une méthode de fabrication dans laquelle des circuits miniatures peuvent être produits en masse tout en conservant des bonnes performances électriques.

Le chapitre I a commencé par un rappel des limites des systèmes RF actuels. Afin de comprendre les enjeux de ce travail nous avons souligné la nécessité de la miniaturisation des composants électroniques qui constituent l'architecture d'un système de télécommunication. Ensuite, nous avons abordé la possibilité d'exploiter des nouvelles bandes de fréquences à condition d'éviter les pics d'absorption (O_2 et H_2O) atmosphérique. Les bandes W et G paraissent exploitables par des multiples applications émergentes, notamment les applications spatiales. Du point de vue des performances électriques, nous avons mené une étude bibliographique de plusieurs topologies de filtres passe-bandes millimétriques. Les performances des filtres issus de la technologie micro-fabrication additive semblent prometteurs pour les applications concernées.

Chapitre II a repris les technologies citées dans la dernière partie du chapitre I. Nous avons analysé leurs procédés technologiques en termes de rapidité et de simplicité. Du point de vue procédé, la technologie micro-fabrication additive offre une excellente précision de fabrication et une bonne conductivité métallique sans avoir recours à des étapes supplémentaires d'assemblages et de finition. Elle permet de fabriquer des structures métalliques complexes avec de bons états de surface.

Ensuite, cette méthode a été exploitée pour développer et améliorer un procédé de fabrication qu'on l'a appelé « XLIM²⁰²¹ ». Nous avons optimisé ce procédé en intervenant sur la qualité de dépôts métalliques par électrolyse de cuivre et la résine sacrificielle en particulier. En effet, nous avons testé trois types de résines photosensibles, l'AZ 125 nXT, le DF 1050 de type négatif et l'AZ IPS 6050 de type positif pour la préparation de moules de galvanoplastie. L'AZ IPS 6050 s'est montrée la plus adaptée à nos objectifs en termes d'obtention de couches épaisses et de facilité à libérer les composants à la fin de la fabrication. Notre travail a permis d'obtenir un procédé reproductible pour des composants ayant des épaisseurs allant de 50 μm jusqu'à 200 μm sur un substrat de 3 pouces en silice fondue. La reproductibilité des composants d'une hauteur de 300 μm est actuellement en cours de test.

Enfin, en utilisant la résine l'AZ IPS 6050 comme couche sacrificielle, des filtres millimétriques ont été fabriqués pour un fonctionnement à 90 GHz avec une hauteur totale de 300 μm . D'autres filtres ont été fabriqués pour un fonctionnement à 286 GHz avec une hauteur totale de 50 μm .

Pour la conception de ces composants, nous avons présenté une méthode qui s'appuie sur la détermination d'une matrice de couplage qui reflète les spécifications d'un cahier des charges. Cette matrice décrit les paramètres des filtres passe-bande comportant deux ou quatre résonateurs. Ensuite, nous avons utilisé une méthode de dimensionnement des composants en se basant sur des étapes de simulations électromagnétiques HFSS.

Les composants conçus sous HFSS ont été alimentés à travers des lignes coplanaires qui servaient d'accès pour les pointes RF de mesure. Ces lignes permettront aux circuits fabriqués d'être intégrés avec d'autres dispositifs passifs ou actifs provenant d'autres technologies.

De plus, le procédé de fabrication « Xlim²⁰²¹ » présenté dans le chapitre II a permis d'obtenir des résultats de simulations des composants avec un bon accord avec les résultats de mesures. Nous avons pu obtenir un ensemble de circuits millimétriques fonctionnant en bande W avec un résonateur doté d'un facteur de qualité de 370.27 à 89,88 GHz, un filtre passe-bande à deux pôles à 88,31 GHz et à quatre pôles à 88,54 GHz avec des pertes d'insertion de 2,4 dB et 4,5 dB, respectivement. Les circuits millimétriques fonctionnant en bande G comportent un résonateur ayant un facteur de qualité de 137 à 286 GHz et un filtre passe-bande à deux pôles à 287 GHz avec des pertes d'insertion de 4,6 dB.

Ainsi, nous avons pu fabriquer des circuits métalliques avec une taille et une masse réduite. La technologie de fabrication utilisée était relativement simple, sans étapes d'assemblage, et rapide pour obtenir plusieurs circuits avec de bonnes performances électriques sur un même substrat. La fabrication des circuits ne nécessite pas d'étapes de post traitement ce qui pourra réduire leur coût de fabrication.

Suite à ces études de recherches, des perspectives des travaux ont pu être proposées.

Nous avons suggéré une autre méthode de fabrication multicouches. Elle se base sur les étapes de micro-fabrication présentées dans le chapitre 2. Chaque étape d'étalement d'une couche sacrificielle est directement suivie par un dépôt de métaux structuraux par électrolyse ou dépôt E-beam. Ce procédé permettra de fabriquer des composants à base des lignes de transmissions avec un conducteur centrale suspendu au milieu de la coupe transversale du composant. Il sera maintenu avec des piliers métalliques de 50 μm d'épaisseur.

Afin de se projeter davantage, des combineurs de puissances fonctionnant dans plusieurs bandes de fréquences millimétriques ont été conçus avec le logiciel ADS. Les résultats de simulations ont montré des atténuations linéiques de 0,08 à 0,105 dB/mm, 0,05 à 0,06 dB/mm et 0,035 à 0,05 dB/mm à 20 GHz, 40 GHz et 90 GHz respectivement.

Le procédé de fabrications additive XLIM a montré la faisabilité des composants avec de faibles pertes d'insertion avec des fréquences de fonctionnement très élevées. Néanmoins, nous n'avons pas pu obtenir des facteurs de qualité au-delà de 1000. Nous sommes persuadés qu'avec une augmentation des hauteurs des cavités qui constituent ces composants au-delà de 300 μm , nous obtiendrons de meilleurs résultats en termes de performances électriques. De futures études permettront d'exploiter les fréquences millimétriques et submillimétriques vers des bandes au-delà de 300 GHz.

Références bibliographiques



- [1] Suárez, Martha, Martine Villegas, and Geneviève Baudoin. "RF and microwave band-pass passive filters for mobile transceivers with a focus on BAW technology." *Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems* (2010).
- [2] Ugweje, Okechukwu C. "Radio frequency and wireless communications." *The Internet Encyclopedia* (2004).
- [3] Rebeiz, Gabriel M., et al. "Tuning in to RF MEMS." *IEEE microwave magazine* 10.6 (2009): 55-72.
- [4] Rebeiz, Gabriel M., and Jeremy B. Muldavin. "RF MEMS switches and switch circuits." *IEEE Microwave magazine* 2.4 (2001): 59-71.
- [5] Rebeiz, Gabriel M. *RF MEMS: theory, design, and technology*. John Wiley & Sons, 2004.
- [6] G. Staple and K. Werbach, "The end of spectrum scarcity [spectrum allocation and utilization]," in *IEEE Spectrum*, vol. 41, no. 3, pp. 48-52, March 2004.
- [7] Memon, Mudasar Latif, et al. "Backscatter communications: Inception of the battery-free era—A comprehensive survey." *Electronics* 8.2 (2019): 129.
- [8] M. Shafi et al., "5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 6, pp. 1201-1221, June 2017.
- [9] Wells, Jonathan. "Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless." *IEEE microwave magazine* 10.3 (2009): 104-112.
- [10] T. S. Rappaport et al., "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!," in *IEEE Access*, vol. 1, pp.
- [11] Radiometer Physics GmbH : (Available on line)-<https://www.radiometer-physics.de/>(Accessed 2021)
- [12] Kùchler, Nils, et al. "A W-band radar–radiometer system for accurate and continuous monitoring of clouds and precipitation." *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 34.11 (2017): 2375-2392.
- [13] RPG Cloud Radar Technical Note : (Available on line)- <https://www.radiometer-physics.de/products/microwave-remote-sensing-instruments/94-ghz-fmcw-doppler-cloud-radar/#tabs-container-6> (Accessed 2021)
- [14] G. Galati, M. Ferri, P. Mariano and F. Marti, "Advanced integrated architecture for airport ground movements surveillance," *Proceedings International Radar Conference, Alexandria, VA, USA, 1995*, pp. 282-287.
- [15] Rheinmetall Air Defence AG : (Available on line)- https://www.rheinmetall-defence.com/en/rheinmetall_defence/company/divisions_and_subsidiaries/rheinmetall_air_defence/index.php (Accessed 2021)
- [16] European Space Agency (ESA) : (Available on line)-<https://artes.esa.int/news/w-band-next-frontier-satcoms> (Accessed 2021)
- [17] Riva, Carlo, et al. "The challenge of using the W band in satellite communication." *International Journal of Satellite Communications and Networking* 32.3 (2014): 187-200.

- [18] Bonefazi, C., M. Ruggieri, and Aldo Paraboni. "The DAVID mission in the heritage of the SIRIO and ITALSAT satellites." *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 38.4 (2002): 1371-1376.
- [19] Takahashi, T. "The quasi-zenithal satellite communications system using the W-band." *Third Topical Symposium on Millimeter Waves (TSMMW2001) Tech. Digest*. 2001.
- [20] Jebiril, A., et al. "W-band satellite transmission in the WAVE mission." *International Conference on Telecommunications & Multimedia*. 2006.
- [21] Zohuri, Bahman. "Millimeter-Wave Energy as Weapon." *Directed-Energy Beam Weapons*. Springer, Cham, 2019. 377-396.
- [22] Yu, Keping, et al. "Design and performance evaluation of an ai-based w-band suspicious object detection system for moving persons in the iot paradigm." *IEEE Access* 8 (2020): 81378-81393.
- [23] Wootten, Alwyn. "The Atacama large millimeter array (ALMA)." *Large ground-based Telescopes*. Vol. 4837. International Society for Optics and Photonics, 2003.
- [24] K. L. Bouman, "Portrait of a black hole: Here's how the event horizon telescope team pieced together a now-famous image," in *IEEE Spectrum*, vol. 57, no. 2, pp. 22-29, Feb. 2020, doi: 10.1109/MSPEC.2020.8976898.
- [25] National Radio Astronomy Observatory : (Available on line) : <https://public.nrao.edu/telescopes/alma/>(Accessed 2021)
- [26] Anbarasi, K., C. Hemanth, and R. G. Sangeetha. "A review on channel models in free space optical communication systems." *Optics & Laser Technology* 97 (2017): 161-171.
- [27] Ali-Khalighi, Institut-of-Fresnel.-[Online]- (Available): <https://www.fresnel.fr/spip/spip.php?article1527> (Accessed 2021)
- [28] Tomassoni, Cristiano, et al. "3D printing of microwave and millimeter-wave filters: Additive manufacturing technologies applied in the development of high-performance filters with novel topologies." *IEEE Microwave Magazine* 21.6 (2020): 24-45.
- [29] B. Zhang, Y. Guo, H. Zirath and Y. P. Zhang, "Investigation on 3-D-Printing Technologies for Millimeter- Wave and Terahertz Applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 723-736, April 2017, doi: 10.1109/JPROC.2016.2639520.
- [30] Salek, Milan, et al. "W-band waveguide bandpass filters fabricated by micro laser sintering." *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs* 66.1 (2018): 61-65.
- [31] D'Auria, Mario, et al. "3-D printed metal-pipe rectangular waveguides." *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* 5.9 (2015): 1339-1349.
- [32] Schmidleithner, Christina, and Deepak M. Kalaskar. "Stereolithography." *IntechOpen*, 2018. 1-22.
- [33] Accura-Xtreme-Plastic-Datasheet-[Online]-Available: <https://www.3dsystems.com/materials/accura-xtreme> (accessed 2021)
- [34] Zhang, Bing, and Herbert Zirath. "3D printed iris bandpass filters for millimetre-wave applications." *Electronics Letters* 51.22 (2015): 1791-1793.

- [35] Glubokov, Oleksandr, et al. "Micromachined multilayer bandpass filter at 270 GHz using dual-mode circular cavities." 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). IEEE, 2017.
- [36] Champion, James, et al. "An ultra low-loss silicon-micromachined waveguide filter for D-band telecommunication applications." 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS. IEEE, 2018.
- [37] Chatras, Matthieu. Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales. Diss. Limoges, 2003.
- [38] EFAB : http://embs.ieee-bv.org/EMBS/Files/Microfabrica-IEEE_EMBS_presentation_10-29-08.pdf-[Online]-Available
- [39] Vanhille, Kenneth, et al. "Integrated micro-coaxial passive components for millimeter-wave antenna front ends." Proc. 4th IASTED Int. Conf. ARP. 2007.
- [40] Chen, Richard T., and Elliott R. Brown. "An ultra-compact low loss 30-GHz micromachined coaxial filter." 2005 European Microwave Conference. Vol. 1. IEEE, 2005.
- [41] Marsh, Eric D., James Robert Reid, and Vladimir S. Vasilyev. "Gold-plated micromachined millimeter-wave resonators based on rectangular coaxial transmission lines." IEEE transactions on microwave theory and techniques 55.1 (2007): 78-84.
- [42] Reid, J. R., and R. T. Webster. "A compact integrated coaxial V-band bandpass filter." IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.. Vol. 1. IEEE, 2004.
- [43] Chen, Richard T., E. R. Brown, and C. A. Bang. "A compact low-loss Ka-band filter using 3-dimensional micromachined integrated coax." 17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. Maastricht MEMS 2004 Technical Digest. IEEE, 2004.
- [44] [Vanhille, Kenneth J., et al. "\$ Ka \$-band miniaturized quasi-planar high-\$ Q \$ resonators." IEEE transactions on microwave theory and techniques 55.6 (2007): 1272-1279.
- [45] Mruk, Joseph Rene. "Wideband monolithically integrated frontend subsystems and components." Diss. University of Colorado 2011 (2011).
- [46] F. David, C. Dalmay, M. Chatras, P. Blondy, L. Carpentier and L. Lapierre, "Additive micro-fabrication for low-loss millimeter-wave components," 2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Pavia, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247356.
- [47] F. David et al., "3D micro-fabricated high-Q 140 GHz filter," 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, 2017, pp. 1297-1299, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058848.
- [48] Zhang, Bing, and Herbert Zirath. "A metallic 3-D printed E-band radio front end." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 26.5 (2016): 331-333.
- [49] Y. -C. Liu et al., "Terahertz Monolithic Integrated Cavity Filter Based on Cyclic Etched SiC Via-Holes," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 68, no. 1, pp. 311-317, Jan. 2021, doi: 10.1109/TED.2020.3038351.
- [50] Xu, Qinfen, Xiaojun Bi, and Guoan Wu. "Ultra-compact sub-terahertz bandpass filter in 0.13 μm SiGe." *Electronics letters* 48.10 (2012): 570-571.

- [51] Reid, J. Robert, and Richard T. Webster. "A 55 GHz bandpass filter realized with integrated TEM transmission lines." 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. IEEE, 2006.
- [52] Reid, J. Robert, et al. "Three dimensional metal micromachining: A disruptive technology for millimeter-wave filters." 2012 IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. IEEE, 2012.
- [53] Hajj, Raghida, et al. "Two-pole micromachined bandpass filter at 150 GHz with 4% 3 dB bandwidth." Electronics letters 46.12 (2010): 843-845.
- [54] Angrish Atin. « A critical analysis of additive manufacturing technologies for aerospace applications » IEEE Aerospace Conference. IEEE, 2014.
- [55] VAEZI, Mohammad, SEITZ, Hermann, et YANG, Shoufeng. "A review on 3D micro-additive manufacturing technologies". The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2013, vol. 67, no 5-8, p. 1721-1754.
- [56] Astolfi, Charles-Pierre, Emmanuel Constantin, and Antoine Moulet. "Fabrication Additive." (2015).
- [57] HULL, Charles W. «The birth of 3D printing. Research-Technology Management, 2015, vol. 58, no 6, p. 25-30.
- [58] Rufer, Stéphane. « Quel est l'impact de l'impression 3D sur la supply chain ? ».2014. Université Paris Dauphine. Master II « logistique, management & économie des réseaux » [Online]. Availabel: <https://www.doyoubuzz.com/master.pdf> [Accessed 2020]
- [59] Ponche, Rémi. « Méthodologie de conception pour la fabrication additive, application à la projection de poudres ». Diss. 2013
- [60] Christensen,TB,(2020), Availabel: <http://www.topology-opt.com/> [Online]. [Accessed 2020]
- [61] KASPEROVICH, Galina, HAUBRICH, Jan, GUSSONE, Joachim, et al. « Correlation between porosity and processing parameters in TiAl6V4 produced by selective laser melting. Materials & Design », 2016, vol. 105, p. 160-170.
- [62] Engler, Elizabeth. « Rocket propulsion engine built with selective laser melting technology from SLM solution » 2019. Availabel: <https://www.todaymotorvehicles.com/article/rocket-propulsion-engine-selective-laser-melting-slm-solutions>. [Accessed 2020].
- [63] Löber, Lukas, et al. « Comparison of selective laser and electron beam melted titanium aluminides. » Conference paper of 22nd International symposium "Solid freeform fabrication proceedings", University of Texas, Austin. 2011.
- [64] StarRapid (2017), Availabel: <https://www.starrapid.com/blog/top-7-methods-for-making-3d-rapid-prototypes/>. [Accessed 2020].
- [65] Hagedorn, Y. « Laser additive manufacturing of ceramic components: materials, processes, and mechanisms. » Laser Additive Manufacturing. Woodhead Publishing, 2017. 163-180
- [66] Fabrisonic. Availabel: <https://fabrisonic.com/> . [Online]. [Accessed 2020].
- [67] Mastropietro, A. J., et al. « NASA development of complex heat exchangers leveraging additive manufacturing. » (2017). Fabrisonic. Availabel: <https://fabrisonic.com/> . [Online]. [Accessed 2020].

- [68] Leslie Langnau (2018), Available : <https://www.makepartsfast.com/ultrasonic-additive-manufacturing-helps-keep-electronics-warm-in-space/>. [Accessed 2020].
- [69] 3DscienceValley (2019), Available : <http://en.51shape.com/?p=1431>. [Accessed 2020].
- [70] Rietzel, Dominik et al. « Composants fonctionnalisés grâce au frittage sélectif du masque ». Available : <https://www.rtejournal.de/ausgabe6/2215> [Accessed 2020].
- [71] Touri, Maria, et al. « Additive manufacturing of biomaterials– the evolution of rapid prototyping. » *Advanced Engineering Materials* 21.2 2019
- [72] Hopkinson, Neil, Richard Hague, and Philip Dickens, eds. « *Rapid manufacturing: an industrial revolution for the digital age* » John Wiley & Sons, 2006.
- [73] Norlin, P., Kindlundh, M., Mouroux, A., Yoshida, K., & Hofmann, U. G. (2002). “A 32-site neural recording probe fabricated by DRIE of SOI substrates”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 12(4), 414.
- [74] MEMSnet, Available : <https://www.memsnet.org/mems/fabrication.html> [Accessed 2020].
- [75] Laermer, Franz. « Handbook of Silicon-Based MEMS Materials and Technologies, edited by M. Tilli, T. Motooka, V.-M. Airaksinen, S. Franssila, M. Paulasto-Kröckel & V. Lindroos. » (2015): 444-469.
- [76] Bhushan, Bharat, ed. « Springer handbook of nanotechnology ». Springer, 2017.
- [77] Nachef, Kinda, et al. "Micro gas chromatography sample injector for the analysis of natural gas." *Journal of microelectromechanical systems* 21.3 (2012): 730-738.
- [78] de Boer, Meint J., et al. "Micromachining of buried micro channels in silicon." *Journal of microelectromechanical systems* 9.1 (2000): 94-103.
- [79] Chatras, Matthieu. *Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales*. Diss. Limoges, 2003.
- [80] Pal, Prem, and Kazuo Sato. "Fabrication methods based on wet etching process for the realization of silicon MEMS structures with new shapes." *Microsystem technologies* 16.7 (2010): 1165-1174.
- [81] A. Cohen, G. Zhang, F. -. Tseng, U. Frodis, F. Mansfeld and P. Will, « EFAB: rapid, low-cost desktop micromachining of high aspect ratio true 3-D MEMS » *Technical Digest. IEEE International MEMS 99 Conference. Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Orlando, FL, USA, 1999, pp. 244-251.
- [82] Chen, R. « Micro-fabrication techniques » *Wireless Design and Development* (2004): 16-20.
- [83] HANGARTER, Carlos M., GEORGE, Thomas, et MYUNG, Nosang V. « Electrochemically fabricated microelectromechanical systems/nanoelectromechanical systems (MEMS/NEMS) ». *Electrochemical Nanotechnologies*. Springer, New York, NY, p. 187-226.2010.
- [84] BOURELL, Dave, STUCKER, Brent, COHEN, Adam, et al. « Microscale metal additive manufacturing of multi-component medical devices. » *Rapid Prototyping Journal*, 2010.
- [85] *Microwave journal* « RF components and Systems » Vol.51, No.2 February 2008.

- [86] Jordan, Jared Williams, et al. « Monolithically Fabricated 4096-Element, PolyStrata® Broadband D-band Array Demonstrator » *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. IEEE, 2019.
- [87] EHSAN, Negar. « Broadband Microwave Litographic 3D Components ». 2010. *Thèse de doctorat*. Doctoral Dissertation.
- [88] DAVID, François « Étude de composants micro-coaxiaux à fort facteur de qualité pour applications en bande Q/V ». 2017. Thèse de doctorat. Limoges.
- [89] F. David, M. Chatras, C. Dalmay, L. Lapiere, L. Carpentier and P. Blondy, « Surface-Micromachined Rectangular Micro-Coaxial Lines for Sub-Millimeter-Wave Applications » *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 10, pp. 756-758, Oct. 2016.
- [90] D. S. Filipovic, *et al.*, « Monolithic Rectangular Coaxial Lines and Resonators With Embedded Dielectric Support, » *IEEE Microw. Compon. Lett.*, vol. 18, no. 11, pp. 740-742, November 2008
- [91] J. Reid, *et al.* « Micro-machined Rectangular-Coaxial Transmission Lines » *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 54, no. 8, pp. 3433-3442, August 2006.
- [92] Reid, J. Robert, et al. "Three dimensional metal micromachining: A disruptive technology for millimeter-wave filters." *2012 IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*. IEEE, 2012.
- [93] InterVia™ (2008). Available : <https://kayakuam.com/wp-content/uploads/2020/10/Intervia-Cu-8540-UL-PF04N078R4.pdf> [Accessed 2020].
- [94] Armini, Silvia, et al. « Impact of terminal effect on Cu electrochemical deposition: Filling capability for different metallization options » *Microelectronic engineering* .2011.
- [95] Atthi, Nithi, et al. « Study of optimization condition for spin coating of the photoresist film on rectangular substrate by Taguchi design of an experiment. » *Songklanakarin J. Sci. Technol.* 2009
- [96] Chuang, Y-J., F-G. Tseng, and W-K. Lin. « Reduction of diffraction effect of UV exposure on SU-8 negative thick photoresist by air gap elimination. » *Microsystem Technologies*. 2002
- [97] Staab, Matthias, et al. « Applications of novel high-aspect-ratio ultrathick UV photoresist for microelectroplating. » *Journal of microelectromechanical systems* .2011
- [98] Courson, Rémi, et al. "Low-cost multilevel microchannel lab on chip: DF-1000 series dry film photoresist as a promising enabler." *RSC Advances* 4.97 (2014): 54847-54853.
- [99] Microchemicals :AZIPS6050:Availabe : https://www.microchemicals.com/products/photoresists/az_ips_6090.html [Online].[Accessed 2020].
- [100] Yeh, Wei-Ming, et al. "Comparison of positive tone versus negative tone resist pattern collapse behavior." *Journal of Vacuum Science & Technology B, Nanotechnology and Microelectronics: Materials, Processing, Measurement, and Phenomena* 28.6 (2010): C6S6-C6S11.
- [101] R. J. Cameron, « Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 1-10, Jan. 2003.
- [102] SyMaCo, [En ligne]. Disponible <<http://farquaad.xlim.fr/synth1.php>> (consulté le 27/11/2020).

- [103] D. Deslandes and K. Wu, « Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form » *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [104] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition, John Wiley & Sons, 2011.
- [105] I. Llamas-Garro, Y. Kim, C. Baek and Y. Kim, « A Planar High-Q Micromachined Monolithic Half-Coaxial Transmission-Line Filter » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4161-4168, Dec. 2006.
- [106] DAVID, François « Étude de composants micro-coaxiaux à fort facteur de qualité pour applications en bande Q/V ». 2017. Thèse de doctorat. Limoges.
- [107] CHATRAS, Matthieu « Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales » 2003. Thèse de doctorat. Limoges.
- [108] GUERRERO, Rubén « Étude des filtres miniatures LTCC High K en bandes L&S ». 2016. Thèse de doctorat. Brest.
- [109] HAJJ, Raghida « Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques » 2010. Thèse de doctorat. Limoges.
- [110] I. Hunter, R. Ranson, A. Guyette and A. Abunjaileh, « Microwave filter design from a systems perspective » *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 71-77, Oct. 2007.
- [111] SAMMOURA, Firas, FUH, Yiin-Kuen, et LIN, Liwei. « Micromachined plastic W-band bandpass filters ». *Sensors and Actuators A: Physical*. vol. 147, no 1, p. 47-51, 2008.
- [112] I.Llamas-Gano, Yongsung Kim, Chang-Wook Back and Yong-Kweon Kim, « A micromachined monolithic half coaxial transmission line filter ». *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Suzhou, pp. 4 pp, 2005.
- [113] B. Ducarouge et al. « Design of MEMS-based microwave and millimeterwave switches for high power applications » *International Semiconductor Conference*, (IEEE Cat. No.03TH8676), Sinaia, Romania, pp. 61-64 Vol. 1, 2003.
- [114] N. H. L. Koster, S. Koblowski, R. Bertenburg, S. Heinen and I. Wolff, « Investigations on Air Bridges Used for MMICs in CPW Technique » *19th European Microwave Conference*, London, UK, 1989.
- [115] Cascade Microtech, « Probe Selection Guide » [En ligne], Disponible :< <http://www.electromec.com/wp-content/uploads/products/Brochures/EPSPG-1.pdf> >. (Consulté le :27/11/2020).
- [116] EZZEDINE, Hussein. « Développement de méthodes de conception pour l'intégration de dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences ». 2011. Thèse de doctorat. Limoges.
- [117] HAIDAR, Ahmad. « Synthèse de filtres hyperfréquences prenant en compte le comportement dispersif des couplages ». 2018. Thèse de doctorat.
- [118] Zecchino, Mike, and Tim Cunningham. « Thin film stress measurement using dektak stylus profilers. » *Veeco Instruments Inc* ,2004.

Micro-fabrication additive des filtres à fort facteur de qualité pour des applications en bande W/G

Dans le cadre de ce travail, des filtres passe-bande hyperfréquences ont été développées pour répondre à des spécifications proposées en bandes W et G. Nous avons utilisé la technologie de micro-fabrication additive permettant d'avoir des cavités métalliques à air avec un fort facteur de qualité.

Mots-clés : Micro-fabrication additive, AZ IPS 6050, filtres millimétriques, facteur de qualité

W/G Band Micro-Fabricated Waveguide Band-Pass Filters

As part of this work, millimeter band-pass filters were developed to meet the given specifications in W and G bands. We used additive micro-fabrication technology which allowed us to fabricate filters based on metallic cavities with an air-filled 3D architecture and a strong quality factor.

Keywords: Additive micro-fabrication, AZ IPS 6050, millimeter band-pass filters, quality factor

